心臓ペースメーカ充電のための経皮的エネルギー伝送システム

正員 西村 敏博 (大分大学)
 正員 江口 哲治 (大分工業高等学校)
 正員 井上 猛 (大分高等技術専門学校)
 正員 斎藤 正男 (東京電機大学)
 非会員 前島 靖 (田淵電機)
 非会員 真嶋 政文 (ユアサコーポレーション)
 正員 平地 克也 (ユアサコーポレーション)

A Transcutaneous Power Supply System for a Rechargeable Cardiac Pacemaker Battery

Toshihiro Nishimura, Member (Oita University), Tetsuji Eguchi, Member (Oita Technical High School), Takeshi Inoue, Member (Institute of Oita High Technology), Masao Saito, Member (Tokyo Denki University), Yasushi Maejima, Non-member (Tabuchi Electric Co. Ltd.), Masafumi Majima, Non-member (YUASA Corporation), and Katsuya Hirachi, Member (YUASA Corporation)

Cardiac pacemaker has to be changed in three to five years for the battery life. A patients must be performed an operation whenever a patient is changed cardiac pacemaker. The method employing secondary rechargeable battery is researched to extend the battery life. The secondary rechargeable battery is transcutaneously charged from outside the body. This paper presents a transcutaneous energy transmission system for a rechargeable cardiac pacemaker battery. The transcutaneous energy transmission system is constructed with a high frequency resonant inverter, a transcutaneous transformer and a rectifier circuit. The secondary transformer is piled and the coupling coefficient and the conversion efficiency are measured with an experimental set up. The results show as follows. The best diameter of the primary center core is 15[mm]. The best output voltage frequency is 10[kHz].

キーワード：経皮的エネルギー伝送システム、高周波共振形インバータ、経皮トランス、ペースメーカ

1. ま え が き

心臓ペースメーカ（以下ペースメーカと略す。）は不整脈などの心臓に障害を持つ患者に用いられる治療機器である。ペースメーカに内蔵される電池が消耗するために、ペースメーカは3～5年程度で交換する必要がある。心臓病、脳血管障害の増加に伴い、ペースメーカを装着する患者は年々増え続け、年間約2万人の患者が外科手術を受けている⁽¹⁾。患者はペースメーカの交換の度に外科手術を受けねばならず、患者に多大な精神的な不快感を与える。

そこで、電池の長寿命化の有力な手段として、生体外から非侵襲で皮膚を介して電力を伝送し繰り返し充電する二次電池を用いる方法が検討されている^{(2)～(5)}。この方法では電池の充電は皮膚を介して行われねばならず、図1に示すような経皮トランスを用いた経皮的エネルギー伝送システムが研究されている。

数10[kHz]の高周波インバータでトランスの一次コイルを

励磁し、ペースメーカの内部に収納された二次コイルに電力を伝送する。ペースメーカの植え込み深さは最大10[mm]程度であり、トランスは10[mm]の間隔を介して十分な電力を伝送しなければならない。また、ペースメーカは体内に埋め込まれるものであるから、極力小型軽量にする必要があり、ペースメーカの内部に収納される二次コイルは超小型軽量としなければならない。

図1 経皮的エネルギー伝送システム

Fig.1. A transcutaneous energy transmission system.

非侵襲でエネルギー伝送を行う経皮的エネルギー伝送システムは人工心臓の分野で多く研究されている^{(6)~(10)}。人工心臓用の経皮的エネルギー伝送システムでは 20[W]程度の電力を皮膚を挟み 70[%]以上の高い変換効率で伝送できる例が報告されている^{(11)~(14)}。人工心臓の場合に比べてペースメーカ用の経皮的エネルギー伝送システムでは、トランスの体内側を超小型軽量に構成しなければならず、埋め込みの深さも大きい。そのため、トランスの結合率が低下し、二次側に十分な磁束を伝えることが困難となる。また、ペースメーカ用では出力が 200[mW]程度と小さいために電力変換効率が低下し、トランスのエネルギー損失が大きい。そこで、本研究では皮膚を介してペースメーカ駆動用の電池に電力を伝送できる経皮的エネルギー伝送システムを検討した。

