

低電力化電気容量検出装置を用いた 動作中の不正デバイス検知

西澤 誠人^{1,a)} 長谷川 健人² 柳澤 政生² 戸川 望²

概要: IoT デバイスをはじめ、電子回路を用いたハードウェア装置の普及により、電子回路を対象としたセキュリティは重要性を増している。ハードウェア装置の製造過程で、電子回路上に不正なデバイスを挿入される危険性が指摘されている。挿入された不正なデバイスはごく稀に動作し、情報漏洩など、悪意のある動作を引き起こす。これに対し、電気容量解析による不正検知は、ハードウェア装置に挿入された不正デバイスの検知に有効とされる。ところが動作中のハードウェア装置の電気容量の測定は困難であり、いかにこれを解決するかが鍵となる。そこで、本稿では、ハードウェア装置が動作中であっても、電気容量解析を可能とした低電力電気容量検出装置を提案する。提案する電気容量検出装置は、直流電源に交流成分を加算した電源信号を検知対象デバイスに与えることで、動作中の電気容量測定を実現する。また、パワーゲーティングを導入することにより、低電力モードを実現する。さらに、提案する電気容量検出装置をプリント基板に実装し、不正デバイスに模した装置を用いて不正デバイス検知実験をした。その結果、電気容量の変化にもとづき、不正デバイスを模した装置の検知に成功した。また、既存の電気容量検出装置と電力を比較し、提案する電気容量検出装置を低電力モードで動作させた場合、電力が削減されることを確認した。

1. はじめに

近年の IoT (Internet of Things) の普及に伴い、デバイスに高度な機能を追加する研究、開発が活発化し、デバイスの種類、数ともに年々増加している。同時に、企業は開発したデバイスをより安価で大量に製造するため、海外企業への外部発注が増加している。第三製造業者では、依頼されたデバイスに対して攻撃者に情報を漏洩するデバイスや、遠隔操作を可能とするデバイスを埋め込まれるなどの可能性があり、外部発注によるセキュリティの脅威が指摘されている [1]。また、企業はハードウェアのセキュリティ性を向上させるために日々研究をしているが、IoT デバイスの低電力化に伴い、それらの機能においても低電力であることが求められる [2]。本稿では、ソフトウェアでの検知が難しい、物理的な不正デバイスの挿入を低電力に検知する手法を提案する。

従来の不正デバイスを検知する手法として、消費電力を用いた手法がある [3,4]。一般に、不正な機能は、あるトリガを条件として発動するため、稀にしか動作しない。そのため、消費電力にもとづく不正検知では不正な機能が動作するまで検知することができない。電力解析の他に、複数のサイドチャンネルを利用した手法がある [5]。しかし、こちらも電力解析と同様に動作中の不正な機能の特徴にもとづく解析であるため、不正な機能が動作していない場合に検知が難しい。

そこで、電気容量に着目する。電気容量は回路の物理的な構造によって決定されるため、電気容量にもとづく解析であれば、不正デバイスの動作状態と無関係に検出できる。電気容量解析の既存手法として、信号の立ち上がり時間を利用した手法がある [6]。しかし、既存手法では、一度デバイスの主電源を切断する必要があるため、主電源を切断できないデバイスの不正デバイス検知に適さない [7,8]。また、主電源切断時に自身を物理的に対象デバイスから切り離す機能を持つ不正デバイスの検知にも適さない [9]。そこで、デバイス動作中の電気容量解析手法を提案する。デバイス動作に必要な直流電圧と電気容量解析に必要な交流信号を合成した電源を検知対象デバイスに供給することで、

¹ 早稲田大学基幹理工学部情報理工学科
Dept. of Computer Science and Engineering, Waseda University

² 早稲田大学大学院基幹理工学研究科情報理工・情報通信専攻
Dept. of Computer Science and Communications Engineering, Waseda University

a) makoto.nishizawa@togawa.cs.waseda.ac.jp

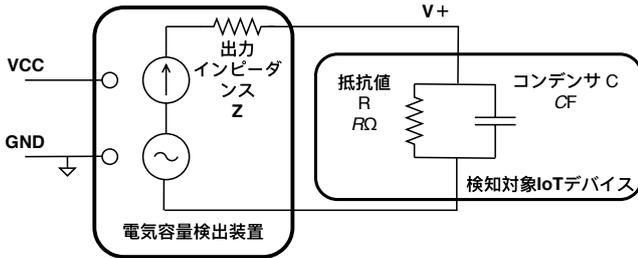


図 1: 検知対象デバイスモデル.

