



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(11) 공개번호 10-2018-0079289  
 (43) 공개일자 2018년07월10일

- |  |  |
|--|--|
| (51) 국제특허분류(Int. Cl.)<br>H04B 13/00 (2006.01) H04B 5/00 (2006.01)<br>(52) CPC특허분류<br>H04B 13/005 (2013.01)<br>H04B 5/0075 (2013.01)<br>(21) 출원번호 10-2018-7006965<br>(22) 출원일자(국제) 2016년08월23일<br>심사청구일자 없음<br>(85) 번역문제출일자 2018년03월09일<br>(86) 국제출원번호 PCT/US2016/048200<br>(87) 국제공개번호 WO 2017/035143<br>국제공개일자 2017년03월02일<br>(30) 우선권주장<br>62/208,881 2015년08월24일 미국(US) | (71) 출원인<br>더 리젠츠 오브 더 유니버시티 오브 캘리포니아<br>미국 캘리포니아주 94607-5200 오크랜드 5층 프랭클린 스트리트 1111<br>(72) 발명자<br>박 지웅<br>미국 캘리포니아주 92037 라 호야 아파트먼트 에이치 리젠츠 로드 9134<br>메르시에 패트릭<br>미국 캘리포니아주 92130 샌 디에고 토리 뷰 코트 3713<br>(74) 대리인<br>김태홍, 김진희 |
|--|--|

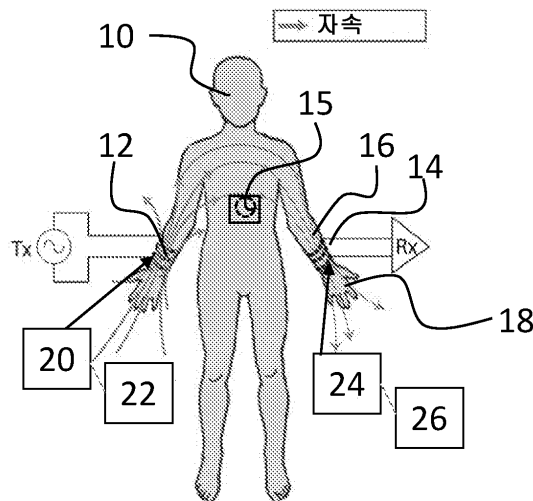
전체 청구항 수 : 총 25 항

(54) 발명의 명칭 **저전력 자기장 신체 영역 네트워크**

**(57) 요약**

본 발명은 통신을 위해 근거리 자기장을 이용하는 신체 영역 네트워크를 제공한다. 인간의 신체 부분에 착용되도록 제1 코일이 구성된다. 송신기는 제1 코일을 통해 신체 자기장을 생성하도록 제1 코일을 구동한다. 제2 코일은 자기장에 정합된 제1 코일을 통해 전송된 신호에 결합한다. 수신기는 제2 코일로부터 신호를 수신한다. 자기장으로서 인간의 신체를 이용하여 네트워크 통신을 확립하는 방법은, 송신기 코일을 인간의 신체의 일부와 연관시키는 단계로서, 상기 송신기 코일은 인간의 신체의 근거리에서 수신기 코일에 결합하도록 구성되는 것인, 연관 단계, 인간의 신체의 주변에 근거리 자기장을 생성하도록 송신기 코일을 구동하는 단계, 및 수신기 코일로 근거리 자기장에 결합하는 단계를 포함한다.

**대표도** - 도1a



## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

신체 영역 네트워크에 있어서,  
인간의 신체 부분에 착용되도록 구성된 제1 코일;  
상기 제1 코일을 통해 신체 자기장을 생성하도록 상기 제1 코일을 구동하는 송신기;  
상기 자기장에 정합된 제1 코일을 통해 전송된 신호에 결합된 제2 코일;  
상기 제2 코일로부터 신호를 수신하는 수신기를 포함하는 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 2

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일은 인간의 신체 부분을 둘러싸도록 구성되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 3

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일은 인간의 신체 부분에 실질적으로 평행하도록 구성되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 4

청구항 1에 있어서, 상기 제2 코일은 인간의 신체 부분에 착용되도록 구성되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 5

청구항 1에 있어서, 상기 제2 코일은 오프 바디(off body)인 디바이스와 연관(associate)되도록 구성되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 6

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 ~ 1 내지 100 MHz 자기장을 통해 결합하도록 튜닝되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 7

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 ~ 20 내지 50 MHz 자기장을 통해 결합하도록 튜닝되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 8

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 ~ 10 내지 30 MHz 자기장을 통해 결합하도록 튜닝되는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 9

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 싱글 턴(single turn) 코일을 포함하는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 10

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 멀티턴(multi-turn) 코일을 포함하는 것인 신체 영역 네트워크.

#### 청구항 11

청구항 1에 있어서, 상기 송신기는 상기 제2 코일에 공진 또는 유도 결합하는 자기장을 생성하도록 상기 제1 코일을 구동하는 것인 신체 영역 네트워크.

**청구항 12**

청구항 1에 있어서, 상기 송신기는 상기 제2 코일에 공진 결합하는 자기장을 생성하도록 상기 제1 코일을 구동하는 것인 신체 영역 네트워크.

**청구항 13**

청구항 1에 있어서, 근거리는 인간의 신체 주변의 ~ 2 내지 4 m의 범위인 것인 신체 영역 네트워크.