その結果、経皮トランスの形状の検討を行った結果、中足の径が 15[mm]の時に変換効率が最大となり、ペースメーカを包むチタンケースなしの場合 36.7[%]で、チタンケースありの場合は 20.6[%]であった。また、周波数の検討を行った結果、チタンケースなしの場合で変換効率が最大となるのは 15[kHz]の時で、その時の変換効率は 40.7[%]であった。また、チタンケースありの場合で変換効率が最大となるのは 10[kHz]の時で、その時の変換効率は 22.0[%]であった。したがって、チタンケースを用いる必要性から、10[kHz]が適切であることがわかった。

2. 経皮的エネルギー伝送システム

<2・1>経皮的エネルギー伝送システムの構成 経皮的エネルギー伝送システムを図 1 に示す。経皮的エネルギー伝送システムは高周波共振形インバータ、経皮トランス、整流回路、および二次電池から構成される。経皮トランスの一次側（体外）から高周波共振形インバータにより数 10[kHz]の高周波交流電圧を加え、皮膚を介して二次側（体内）に誘導された起電力を整流してペースメーカに内蔵された二次電池に充電する。

<2・2>経皮トランスの形状 図 2 に経皮トランスの構成を示す。経皮トランスは図 3 に示すように皮膚をはさんで一次側と二次側が対向して配置され、経皮的エネルギー伝送を実現させる。本研究では対向して配置される経皮トランスの空隙距離をギャップと定義する。ペースメーカ用の経皮的エネルギー伝送システムはトランスに 10[mm]程度の大きなギャップを設けて動作させねばならない。大きなギャップを設けるとトランスの結合率が低下し、電力の変換効率が悪くなる。大きなギャップがある場合、トランスの結合率を増加させるためにはトランスの直径を極力大きくしなければならない⁽²⁾。しかしトランスの二次側（体内側）は超小型軽量にする必要がある。

そこで直径を大きくかつ体積を小とするため、図 2 (b)に示すように非常に薄い形状のトランスを採用した。直径 0.1[mm]の銅線を渦巻き状に 100 ターン巻き、二次側の経皮トランスに鎖交した磁束が一次側に戻りやすくし、漏れ磁束を低減させるために、裏面に厚さ 20[μm]の円形アモルファスシートを 2 枚張り付けている。一次側は図 2 (a)のような、

直径 36[mm]、厚さ 7[mm]のフェライトのポットコアを用いている。中足の直径は 15[mm]とし、直径 0.4[mm]の銅線を 120 ターン巻いている。

3. 非侵襲充電システムの損失解析

<3・1>経皮トランスの等価回路 図 4 に経皮トランスの一次側の等価回路を示す。 R_{in} は電源の内部抵抗、 $I_{in(0)}$ は励磁電流、 R_{s1}' は一次側の巻線抵抗、 k は結合率、 L_1 はトランスの一次側のインダクタンス、 L_{L1} はトランスの一次側の漏れインダクタンスである。また、 R_0 は一次側および二次側のコアの鉄損を表す等価抵抗である。

aa'からみたインピーダンス $\hat{Z}$ は

$$\hat{Z} = \frac{R_0^2 R_{s1}' + (R_{s1}')^2 + \omega^2 L_1^2}{(R_0 + R_{s1}')^2 + \omega^2 L_1^2} R_0 + j \frac{R_0^2 \omega L_1}{(R_0 + R_{s1}')^2 + \omega^2 L_1^2} \quad (1)$$

よって回路のインピーダンスの抵抗分を R_{s1} とすると、

$$R_{s1} = \frac{R_0^2 R_{s1}' + (R_{s1}')^2 + \omega^2 L_1^2}{(R_0 + R_{s1}')^2 + \omega^2 L_1^2} R_0 \quad (2)$$

となる。(2)式より鉄損を表す等価抵抗 R_0 を求めると、

$$R_0 = \frac{-\beta + \sqrt{\beta^2 - 4\alpha\gamma}}{2\alpha} \quad (3)$$

図 2 経皮トランスの構成

Fig. 2. A constitution of a transcutaneous transformer.

