

パッシブ素子を用いた圧電素子による振動発電の出力電力向上に関する提案

正員 南 政孝^{*a)} 非会員 阪部 智城^{*}
正員 茂木 進一^{*} 正員 道平 雅一^{*}

Improvement in Output Power of Vibration Generators based on Piezoelectric Elements using Passive Devices

Masataka Minami^{*a)}, Member, Tomoki Sakabe^{*}, Non-member, Shin-ichi Motegi^{*}, Member, Masakazu Michihira^{*}, Member

(2017年6月19日受付, 2017年8月9日再受付)

Since piezoelectric elements convert mechanical vibration into electrical power, vibration generators based on piezoelectric elements have been highlighted as low-power sources. This paper investigates the output power improvement of vibration generators based on piezoelectric elements using a passive device, such as an inductor. The proposed circuit is focused on the *LC* resonance between the added inductor and the internal capacitor. The validity of the proposed circuit is verified both numerically and experimentally.

キーワード: 振動発電, 圧電素子, *LC* 共振, パッシブ素子

Keywords: vibration generators, piezoelectric elements, *LC* resonance, passive devices

1. はじめに

近年, 身の回りにある様々な形態のエネルギーを電気エネルギーに変換して利用する技術が注目を集めている⁽¹⁾。これらのエネルギーは, 力学 (振動, 変形, 流動など), 電磁波, 熱, 光, バイオと多種多様であり, 各方面で実用に向けた試作実験や研究開発が進められている⁽²⁾。その中で本研究では, 圧電素子を用いて振動エネルギーを電気エネルギーに変換する振動発電について検討する。

圧電素子を用いた振動発電は幅広い分野で研究されている⁽³⁾。微小電力を利用する目的で, マイクロ電気機械システム技術を用いた圧電素子が開発され⁽⁴⁾, 電池レス無線センサが試作されている⁽⁵⁾。流動に注目し, 沸騰時の気泡を利用した発電方式も提案されている⁽⁶⁾。一般に, 振動発電による発電量は微小であるため, 発電量増大を目的とした研究も多い。そのアプローチとして, 振動モードに着目した多モード振動を利用する提案⁽⁷⁾や振動幅に着目した機械的な共振振動を利用する提案⁽⁸⁾などがある。しかし, 電気

的な共振を利用した発電量増大のアプローチは少ない。

本論文では, パッシブ素子による電気的な共振を利用して発電量を増大させることを目指す。まず等価回路を用いて, 理論的に発電量増大の原理を明らかにする。そして数値解析と実機実験に基づき, 提案手法の効果を検証する。

2. 圧電素子の等価回路と整流回路

圧電素子は機械的振動のエネルギーを電気エネルギーに変換する素子であり, 機械部と電気部を等価回路モデルとして表すことができる⁽⁹⁾。Fig. 1 に, このモデルの電気部のみを抽出した等価回路を示す。機械部からのエネルギー源が交流電流源として表現され, 圧電部分を内部の静電容量として表される。本論文では, この内部容量と並列共振させるためにインダクタを並列に接続することを提案する。そして, *LC* 共振により発電量が增大する結果を示す。

また, 振動発電により発電した電力は整流して用いられ

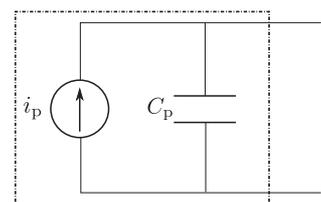


Fig. 1. Equivalent electrical circuit of piezoelectric element.

a) Correspondence to: Masataka Minami. Email: minami@kobe-kosen.ac.jp

* 神戸市立工業高等専門学校 電気工学科
〒651-2102 神戸市西区学園東町 8-3
Kobe City College of Technology
8-3, Gakuenhigashi, Nishi-ku, Kobe 651-2102, Japan

る。発電量自体が微小であるため、駆動エネルギーが必要なアクティブ素子を用いずに、パッシブ素子だけの整流回路を使用することが多い。パッシブ素子を用いた整流回路については、ダイオードとキャパシタを組み合わせ、非線形キャパシタを利用した回路⁽¹⁰⁾、ダイオードブリッジのDC側にLとCの共振を用いた回路⁽¹¹⁾、入力電流の流入モードを2分割した方式⁽¹²⁾、さらに、従来の三相整流回路のAC側にパッシブ素子を用いた単相整流回路⁽¹³⁾をはじめ、その他にも多くの成果が報告されている⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。本論文では、整流回路にダイオードブリッジを利用するが、整流回路のAC側にパッシブ素子であるインダクタを接続することにより、これまで提案されたパッシブ素子を用いた整流回路の効果が重畳されることが期待される。