**청구항 14**

청구항 1에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 소형 커패시터와 공액 정합(conjugate match)되는 것인 신체 영역 네트워크.

**청구항 15**

청구항 1의 신체 영역 네트워크를 포함하는 시스템에 있어서,  
상기 송신기에 센서 데이터를 제공하는 신체 웨어러블 센서를 더 포함하는 시스템.

**청구항 16**

청구항 9에 있어서, 상기 수신기로부터 데이터를 수신하는 전자 디바이스를 더 포함하는 시스템.

**청구항 17**

청구항 10에 있어서, 상기 전자 디바이스는 스마트 워치 또는 스마트 폰 중의 하나를 포함하는 것인 시스템.

**청구항 18**

자기장으로서 인간의 신체를 이용하여 네트워크 통신을 확립하는 방법에 있어서,  
송신기 코일을 인간의 신체의 일부와 연관시키는 단계로서, 상기 송신기 코일은 인간의 신체의 근거리에서 수신기 코일에 결합하도록 구성되는 것인, 연관 단계;  
상기 인간의 신체의 주변에 근거리 자기장을 생성하도록 상기 송신기 코일을 구동하는 단계; 및  
수신기 코일로 상기 근거리 자기장에 결합하는 단계를 포함하는 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 19**

청구항 18에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 ~ 1 내지 100 MHz 자기장을 통해 공진 결합하도록 튜닝되는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 20**

청구항 18에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 ~ 20 내지 50 MHz 자기장을 통해 결합하도록 튜닝되는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 21**

청구항 18에 있어서, 상기 제1 코일 및 상기 제2 코일은 ~ 10 내지 30 MHz 자기장을 통해 결합하도록 튜닝되는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 22**

청구항 18에 있어서, 상기 연관 단계는, 상기 인간의 신체의 일부 주변에 상기 송신기 코일을 둘러싸는 단계를 포함하는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 23**

청구항 18에 있어서, 상기 연관 단계는, 상기 인간의 신체의 일부와 실질적으로 평행한 평면에 상기 송신기 코일을 배치하는 단계를 포함하는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 24**

청구항 18에 있어서, 상기 수신기 코일은 상기 인간의 신체의 일부와 연관되는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**청구항 25**

청구항 18에 있어서, 상기 수신기 코일은 오프 바디인 디바이스와 연관되는 것인 네트워크 통신 확립 방법.

**발명의 설명**

**기술 분야**

- [0001] 본 출원은 2015년 8월 24일 출원된 가출원 번호 62/208,881로부터 35 U.S.C. § 119와 모든 적용가능한 법 및 조약 하의 우선권을 주장한다.
- [0002] 본 발명의 예시적인 기술분야는 네트워크 통신 및 신체 모니터링 시스템을 포함한다. 예시적인 신체 모니터링 시스템은 신체에 착용한 건강 감지 시스템, 활동 추적기 및 신체에 착용한 스포츠 수행 시스템을 포함한다. 본 발명의 네트워크는 매우 낮은 전력 소비로 신체 주변에 정보를 무선 통신해야 하는 임의의 웨어러블(wearable) 디바이스(예컨대, 웨어러블 센서, 활동 추적기, 스마트워치, EEG 헤드셋 등)에 대하여 통신을 제공할 수 있다.

**배경 기술**

- [0003] 의료용 디바이스 및 웨어러블 소비자 제품은 소형 폼 팩터를 필요로 하는 근본적인 해부학적 주도의 크기 제약을 갖는다. 대부분의 환자와 소비자들은 긴 배터리 수명을 원하고 배터리 볼륨은 해부학에 의해 한정되기에, 수명을 늘리기 위한 유일한 방법 중의 하나는 기본 회로의 전력을 감소시키는 것이다. 전력을 절약하기 위해 거리나 지속시간에 따라 무선 통신이 한정될 때에도, 디바이스의 무선 통신 컴포넌트의 에너지 예산(energy budget)은 여전히 웨어러블 디바이스의 전체 에너지 예산을 지배할 수 있다.
- [0004] 그리하여 보다 높은 성능의 무선 회로를 제공하는 것에 많은 노력이 집중되어 왔다. 저전력 고성능 웨어러블 회로는 고가의 컴포넌트를 사용하는 경향이 있다. 예를 들어 초저전력 무선 회로는 커스텀 회로 설계로서 IMEC로부터 입수가능하지만, 매우 작은 노드 저전력 CMOS 트랜시버, 예컨대 40nm 저전력 CMOS에 구현된 7Gbps 60GHz 트랜시버를 활용하는 것에 의존한다. 이러한 무선 트랜시버의 비용은 웨어러블 컴포넌트의 가격을 상당히 높일 수 있고, 웨어러블 의료용 및 소비자 신체 모니터링 디바이스를 개선하도록 여전히 감소된 비용, 영역 및 전력 소비 무선 통신에 대한 요구가 존재한다.
- [0005] 종래의 트랜시버의 전력 성능 및 회로 효율을 단순히 개선하는 것에서 돌아서는 하나의 접근법으로는, 갈바닉 결합(galvanic coupling)을 통해 전기장을 위한 통신 채널로서 인간의 신체를 이용하는 접근법이 있다. 본 발명자 중의 한 명과 동료에 의해 전자섬유(e-textile) 접근법이 개발되었다. 2011년 6월 *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 6, pp. 1284-1295에서의 P. P. Mercier 및 A. P. Chandrakasan의 "A Supply-Rail-Coupled eTextiles Transceiver for Body-Area Networks"를 참조하자. 다른 사람들도 또한 전기장을 위한 통신 채널로서 인간의 신체를 이용하였다. 2006 10th *IEEE International Symposium on Wearable Computers*, 2006, pp. 125-126에서의 S. Lee, N. Cho, 및 H. Yoo의 "Low Power Wearable Audio Player Using Human Body Communications"를 참조하자. 전자섬유는 본질적으로 낮은 경로 손실로 인해 가장 낮은 전력 소비를 제공하지만, 전용 의류를 활용하며, 이는 많은 응용에 있어서 현실적이거나 바람직하지 않을 수 있다.
- [0006] 갈바닉 결합은 통상적으로 2개의 전극 쌍을 채용하며, 이는 송신기(TX; transmitter) 및 수신기(RX; receiver) 노드로서 피부에 부착될 수 있다. TX 노드에서, 전기 신호가 차동 인가되며, 온몸에 걸쳐 전파하는 작은 전류를 유도하고, 이의 일부가 RX에 의해 감지될 수 있다. 따라서, 갈바닉 결합은 신체에 걸쳐 분산된 유선 접속과 매우 흡사하게 동작하며, 그리하여 높은 수준의 보안/프라이버시 및 양호한 간섭 복원(interference resiliency)을 달성할 수 있다.
- [0007] 또 다른 접근법은 전기장 인체 통신에 의존하며, eHBC로 지칭될 수 있다. J. H. Hwang, T. W. Kang, S. O. Park, 및 Y. T. Kim의 "Empirical Channel Model for Human Body Communication," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 694-697, 2015. 이러한 시스템은 종래의 원거리장 무선(예컨대, Bluetooth,

