

의료용 무선 에너지 전달 장치의 개발

안재목 · 이동준 · 김희찬 · 민병구

=Abstract=

Development of Transcutaneous Energy Transmission System for Medical Instrument

Jae-Mok Ahn, Dong-Joon Lee, Hee-Chan Kim, Byung-Goo Min

As a part of electro-mechanical totally implantable artificial heart(TIAH) program, a transcutaneous energy transmission system has been developed. By mutual magnetic induction between the first coil on the skin and the subcutaneously implanted second coil, the system transfers electrical power through the skin. This research aimed at minimizing the size of the implanted part as well as maximizing the transfer efficiency. Using class E amplifier, we achieved above 75% power transfer efficiency at average 40W power transfer level which is required for normal TIAH operation. In vivo performance of the developed system and bio-compatibility of the material used in implanted parts were evaluated through animal experiments.

Key words : TIAH, transcutaneous energy transmission, mutual magnetic inductance, class E amplifier

서론

인체 내에 삽입되어 장기간 작동하는 보철물(prosthesis)인 인공장기에 대한 연구 개발이 활발히 진행되고 있다¹⁻³⁾. 이러한 이식형 인공장기(implantable artificial organs) 중에 전기에너지를 사용하는 장치로는 인공 심장박동기(pacemaker), 인공 내이(cochlear implant), 이식형 심실보조장치(implantable ventricular assist device, IVAD), 완전 이식형 인공심장(totally implantable artificial heart, TIAH) 등을 들 수 있다. 이식된 인공장기의 장기간 작동에 필요한 전기 에너지를 효율적으로 그리고 안정되게 공급하기 위한 메카니즘의 개발은 인공장기 본체의 개발과 함께 필수적으로 이루어져야 하는 부분이다. 이러한 관점

에서 무선 에너지 전송 시스템(transcutaneous energy transmission system, TETS)의 개발이 중요성을 갖는다.

전기에너지의 무선 전송은 자기 유도(magnetic induction)의 원리를 이용하는 방식이 제안되어 이미 오래 전부터 많은 연구가 진행되어 왔다⁴⁾. 자기유도형 무선 에너지 전송 시스템의 기본 구조는 그림 1에 나와 있는 것처럼 체외의 구동 장치가 직류전원을 교류로 변환하여 1차측 코일에 교류 전압을 인가하면, 체내에 이식된 2차 코일에 교류 신호가 유도되고, 이것을 정류하여 직류전원을 얻는 방식이다.

이러한 무선 에너지 전송 시스템이 갖추어야 할 기본 동작 특성으로는, 첫째, 응용 시스템의 부하에 충분한 전력을 전송할 수 있어야 한다. 이러한 조건을 만족시키기 위

서울대학교 의과대학 의공학교실

Seoul National Univ. Department of Biomedical Engineering

본 논문은 1992년도 서울대학교병원 임상연구비(92 임상-202)에 의해 시행된 것입니다.

통신저자: 이동준, (110-744) 서울시 종로구 연건동 28, Tel. (02) 760-3128, Fax. (02) 745-7870

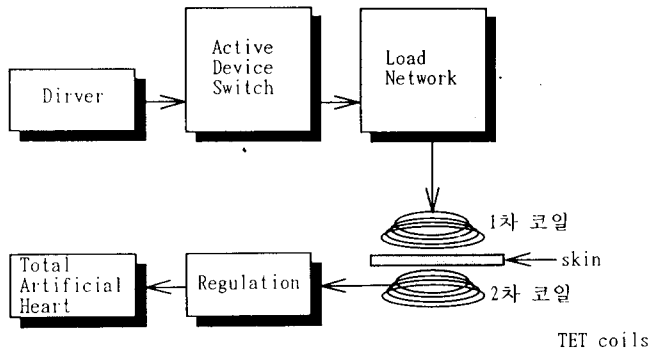


그림 1. 자기 유도 원리를 이용한 무선 에너지 전송 시스템의 기본 구성도. 직류/교류 변환 및 1차 코일 구동 장치, 1차 코일, 2차 코일, 교류/직류 변환 장치 등으로 구성된다.

Fig. 1. Block diagram of Transcutaneous Energy Transmission System, which is composed of DC-to-AC converter, primary coil, secondary coil, and AC-to-DC converter.

해 기존의 펄스형 방식과는 다른 공진회로를 이용한 무선 에너지 전송 시스템의 개발이 시도되었다. 이러한 시스템은 부하의 크기 변화에 대한 출력전압이 비교적 안정한 특성을 갖고 있으며 고효율과 고에너지 전송이 가능하지만 반면에 공진 조건을 항상 만족시켜야 하기 때문에 스위칭 주파수에 따라 전송 효율의 변화가 심한 단점이 있었다.

둘째, 요구되는 전력을 70% 이상의 효율(체외의 전력 입력에 대한 체내로 전송된 전력의 비)로 전달할 수 있어야 한다. 이러한 고효율 조건은 체내에 이식된 2차측 전기회로의 과열을 방지하고, 전체 전송 시스템의 크기를 축소시키며, 신뢰성 향상 등의 측면에서 요구되는 조건이다.

셋째, 전송 및 수신 코일간의 접속 상태 변동에 따른 전송기능의 변화가 상대적으로 작아야 한다. 사용자의 실수나 목욕 등과 같은 특수한 상황에서 전송 코일과 수신 코일간의 접속 상태가 어느 정도 나빠지더라도 전체적인 시스템의 작동이 큰 영향을 받지 말아야 한다.

넷째, 전송된 전기에너지로부터 안정된 직류전원을 제공할 수 있어야 한다. 대부분의 이식형 인공 장기의 구동장치는 마이크로프로세서 등에 의해 제어되므로 이들 시스템의 안정된 작동을 보장하기 위해서는 안정된 직류전원의 공급이 요구된다.