3. 圧電素子の電気特性と提案手法

本章では、圧電素子の電気特性を交流回路から理論的に導出する。そして、出力最大電力が内部容量に依存することを明らかにする。この結果を受けて、内部容量を相殺するようなLC共振を提案して、効果を理論的に裏付ける。さらに、交流電力をダイオードブリッジにより整流された場合の出力特性についても同様に検討する。

(3-1) 圧電素子の交流特性 Fig. 2 に圧電素子の交流特性を測定する回路を示す。この回路は、Fig. 1 で表現した等価回路の出力端に抵抗を接続したものであり、抵抗を可変にすることで、圧電素子の出力電流電圧特性の関係を導出することが可能になる。

圧電素子は、交流電流源 $i_p = \sqrt{2}I_p \sin \omega t$ と内部容量 C_p で表現されている。ただし、 ω は振動の角周波数で、周期を T とすると、 $\omega = 2\pi/T$ の関係がある。また、図中には省略しているが、現実の圧電素子には並列に内部抵抗 R_p が存在するので、この成分も考慮する必要がある。ここで、Fig. 1 は交流回路であるので、電圧電流をフェーザによって表現すると、交流電流源は \dot{I}_p 、出力電流電圧は \dot{I}_O 、 \dot{V}_O となる。また、内部インピーダンス \dot{Z}_p は、 $\dot{Z}_p = R_p // (1/j\omega C_p) = R_p / (1 + j\omega C_p R_p)$ と表現できる。

まず、抵抗に流れる電流 \dot{I}_O は Kirchhoff の電流則より、内部インピーダンス \dot{Z}_p と抵抗 R に分流されるので、以下のようになる。

$$\dot{I}_O = \frac{\dot{Z}_p}{R + \dot{Z}_p} \dot{I}_p = \frac{R_p \dot{I}_p}{(R + R_p) + j\omega C_p R_p R} \dots\dots\dots (1)$$

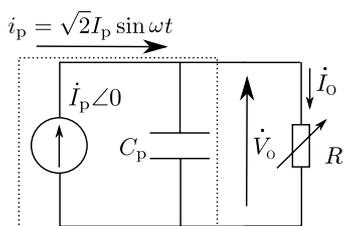


Fig. 2. Equivalent electrical circuit of piezoelectric element and its AC circuit structure.

ここで、電流電圧の大きさを $I_p = |\dot{I}_p|$ 、 $I_O = |\dot{I}_O|$ 、 $V_O = |\dot{V}_O|$ とすると、 $I_O = R_p I_p / \sqrt{(R + R_p)^2 + (\omega C_p R_p R)^2}$ となる。さらに、 $R = V_O / I_O$ を代入して、可変な定数 R を消すと、次式に展開できる。

$$\left(\frac{I_O}{I_p} + \frac{V_O}{R_p I_p}\right)^2 + \left(\frac{V_O}{I_p \omega C_p R}\right)^2 = 1 \dots\dots\dots (2)$$

内部抵抗 R_p が充分大きいので、 $V_O / R_p I_p$ の項を無視して考えると、Eq. (2) は I_O と V_O を変数とする楕円の方程式となる。そのため、圧電素子の I - V 特性は、楕円の第1象限に現れる曲線と類似した特性となる。さらに、電流を電圧の関数で表現すると次式になる。

$$I_O = \sqrt{I_p^2 - (\omega C_p)^2 V_O^2} - \frac{V_O}{R_p} \dots\dots\dots (3)$$

次に圧電素子の最大電力について考える。電力伝送定理より、出力電力 $P_O = I_O V_O$ が最大となる抵抗値は、 $R = |\dot{Z}_p| = 1 / \sqrt{(1/R_p)^2 + (\omega C_p)^2}$ のとき (以後、 $Z_p = |\dot{Z}_p|$ とする) であり、このとき、 $I_O = (1 / \sqrt{1 + Z_p/R_p})(I_p / \sqrt{2})$ 、 $V_O = (Z_p / \sqrt{1 + Z_p/R_p})(I_p / \sqrt{2})$ となり、 P_O は以下となる。

$$P_O = \frac{1}{\sqrt{(1/R_p)^2 + (\omega C_p)^2 + (1/R_p)}} \left(\frac{I_p}{\sqrt{2}}\right)^2 \approx \frac{1}{\omega C_p} \left(\frac{I_p}{\sqrt{2}}\right)^2 \dots\dots\dots (4)$$

内部抵抗 R_p が充分大きいので、 $1/R_p$ の項を無視した Eq. (4) について考える。 I_p は振動発電によって生成される電流値を表し、 C_p は圧電素子自体の容量を表現していた。そのため、発電量 P_O を増大させるためには、機械的振動を改善して I_p を増大させるか、電気回路を改善して C_p を減少させるかの2つの方法が考えられる。