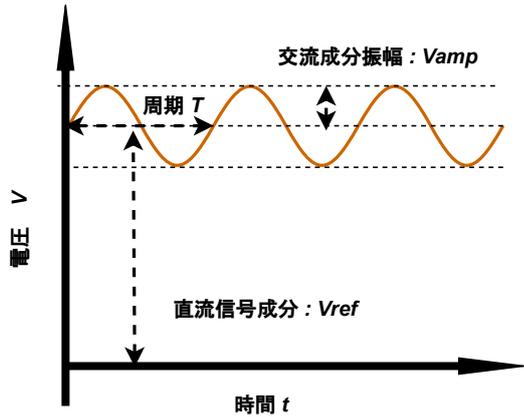


図 2: 電源信号.

動作中の電気容量解析を実現する。我々の知る限り、この手法を用いた検知デバイスは文献 [10] で提案されたものだけである。本稿では、IoT デバイスの動作中に不正な回路を検知するための電気容量の変化を検出するデバイスを提案する。加えて、パワーゲーティングによる低電力化機能を搭載する。電気容量検出装置を 95 mm×70 mm のプリント基板上に装置を実装し、評価実験により不正デバイスの挿入を検出できることを確認する。

本稿は以下のように構成される。2 章では、提案装置の動作原理を説明する。3 章では、提案装置の回路構成を説明する。4 章では、不正挿入されたと仮定したセラミックコンデンサ及び、デバイスを 95 mm×70 mm のプリント基板上に実装した装置を用いて検知した結果を評価する。5 章で本稿をまとめる。

2. 動作原理

本章では、デバイス動作中の電気容量解析手法の原理を示す、

検知対象のデバイスモデルを図 1 に示す。電気容量測定では、検知対象デバイスは電気容量検出装置と接続され、電源を供給される。検知対象デバイスは抵抗値 R と電気容量 C が並列に接続された回路にモデル化できる。モデル化した構造を図 1 中の検知対象 IoT デバイスモデルに示す。検知デバイスは、検知対象デバイスの基準電位から電気容量に相当する電圧を生成し、測定する。

デバイス動作中の電気容量解析を実現するため、検知対

象デバイスに以下の電源を供給する必要がある。

- (1) デバイス作動に必要な電源電圧 V_{ref} .
- (2) 容量測定に必要な交流信号 $V_{amp} \sin(\omega t)$.

この二種類を合わせた検知対象デバイスに与える電源信号のモデルを図 2 に示す。図 2 は横軸は時間、縦軸は電圧を表す。電源信号は、交流成分を持つ信号が直流成分だけ電圧方向に平行移動した信号となる。

検知対象のデバイスに与える交流成分の周期を $T = \frac{2\pi}{\omega}$ 、直流成分の電圧を V_{ref} 、交流成分の振幅を V_{amp} とすると、電源信号の電圧 V_+ は式 (1) で表される。

$$V_+ = V_{amp} \sin(\omega t) + V_{ref} \quad (1)$$

検知対象デバイスの抵抗を R 、容量を C 、それぞれに流れる電流を i_R 、 i_C とすると、検知対象デバイスに流れる電流 i と検知対象デバイスの抵抗に流れる電流 i_R はそれぞれ式 (2)、(3) で表される。

$$i = i_R + i_C \quad (2)$$

$$i_R = \frac{V_{amp} \sin(\omega t)}{R} + \frac{V_{ref}}{R} \quad (3)$$

コンデンサは交流成分を通す一方、直流成分を通さない。したがって、交流成分 $V_{amp} \sin(\omega t)$ を与えるとコンデンサには式 (4) に示される電流 i_C が流れる。

$$i_C = C \frac{d}{dt} V_{amp} \sin(\omega t) = \omega C V_{amp} \cos(\omega t) \quad (4)$$

ここで $f = \frac{\omega}{2\pi}$ の通過周波数を持つバンドパスフィルタを用いることで直流成分が除去され、検知対象デバイスに与えられる電流 i は式 (5) となる。

$$i = \frac{V_{amp}}{R} \sin(\omega t) + \omega C V_{amp} \cos(\omega t) \quad (5)$$