본 논문에서는 저자 등의 연구팀이 개발하고 있는 완전 이식형 인공심장용 무선 에너지 전송 시스템을 개발하였다. 자기유도의 원리와 클래스 E 공진 증폭기를 이용한 제로 전압 스위칭 방식을 사용하여 평균 효율 78%(평균 전송전력 40Watt에서), 최대 전송전력 90Watt의 전송 시스

템을 개발하였다. 개발된 시스템의 성능 시험을 위해 모의 순환장치를 이용한 체외 성능 평가와 동물 이식실험을 통한 생체내 성능 평가를 실시하였다. 개발된 무선 에너지 전송 시스템은 인공심장용이지만 동일한 기술을 다른 이식형 인공 장치에 쉽게 응용할 수 있으며, 유도형 전기 레인지나 욕실용 전기기구 등의 전원 회로에도 응용 가능하다.

본 론

1. 기본 시스템의 구성

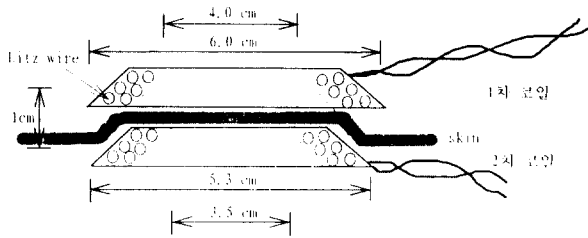
무선 에너지 전송 시스템을 구성하는 세가지 세부 시스템과 각 시스템의 입,출력 신호의 형태는 다음과 같다.

- (1) 직류로부터 안정된 교류 전압을 제공하는 공진 증폭기 회로
- (2) 교류로부터 안정된 교류 전압을 제공하는 1, 2차 코일
- (3) 교류로부터 안정된 직류전압을 제공하는 정류 회로

공진증폭기 시스템에서는 직류로부터 공진 교류 신호를 얻기 위해 클래스 E 공진 증폭기를 이용했는데, 이는 단일 스위치 소자와 각각 하나의 인덕터와 커패시터로 구성된 고효율 실현이 가능한 공진 증폭기이다. 공진 모드의 기본 동작으로 스위칭 트랜지스터는 자신의 접합 커패시턴스(junction capacitance)와 이에 병렬로 연결되어 있는 셉트 커패시턴스(shunt capacitance)로 이루어지는 용량소자에 대한 용량성 단락(inductive turn on)과, 전원과 직렬로 연결된 초크 코일에 대한 유도성 단절(inductive turn off)로 스위칭을 반복한다. 1, 2차 코일 시스템에서는 직류/교류 변환기의 출력을 받아 1차 코일을 구동하면 유도기전력이 발생하여 2차측 코일에 안정된 교류 전압이 전송된다. 마지막으로 정류 시스템에서는 다이오드 브릿지로 구성된 선형 레귤레이터 방식의 정류장치를 사용하여 RF코일에 유도된 교류신호를 정류한다.

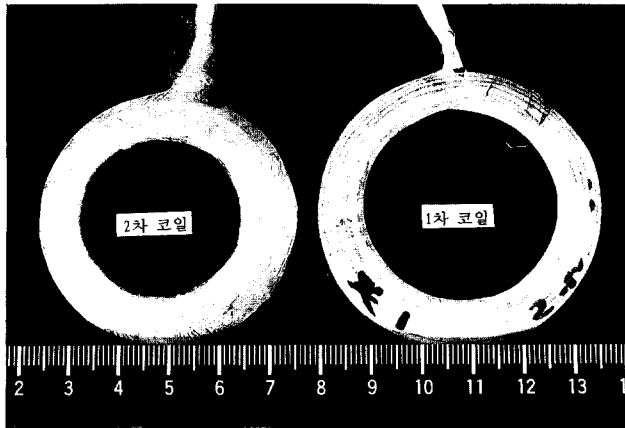
2. 시스템 설계 방법

시스템의 개발은, 피하에 이식되기 때문에 상대적으로 제한 조건이 많은 2차 코일을 먼저 설계한 후 이것과 쌍을 이루게 될 1차 코일을 디자인하였으며, 이들 코일을 공진 시키는데 필요한 용량 소자의 커패시턴스를 결정하고 조건에 맞는 다른 회로 소자 값을 설정하였다. 이와 같이 결정된 소자 값을 바탕으로 구동 회로를 설계하였다. 각 부분의 설계 과정 및 방법은 아래와 같다.



a

그림 2-a. TETS의 1, 2차 코일. 1차 코일과 매입된 2차 코일의 최외각 직경은 각각 6.0cm, 5.3cm를 갖는다.



b

Fig. 2-a. Primary and secondary coils of TETS. The outer radii of each coil are 6.0cm and 5.3cm.

그림 2-b. 1, 2차 전송 코일의 사진.

Fig. 2-b. Photograph of primary and secondary coils.

(1) RF 코일의 설계

자기 유도형 무선 에너지 전송장치는 체외의 1차 코일에 정현파 교류 신호를 인가하여 경피질 내에 삽입된 2차 코일로 에너지를 전송한다. 이때 1차 및 2차 코일에서의 에너지 손실은 내부저항에서 기인하므로 이를 최소화하기 위해 가는 동선 1725가닥을 한 선으로 묶어서 직경이 2.5mm로 만든 리쯔선(Litz wire)을 사용하였다. 동일한 직경의 단선보다 코일의 표면적이 훨씬 크므로 고주파에서는 표피효과(skin effect)에 의한 코일 내부 저항이 줄게 되어 손실을 감소시킬 수 있다.

2차 코일은 이식된 환자의 활동성과 이식 부위의 혈류 유통 및 1, 2차 코일간의 매칭을 고려하여 코일의 모양을 팬케이크 모양으로 하고, 송수신 코일간의 간격이 1cm 거리에서도 0.2정도 커플링 계수(coupling coefficient)를 유지하도록 외각 및 내각 직경과 턴 수를 결정하였다. 이렇

게 설계된 코일의 모양은 아래 그림 2와 같다. 1, 2차 코일을 구동하기 위한 공진주파수는 현재 개발 중인 완전이식형 인공심장에서 요구되는 전력량을 만족시키기 위해 구동 회로로 쓰이는 클래스 E 증폭기의 스위칭 소자의 안정적인 동작에 필요한 주파수 영역에서 설정함을 기본으로 하였다. 또한, 비교적 작은 크기의 코일에서도 시스템의 에너지 요구에 맞고 송수신 코일간의 전송 효율 증대를 얻을 수 있어야 하였으므로, 가용 주파수 영역의 최대치로서 400kHz대역으로 설정하였다.