(3-2) 提案手法とその交流特性 本節では、前節で取り上げた圧電素子の内部容量 C_p を等価的に減少させるために、並列にインダクタを挿入することを提案する。

Fig. 3 に提案回路を示す。内部容量 C_p は、 $1\mu F$ 程度と非常に小さいので、振動周波数とLC共振周波数を一致させるためのインダクタの値が大きくなってしまふ。そこで、LC共振に用いるインダクタを極力小さく設計するために、補助的にキャパシタを1つ追加することを考える。Fig. 3 におけるインダクタ L_A とキャパシタ C_A と内部容量 C_p が振動周波数と共振するように設計する。また、図中には省略しているが、インダクタ L_A に直列抵抗成分 R_A を考慮する。

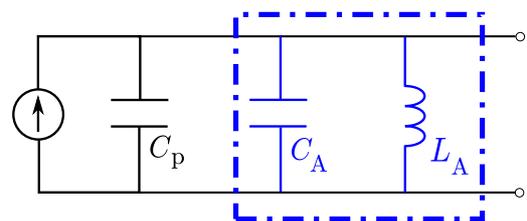


Fig. 3. Proposed circuit with L_A and C_A .

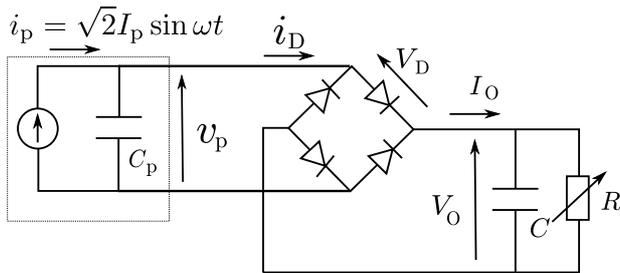


Fig. 4. DC circuit structure.

Fig. 3 における出力電圧特性について導出する。前節と同様に、交流回路として考えることができる。紙面の都合上、詳細は割愛するが、出力電流 I_O と出力電圧 V_O の関係は以下の通りである。

$$I_O = \sqrt{I_p^2 - \left\{ \omega(C_p + C_A) - \frac{\omega L_A}{R_A^2 + (\omega L_A)^2} \right\}^2 V_O^2} - \left(\frac{1}{R_p} + \frac{R_A}{R_A^2 + (\omega L_A)^2} \right) V_O \dots\dots\dots (5)$$

Eq. (5) と従来の関係 Eq. (3) を比較すると、第 2 項の中括弧内にある $\omega L_A / (R_A^2 + (\omega L_A)^2)$ の項が等価的に内部容量 C_p を減少させることで、出力電流を向上させていることがわかる。さらに、理想的な共振状態 ($R_A = 0, (\omega L_A)(\omega(C_p + C_A)) = 1$) の場合[†]には、ルートの項全体が I_p となるので、内部抵抗を考慮した電流源となる。そのため、最大電力のより一層の向上に繋がると考えられる。

〈3・3〉 整流平滑回路 圧電素子から出力される電力は、整流平滑回路により直流出力として利用される。本節では、Fig. 1 の圧電素子からの電力を整流平滑化した場合の出力電流電圧特性を文献(16), (17)を参考に導出する。

Fig. 4 に圧電素子にダイオードブリッジと平滑用キャパシタにより構成される整流平滑回路を接続した回路を示す。動作説明のため、変数を図中に示すように定義する。さらに、Fig. 5 に本論文の予備実験として電圧および電流波形を測定した結果を示す。Fig. 4, Fig. 5 を用いて、提案する回路動作について説明する。

入力電圧 v_p は交流波形であるため、 v_p の絶対値がダイオード 2 つ分の電圧降下 $2V_D$ と出力電圧 V_O の和 $V_O + 2V_D$ を超えるまで、整流回路のダイオードは導通しない。一方、 v_p が $V_O + 2V_D$ を超えると、整流回路を通して負荷側へ電流が流れる。Fig. 5 において、 $-t_{on} \leq t \leq 0$ で整流回路は導通しており、 $0 < t < t_{off}$ では整流回路が導通しない期間である。そして、 $t_{off} \leq t \leq T/2$ では整流回路が再び導通している。以上のことから、導通と非導通が切り替わる時刻における入力電圧 v_p には、 $v_p(0) = -(V_O + 2V_D)$ 、 $v_p(t_{off}) = V_O + 2V_D$ の関係があることがわかる。また、Fig. 5 の出力電圧 V_O の値は一定であるとする。