WiFi, Zigbee, LTE 등)에 비교하여 더 낮은 경로 손실을 가질 수 있고, 에너지의 제한된 브로드캐스팅으로 인해 더 낮은 복잡도의 멀티유저 액세스 및 보안 요건의 이점이 더 있다. 그러나, 경로 손실의 개선이 항상 큰 것은 아닌데, 특히 작은 배터리 전력의 디바이스가 사용될 때 그러하고, 그에 따라 종래의 무선을 통한 eHBC의 이점이 여전히 불분명하다. 또한, 갈바닉 eHBC 시스템은 움직임으로 인해 제한된 동적 경로 손실 저하를 가지며, 임플란트와 통신하도록 사용될 수 있다. 그러나, 인간의 신체에서 발견된 조직의 낮은 전도율로 인해, 갈바닉 eHBC는 다른 접근법들에 비해 비교적 큰 경로 손실을 갖는다. B. Kibret, M. Seyedi, D. T. H. Lai, 및 M. Faulkner의 “Investigation of galvanic-coupled intrabody communication using the human body circuit model.” *IEEE J. Biomed. Heal. informatics*, vol. 18, no. 4, pp. 1196-206, Jul. 2014.

[0008] 다른 시스템들은 신체에 용량 결합한다. 용량성 eHBC 시스템도 또한 인간의 신체 주변에 차동 신호를 생성하도록 2개의 전극 쌍을 필요로 하지만, 이들의 물리적 구성은 다소 상이하다. 용량 결합으로, 하나의 전극만 인간의 신체 내에 전기장을 생성하도록 피부에(또는 근방에) 직접 배치되어야 하는 반면에, 다른 전극은 환경에 용량 결합하기 위하여 바깥을 향해 배치되어야 한다. 예를 들어, T. G. Zimmerman의 “Personal area networks (PAN): Near-field intra-body communication,” M.S. Thesis, Massachusetts Inst. Technol., Cambridge, MA, 1995를 참조하자. 다른 연구결과들에 따르면, 이 결합 메커니즘은 동작 주파수가 정전 분석에 충분히 낮은 경우 분산 RC 회로로서 모델링될 수 있다. N. Cho, J. Yoo, S. J. Song, J. Lee, S. Jeon, 및 H. J. Yoo의 “The human body characteristics as a signal transmission medium for intrabody communication,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 1080-1085, 2007. 그러나, 주파수가 수십 MHz 이상으로 스케일링됨에 따라, 전극에 의해 복사되는 전력이 증가하고, 다른 사람들은 인간의 신체의 표면 상에서 동작하는 파동 전파 모델을 제안하였다. J. Bae, H. Cho, K. Song, H. Lee, 및 H.-J. Yoo의 “The Signal Transmission Mechanism on the Surface of Human Body for Body Channel Communication,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3, pp. 582-593, Mar. 2012. 이러한 모델은 용량 결합이 갈바닉 결합보다 더 낮은 경로 손실을 달성한다는 것을 보여주었다.