설계된 2차 코일의 인덕턴스는 설정된 공진주파수에서 측정을 통하여 얻었으며 Q값은 다음과 같이 계산된다.

$$L \approx 5\mu\text{H} \quad (1)$$

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

R: 코일의 내부 저항

1차 코일의 경우 그림 2에서 보이는 것처럼 외각 및 내각 직경만 커질 뿐 나머지 파라미터는 마찬가지이다. 1차 코일의 인덕턴스와 Q값도 (1)식처럼 계산 또는 측정으로 얻어지는데 2차 코일에 비해 직경이 더 커지기 때문에 인덕턴스가 증가하여 400kHz에서 약 6uH가량 된다.

(2) 공진단의 설계

공진단은 전송 코일과 공진회로를 구성하는 커패시터로 이루어진다. 앞서 설명한 전송 코일의 설계에 따라 공진주파수에서의 인덕턴스가 결정되었으므로 공진을 만족하기 위한 커패시턴스의 값은 쉽게 계산이 가능하다. 본 연구에서는 그림 3에서 보는 바와 같이 전력 수신부와 전력 송신부의 공진단을 직렬 공진회로로 설계하였다. 따라서, 1차 및 2차 코일에 연결되는 커패시턴스의 용량은 아래 (2)식과 같이 얻어진다.

$$C = 1/(4\pi^2 L f^2) \quad (2)$$

여기서 L은 공진회로의 인덕턴스 값으로서 이 경우 RF코일의 인덕턴스에 해당하며, f는 공진주파수(400kHz)이다. 그러나 실제로는 1, 2차측 코일이 독립적이지 않아 상호 영향을 주고 있으며, 스위칭소자의 기생 커패시턴스의 영향 등도 고려해야 하는데, 이에 대해서는 뒤에 더욱 자세히 설명하기로 한다.

(3) 구동단의 설계

설계된 공진단에 미리 설정해 놓은 공진주파수의 교류 전력을 인가하는 회로로서 본 연구에서는 스위칭 소자와

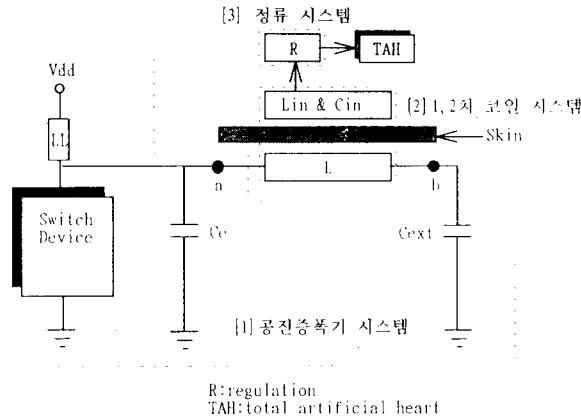


그림 3. 클래스 E 공진 증폭기를 이용한 무선 에너지 전송 시스템. 노드 a, b단에서 1, 2차측 코일을 포함한 전체 시스템을 나타낸 것이다.

Fig. 3. TETS using Class-E Resonant amplifier.

초크코일, 스위칭 소자의 파워 양단에 병렬로 연결되는 셉트 커패시턴스로 구성되는 클래스 E 증폭기를 이용하였다. 구동단의 역할은 공진단에 의도한 주파수의 안정적인 교류정현파 전력을 인가하는 것이다. 따라서 고효율이며 소형이고 안정적이라고 인정된 클래스 E 증폭기를 선택하여 전체 시스템의 신뢰성과 효율을 높였다. 이를 이용한 전력 송신단 전체의 회로 구성은 그림 4와 같다. 이상적인 스위칭 조건에서는 스위칭 소자의 단락시에 병렬로 연결된 커패시턴스 C_e 의 전압이 영이 되어 스위칭 손실이 없게 된다. 그러나 이러한 조건이 만족되지 않는 경우에도 그림 4에서처럼 스위칭 소자에 반대 방향으로 병렬연결된 (antiparallel) 쇼트키 다이오드 (Schottky Diode)를 사용하여 단락시 스위칭 손실을 개선할 수 있다⁹⁾. 스위칭 소자의 선택에 있어서 고려해야 할 점으로는 앞서 설정한 공진주파수 대역에서 안정적인 스위칭 특성을 보여야 하며 단락시 전력 손실의 원인인 턴온저항 (R_{ds})이 작아야 하는 점이다. 또한 전체 시스템의 안정적인 동작을 위해 평균 드레인 (Drain) 전류의 허용치가 시스템에서 전송하는 전류의 최대값보다 3~4배 이상이어야 한다.

3. 시스템의 동작해석

그림 4의 회로에서 스위칭 소자가 단락 (ON)일 때는 단절 (OFF)시 셉트커패시턴스에 충전된 전하가 스위칭 소자를 통해 방전되며 따라서 공진단에 흐르는 전류인 I_o 가 음의 방향으로 증가하다가 감소하고 스위칭 소자가 단절