次に電流経路に注目し、出力電流 I_O と出力電圧 V_O の

[†] 周波数の変化に応じて、 $(\omega L_A)(\omega(C_p + C_A)) = 1$ になるようなインダクタを選定する必要がある。

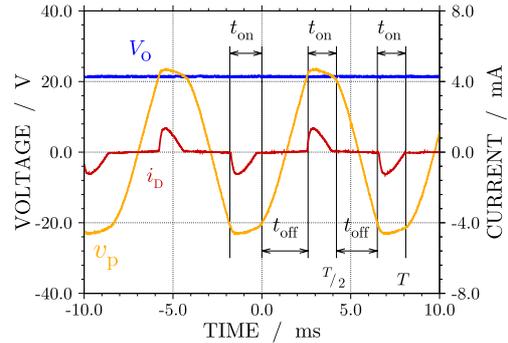


Fig. 5. Voltage and current waveforms.

関係を導出する。直流では電流の大きさを平均値として計算するため、出力電流は $I_O = 1/(T/2) \int_0^{T/2} |i_D| dt$ となる。さらに、 $0 < t < t_{off}$ において、整流回路は導通しないため、 $i_D = 0$ となる。また、平滑用キャパシタ C が、圧電素子の内部容量 C_p より充分大きいとき、ほとんどの電流は平滑用キャパシタに流れるため、整流回路から出力される電流 i_D は入力電流 $i_p = \sqrt{2}I_p \sin \omega t$ ^{††} から内部抵抗 R_p に流れる電流 (v_p/R_p) を差し引いたものと同ほ等しいと考えられる。以上から、出力電流 I_O は以下のように展開できる。

$$I_O = \frac{2}{T} \int_{t_{off}}^{T/2} \left(\sqrt{2}I_p \sin \omega t - \frac{v_p}{R_p} \right) dt = \frac{2}{T} \frac{\sqrt{2}I_p}{\omega} (1 + \cos \omega t_{off}) - \frac{2}{T} \int_{t_{off}}^{T/2} \frac{v_p}{R_p} dt \dots\dots\dots (6)$$

続いて、整流回路が導通しない期間 ($0 \leq t \leq t_{off}$) の電流を考える。この期間では、電源電流 i_p は内部容量 C_p と内部抵抗 R_p に流れる。そのため、次の式が成り立つ。

$$i_p - \frac{v_p}{R_p} = C_p \frac{dv_p}{dt} \dots\dots\dots (7)$$

この両辺を $0 \leq t \leq t_{off}$ の区間で積分すると、以下となる。

$$\int_0^{t_{off}} \left(\sqrt{2}I_p \sin \omega t - \frac{v_p}{R_p} \right) dt = C_p \int_{v_p(0)}^{v_p(t_{off})} dv_p = \frac{\sqrt{2}I_p}{\omega} (1 - \cos \omega t_{off}) - \int_0^{t_{off}} \frac{v_p}{R_p} dt = C_p (v_p(t_{off}) - v_p(0)) = 2C_p (V_O + 2V_D) \dots\dots\dots (8)$$

Eqs. (6), (8) の結果から、出力電流 I_O と出力電圧 V_O の関係は次式となる。

$$I_O = -\frac{2}{\pi} \omega C_p (V_O + 2V_D) + \frac{2}{\pi} \sqrt{2}I_p - \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{v_p}{R_p} dt \approx -\frac{2}{\pi} \omega C_p (V_O + 2V_D) + \frac{2}{\pi} \sqrt{2}I_p \dots\dots\dots (9)$$

^{††} Fig. 5 では、ダイオードの切り替わるタイミングを $t = 0$ と置いているので、電流源の時間波形は $i_p = \sqrt{2}I_p \sin(\omega t + \theta)$ となり、位相 θ だけずれることになる。しかしながら、その位相差が非常に小さいので、ここでは $\theta = 0$ と近似する。

ここで、内部抵抗 R_p により減少する電流の項 (第3項) は、内部抵抗 R_p が充分大きいことに加えて、Fig. 5 の v_p の時間波形が $-\cos \omega t$ の形状に近く、その半周期の平均値がほぼ0になることから無視している。この関係式から、Eq. (9) は I_O と V_O の関係が負の傾きを持つ直線を表すことがわかる。

最後に、出力最大電力について考える。Eq. (9) から、 $I_O = \sqrt{2}I_p/\pi - 2\omega C_p V_D/\pi$, $V_O = I_p/(\sqrt{2}\omega C_p) - V_D$ のときに出力電力が次式のように最大となる。

$$P_O = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\omega C_p} \left(\frac{I_p}{\sqrt{2}} - \omega C_p V_D \right)^2 \dots\dots\dots (10)$$