この電流 i に対して位相が 90 度ずれた矩形波信号と同期検波すると式 (6) の電流信号 i_{sync} が得られる。

$$i_{sync} = \begin{cases} \frac{V_{amp}}{R} \sin(\omega t) + \omega C V_{amp} \cos(\omega t) & (-\frac{\pi}{2\omega} + \frac{2n\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{\pi}{2\omega} + \frac{2n\pi}{\omega}) \\ 0 & (\frac{\pi}{2\omega} + \frac{2n\pi}{\omega} < t < \frac{3\pi}{2\omega} + \frac{2n\pi}{\omega}) \end{cases} \quad (6)$$

この信号 i_{sync} を $f = \frac{\omega}{2\pi}$ の周波数を十分平滑化するカットオフ周波数を持つローパスフィルタに入力し、区間 $(-\frac{\pi}{2\omega}) \leq t \leq \frac{\pi}{2\omega}$ で積分すると、ローパスフィルタ通過後の電流 I はローパスフィルタの時定数 τ を用いて式 (7) で表される。

$$I = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{\pi}{2\omega}} i_{sync} = \frac{2C V_{amp}}{\tau} \quad (7)$$

ここで τ 、 V_{amp} は定数であることから、積分後の電流から、電気容量 C を得ることができる。

電源信号生成回路は、大きさ Z の出力インピーダンスを

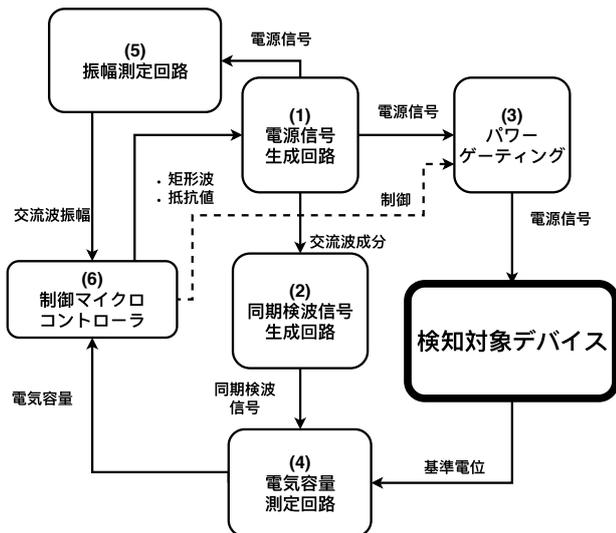


図 3: 電気容量検出装置の概略.

持つ。また、検知対象デバイスモデルのインピーダンスを Z_T とすると、 Z_T は以下の式 (8) で表される。

$$Z_T = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (8)$$

V_+ における交流成分振幅を V_{AMP} とすると、検知対象デバイスに与えられる交流振幅成分 V_{amp} は出力インピーダンス Z と検知対象デバイスのインピーダンス Z_T を用いて式 (9) で計算される。

$$V_{amp} = \left| \frac{Z_T}{Z + Z_T} \right| V_{AMP} \quad (9)$$

式 (9) より、検知対象デバイスに与えられる V_{amp} は検知対象デバイスのインピーダンスに影響される。そこで、電気容量検出装置が V_+ の大きさを調整することで、より幅広いインピーダンスを持つデバイスへの対応を可能にする。

3. 電気容量検出装置の回路構成

本章は、2章の議論にもとづき、電気容量検出装置の回路構成を説明する。電気容量検出装置は以下の回路で構成される。

- (1) 電源信号生成回路
- (2) 同期検波信号生成回路
- (3) パワーゲーティング
- (4) 電気容量測定回路
- (5) 振幅測定回路
- (6) 制御マイクロコントローラ

図 3 に電気容量検出装置の概略を示す。電気容量検出装置は、検知対象デバイスと 2 本の電源線によって接続される。電気容量検出装置はマイクロコントローラ PSoC, CY8C5888LTI-LP097 によって制御される。電源信号生成回路では、制御マイクロコントローラから出力された周波数 1kHz の矩形波を正弦波とし、電源電圧と正弦波から電源信号を生成する。さらに、生成した電源信号をパワー

ゲーティングと同期検波信号生成回路に出力する。パワーゲーティングでは、検知対象デバイスに与える電源をを生成した電源信号と直流電源との間で切り替える。同期検波信号生成回路では、入力された電源信号と交流成分が 90 度ずれた矩形波を生成し、電気容量測定回路に出力する。電気容量測定回路では、検知対象デバイスの基準電位と同期検波信号で同期検波をし、電気容量を測定する。振幅測定回路では、電源信号生成回路によって出力された電源信号の交流成分の大きさを PSoC マイクロコントローラに出力する。