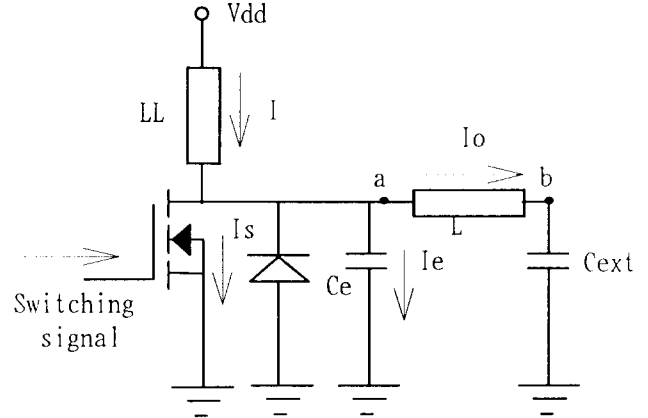


그림 4. 클래스 E 공진 증폭기의 기본 회로도

Fig. 4. Basic circuit of Class-E Resonant Amplifier

(OFF)될 때에는 전원에서부터 셉트 커패시턴스 쪽으로 전하가 충전되어 I_o 가 다시 양의 방향으로 증가한다. 이러한 온-오프 과정을 일정 주파수로 반복시키면 I_o 가 그 주파수의 교류 정현파가 되는데 전원과 직렬 연결된 초크 코일은 직류 전류원이 되며 스위칭 주파수에 따라 부하단의 커패시턴스와 인덕턴스로 구성된 공진회로에서 공진 교류전류를 야기한다. 스위치 온시 입력 전류와 출력 교류전류의 차이만큼 스위칭 소자로 방전이 시작되며 오프시 직류 전류원으로 부터 셉트 커패시턴스로 충전을 계속한다. 각 회로소자에서의 전류-전압 파형은 그림 5와 같다. 이들의 공진회로 해석은 스위칭 소자와 공진회로단의 소자 값들이 이상적인 것으로 가정하고 시행하였으며, 공진주파수에 영향을 주는 요소부터 살펴보면, 먼저 공진주파수는 스위칭 소자가 단락인 경우와 단절인 경우 각각 다르게 된다.

- 스위치가 온일 때 부하의 공진 주파수

$$f_{on} = 1 / (2\pi\sqrt{Z_{ab}C_{ext}}) \tag{3}$$

여기서 Z_{ab} 는 1차측 코일 L 양단에서 2차측의 부하의 영향을 모두 고려한 등가 임피던스.

- 스위치가 온일 때 부하단의 Q인자

$$Q_{on} = \frac{\omega_{on}L}{R_{coil}} = \frac{1}{\omega_{on}R_{coil}C_{ext}} \tag{4}$$

- 스위치가 오프일 경우 부하단의 공진 주파수

$$f_{off} = 1 / (2\pi\sqrt{Z_{ab}C_{ext}C_e / (C_{ext} + C_e)}) \tag{5}$$

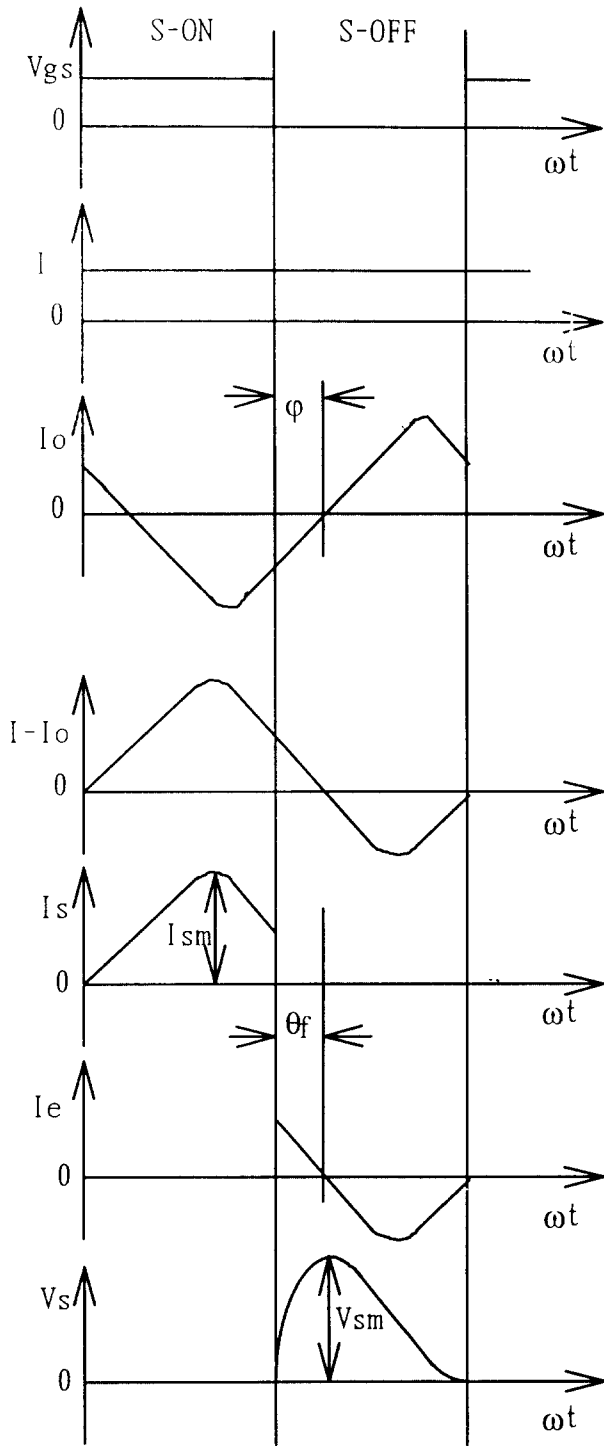


그림 5. 클래스 E 공진 증폭기의 동작시 전류 전압 파형
 Fig. 5. Current and voltage waveform of operation of Class-E Resonant Amplifier.

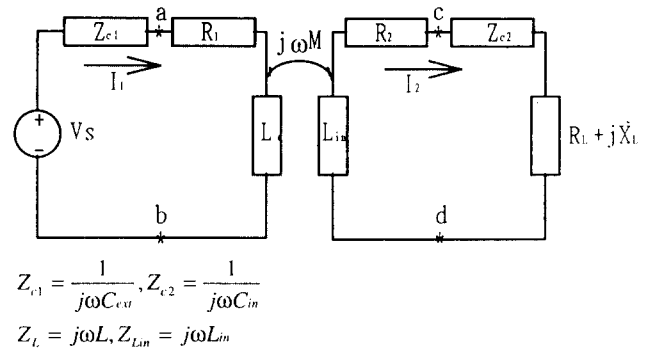


그림 6. RF코일의 페이서(Phasor) 모델링
 Fig. 6. Phasor modeling of RF coil.