図 3 経皮トランスの配置

Fig. 3. A configuration of a transcutaneous transformer.

図4 経皮トランスの一次側の等価回路

Fig.4. An equivalent circuit of primary transcutaneous transformer.

表1 損失のシミュレーションに用いたパラメータの値
Table 1. The value of the parameters using the simulation of the power loss.

$g[\text{mm}]$	$L_1[\mu\text{H}]$	$L_2[\mu\text{H}]$	k	$R_{s1}[\Omega]$	$R_{s2}[\Omega]$	$R_0[\Omega]$
8.0	490.3	1206.0	0.31	1.71	0.83	4310
9.6	483.0	1173.0	0.24	1.70	0.83	4230
11.2	476.7	1157.0	0.19	1.69	0.83	4168

ただし、

$$\alpha = R_{s1} - R_{s1}'$$

$$\beta = 2R_{s1}R_{s1}' - R_{s1}^2 - \omega^2 L_1^2 \dots \dots \dots (4)$$

$$\gamma = R_{s1}\omega^2 L_1^2$$

となる。

<3・2> 損失の検討 R_{s1} 、 R_{s1}' 、 L_1 は測定可能なので、これらの値を測定し、(3)式より R_0 を算出した。実際に一次側の交流電圧 V_{in} の振幅を 10[V] とし、100[Ω] の負荷抵抗を二次側に接続した回路を図5に示す。 k 、 L_2 および R_{s2}' は測定可能なので、PSpice を用いて一次銅損 W_1' 、鉄損 W_1 、二次銅損 W_2' をギャップを変えてシミュレーションした。PSpice を用いて解析するにあたり、まず、電源は正弦波電源で置き換え、トランスのモデル⁽¹⁵⁾ は一次側および二次側のインダクタンスと結合係数を使用した。ギャップ g が 8.0、9.6、11.2[mm] の場合のパラメータの値を表1に示す。PSpice で R_{s1}' 、 R_0 、 R_{s2}' に流れる電流波形をトランジェント解析で計算し、これらの実効値を PSpice の RMS 関数⁽¹⁶⁾ を用いて求め、これらの抵抗値と電流の二乗の積から損失を求めた。その結果を図6に示す。

一次銅損 W_1' 、鉄損 W_1 、二次銅損 W_2' のシミュレーション結果および実験結果はよく一致している。この結果から、鉄損および一次銅損の占める割合が多いことが分かる。またギャップが大きくなるにしたがい結合率が低下するので電力の伝送効率が悪くなり、二次銅損は低下することが分かる。

4. 磁束密度分布のシミュレーション

経皮トランスの一次側のフェライトコアの適切な形状を検討するために、積分方程式法による磁束密度分布のシミュレーションを行った。一次側のフェライトコアと二次側のアモルファスシートコアは中心軸に対して回転対称である

図5 PSpiceを用いたシミュレーションのための回路

Fig.5. An equivalent circuit for simulation using a PSpice circuit simulator.

図6 銅損および鉄損のシミュレーション結果

Fig.6. The simulation results of copper loss and iron loss.