[0009] 그러나, 본 발명자들은 용량성 eHBC 시스템이 다수의 단점의 문제가 있다는 것을 인식하였다. 예를 들어, 이는 환경 결합(environmental coupling)을 증가시키고 경로 손실을 감소시키도록 큰 접지면을 필요로 한다. 이 경로 손실은 또한 환경 조건(및 결합할 물체의 가용성)에 기초하여 높은 가변성을 갖는다. 또한, IEEE가 2012년에 802.15.6 WBAN 표준을 확립한 이래로, eHBC는 그의 동작 주파수로서 21 MHz를 사용했지만, 용량 결합은 일반적으로 더 높은 주파수에서 가장 낮은 경로 손실을 달성한다. 본 발명자들은 또한, 용량성 eHBC가 종래의 원거리 복사에 비해 우월한 경로 손실을 제공할 수 있지만, 환경적 영향에 의해 야기되는 변동 및 인간의 신체의 열악한 전도율이 그의 효율을 더 제한한다는 것을 알아냈다.

**발명의 내용**

[0010] 본 발명의 실시예는 통신을 위해 근거리 자기장을 이용하는 신체 영역 네트워크를 제공한다. 인간의 신체 부분에 착용되도록 제1 코일이 구성된다. 송신기는 제1 코일을 통해 신체 자기장을 생성하도록 제1 코일을 구동한다. 제2 코일은 제1 코일 및 자기장에 정합된 제1 코일을 통해 전송된 신호에 결합한다. 수신기는 제2 코일로부터 신호를 수신한다.

[0011] 자기장으로서 인간의 신체를 이용하여 네트워크 통신을 확립하는 본 발명의 방법은, 송신기 코일을 인간의 신체의 일부와 연관시키는 단계로서, 상기 송신기 코일은 인간의 신체의 근거리에서 수신기 코일에 결합하도록 구성되는 것인, 연관 단계, 인간의 신체의 주변에 근거리 자기장을 생성하도록 송신기 코일을 구동하는 단계, 및 수신기 코일로 근거리 자기장에 결합하는 단계를 포함한다.

**도면의 간단한 설명**

[0012] 도 1a는 본 발명의 바람직한 실시예의 신체 영역 네트워크 및 네트워크 전송 시스템을 예시한다.  
 도 1b는 본 발명의 바람직한 실시예의 감지 신체 영역 네트워크 및 네트워크 전송 시스템의 블록 회로도이다.  
 도 2a 및 도 2b는 팔을 쭉 뻗은 인체 자세와 팔을 내린 인체 자세에 대하여 도 1a의 시스템의 시뮬레이션에 사용된 신체 표면 메시지를 각각 예시한다.  
 도 3a 및 도 3b는 전도율 및 유전율에 대하여 인체 조직의 유전 특성 대 주파수를 각각 그래프로 나타낸다.  
 도 4a 및 도 4b는 이전의 용량성 eHBC 전극(전기장)과 본 발명의 mHBC(자기장 인체 채널) 코일에 대한 필드 패

턴을 각각 예시한다.

도 5는 본 발명의 mHBC의 측정을 위한 실험 셋업을 예시한다.

도 6은 40cm의 송신기 대 수신기 팔 대 팔 거리(도 5에서의 ATP1-AR1)로 본 발명의 mHBC에 대하여 시뮬레이션된 데이터의 측정 결과를 그래프로 나타낸다.

도 7a 내지 도 7c는 AR2P1 및 AR2P2 대 ATP1 및 ATP2(도 7a), HR 대 ATP1 및 ATP2(도 7b) 및 LR 대 ATP1 및 ATP2(도 7c)의 도 5에서의 송신기 대 수신기 팔 대 팔 위치로 본 발명의 mHBC에 대하여 측정 결과 및 시뮬레이션된 데이터를 각각 그래프로 나타낸다.

도 8은 본 발명의 mHBC, 용량 결합 eHBC 및 UWB 안테나에 대하여 도 5의 손목 대 손목 자세 1(ATP1-AR2P1)에 대한 경로 손실 대 거리를 그래프로 나타낸다.

도 9a는 근거리에서의 헤르츠(Hertzian) 전기 쌍극자 및 그의 필드 패턴을 예시하고, 도 9b는 근거리에서의 이상적인 루프 전류에 의한 자기 쌍극자 및 그의 필드 패턴을 예시한다.

도 10은 생체 조직에 또는 공기 중에 배치된 이상적인 전기 쌍극자 안테나에 의해 생성된 분류된 전력 밀도를 그래프로 나타낸다.

도 11은 생체 조직에 또는 공기 중에 배치된 이상적인 자기 쌍극자 안테나에 의해 생성된 분류된 전력 밀도를 그래프로 나타낸다.

도 12는 본 발명에 따른 신체 영역에서의 자기 공진 결합의 단순화된 회로 모델이다.

도 13a 내지 도 13c는 팔 대 팔 송신기 및 수신기 코일에 대한 자기 결합을 예시한다.

도 14a 내지 도 14c는 관찰점에 도달하는 플럭스 수의 일반화(도 14a), 단순화된 계산을 위한 유효 반경 모델(도 14b), 및 벡터 합을 위한 회전 H-필드 방향의 고려(도 14c) 각각에 대하여 신체 안의 전반사를 각각 모델링한다.

도 15는 신체-공기 계면 경계 조건에 의해 향상된 원거리 부분 자속 밀도의 데이터를 그래프로 도시한다.