• 스위치가 오프일 경우 부하단의 Q인자

$$Q_{off} = \frac{\omega_{off} L}{R_{coil}} = \frac{1}{\omega_{off} R_{coil} (C_{ext} C_{el} / (C_{ext} + C_{el}))} \quad (6)$$

여기서 식 (3), (5)와 같이 서로 다른 공진주파수가 존재하게 된다. 그러나 실제로는 C_a 는 C_{ext} 에 비해 상당히 작기 때문에 공진주파수는 (3)의 단락시 공진주파수로 해도 무방하다. 또한, 부하단 공진회로의 인덕턴스는 단순한 L성분의 값이 아니라 부하단을 포함한 2차측 코일과의 상호 인덕턴스와 2차측 부하 성분의 영향을 받게 된다. 따라서 클래스 E의 직렬 공진에 필요한 L값은 그림4로 부터 노드 a와 b단에서 본 2차측 코일을 포함한 전체 시스템의 등가 회로로 해석해야 한다. 노드 a와 b 사이의 등가 회로는 에어코어 (air-core) 트랜스포머의 해석과 동일하며 입출력 신호의 관계를 페이서(Phasor)모델로 해석이 가능하며 이를 그림 6에 나타내었다.

그림 6으로부터 입력단에서 본 임피던스는 클래스 E 공진 증폭기의 공진 모드 동작에 매우 중요하며 주파수와 공진 소자 값을 결정하는데 관련한다. 전류 I_1, I_2 는 루우프 방식을 이용하여 간단히 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_S &= (Z_{c1} + R_1 + j\omega L)I_1 - j\omega M I_2 \\ 0 &= -j\omega M I_1 + (R_2 + j\omega L_{in} + Z_{c2} + R_L + jX_L)I_2 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $Z_{c1} = \frac{1}{j\omega C_{ext}}, Z_{c2} = \frac{1}{j\omega C_{in}}$

다음과 같은 변수를 사용하여

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{c1} + R_1 + j\omega L \\ Z_{22} &= R_2 + j\omega L_{in} + Z_{c2} + R_L \\ Z_L &= j\omega L, Z_{L_{in}} = j\omega L_{in} \end{aligned} \quad (8)$$

위식으로부터 I_1, I_2 를 표현하면,

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} + \omega^2 M^2} V_S \\ I_2 &= \frac{j\omega M}{Z_{11}Z_{22} + \omega^2 M^2} V_S = \frac{j\omega M}{Z_{22}} I_1 \end{aligned} \quad (9)$$

• 입력단에서 본 임피던스

$$\frac{V_S}{I_1} = Z_{in} = \frac{Z_{11}Z_{22} + \omega^2 M^2}{Z_{22}} = Z_{11} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{22}} \quad (10)$$

• 1차 코일 쪽에서 본 임피던스

$$\begin{aligned} Z_{ab} &= Z_{in} - Z_{c1} \\ &= R_1 + j\omega L + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + j\omega L_{in} + Z_{c2} + R_L + jX_L)} \\ &= Z_1 + Z_2 \\ Z_1 &= R_1 + j\omega L \\ Z_2 &= \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + j\omega L_{in} + Z_{c2} + R_L + jX_L)} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 Z_1 은 Z_{ab} 중 1차 코일에 의한 성분이고 Z_2 는 2차 코일에 의한 성분이다.

식 (11)은 2차 코일 및 부하 회로가 1차단으로 반영된 임피던스를 나타내며 만약 두개의 코일이 완전히 분리 되었을 경우 상호 인덕턴스는 제로가 되어 Z_{ab} 는 1차 코일의 자체 임피던스가 된다. 실제로 이러한 상황이 일어날 수 있고 이 경우 회로에 순간적으로 큰 전류가 흐를 수 있으므로 이를 방지하기 위해서 전체 시스템을 설계한 후 Z_{c1} 을 적절히 조정하여 Z_{in} (무부하시)이 너무 작은 값을 갖지 않도록 조정하였다.

대부분의 인공 장기나 체내 삽입형 장치들은 부하의 크기가 일정하지 않은 경우가 있는데 특히 인공심장은 생체의 생리적인 반응에 적합한 심박동수와 심박출량을 요구하므로 필요한 전력량도 수시로 변하게 된다. 이러한 부하의 변동 성분이 1차 코일에 미치는 영향은 (11)식의 마지막 항인 Z_2 에 해당한다. Z_{c2} 를 jX_{c2} 로 바꾸어 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_2 &= \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L + j(\omega L_{in} + X_{c2} + X_L)} \\ &= \frac{\omega^2 M^2 [(R_2 + R_L) - j(\omega L_{in} + X_{c2} + X_L)]}{(R_2 + R_L)^2 + (\omega L_{in} + X_{c2} + X_L)^2} \\ &= \frac{\omega^2 M^2}{|Z_{22}|^2} [(R_2 + R_L) - j(\omega L_{in} + X_L + X_{c2})] \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $Z_{22} = R_2 + R_L + j(\omega L_{in} + X_L + X_{c2})$

위 식으로부터 2차측단의 임피던스의 절대값은 $(M/Z_2)^2$ 로 스케일된 만큼 1차 회로에 반영되지만 리액턴스성분의 부호가 음수이기 때문에 2차 코일 자체 임피던스의 공액 복소수가 스칼라 값 $(M/Z_{22})^2$ 만큼 반영되는 것을 알 수 있다. 전체 시스템에서 임피던스 정합(Impedance Matching)과 최적의 공진 조건을 만족하기 위해서는 다음과 같은 조건이 만족되어야 한다. 클래스 E 공진 증폭기의 부하단 L의 리액턴스는 직렬 공진이므로 공진주파수에서 항상 제로가 되도록 설계하였으므로(식 (2) 참조), 2차측에서 1차로 반영된 임피던스 Z_2 의 허수분과 스칼라량은 다음 관계가 만족 되도록 해야 한다.

$$j(\omega L_{in} + X_L + X_{c2}) = 0 \quad (14-a)$$

$$\frac{(\omega M)^2}{|Z_{22}|^2} \approx 1 \quad (14-b)$$

즉, (14)-a 식이 만족되도록 2차측 소자들의 리액턴스 성분값을 결정함으로써 1차측 공진단의 공진 조건이 (2)식으로 간단하게 유지되고 (14)-b 식의 조건하에서 1, 2차측의 순수 저항 성분만이 크기가 같도록 설계함으로써 임피던스 정합에 의한 최대 전력 전송이 가능해진다. 따라서, 부하 $Z_L = R_L + jX_L$ 이 설계치에서 벗어나 변동하게 되어 (14)-a식이 만족되지 못하면, 전체 시스템이 완전 공진 상태에서 작동하지 못하게 되고, (14)-b식이 만족되지 못하면, 임피던스 정합 조건이 맞지 않아 최대 전력 전송이 어렵게 된다.