この値において、ダイオードの電圧降下 V_D が微小であることから、 V_D の項を無視すると、整流することで、交流特性と同様、最大出力電力は、内部容量 C_p と電源電流 I_p に依存し、交流特性の最大電力値 (Eq. (4) を参照) の定数倍 ($2/\pi$ 倍) になることもわかる。本論文の提案手法による出力電圧電流特性は、位相のずれやダイオードのオン時間の变化などにより定式化には至っていないが、内部容量 C_p を等価的に相殺するという観点からは、発電量増大の効果が整流平滑回路を介しても期待できる。

4. 数値解析

本章では、前章で説明した圧電素子の出力特性と提案手法の効果を数値的に検証する。

〈4・1〉 解析条件 数値解析に用いる回路シミュレータは、LTspice IV を用いる。そして、実機の予備実験から、 $C_p = 1.06 \mu\text{F}$, $R_p = 2.8 \text{k}\Omega$, $\omega = 2\pi \times (120 \text{Hz})^\dagger$ と設定する。また整流回路のダイオードは、ショットキーバリアダイオード 1N5818 (30 V, 1 A) を使用し、順方向電圧 V_D は数値計算上で約 0.2 V である。そして、平滑用キャパシタ $C = 22 \mu\text{F}$ とする。さらに、提案手法に用いるインダクタは、 $L_A = 816.3 \text{mH}$, $R_A = 56.4 \Omega$ (使用する実物を LCR ハイテスタ 3532-50 を用いて 120 Hz の条件下で測定) を用いる。補助キャパシタ C_A は、内部容量 C_p とインダクタ L_A の測定結果から、 $C_A = 1.0 \mu\text{F}$ とする。次章で詳述するが、電源電流 I_p は実験毎に値が変動する。そこで、提案手法の効果を検証するため、数値解析では次章の従来結果の値を参考に、電源電流 I_p を定める。その結果、交流特性は $I_p = 9.2 \text{mA}$, 直流特性は $I_p = 7.3 \text{mA}$ と設定する。

〈4・2〉 解析結果 Fig. 6 に圧電素子および提案手法を適用した交流特性の数値解析結果を示す。図中の曲線および直線は、Eqs. (3), (5) の関係式を表している。また、出力電力はEqs. (3), (5) の関係式に出力電圧を乗じた関係である。この結果から、3章で理論的に導出した出力電流電圧特性の関係式が定量的に一致していることがわかる。さ

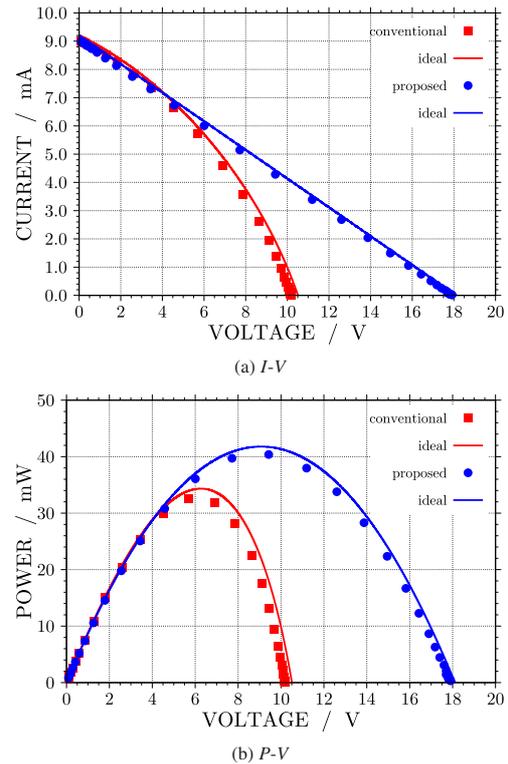


Fig. 6. I-V and P-V AC characteristics of conventional system and proposed system in numerical calculation.

らに、提案手法を適用した場合には、出力最大電力が約 1.2 倍にまで向上していることが確認できる。

次に、Fig. 7 に整流平滑回路を接続した圧電素子および提案手法を適用した出力特性の数値解析結果を示す。Fig. 7(a) の直線は、Eq. (9) の関係式を表している。Fig. 6(b) と同様に、Fig. 7(b) の曲線は Eq. (9) の関係式に出力電圧を乗じた関係である。Fig. 6(b) と Fig. 7(b) における従来の結果に注目すると、ほぼ等しい電圧値 (約 6.2 V) で最大出力電力となっている。これは、〈3・1〉節および〈3・3〉節で述べた最大電力となる電圧値がほぼ等しいことに起因している。