ので、中心軸を通る断面の右半分または左半分の形状を与えるだけで空間の磁束密度分布を計算することができる。

そこで、フェライトコアの断面の右半部分を 12 個の要素、アモルファスシートコアの断面の右半部分を 30 個の要素にそれぞれ分割する。また、空間の部分は細かな要素に分割する。フェライトコアの断面の右半分 12 個の要素でコの字形に囲まれた部分に一樣に流れる直流電流を 70[AT] にして磁束密度分布のシミュレーションを行った。

図7にフェライトコアの中足の直径を変えた場合の磁束密度分布の変化を示す。各要素に記されている矢印は要素の中心部分の磁束の方向と磁束密度の大きさを示している。図示されている等高線は等磁束密度線であり、最も外側の磁束密度が最小値で、磁束密度の値は中心に行くほど大きくなる。等高線は図中に記述されている最大磁束密度 B_{max} の 1/21 の間隔で大きくなるように、要素を切った空間中における B_{max} の 1/21 の間隔で 20 本引いている。

図7(a)にフェライトコアの中足の直径が 3[mm] の時の磁束分布密度を示す。中足近傍の磁束密度は高いが、フェライ

$B_{\max}=256[\text{gauss}]$
(a) 中足の直径 3[mm]の場合

$B_{\max}=160[\text{gauss}]$
(b) 中足の直径 15[mm]の場合

$B_{\max}=247[\text{gauss}]$
(c) 中足の直径 28[mm]の場合

図 7 磁束密度分布のシミュレーション

Fig. 7. Simulation results of the magnetic flux density distribution.

トコアから離れるにしたがって磁束密度は急激に減少し、二次側のコアにはごく弱い磁束しか鎖交してないことがわかる。これは、中足の直径が小さいために、一次側コアの中足とトランスの二次側の中心の間における空間部分の磁路の断面積が小さく、一次側と二次側のコアの間の空間部分の磁気抵抗が極めて大きくなり、大きな磁束を発生できなかったためと考えられる。

図 7(c)にフェライトコアの中足の直径が 28[mm]の時の磁束分布密度を示す。中足と外足の間隔が狭いため、中足の外周部から外足にかけて磁束が集中し、二次側のコアにはあまり磁束が鎖交していないことがわかる。

図 7(b)フェライトコアの中足の直径が 15[mm]の時の磁束分布密度を示す。等高線が比較的遠くまで広がっており、二次側のコアにも磁束が鎖交していることがわかる。

図 8 実験装置

Fig. 8. Experimental setup.

5. 実験

< 5・1 > 実験方法 ペースメーカーおよび経皮トランスを体内に植え込む場合、ケースに入れて植え込む必要がある。本研究では腐食しにくいチタンを用い、ケースとして使用した。図 8 にその実験装置を示す。チタンに磁束が鎖交すると、チタン表面に渦電流が流れるので、エネルギー損失が発生する。これをチタン損と呼ぶことにする。

実験ではチタンがある場合とない場合に分けて測定を行った。損失の測定はまず一次側巻線抵抗 R_{s1}' および二次巻線抵抗 R_{s2}' を測定する。次に、一次側および二次側のコアのある状態で一次側の抵抗 R_{s1} を測定する。さらに、チタンを入れた状態で一次側の抵抗の増加分 R_{Ti} を測定する。一次銅損 W_1' 、二次銅損 W_2' 、鉄損 W_i 、およびチタン損 W_{Ti} は次式で表される。

$$\begin{aligned} W_1' &= I_1^2 \times R_{s1}' \\ W_2' &= I_2^2 \times R_{s2}' \\ W_i &= I_1^2 \times (R_{s1} - R_{s1}') \\ W_{Ti} &= I_1^2 \times R_{Ti} \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

このようにして負荷をかけ、各損失の測定を行った。

< 5・2 > 一次側のコアの中足の直径を変えた場合の実験結果

図 9 に一次側の経皮トランスのコアの中足の径を変えた場合の実験結果を示す。巻数は一次巻線がコアに可能な限り多く巻き、出力が 170[mW]一定となるように測定した。また、周波数は 10[kHz]、ギャップは 10[mm]に固定した。図 9(a)、9(b)、9(c)、および図 9(d)はそれぞれ経皮トランスの一次入力電流、銅損、鉄損、および変換効率を示している。

(a) Input current

(b) Copper loss

(c) Iron loss

(d) Conversion efficiency

図9 一次側の経皮トランスのコアの中足の径を変えた場合の実験結果

Fig.9. Experimental results when the diameter of the center core is changed.