도 16은 원거리 및 근거리 부분을 병합한 총 자속 밀도를 예시한다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0013] 바람직한 실시예는 저전력 신체 영역 네트워크이다. 네트워크는 예를 들어 스포츠 수행 모니터링 시스템과 같은 웨어러블 건강 모니터링 시스템 및 소비자 시스템에 적용가능하다. 본 발명의 네트워크는 네트워크 매체로서 자기장을 활용한다. 본 발명자들은, 신체가 자기장을 전파하기 위한 특출한 매체임을 밝혀냈다. 본 발명의 바람직한 시스템은, 신체의 한 영역에서의 건강 신호(심박동수, EEG 등), 또는 가속도, 이동한 거리와 같은 활동 신호를 감지하는, 신체 활용한 자기장 및 센서를 포함한다. 센서는 자기 네트워크를 통해 감지된 신호를 전송한다. 신체에 또는 근방에 어디에든 배치된 수신기, 예컨대 사람이 착용한 스마트 워치, 사람이 휴대한 스마트폰 또는 사람 부근에 수신기를 갖는 컴퓨터 디바이스는, 자기장 경로의 송신 및 수신 단부에서 코일을 통해 센서에 의해 전송된 신호를 감지할 수 있다. 사람 부근의 수신기는 예를 들어 자기 코일을 구비한, 스포츠 수행 루트에 따른 스테이션 또는 의료용 직물의 컴퓨터를 포함할 수 있고, 사람이 휴대한 mHBC 송신기 코일 및 수신기에 수신 정합된다.
- [0014] 본 발명의 네트워크 및 시스템은 우수한 통신을 제공하며, 보다 종래의 전기장 통신 시스템에 유리하게 비교된다. 또다른 이점으로서, 본 발명의 자기장 통신 매체는 신체의 바깥쪽으로 매우 급격하게 떨어진다. 바람직한 실시예에서, 최대 범위는 수 미터, 즉 ~2-4 meter이다. 이는 사용자에게 대한 프라이버시 기능으로서 작용할 수 있으며, 전기장 기반의 시스템보다 유저에게 더 많은 프라이버시를 제공한다. 본 발명자들은, 본 발명의 자기장 시스템이 전기장 또는 다른 무선 시스템보다 더 신뢰성있을 수 있음을 밝혀냈다.
- [0015] 본 발명의 시스템은 송신 및 수신 코일을 사용하며, 이들 중 하나 이상은 신체의 일부를 감싸도록 구성되거나 또는 팔, 손목, 머리, 가슴 등과 같이 패치를 휴대하는 신체의 일부에 실질적으로 평행한 코일을 갖는 패치와 같이 신체의 일부에 실질적으로 평행하도록 구성된다. 자연스럽게 몸에 두르는 디바이스(예컨대, 스마트워치 및 헤드밴드)는 광범위한 웨어러블 및 의료용 응용기기에 대하여 바람직한 mHBC 기술을 자연스럽게 활용할 수 있다. 코일은 손목 밴드, 시계 밴드, 디바이스를 홀딩한 팔 밴드, 헤드밴드, 다리 밴드, 또는 의류와 같이 흔히 착용하는 아이템에 패키징될 수 있다. 코일은 자기장을 생성하도록 구동되며, 신체 영역 네트워크를 확립하

기 위해 송신기 및 수신기 코일로서 작용하도록 서로 공진 결합된다. 바람직한 실시예는, 본 발명의 공진 결합된 자기 코일이 원거리 무선 및 eHBC 시스템 둘 다보다 인체에 걸쳐 적어도 20 dB 더 낮은 경로 손실을 달성할 수 있다는 것을 보여주는 시뮬레이션과 측정 둘 다를 통해 입증되었다. 에너지는 주로 근거리 자기장에 머무른다. 생체 조직의 투과율(permeability)은 낮다. 따라서, 전파 및 브로드캐스팅은 한정되지만, 경로 손실은 낮다. 따라서, 바람직한 mHBC 기술은 종래의 eHBC 시스템의 보안 및 프라이버시 이점을 보유하는 저전력 트랜시버를 가능하게 할 수 있다.

[0016] 이제 도면에 관련하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명할 것이다. 도면은 당해 기술분야에서의 일반적인 지식 및 이어지는 다음 설명을 고려하여 당업자에 의해 이해될 개략도들을 포함할 수 있다. 도면에서 특징들이 강조를 위해 과장되었을 수 있고, 특징들은 실측적대로 도시되지 않을 수 있다.

[0017] 도 1a는 사람(10)에 대해 본 발명의 바람직한 실시예의 신체 영역 네트워크 및 네트워크 전송 시스템을 예시한다. 시스템은 팔뚝 영역(16)에 사람(10)을 둘러싼 코일(12 및 14)을 포함한다. 코일(12 및 14)은 사람의 손(18)으로 미끄러지며 팔뚝 영역(16)의 일부에 편히 맞도록 크기형성된다. 코일(12 및 14)은, 사람이 착용하거나 부착하는 스포츠 및 의료용 디바이스에 사용되는 보통의 패키징과 같이 암 밴드에 패키징될 수 있다. 코일(12 및 14)은 또한, 가슴이나 어깨와 같이 신체의 다른 부분에 코일(12 및 14)이 착용될 수 있도록 패치 스타일 구성으로 패키징될 수 있다. 패치(15)는 또한, 그 안에 배열될 코일이 사람(10)의 가슴에 실질적으로 평행한 것으로 도시되어 있다. 송신기(20)는 자기 코일에 결합된 트랜시버 회로를 포함한다. 송신기(20)는 또한 표준 전자기기를 포함할 수 있고 패키지로 내장되거나 펄스, 온도, 가속도, 혈액 산화 등과 같은 조건을 감지하는 센서(22)로 연결될 수 있다. 송신기(20) 및 센서(22)는 예시를 명확하게 하기 위해 개략적으로 신체에서 떨어진 것으로(오프 바디) 나타나 있지만, 이들은 작고, 코일을 갖는 패키지의 일부로서 신체에 착용되거나 신체에 휴대되는 별개의 디바이스(들)로 있을 것이며 전원을 위한 배터리를 포함할 것이다. 수신 코일(14)도 또한, 수신기(24) 및 전원을 위한 배터리를 포함하는 추가의 전자기기(26)(이 또한 명확하게 하기 위해 개략적으로 오프 바디로 나타나 있음)에 연결된다. 추가의 전자기기 및/또는 수신기는 스마트 워치, 스마트 폰, 또는 전용 분석 디바이스의 일부일 수 있다.