3.1 電源信号生成回路

電源信号生成回路は、PSoC マイクロコントローラ、抵抗分圧回路、二種類の CR ローパスフィルタ、非反転増幅回路、直流信号加算回路から構成され、正弦波及び、直流成分と交流成分を合成した電源信号を出力する。PSoC マイクロコントローラは周波数 1kHz の矩形波を出力する。出力された矩形波は抵抗分圧回路に入力される。抵抗分圧回路はデジタルポテンシャルメータと I²C モジュールから構成され、PSoC マイクロコントローラにより分圧比を制御される。矩形波の大きさを I²C 通信を用いて PSoC マイクロコントローラによって制御された後、CR ローパスフィルタに出力される。二種類の CR ローパスフィルタを通過した矩形波は一度三角波に変換されてから正弦波に変換される。非反転増幅回路は変換された正弦波を増幅し、直流信号加算回路及び、同期検波信号生成回路に出力する。直流信号加算回路では、電源電圧から入力された直流信号に生成された正弦波を加算し、パワーゲーティング、及び振幅測定回路に出力する。

3.2 同期検波信号生成回路

同期検波信号生成回路は、コンパレータ、PSoC マイクロコントローラに搭載される、カウンタ、T フリップフロップから構成される。電源信号生成回路より出力された正弦波は、オペアンプから構成されるコンパレータを通して矩形波に変換され、PSoC マイクロコントローラに出力される。PSoC マイクロコントローラは搭載されているカウンタを用いて矩形波の周波数を二倍した矩形波を生成し、T フリップフロップ及び論理回路を用いて電源信号生成回路より生成された正弦波と位相が 90 度ずれた矩形波を電気容量測定回路に出力する。

3.3 パワーゲーティング

パワーゲーティングは低消費電力レギュレータ、スイッチング回路、PSoC マイクロコントローラにより構成され、低電力モードを実装する。低消費電力レギュレータは直流電源を生成し、電源信号とともにスイッチング回路に入力される。スイッチング回路は PSoC マイクロコントローラ

によって制御され、検知対象デバイスに出力する電源をレギュレータにより生成された電源と、電源信号生成回路により生成された電源信号のいずれかに切り替える。

3.4 電気容量測定回路

電気容量測定回路は電流信号増幅回路、容量成分信号抽出回路から構成される。

3.4.1 電流信号増幅回路

電流信号増幅回路はシャント抵抗器、差動増幅回路、バンドパスフィルタ回路、非反転増幅回路から構成される。検知対象デバイスの基準電位は、シャント抵抗器を通してグラウンドへと接続される。シャント抵抗器前後の電位差を差動増幅回路を用いて増幅し、電流信号を生成する。生成された信号はノイズを取り除くため、バンドパスフィルタに通される。その後、非反転増幅回路でさらに増幅され、バンドパスフィルタでノイズを取り除かれる。ノイズを除去したのち、信号は容量成分信号抽出回路に出力される。

3.4.2 容量成分信号抽出回路

容量成分信号抽出回路はアナログスイッチ、正帰還型アクティブローパスフィルタ、2つのCRノッチフィルタ、非反転増幅回路、CRローパスフィルタ、A/D変換モジュールから構成される。A/D変換モジュールと非反転増幅回路はPSoC内部に搭載される機能を用いる。電流信号増幅回路から生成された信号を同期検波信号生成回路で生成された信号でアナログスイッチを用いて同期検波する。アナログスイッチでは、同期検波信号がハイレベルの場合に増幅された信号を出力し、ローレベルの時0Vの電圧を出力する。アナログスイッチの出力信号は正帰還型アクティブローパスフィルタに入力される。正帰還型アクティブローパスフィルタは入力信号を積分し、電気容量に相当する電圧を出力する[11]。ローパスフィルタから出力された電圧は1つ目のノッチフィルタを通し、非反転増幅回路で増幅される。増幅後、2つ目のノッチフィルタを通り、A/D変換モジュールによってPSoCマイクロコントローラへ出力される。