Fig. 7(a) の提案手法の結果に注目すると、従来の圧電素子における傾向と同じく負の傾きを持つ直線である。短絡電流の値がほぼ等しく、傾きが緩やかであることから、挿入したインダクタ L_A により、Eq. (9) の内部容量 C_p の値を等価的に小さくし、効果が得られていると考えられる。

5. 実機実験結果

本章では、前章で示したシミュレーション結果を実機実験によって実証する。実機実験において、振動源には、Fig. 8 に示す振動発生装置 (旭製作所社製、WaveMaker05[†]) を用いて、これまでと同様のパラメータを設定する。負荷抵抗 R を変化させて 2 回ずつ測定したときには、電源電流 I_p の変動は僅かであるが、実験毎に機械的な振動にバラツキがあるため、電源電流 I_p の値は変動してしまう。この値を一定にして実機実験を実施することは今後の課題である。

[†] 振動発生機 SL-0505 と振動コンソール APD-050FCA により構成。

[†] 本論文では言及していないが、本研究では自動車などのエンジン振動を発電に利用することを想定している。そのため、振動数が約 7000min^{-1} を周波数に換算して、120 Hz としている。本論文では、周波数が固定の場合について検討しているが、周波数が変動する場合には、最大出力を得られる L_A と C_A の値も変動する。その場合には、電圧で制御可能な可変容量素子⁽¹⁸⁾を C_A に適用する方法を考えている。

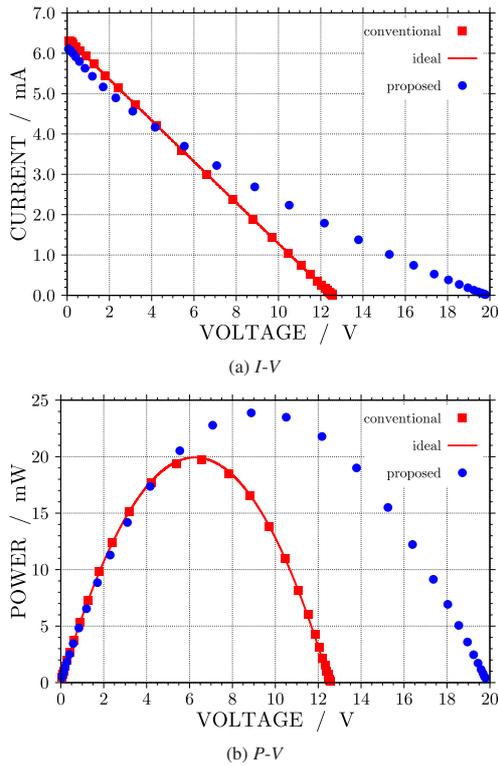


Fig. 7. I - V and P - V DC characteristics of conventional system and proposed system in numerical calculation.

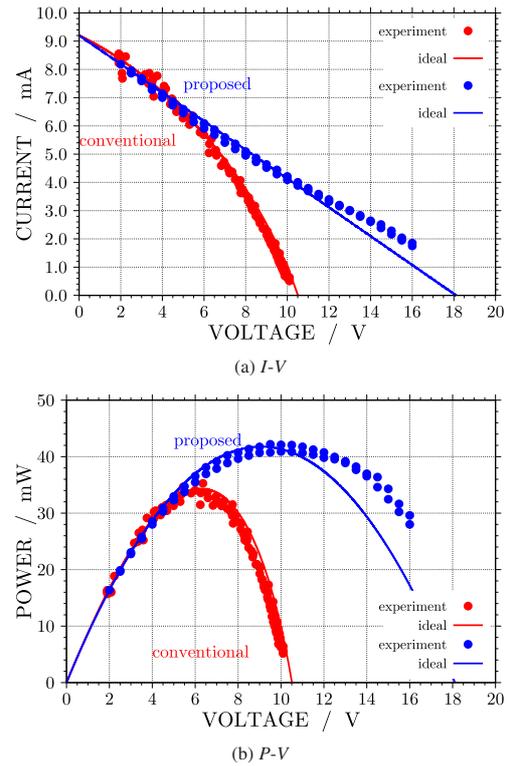


Fig. 9. I - V and P - V AC characteristics of conventional system and proposed system in experimental system.

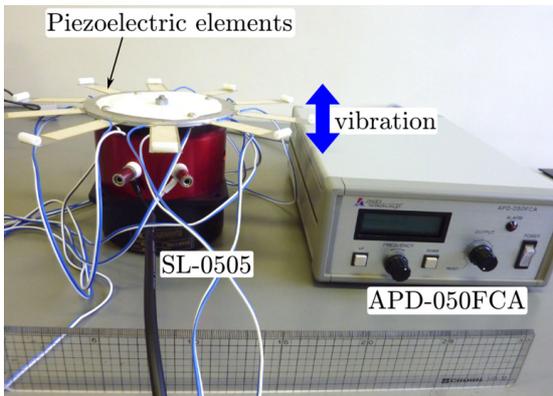


Fig. 8. Vibration generator with piezoelectric elements.