[0018] 코일(12) 중의 하나는 송신기(Tx) 코일로서 작용하고 자기 에너지를 생성한다. 코일(14) 중의 다른 것은 수신기(Rx) 코일로서 작용하고 자기 에너지를 수신한다. 코일(14)은 신체에 착용될 수 있거나 또는 사람이 가까이 에 있거나 지나가게 될 스포츠 모니터링 디바이스 또는 환자 근처의 의료용 디바이스와 같이 신체에서는 떨어져 있지만 근거리 통신 구역 내에 있는 디바이스와 연관될 수 있다. 제1 및 제2 코일(12 및 14)은 21MHz에서 ~100pF인 소형 커패시터와 공액 정합(conjugate match)될 수 있다. 생성된 자기장은 생체 조직을 통하여 자유롭게 이동하며, 이는 갈바닉 및 용량성 eHBC 접근법 둘 다보다 훨씬 더 낮은 경로 손실을 가능하게 한다. 도 1a의 시스템은 또한, 자기장이 기준 없이 감지될 수 있으므로 주변 환경에 어떠한 요건도 두지 않으며, 따라서 환경적 영향 및 자세에 따른 변동이 최소화된다. 이들 이점은 전부 본 발명의 시스템에서 요구되는 통신의 전체 전력을 감소시키도록 한다. 통신 거리를 최대화하고 경로 손실을 최소화하기 위해, 공진 결합(유도 결합과 대조적으로)이 바람직하지만, 다른 실시예를 실시하도록 유도 결합이 사용될 수 있다. 바람직한 공진 결합 접근법은 일부 공진 무선 전력 전송 시스템의 접근법과 유사하다. B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, 및 S. C. Goldstein의 “Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825, Jul. 2009을 참조하자.

[0019] 도 1b는 도 1a와 일치하는 신체 영역 네트워크(30)를 사용하는 센서 시스템을 예시한다. 도 1b의 센서 시스템은 신체 또는 환경 조건을 감지하기 위한 센서(32)를 포함한다. 증폭기(34)는 센서(32)로부터의 신호를 증폭하며, 신호는 그 다음에 아날로그 투 디지털 컨버터(36)에 의해 변환된다(센서가 아날로그 출력을 생성하는 경우). 그 다음 디지털 신호가 변조기(38)에 의해 전송을 위해 변조된다(아날로그로 변환 및 변조되거나 디지털로 변조됨). 전력 증폭기는 전송 코일(L1로 나타냄)을 구동한다. 수신기 측에서, 수신기 코일(L2로 나타냄)이 시플레이트되고, 저잡음 증폭기(42)에 의해 신호 증폭된다. LNA(42) 신호가 복조기(44)에 의해 복조된다(그리고 필요한 경우, 디지털로 변환됨). 디지털 신호 프로세서(46)는 센서(32)로부터의 신호에 기초하여 관심있는 데이터를 획득하도록 신호를 분석하고 데이터를 또다른 디바이스 또는 응용기기에 제공한다.

[0020] 자기장의 파장은 프라이버시와 감지 관심사를 균형맞추도록 선택될 수 있다. 예를 들어, 21 MHz에서 근거리 영역(파장/(2π))은 2.3 m이며, 이는 전송된 에너지가 주로 근거리 자기장에 머무므로써 전파 및 브로드캐스팅을 제한함을 보장한다. 에너지를 근거리에 유지하는 것은 프라이버시를 보호하는 반면에, 필드를 확장하는 것은 보다 먼 거리의 자기 코일과의 통신을 허용한다. 바람직한 전송 주파수는 1-100 MHz의 범위 내에 있다. 보안

을 최대화하기 위한 바람직한 전송 주파수는 20 내지 50 MHz 범위에 있지만, 송신기와 오프바디 수신기 코일 간의 거리를 최대화하기 위한 바람직한 전송 주파수는 10 내지 30 MHz의 범위에 있다. 일반적으로, 더 높은 주파수로 파장을 짧게 하는 것은 전력을 보다 먼 필드로 확장하는 반면, 더 낮은 주파수로 파장을 길게 하는 것은 근거리를 벗어나는 전력을 감소시킨다.