3.5 振幅測定回路

振幅測定回路はCRハイパスフィルタ、非反転増幅回路、ピークホールド回路、A/D変換モジュールによって構成される。振幅測定回路には電源信号生成回路によって生成された信号が入力される。入力信号はCRハイパスフィルタに通され、直流成分を取り除かれる。正弦波となった入力信号は、非反転増幅回路により増幅され、ピークホールド回路で振幅に等しい電圧になる。振幅はA/D変換モジュールを通してPSoCマイクロコントローラに出力される。

3.6 制御マイクロコントローラ

制御マイクロコントローラとして、PSoC、CY8C588LTI-

LP097を用いる。制御マイクロコントローラは以下の3種類の制御をする。

- (1) 電源信号の振幅測定。
- (2) 電源信号の振幅調整。
- (3) 低電力化。

3.6.1 電源信号の振幅測定

制御マイクロコントローラは出力信号振幅調整回路の振幅測定回路を用いて、電源信号の振幅を測定する。測定の際につきを打ち消すため、この処理を繰り返して、複数の振幅を測定し、平均値を算出する。本稿では、繰り返し回数を16と設定する。

3.6.2 電源信号の振幅調整

制御マイクロコントローラには、10bitの振幅の最適値と許容範囲が入力されている。本稿では、振幅の最適値を768とし、許容範囲を最適値 $\pm 10\%$ の範囲とした。振幅測定の結果が最適値と比較して許容範囲内の場合、処理を終了する。許容範囲外の場合、制御マイクロコントローラは分圧比調整機能付き抵抗分圧回路の分圧比を変更する。この時、設定する分圧比は二分探索で決定される。変更後、振幅をもう一度測定し、振幅を調整する。この処理を振幅が許容範囲内の値になるまで繰り返す。

3.6.3 低電力化

電気容量検出装置を検知対象デバイスに適用する場合、常に電気容量を測定する。しかし、電気容量を測定しない場合、交流波成分を持つ電源信号を検知対象デバイスに供給する必要はない。また、電気容量測定に必要な交流信号を生成する場合、多くの電力を消費する。そこで、PSoCマイクロコントローラとパワーゲーティングを用いて検知対象デバイスに与える電源を制御することで、以下に示す(1)低電力モードと(2)測定モードの二つの動作モードを設定し、低電力化を実現する。

- (1) 低電力モード:直流電源を検知対象デバイスに与える。
この時、不正改変は検知しない。
- (2) 測定モード:交流成分を持つ電源を検知対象デバイスに与える。

低電力モードでは、電気容量検出装置は検知対象デバイスに直流電源を供給する。図1に示される通り、検知対象デバイスは電気容量検出装置から直接電源を供給される。そのため、電気容量を測定しない場合に検知対象デバイスが動作するためには、低電力モードにおいても直流電源を供給し続ける必要がある。そこで、検知対象デバイスに直流電源を与える機構をそなえる。PSoCマイクロコントローラは低電力モードの時、交流成分を生成する機能を無効にし、3.3節に示すパワーゲーティング回路を制御することで、適切な電圧の直流電源を検知対象デバイスに供給する。

測定モードでは、交流成分を持つ電源を検知対象デバイスに供給する。PSoCマイクロコントローラは、測定モー

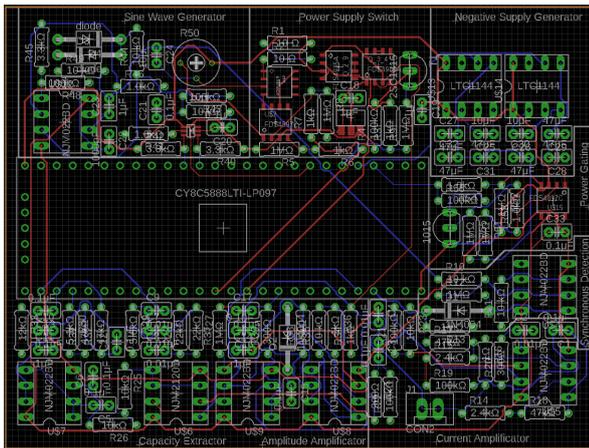


図 4: 回路デザインソフトウェア EAGLE を用いた配線。



図 5: 電気容量検出装置を実装したプリント基板。

ドの時、交流信号を生成する機能を有効にし、検知対象デバイスに電源信号生成回路によって生成された電源信号を供給する。

4. 実装と評価実験

本章では、電気容量検出装置を 95 mm×70 mm のプリント基板に実装し、評価する。

電気容量検出装置は回路デザインソフトウェア EAGLE を用いて配線した。また、配線した回路図をもとに 95 mm×70 mm のプリント基板上に実装した。図 4 に電気容量検出装置の配線を示す。図 5 に実装したプリント基板を示す。