Fig. 9 に圧電素子および提案手法を適用した交流特性の実験結果を示す。前章と同様、図中の曲線および直線は、Eqs. (3), (5) の関係式および出力電圧を乗じた出力電力を表している。Fig. 9 と前章の Fig. 6 を比較すると、定性的に結果が一致していることがわかる。つまり、インダクタ L_A による効果が現れていることが実験実験にて実証された。提案手法において、出力電圧 12 V 以上の領域で、Eq. (5) と乖離している箇所が見受けられる。この原因は、インダクタに印加される電圧値によって、 L_A と R_A の値が変化するためであると考えられる。LCR ハイテスタ 3532-50 を用いて、印加する電圧毎のインダクタを測定すると、電圧上昇に対して、 L_A が増加し、 R_A が低下する結果を確認している。Eq. (5) において、この変化により出力電流が増加した

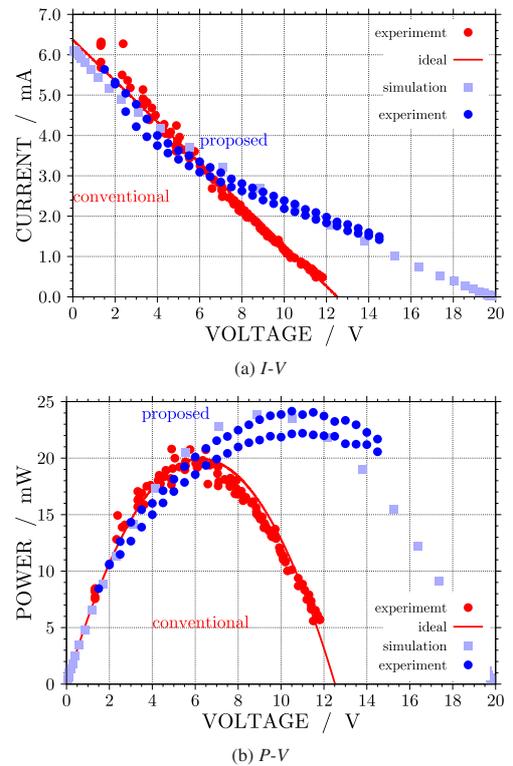


Fig. 10. I - V and P - V DC characteristics of conventional system and proposed system in experimental system.

と考えられる。

次に、Fig. 10 に整流平滑回路を接続した圧電素子および提案手法を適用した出力特性の実験結果を示す。交流特性

と同様に, Fig. 10 と前章の Fig. 7 を比較すると, 定性的に一致しており, 提案手法による出力電力向上が確認できる。Fig. 10 では, I - V 特性の定式化に至っていない提案手法の比較のため, Fig. 7 の結果を薄い四角マークで表示する。

6. おわりに

本論文では, 圧電素子による振動発電の発電量をパッシブ素子により増大させる提案回路を示し, 圧電素子の交流および直流特性を理論的に明らかにした。提案回路は, 内部容量と挿入したパッシブ素子との固有周波数を振動周波数と一致させてその共振を利用したものである。そして, 数値解析と実機実験に基づき, その効果を検証した。実証実験において, 電源電流が実験毎に異なり, 一定に設定できないという問題があった。この問題に対して, 振動発生装置に加速度センサ (旭製作所社製, P51C) を用いて加速度を観測し, 調整しながら実験することを考えている。さらに今後は, 太陽光発電などで用いられる最大電力点追従制御を適用して, 出力電力を有効に利用する回路について検討する予定である。