(a) Coupling coefficient

(b) Input current

(c) Iron loss

(d) Primary copper loss

(e) Secondary copper loss

(f) Conversion efficiency

図10 周波数変えた場合の実験結果

Fig.10. Experimental results when frequency is changed.

図9(a)において、一次入力電流はチタンケースに発生する渦電流により増大することがわかる。チタン損は鉄損より多いことが図9(c)からわかる。図9(b)からチタンがない場合は銅損はほぼ一定であるのに対し、チタンがある場合は中足の径15[mm]を境に増加する。15[mm]より小さい領域では、一次入力電流はほぼ一定であるが、巻き数が多いため銅損は増加する。15[mm]より大きい領域で銅損が増加しているのは一次入力電流が大きくなるためである。鉄損およびチタン損は中足の径15[mm]までは変化しないが、15[mm]を超えると一次入力電流増加により二次側に鎖交しない漏れ磁束が鉄心およびチタンと鎖交するので渦電流損が増加し鉄損およびチタン損が増加する。

したがって、銅損、鉄損、チタン損を合わせた損失は15[mm]が最小となり、図9(d)から、中足の径が15[mm]の時に変換効率が最大となることがわかる。そのときの変換効率はチタンケースなしの場合36.7[%]で、チタンケースありの場合は20.6[%]まで低下することがわかる。したがって、図7の磁束密度分布のシミュレーションの結果を考慮すると、外径が36[mm]の場合、中足の直径は15[mm]、すなわち外径と内径の比で12:5が適切であることがわかる。

<5・2>周波数を変えた場合の実験結果 図10に周波数を変えた場合の実験結果を示す。図10(a)、10(b)、10(c)、10(d)、10(e)、および10(f)はそれぞれ結合係数、一次入力電流、鉄損、一次銅損、二次銅損、変換効率を示している。中足の直径は15[mm]、ギャップは10[mm]に固定し、出力は170[mW]一定となるように測定した。

図10(a)から、周波数が高くなると、チタンケースがある場合、チタン損が発生するために結合係数が低下することがわかる。図10(b)から、チタンケースがある場合、チタン損の分だけ損失が増えるので、一次入力電流は大きくなることをわかる。

次に鉄損について検討する。ヒステリシス損 W_h および渦電流損 W_e は周波数 f および最大磁束密度 B_m が変化する場合、次式⁽¹⁷⁾で表される。

$$\begin{aligned} W_h &\propto f B_m^{1.6} \\ W_e &\propto f^2 B_m^2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (6)$$

したがって、これらの和である鉄損 W_i は次式のように表されると一般的に解釈しても差し支えないと考えられる。

$$W_i = K B^a f^b \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 K 、 a 、および b は定数である。 B は磁束密度、 f は周波数である。図10(c)から、周波数が低い場合、一次入力電流は大きくなり磁束密度が大きくなるが、周波数が低いので鉄損は小さいことがわかる。周波数が高くなると、リアクタンスが大きくなるために一次入力電流は減少するが、周波数が高いので鉄損が大きくなることがわかる。チタン損も鉄損同様に周波数が高くなると大きくなることをわかる。チタン損は鉄損の2倍程度出ていることがわかる。

図10(d)および10(e)において、周波数が高い場合、リアクタンスが大きくなるので入力電流が減少し銅損が低減されることがわかる。周波数が2.5[kHz]の場合の入力電流はチタンのない場合で1.22[A]、チタンのある場合で1.23[A]であ

るのに対し、周波数が10[kHz]の場合、チタンのない場合で0.36[A]、チタンのある場合で0.40[A]となり、リアクタンスが大きくなるので入力電流は減少する。銅損は周波数が2.5[kHz]でチタンのない場合1355[mW]、チタンのある場合1386[mW]、周波数が10[kHz]でチタンのない場合147[mW]、チタンのある場合182[mW]となり、周波数が高い場合では入力電流が減少するため銅損が低減する。特に、一次銅損の低減の著しい原因は、二次出力電流に対して一次入力電流が大きいためである。