[0021] 바람직한 도 1a의 실시예를 입증하도록 시뮬레이션이 수행되었다. 현실 기하학 및 조직 특성을 사용하여 Ansys HFSS에서 FEM 시뮬레이션 모델이 설계된다. 구체적으로, 인체의 현실 메시 모델은 WB4 레이저로 서있는 남성 대상자를 스캔함으로써 획득된 NEVA Electromagnetics Inc.[G. Noetscher, AungThu Htet, and S. Makarov. (Oct, 2012). N-Library of basic triangular surfacehumanbody meshes from male subjects.NEVA EM LLC. [Online]. Available: <http://www.nevaelectromagnetics.com/SurfaceHumanBodyMeshes.html>]에 의해 제공되었다. 팔을 뻗고 내린 자세 각각의 메시 모델이 도 2a 및 도 2b에 도시되어 있다. 내부 기관들은 모델링되지 않았지만, 개발된 모델은 신체 주변의 필드 분포 및 경로 손실을 시뮬레이트하기에 충분하였다.

[0022] 전자기 시뮬레이션이 현실적인 결과를 내는 것을 보장하도록, 생체 조직의 유전 특성이 고려되어야 한다. 전체 모델링된 내부 신체 구조가 가능하지만, 결과적인 기하학의 복잡도로 인해 엄청나게 긴 시뮬레이션을 요구할 것이다. 그 대신, 유전 층의 수를 감소시키도록 내부 조직의 유전 특성이 신체에 대해 평균화되고 그 각각의 체적에 의해 가중화되었다. 여러 대표적인 조직 유형에 대하여 유전 특성 자체가 도 3a 및 도 3b에 도시되어 있다. 특성들은 이전에 공개된 연구에 기초하였다. D.Andreuccetti, R.Fossi and C.Petrucci. (1997). "An Internet resource for the calculation of the dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz - 100GHz." IFAC-CNR. Florence, Italy. [Online] Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>

[0023] 도 3a 및 도 3b는 MHz 주파수에서 인간 조직이 높은 유전율 및 낮은 전도율을 가짐을 나타내며 eHBC 시스템에서 큰 경로 손실이 보임을 확인하는 데이터를 포함한다. 흥미롭게도, 이러한 수치는, 전기장이 높은 주파수에서 조직을 통한 것보다 공기를 통해 더 양호하게 이동할 수 있다는 것을 제안한다. 이는 도 4a에 도시된 바와 같이 21 MHz에서 손목-손목 용량성 통신의 시뮬레이션의 필드 패턴을 관찰함으로써 확인된다. 더 낮은 주파수에서 동작하면, 증가된 경로 손실 또는 더 낮은 채널 대역폭을 닷가로 필드가 인체 내에 더 많이 놓이도록 제한할 수 있다.

[0024] 한편, 대부분의 생체 조직의 투자율이 공기와 유사하므로, 도 4b에서 보이듯이, 자기장은 인체를 통해 훨씬 더 자유롭게 이동할 수 있다. 인간 조직은 자유 공간보다 다소 더 적은 투자율로 인해 반자성(diamagnetism)을 나타내지만, 조직에 의해 유도된 반대 방향 자기장은 매우 작으며, 그리하여 그 영향은 크게 무시될 수 있다. 또한, 더 낮은 주파수에서의 인간 조직의 낮은 전도율은 작은 와상 전류(eddy current)만 유도하며, 손실을 더 제한한다. 이러한 이유로, mHBC 필드는 생체 조직에서 매우 낮은 손실을 달성하고, 일부 경우에 몸은 공기에서만 동작하는 것에 비교하여 경로 손실을 더 감소시키도록 도파관으로서 작용할 수 있다. 따라서, mHBC 시스템은 비슷한 eHBC 대안에 비교하여 우월한 경로 손실 성능을 제공한다.

[0025] 시뮬레이션이 수행되었다. 시뮬레이션은 또한, 확장된 손목(ATP1, AR2P1), 상단 팔(AR1), 옆의 손목(ATP2, AR2P2), 머리(HR) 및 종아리(LF)에서 도 5에 도시된 위치 및 실험 셋업을 이용하여 실제 인간 대상자와의 측정을 통해 입증되었다. 두 유형의 코일이 시뮬레이션을 위해 HFSS에서 자기장 소스 또는 싱크로서 설계되었다. 팔과 다리에 대하여, 10 AWG(2.6 mm 직경)을 사용한 10 cm 직경 코일 구리 와이어가 채워졌다. 머리에 대하여, 18 cm 직경의 코일이 채워졌다. 공진 동작을 보장하도록, 설계된 코일은 21 MHz의 공진 주파수에 대하여 튜닝된 커패시터로 종결되었다. HSFF 시뮬레이션으로부터의 정확한 결과를 얻기 위해, 0.01의 델타-S가 s- 파라미터의 수렴값에 사용되었고, 그 결과 전체 시뮬레이트된 기하학에 대하여 700,000보다 더 큰 메시가 생성되었다. 근거리 복사에 대하여 효율적으로 생성된 메시지를 이용해 계산하기 위하여 기준 함수의 혼합된 순서가 적용되었다.

[0026] 접지 루프 결합으로 인해 벽 전원의 디바이스를 사용할 수 없는 eHBC 시스템과는 달리, 자기장은 기준이 없고, 따라서 Agilent E5071C 벡터 네트워크 분석기(VNA; vector network analyzer)가 사용될 수 있다. 시뮬레이션을 위해 상기 기재된 바와 동일한 두 유형의 코일이, 절연용 PVC 튜브를 갖는 10 AWG 범람 구리 와이어를 사용하는 측정 실험을 위해 제조되었다.