謝辞

本研究の一部は, パワーアカデミー研究助成により実施されたものである。ここに記して感謝の意を表する。

文 献

- (1) 堀越 智・竹内敬治・篠原真毅:「エネルギーハーベスティング, 一身の周りの微小エネルギーから電気を創る “環境発電”」, 日刊工業新聞社 (2014)
- (2) N. Shinohara: “Energy Harvesting Technologies for Battery-less Society”, *The Journal of IEICE*, Vol.92, No.8, pp.695-699 (2009) (in Japanese)
- (3) H.S. Kim, J.-H. Kim, and J. Kim: “A Review of Piezoelectric Energy Harvesting based on Vibration”, *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, Vol.12, No.6, pp.1129-1141 (2011)
- (4) Y. Suzuki: “Research Trend of Micro Energy Harvesting Device”, *IEEJ Journal*, Vol.128, No.7, pp.435-438 (2008) (in Japanese)
- (5) K. Matsumoto, K. Saruwatari, and Y. Suzuki: “Prototyping of Battery-less Wireless Sensor Node Using Electret-based Kinetic Energy Harvesting”, *IEEJ Trans. EIS*, Vol.132, No.3, pp.344-349 (2012) (in Japanese)
- (6) N. Yamada and Y. Kato: “Experimental Study of Energy Harvesting from Boiling Phenomenon with Piezoelectric Devices”, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers Series B*, Vol.79, No.804, pp.1624-1636 (2013) (in Japanese)
- (7) S. Hashimoto, N. Nagai, Y. Fujikura, J. Takahashi, S. Kumagai, M. Kasai, K. Suto, and H. Okada: “Multi-mode Vibration-Based Power Generation for Automobiles”, *Proceedings of the Industry Applications Society Annual Meeting (IEEE-IAS)* (2012)
- (8) K. Adachi and T. Tanaka: “A Preliminary Study of Cantilever Type of Piezoelectric Vibration Power Generator (Mechanical Systems)”, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers Series C*, Vol.76, No.761, pp.28-35 (2010) (in Japanese)
- (9) S. Roundy and P.K. Wright: “A Piezoelectric Vibration Based Generator for Wireless Electronics”, *Institute of Physics Publishing Smart Materials Structures*, Vol.13, pp.1131-1142 (2004)
- (10) I. Takahashi and T. Sato: “An Improved Power Factor Rectifier Using the Nonlinear Capacitance Circuit”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.113, No.3, pp.403-404 (1993) (in Japanese)
- (11) I. Takahashi and K. Hori: “Improvement of Input Current Waveforms of a Single Phase Diode Rectifier by Passive Devices”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.1, pp.13-18 (1997) (in Japanese)
- (12) I. Yamamoto and K. Matsui: “A Power Factor Correction with Two-Input Current Mode using Voltage Doubler Rectifier”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.121, No.2, pp.225-230 (2001) (in Japanese)
- (13) K. Omura and S. Motegi: “A Single-Phase Power Factor Correction Diode

Rectifier without Active Switching Devices”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.137, No.3, pp.282-283 (2017) (in Japanese)

- (14) I. Takahashi: “High Power Factor Rectifier Circuits, II. Various Types of High Power Factor Rectifier Circuits”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.119, No.5, pp.568-569 (1997) (in Japanese)
- (15) Y. Nishida: “Passive and Hybrid PFC Rectifiers, —A Survey and Exploration of New Possibilities—”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.7, pp.927-940 (2006)
- (16) T. Tanaka, T. Aonuma, K. Natori, and Y. Sato: “Rectification Methods to Increase Harvested Energy in Vibration Generation Using Piezoelectric Elements”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.136, No.5, pp.346-354 (2016) (in Japanese)
- (17) 河村篤男, 他:「パワーエレクトロニクス入門, —基礎から実用例まで— (第4版)」, pp.136-138, コロナ社 (2009)
- (18) K. Harada, A. Katsuki, M. Fujiwara, H. Nakajima, and H. Matsushita: “Resonant Converter Controlled by Variable Capacitance Devices”, *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.8, No.4, pp.404-410 (1993)

南 政 孝 (正員) 1985年11月9日生。2010年3月京都大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。2013年3月同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程修了。博士(工学)。2013年4月神戸市立工業高等専門学校助教。2014年4月講師, 2017年4月准教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。電子情報通信学会, システム制御情報学会の各会員。



阪 部 智 城 (非会員) 1998年1月28日生。2013年4月神戸市立工業高等専門学校電気工学科入学, 現在に至る。



茂 木 進 一 (正員) 1971年7月29日生。1996年東京電機大学大学院理工学研究科応用電子工学専攻修了。1999年同大学院理工学研究科応用システム工学専攻満期退学。同年同大学理工学部電子情報工学科助手, 2003年ヤンマー(株)入社, 2012年東京電機大学工学部電気電子工学科研究員を経て, 2013年神戸市立工業高等専門学校電気工学科准教授, 2016年4月教授, 現在に至る。博士(工学)。パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。パワーエレクトロニクス学会, 電子情報通信学会, 電気設備学会の各会員。



道 平 雅 一 (正員) 1969年12月3日生。1995年3月神戸大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。1998年3月大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程修了。博士(工学)。同年4月神戸市立工業高等専門学校電気工学科助手, 1999年4月講師, 2002年4月助教授, 2011年4月教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクス回路方式, システム制御に関する研究・教育に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会の各会員。