4. 시스템의 효율

(1) 최소 전력 손실

설계된 1, 2차 코일 조건으로부터 얻을 수 있는 최소한의 손실 전력은 다음과 같이 구할 수 있다.

식 (7)과 (14)-a 로부터 $R_2 \ll 1$ 의 조건을 이용하면,

$$0 = -j\omega M I_1 + I_2(R_L + jX_L + R_2) \approx -j\omega M I_1 + I_2(R_L + jX_L) \quad (15)$$

또한 $R_1 \ll 1$ 을 이용하여 V_{ab} 와 V_{cd} 를 1, 2차측 전류의 함수로 나타내면,

$$\begin{aligned} V_{cd} &= I_2(R_L - jX_{c2} + jX_L) = I_2(R_L - j\omega L_{in}) \\ V_{ab} &= (j\omega L + R_1)I_1 + j\omega M I_2 \approx j\omega L I_1 + j\omega M I_2 \end{aligned} \quad (16)$$

이 되며, 부하단에 전송된 평균 전력을 P 로 정의하여 1, 2차측의 전류, 전압으로부터 P_{loss} 를 유도한다.

$$\begin{aligned}
 P &= I_2^2 (R_L^2 + X_L^2)^{\frac{1}{2}} \\
 |I_2| &= \left(\frac{P}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \\
 |I_1| &= \frac{|I_2| \sqrt{R_L^2 + X_L^2}}{\omega M} = \frac{(P \cdot \sqrt{R_L^2 + X_L^2})^{\frac{1}{2}}}{\omega M} \\
 |V_{cd}| &= |I_2| \cdot (R_L^2 + (\omega L_m)^2)^{\frac{1}{2}} = P^{\frac{1}{2}} \cdot \left(\frac{R_L^2 + (\omega L_m)^2}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \\
 |V_{ab}| &= \left| L \cdot \frac{I_2(R_L + jX_L)}{M} + j\omega MI_2 \right| \\
 &= |I_2| \cdot \left\{ \frac{LR_L}{M} + j \left(\frac{LX_L}{M} + \omega M \right) \right\} \\
 &= \left(\frac{P}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left\{ \frac{L^2 R_L^2}{M^2} + \left(\frac{L^2 X_L^2}{M^2} + \omega^2 M^2 \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 P_{loss} &= |I_1|^2 R_1 + |I_2|^2 R_2 \\
 &= P \cdot \left(\frac{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}}{\omega^2 M^2} \cdot R_1 + \frac{R_2}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}} \right)
 \end{aligned} \tag{17}$$

여기서 P_{loss} 를 최소화하는 부하 조건을 구해 보면,

$$\begin{aligned}
 \frac{dP_{LOSS}}{dR_L} &= \frac{dP_{loss}}{d(\sqrt{R_L^2 + X_L^2})} \cdot \frac{d(\sqrt{R_L^2 + X_L^2})}{dR_L} \\
 &= P \cdot \left(\frac{R_1}{\omega^2 M^2} - \frac{R_2}{(R_L^2 + X_L^2)} \right) \cdot \frac{2R_L}{2\sqrt{R_L^2 + X_L^2}}
 \end{aligned} \tag{18}$$

$$\frac{dP_{loss}}{dR_L} = 0 \text{ 의 조건으로부터}$$

$$R_L^2 + X_L^2 = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \omega^2 M^2 \quad \text{과}$$

$$R_{L, opt} = \sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1} \right) \omega^2 M^2 - X_L^2} \quad \text{을 이용하면,}$$

$$\begin{aligned}
 P_{loss, min} &= P \cdot \left(\frac{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}}{\omega^2 M^2} \cdot R_1 + \frac{R_2}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}} \right) \Bigg|_{R_L^2 + X_L^2 = \frac{R_2}{R_1} \omega^2 M^2} \\
 &= P \cdot \left(\frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \omega M}{\omega^2 M^2} \cdot R_1 + \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \omega M} \right) \\
 &= \frac{P}{\omega M} \cdot (2\sqrt{R_1 R_2}) \\
 &= 2P\sqrt{R_1 R_2} / \omega M
 \end{aligned} \tag{19}$$

여기서, $M = k(LL_m)^{\frac{1}{2}}$ 으로 주어진다.

즉, 손실 전력은 전송 평균 전력에 비례하며 1, 2차 코일의 내부저항에 의해 크게 좌우됨을 알 수 있다.

(2) 효율의 계산

개발된 무선 에너지 전송 시스템의 전체 효율을 정확히 계산하기 위해서는 1차측의 공진단 효율, 스위칭 소자의 효율, 1, 2차 코일간의 전송 효율 및 정류회로의 효율을 모두 계산해야 한다. 각 소자들의 모델을 사용하여 수학적으로 계산하려는 시도들도 있었지만⁵⁻⁷⁾, 계산 결과의 정확도는 여러가지 요소들에 의해 영향을 받게 된다.

공진단의 효율은 사용된 소자들의 기생 변수(parasitic parameter)들에 의해 결정되는데, 대략 95% 이상이다. 스위칭 소자의 효율은 사용된 소자의 스위칭 특성에 의해 결정되는데, 본 연구에서 사용한 것과 같은 MOSFET를 사용할 경우 90% 이상을 얻을 수 있다. 1, 2차 코일간의 전송 효율은 코일의 내부저항에 기인하며 식 (19)로부터,

$$\eta_{coil} = 1 - \frac{P_{loss}}{P} = \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{\omega M} \tag{20}$$

로 주어지는데, 개발된 시스템의 경우 대략 95%이다.