上記のプリント基板に実装した装置の性能評価方法として、以下の 3 種類の評価実験をした。

- (1) セラミックコンデンサの挿入。
- (2) 不正デバイスの挿入。
- (3) 低電力化の実験。

電気容量検出装置は、Keythley 社製のプレジジョンプログラマブル DC 電源 2280S 32-6 から電圧 5V、最大電流 0.3A の電源を供給される。

表 1: セラミックコンデンサ挿入時の測定結果。

挿入したセラミックコンデンサ	正規化した測定結果
挿入なし	1.000
0.1 μF	1.356
1 μF	2.157
10 μF	2.558

4.1 セラミックコンデンサの挿入

電気容量検出装置の性能を評価するため、検知対象デバイスにセラミックコンデンサを挿入し、電気容量の変化を検知した。検知対象デバイスとして、低消費電力通信デバイスの TWELITE [12] を用いる。TWELITE は電気容量検出装置から出る二本の電源線で接続される。二本の電源線の間には 0.1 μF 、1 μF 、10 μF のセラミックコンデンサを挿入した。

表 1 に各セラミックコンデンサを挿入した結果を示す。表 1 は、挿入なしを 1.000 として結果を正規化したものである。比較のため、デジタルポテンシャルメータの分抵抗値をそれぞれの挿入において一定とした。測定結果は、挿入なしの場合の値で正規化すると、0.1 μF のセラミックコンデンサを挿入した場合に 1.356、1 μF のセラミックコンデンサを挿入した場合に 2.157、10 μF のセラミックコンデンサを挿入した場合 2.558 であった。以上の結果から、それぞれの大きさの電気容量を持つセラミックコンデンサを挿入した場合に、識別可能な値を得られたため、電気容量検出装置は電気容量を測定可能であるといえる。

4.2 デバイスの挿入

検知対象デバイスに不正デバイスを挿入したと仮定して電気容量を測定した。検知対象デバイスには Arduino-Uno [13] を用いた。また、Arduino-mini を不正デバイスと仮定して検知対象デバイスに挿入した。電気容量検出装置は、Arduino-Uno に対し、二本の電源線から電源を供給する。Arduino-Uno は距離センサ [14] と接続され、センサから得られたデータをもとに物体までの距離を計算する。また、Arduino-mini は、Arduino-Uno の入出力ポートに接続され、ポートへの入力および出力を監視する。図 6 に Arduino-mini を電気容量検出装置と Arduino-Uno の間に挿入した回路を示す。Arduino-mini は、電気容量検出装置と Arduino-Uno の間に挿入される。Arduino-mini は Arduino-Uno と電気容量検出装置から供給される二本の電源線を共有する。この時に電気容量検出装置より得られる電気容量測定結果を挿入なしの場合と比較する。

表 2 に Arduino-mini を挿入した場合の測定結果を示す。表 2 は、挿入前の結果を 1.000 として正規化した。正規化した挿入後の電気容量は 1.065 であった。以上の結果から、区別可能な測定結果が出ているため、電気容量検出装置は不正デバイスの挿入を検知可能といえる。