図10(f)より、チタンのない場合で変換効率が最大となるのは周波数が15[kHz]の時で、その時の変換効率は40.7[%]である。また、チタンのある場合で変換効率が最大となるのは周波数が10[kHz]の時で、そのときの変換効率は22.0[%]である。したがって、チタンケースを用いる必要性から、周波数は10[kHz]が適切であることがわかる。

6. むすび

本研究では生体外から非侵襲で充電可能な経皮的エネルギー伝送システムを検討した。経皮トランスの等価回路を解析し、損失の分析を行った。また、磁束密度分布のシミュレーションを行い、一次側のコアの形状の検討を行った。さらに、実験で経皮的エネルギー伝送システムの特性を測定した。その結果を以下に示す。

- (1)一次側の経皮トランスの外径が36[mm]の場合、一次側のコアの中足の直径が15[mm]の時に変換効率が最大となる。また、磁束密度分布シミュレーションの結果からも、中足の直径は15[mm]、すなわち外径と内径の比で12:5が適切である。
- (2)変換効率が最大となる周波数は10[kHz]である。

これらの結果を踏まえて、今後は経皮トランスの二次側の改良を検討し、温度上昇を踏まえながら、さらなる損失の低減を行っていきたい。本研究の一部は、平成6、7年度文部省科学研究費一般研究(C)研究課題番号：06805037の援助によった。感謝します。

(平成8年9月19日受付、平成9年4月24日再受付)

文 献

- (1)青木和一：「頼りになります心臓ペースメーカー」，新電気，23～29，オーム社 (Jan.1994)
- (2)平地克也・真嶋政文・桑名宏二・前島靖・西村敏博：「心臓ペースメーカー用経皮的充電システムのシミュレーションによる検討」，電気学会研究会資料 SPC-94-15，1～6 (平6-1)
- (3)西村敏博・江口哲治・中岡睦雄・真嶋政文・前島靖・平地克也・斎藤正男：「心臓ペースメーカー電源充電のための経皮的 Transformer の形状の検討」，電気学会研究会資料 MBE-94-12，29～38 (平6-12)
- (4)T.Nishimura, T.Eguchi, K.Hirachi, Y.Maejima, K.Kuwana,

M.Saito: "A Large Air Gap Flat Transformer for A Transcutaneous Energy Transmission System", IEEE PESC'94 RECORD Volume2, 1323~1329, 1994.

- (5) T.Nishimura, T.Eguchi, T.Inoue, M.Nakaoka, K.Hirachi, M.Maejima, K.Kuwana, Y.Maejima, K.Saito, and M.Saito: "A Transcutaneous Energy Transformer for A Non Invasive Rechargeable Cardiac Pacemaker Battery", PROCEEDINGS ICPE'95 (INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS), 337-342, 1995.

- (6) 松木英敏・椎木元晴・山本孝幸・村上孝一: 「電磁形人工心臓駆動用経皮的薄形変圧器の特性」, 電学論A, 111, 807~810 (平3-9)

- (7) Nishimura T, Saito M, & Lorenz L: "An energy conversion system for an implantable artificial heart", 3. European Conf. on Power Electronics & Applications, pp.755-760, Vol.2, October 1989.

- (8) 松木英敏・椎木元晴・渡辺忠昭・村上孝一・撫原浩嗣・山本孝幸: 「アモルファス磁性線を用いた人工心臓用経皮的薄型変圧器の特性評価」, 日本応用磁気学会誌, 14, 493-496 (1990)

- (9) Y.Mitamura, E.Okamoto, A.Hirano, and T.Mikami: "Development of an Implantable Motor-Driven Assist Pump System", IEEE Trans. Biomedical Engineering, pp146-156, Vol 37, February 1990.