정류회로의 효율은 사용한 4개의 다이오드의 문턱 전압과 평활회로에 사용한 정전용량의 유효 저항 성분 등에 의해 결정되는데⁷⁾, 대략 90% 이상의 효율을 얻을 수 있다. 따라서, 이상 네가지 부분의 대표적 효율치를 사용하여 전체 시스템의 효율을 예측해보면, 73% 정도의 수치가 나오는데 실제적으로 70~80% 선의 효율을 얻을 수 있다.

5. 실험 방법

개발된 무선 에너지 전송 시스템에 대한 생체실험을 통한 체내 성능 평가를 실시하였다. 그림 7에서 보인 바와 같이 실험 대상으로 개를 이용했으며 세 차례 동물실험을 통해서 본 연구 팀에서 개발한 인공심장에 적용하여 시스템의 내구성과 성능평가를 실시했다. 생체와 접촉하는 코일은 무엇보다도 주위 조직과 조화를 이루기 위해서는 생물학적으로 안정해야 하며 조직에 대한 적합성이 양호해야 한다. 따라서, 생체 안정성과 친화성을 향상시키기 위한 과정¹⁰⁾을 거친 다음 2차 코일을 매립했으며 수술 후 3일이 경과한 후 시스템의 성능 평가를 실시하였다. 무선 에너지 전송 장치의 생체내 성능 평가를 원활히 수행하기 위해 인공심장은 이식하지 않았으며, 피하에 매립된 2차 코일의 출력을 다시 체외로 꺼내어 모의 순환 장치에 연결된 인공심장을 구동하는 전원으로 사용하였다. 이러한 실험 방법은 무선 에너지 전송장치만의 성능 평가를 위해 복잡한 인공심장 이식 수술을 행하지 않아도 되고 모의 순환 장치의 각종 혈류역학적 변수를 손쉽게 변화시킴으로써



그림 7. TETS의 성능시험을 위한 동물실험(사진). TETS의 출력을 모의 순환장치에 연결하여 인공심장을 구동했다.
Fig. 7. Photograph of animal experiment for performance test of TETS. The output of TETS drives TAH linked with mock circulation system.

여러 가지 생리상태 하에서의 성능을 평가할 수 있다는 장점이 있다. 전송된 전력과 전압, 전류의 값을 부하 조건에 따라 측정하여 전체 전송 효율을 계산 했으며 또한, 코일 주위에 온도센서를 함께 부착하여 이식된 코일 주변의 온도 변화 양상을 기록했다.

결 론

1. 실험 결과

개발된 클래스 E 공진 증폭기를 이용한 무선 에너지 전송장치는 서론에서 언급한 4가지 조건을 만족하였으며 특히 생체이식전, 후에서의 TETS의 전송기능에는 차이가 없었다. RF코일 사이의 간격을 동축상으로 1cm를 기준으로

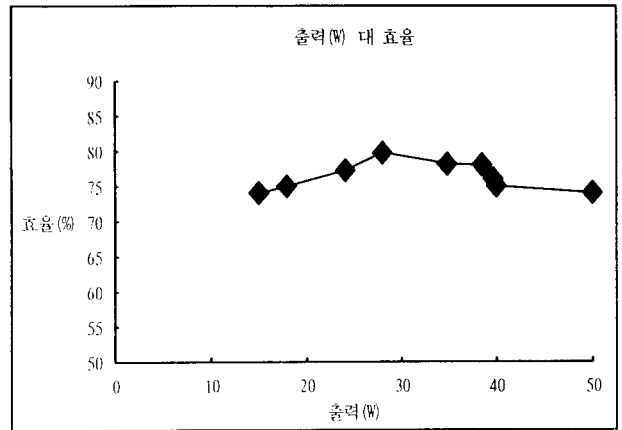


그림 8. In vivo 실험에서 TETS의 전송전력 대 효율과의 관계. 20-60W 출력에서의 전송효율은 70%이상을 유지했다.
Fig. 8. In vivo performance of TETS (Transferred power vs. transfer efficiency). We achieved above 70% power transfer efficiency from 20W to 60W power transfer level.

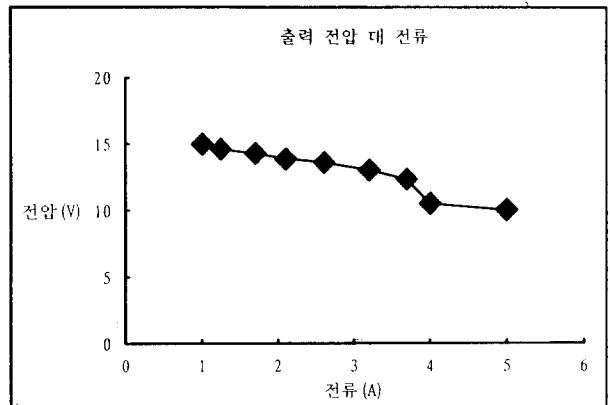


그림 9. In vivo 실험에서 TETS의 출력전압 대 전류와의 관계. 심한 부하변동의 조건에서도 안정된 출력전압(10-16V)을 얻을 수 있었다.
Fig. 9. In vivo performance of TETS (output voltage vs. output current). We achieved desired output voltage (10-16V) in relatively overloaded condition.