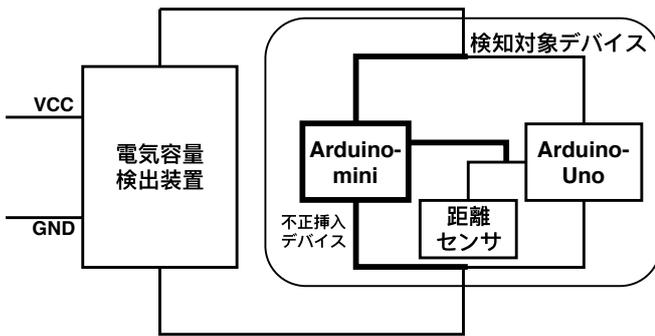


図 6: Arduino-mini を挿入したときの構成。

表 2: Arduino-mini 挿入時の測定結果。

挿入状況	正規化した測定結果
挿入前	1.000
挿入後	1.065

表 3: 測定モードと低電力モードの消費電力比較。

モード	消費電力 [mW]
測定モード	275.38
低電力モード	96.84

4.3 低電力化の実験

電気容量検出装置の低電力モードの消費電力を測定モードの消費電力と比較した。電気容量検出装置の消費電力のみを計測するため、検知対象デバイスを接続しない場合の消費電力を測定した。表 3 に消費電力を比較した結果を示す。消費電力の測定には、Tektronix 社製のオシロスコープ MDO3104 を利用し、受動電圧プローブ TPP1000 と電流測定プローブ TCP0030A を用いて計測した電圧と電流の積から消費電力を算出した。表 3 に示す値は、10 回測定した消費電力の平均値である。測定モードの消費電力は 275.38 mW であり、低電力モードの消費電力は 96.84 mW であった。低電力モードでは、測定モードと比較して 65 % の消費電力が削減された。

5. おわりに

本稿では、低電力な電気容量にもとづく電気容量検出装置を提案し、95 mm × 70 mm のプリント基板上に実装し評価した。低電力化には、パワーゲーティングを利用し、低電力モードを実装した。電気容量検出装置から出る二本の電源線に様々な電気容量のセラミックコンデンサを挿入し、電気容量の違いを測定できるかを検証した。また、実際に検知対象デバイスと不正挿入デバイスを仮定し、挿入前後の電気容量の変化を比較することで、不正挿入を検出した。さらに、低電力モードと測定モードで消費電力を比較し、消費電力の削減を確認した。

今後は、提案した電気容量検出装置のより幅広い範囲のインピーダンスを持つデバイスへの対応を目指す。

謝辞

本研究開発は一部、総務省 SCOPE (受付番号 171503005) の委託を受けた。

参考文献

- [1] S. Ghosh, A. Basak, and S. Bhunia, “How secure are printed circuit boards Trojan attacks?” *IEEE Design and Test*, vol. 32, no. 2, pp. 7–16, 2015.
- [2] H. Kim, “Low power routing and channel allocation method of wireless video sensor networks for Internet of Things (IoT),” in *Proc. 2014 IEEE World Forum on Internet of Things*, 2014, pp. 446–451.
- [3] R. M. Rad, X. Wang, M. Tehranipoor, and J. Plusquellic, “Power supply signal calibration techniques for improving detection resolution to hardware Trojans,” in *Proc. IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design*, 2008, pp. 632–639.
- [4] D. Agrawal, S. Baktir, D. Karakoyunlu, P. Rohatgi, and B. Sunar, “Trojan detection using IC fingerprinting,” in *Proc. IEEE Symposium on Security and Privacy*, 2007, pp. 296–310.
- [5] S. Narasimhan and D. Du, “Multiple-parameter side-channel analysis: a non-invasive hardware Trojan detection approach,” in *Proc. Hardware-Oriented Security and Trust*, 2010, pp. 13–18.
- [6] O. Martens, S. Pille, and M. Reidla, “Capacitance measurement with MSP430 microcontrollers,” in *Proc. European Embedded Design in Education and Research Conference*, 2014, pp. 260–263.
- [7] X. Fang, S. Misra, G. Xue, and D. Yang, “Smart grid — the new and improved power grid: A survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 14, no. 4, pp. 944–980, 2012.
- [8] A. Mercian, M. P. McGarry, M. Reisslein, and W. Kellerer, “Software Defined Optical Access Networks (SDOANs): A Comprehensive Survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 4, pp. 1–23, 2015.
- [9] Y. Shin, J. Seomun, K.-M. Choi, and T. Sakurai, “Power gating,” *ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems*, vol. 15, no. 4, pp. 1–37, 2010.
- [10] 北山遼育, 竹中崇, 柳澤政生, 戸川望, “動作中の IoT デバイスに対する電気容量変化の測定を用いた不正改変検知装置の設計,” *信学技報*, vol. 116, no. 330, pp. 129–134, 2016.
- [11] J. Solomon, “The monolithic op amp: a tutorial study,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 9, no. 6, pp. 314–332, 1974.
- [12] MONO-WIRELESS, “TWELITE DIP datasheet,” [Online]. Available: <https://mono-wireless.com/jp/products/TWE-Lite-DIP/MW-PDS-TWELITEDIP-JP.pdf>.
- [13] Atmel, “ATmega328/P datasheet,” [Online]. Available: www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P-Datasheet.pdf.
- [14] SHARP, “GP2Y0A21YK datasheet,” [Online]. Available: <https://docs-apac.rs-online.com/webdocs/0d1b/0900766b80d1bdcb.pdf>.