- (10) 越地耕二・三田村好矩: 「V. 経皮的エネルギー伝送と光テレメトリ」, 電学論D, 115, 194~195, (平7-3)

- (11) 三田村好矩・岡本英治: 「生体内埋込機器の電源仕様」, 電気学会研究会資料 MBE-94-8, 1~6 (平6-12)

- (12) 平野 篤・三田村好矩・岡本英治・三上智久: 「経皮エネルギー伝送装置の開発」, 電気学会研究会資料 MBE-86-24, 17~24 (昭62)

- (13) 椎木元晴・松木英敏・山本孝幸・村上孝一: 「人工心臓用非接触電力伝送コイルの伝送効率に関する検討」, 電気学会研究会資料 MAG-91-199, 1-7 (平3-9)

- (14) 鈴木篤史・松木英敏・仁田新一・橋本弘之: 「振動ポンプ型人工心臓用非接触電磁駆動システムの構成に関する基礎的検討」, 電気学会研究会資料 MBE-94-15, 51-60 (平6-12)

- (15) 岡村勉夫: 「パソコン用電子回路シミュレータ PSpice(CQ版)」, CQ出版社, P.42, 平4-1)

- (16) 岡村勉夫: 「パソコン用電子回路シミュレータ PSpice(CQ版)」, CQ出版社, P.79, 平4-1)

- (17) 桜井良文: 「現代磁気工学」, p.32, オーム社 (昭61)

西村 敏博 (正員) 1950年4月9日生。1978年大分大学工学部電気工学科卒業。同年大分大学工学部電気電子工学科に勤務、現在に至る。工学博士(東京大学)。半導体電力変換工学、医用生体工学、超音波音響工学、画像工学、完全埋込型人工心臓システム、心臓ペースメーカー、人工臓器のエネルギー伝送システムなどの

研究教育に従事。電子情報通信学会、日本ME学会、日本超音波医学会、LST学会、IEEE正員。IEEE PESC'96およびPESC'97 Program Committee Member。

江口 哲治

(正員) 1967年2月20日生。1991年3月大分大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月より大分県立大分工業高等学校電気科勤務。医用生体工学、パワーエレクトロニクス、心臓ペースメーカーのための経皮的エネルギー伝送に関する研究に従事。IEEE正員。

井上 猛

(正員) 1962年1月4日生。1986年3月大分大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月大分県立高等技術専門学校電子制御科勤務、現在に至る。生体の循環器系のモデル、半導体電力変換工学、自律神経系のモデルの研究に従事。日本ME学会正員。

斎藤 正男

(正員) 1956年東京大学工学部卒業。1962年同大学大学院博士課程修了。同大学工学部講師、助教授を経て、1974年同医学部教授。同大学退官後、東京電機大学教授。工学博士。回路システム理論、医用生体工学の研究教育に従事。日本ME学会会長、日本ハイパーサーミア学会副会長、LST学会会長、国際ME学会会長、日本学術会議医用生体工学研連委員長を歴任。電子情報通信学会稲田賞、論文賞、日本ME学会論文賞受賞。国際ME学会名誉会員。IEEE Fellow。

前島 靖

(非会員) 1962年7月15日生。1986年3月関西大学工学部電気工学科卒業。同年4月田淵電機株式会社入社、現在に至る。スイッチング電源、パワーデバイス、心臓ペースメーカーのエネルギー伝送システムに関する研究開発に従事。電子情報通信学会、日本ME学会正員。

真嶋 政文

(非会員) 写真および略歴省略。

平地 克也

(正員) 1954年5月22日生。1979年3月京都大学工学部電気工学科卒業。1979年4月株式会社ユアサ・コーポレーション入社、現在に至る。スイッチング電源、無停電電源装置などの研究開発に従事。現在パワーエレクトロニクス電源事業部開発部に所属。電気学会正員、パワーエレクトロニクス研究会会員。