공진 회로를 설계 했으나 실제적으로 동일 공진 주파수에서 0.8~1.2cm 범위 내에서는 전송기능에 큰 변화가 없음을 확인할 수 있었다. 전체 시스템의 평균 전송 효율은 계산치와 거의 일치했으며 인공심장을 구동하기 위해 요구되는 평균 20~30W범위 내의 전송 효율은 75%이상을 유지 했다. 이러한 수치는 앞서 대략적인 효율 계산에서 예

측한 값과 잘 일치하고 있다. 전송전력 대 효율, 전송전류 대 전압 관계는 각각 그림 8, 9과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 TETS의 전송전력이 20~60W의 범위 내에서는 안정된 출력 전압을 얻을 수 있었다. RF코일이 동축상에서 0.5cm만큼 기준 설계에 비해 가까이 있었을 경우 양단 코일 사이의 커플링계수(coupling constant)가 너무 높아 결과적으로 시스템의 비공진 모드가 되어 최대 전송 전력이 30W로 떨어졌다. 그러나 적정 커플링계수 범위 내에서는 일정한 효율과 출력전압이 가능했고, 동축상으로부터 한쪽 코일이 20~30°정도의 범위 내에서 움직여서 발생하는 코일 중심간의 비일치(misalignment)에 대해서도 전송기능의 큰 변화는 없었다. 코일 주변의 온도 분포를 알기 위해서 시스템을 1시간 이상 동작시켜 온도 상승이 정상상태에 이르러 더 이상 온도의 상승이 없을때 센서로부터 온도를 측정하였다. 이식 코일 주변의 체온은 다른 주변 조직과 비교해 볼 때 2°C미만으로 상승 되었으며 2주 동안 동작시킨 후 검사하였을 때에도 고온으로 인한 세포 괴사 현상은 관찰할 수 없었다.

2. 토 의

본 연구에서는 완전 이식형 인공심장의 개발에 필수적으로 요구되는 무선 에너지 전송장치를 개발하여 동물실험을 통한 성능 평가를 실시하였다. 개발된 TETS는 현재 개발중인 인공심장 시스템의 구동에 필요한 충분한 전력을 전송하며 체내에 수신 코일과 정류회로를 이식할 것을 고려하여, 특히 전체 시스템의 소형화, 고효율화에 역점을 두었다. 실제로 매립된 2차 코일의 크기가 다른 그룹의 연구 결과⁸⁾와 비교해 볼 때 소형화(1차 코일 외경 6cm, 2차 코일 외경 5.3cm)가 실현됐으며, TETS의 내구성 및 신뢰성과 직접적으로 관련된 고효율의 전송기능이 클래스 E 공진 증폭기를 도입하여 가능하였다. 이러한 직류/교류 변환기의 설계가 효율을 높이는데 가장 중요한 역할을 했으며, 전체 시스템의 손실중 스위칭 소자의 손실이 가장 높게 나타났다. 향후 연구과제로는 2차 코일은 자체 크기나 이식될 피부 두께를 고려하여 인공심장의 평균 부하 조건에서 최적의 코일 턴수와 인덕턴스를 갖도록 결정했으며, 코일간의 전송시 발생하는 손실을 줄이기 위해서는 내부 저항을 최소화해야 하므로, 사용한 리쯔선의 가닥 수가 현

재보다 증가 될 경우 코일 내부에서 소모되는 손실을 줄일 수 있어, 향후 전송 효율이 개선 될 수 있을 것이다. 그리고, 동물실험에서 장기간 매립된 코일 주변의 조직 변화를 주기적으로 관찰하여 재료의 변성으로 인한 전송 효율의 관계를 더 자세히 규명할 필요가 있다. 또한, 1, 2차 코일간의 커플링이 물리적인 자극이나 코일의 위치 이동에 의해 변화할 경우, 전체 공진 모드가 변하게 되어 전체 시스템의 전송 효율이 떨어지게 되는데, 이러한 경우에 대해서도 능동적으로 대처하는 개선된 공진 모드의 제어가 필요하다.

참 고 문 헌

1. W. J. Kolff, *Artificial Organs-forty years and beyond ASAIO Trans*, vol. 29, pp. 6-24, 1984.
2. 민병구, 김희찬, *인공장기*, 전자공학회지, 13권, 3호, 67-73, 1986.
3. 김희찬, 민병구, *인공심장*, 전자공학회지, 21권, 12호, 75-87, 1994.
4. J. C. Schuder, J. H. Gold, H. E. Stephenson, *An inductively coupled RF system for the transmission of 1kW of power through the skin IEEE Trans Biomed Eng*, vol. 18, no. 4, pp. 265-273, 1971.
5. M. Kazimierzczuk, *Effects of the collector Current Fall Time on the Class E Tuned Power Amplifier*, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 18, no. 2, pp 181-193, 1983.
6. F. H. Raab, *Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier*, *IEEE Trans. Circuits Syst*, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, 1977.
7. V. Vorperian, *A Simple Scheme for Unity Power-Factor Rectification for High Frequency AC Buses*, *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 5, no. 1, pp. 77-87, 1990.
8. W. J. Weiss, G. Rosenberg, A. J. Snyder et al, *In vivo performance of a transcutaneous energy transmission system with the Penn. State motor driven ventricular assist device*, *ASAIO Trans*, vol. 35, pp. 284-288, 1989.
9. M. K. Kazimierzczuk, K. Puczko, *Class E Tuned Power Amplifier with Antiparallel Diode or Series Diode at Switch, with Any Loaded Q and Switch Duty Cycle*, *IEEE Trans Circuit syst*, vol. 36, no. 9, pp. 1201-1990, 1989.
10. J. M. Ahn, D. W. Kang, H. C. Kim and B. G. Min, *IN VIVO Performance Evaluation of a Transcutaneous Energy and Information Transmission System for the Total Artificial Heart*, *ASAIO J.*, vol. 39: pp. 154-168, 1993.

=국문초록=

완전 이식형 인공심장 개발의 일환으로 무선에너지 전송 장치를 개발하였다. 본 연구에서는 피하에 이식된 2차 코일과 피부표면에 놓인 1차 코일 간의 자기 유도의 원리에 의한 전기에너지 전송 시스템을 개발하였으며, 이식될 소자의 소형화 및 전송효율의 향상을 목표로 하였다. 클래스 E 공진 증폭기를 이용하여 인공심장의 구동에 요구되는 평균 40 Watt 전송시 75% 이상의 전송 효율을 얻었다. 또한 동물 실험을 실시하여, 체내 성능을 검증하였고 체내 이식부의 생체 적합성도 확인하였다.