[0027] 엄청나게 큰 유도체의 필요성으로 인해 정합하기가 어려운 종래의 eHBC 전극과는 달리, mHBC 코일은 소형 커패시터를 사용하여 공액 정합될 수 있다. 정합은 필수인 것은 아니지만, 성능을 최적화하기 위해 사용될 수 있다. 이는 mHBC 시스템이 코일의 자기 공진(self-resonant) 주파수 아래의 임의의 주파수에서 동작하도록 쉽



게 재구성될 수 있다는 것을 의미한다. 따라서, 공진 커패시터를 상호 튜닝한 후 소량의 주파수에서  $S_{21}$ 를 측정하기보다는, S-파라미터의 전체 세트가 측정되었고 최대 가용 이득(MAG; maximum available gain)을 추정하는데 사용되었다 - 시스템의 경로 손실은 완전 정합을 가정함 - . 정확한 측정 데이터를 얻기 위해, 각각의 측정은 3번 수행되었고, MAG 계산 전에 S-파라미터들이 평균화되었다. 매트릭으로서 MAG를 이용한 선택을 입증하기 위하여, 21 MHz에서 공진하도록 코일 피딩 포트에 쓰루홀 커패시터가 배치되어  $S_{21}$  측정도 또한 측정되었다. 이 경우에, 21 MHz 정합된 MAG에서의  $S_{21}$  측정은 8.7% 내의 결과가 나왔다.

[0028] 도 6은 비교를 위해 쪽 뺀 팔에(ATP1 및 AR2P1) 또는 자유 공간에 2개의 코일이 40 cm 이격되어 배치된 시나리오에 대하여 시뮬레이션 및 측정 둘 다의 결과를 도시한다. 여기에서, 측정은 최소 경로 손실이 8.1 dB임을 보여준다. 흥미롭게도, 이는 자유 공간에서보다 10 dB 이상으로 더 양호한 것이며, 신체가 자기 에너지의 효율적인 전도체로서 작용한다는 우리의 예측을 입증한다. 마찬가지로의 측정이 도 5에 예시된 2가지 상이한 신체 자세와 3가지 코일 위치에 대하여 반복되었고, 결과가 도 7a 내지 도 7c에 도시되어 있다. 모든 경우에, 경로 손실은 20 MHz를 넘는 대부분의 주파수에 대하여 20 dB보다 작고, 여러 가지의 경우에 10 dB 이하의 경로 손실에 다다를 수 있다. 이는 종래의 BAN 무선(30-80 dB로 추정됨) 및 용량성 eHBC(20-50 dB로 추정됨)에 비교하여 경로 손실 성능의 상당한 개선을 나타낸다.

[0029] 도 8에서 싱글 턴(single-turn) 및 4턴 코일에 대하여 거리 범위에 걸쳐 바람직한 mHBC의 성능이 또한 벤치마킹되었다. 여기에서, 신호가 신체 상에서 수신될 때 둘 다의 경우 경로 손실이 13.1 dB보다 작은 것을 볼 수 있다. 신체에서 떨어져 측정이 취해질 때 경로 손실은 급격하게 증가하며(즉, 채널 이득이 감소함), 이는 다시 자기장 신체 영역 네트워크가 경로 손실을 감소시킨다는 것을 나타낸다. 보다 나은 자기장 생성으로 인해, 4턴 코일 시스템은 싱글 턴 코일보다도 6.7 dB 성능 개선을 제공하였다. 도 8은 또한, 식별된 문헌에서 찾은 결과에 기초하여 용량 결합[Bae, H. Cho, K. Song, H. Lee, 및 H.-J. Yoo, "The Signal Transmission Mechanism on the Surface of Human Body for Body Channel Communication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3, pp. 582-593, Mar. 2012] 및 UWB를 사용한 종래의 WBAN[A. Fort, J. Ryckaert, C. Desset, P. De Doncker, P. Wambacq, 및 L. Van Biesen, "Ultra-wideband channel model for communication around the human body," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 4, pp. 927-933, Apr. 2006]의 측정된 경로 손실을 도시한다. 본 발명의 mHBC에서 턴의 횟수는 특정 응용에 기초하여 선택될 수 있다. 멀티턴(multi-turn) 코일의 Q가 높을수록 정합 대역폭을 좁게 하고 멀티턴 코일이 고속 데이터 전송에 덜 적합하지만, 데이터 속도가 느릴 때, 더 많은 턴은 동작 주파수가 코일의 자기 공진 주파수(SRF; self resonance frequency)보다 더 낮으므로 커플링을 향상시킬 수 있다. 멀티턴 코일은 싱글 턴 코일에 비교하여 더 낮은 SRF를 갖는다.

[0030] 본 발명의 mHBC 시스템은 또한 수학적으로 모델링되어 eHBC 시스템과 비교되었다. eHBC는 헤르츠의(Hertzian) 전기 쌍극자로서 알려져 있는 이상적인 쌍극자로 일반화될 수 있고, 도 9a에 예시되어 있다. 도 9b는 이상적인 루프 전류에 의한 자기 쌍극자 및 근거리에서의 그의 필드 패턴을 도시한다. 이 이상적인 전기 쌍극자가 도 9a에 도시된 기하학으로 자유 공간에 배치될 때, E-필드 및 H-필드 패턴은 다음과 같이 주어진다.

$$\vec{A} \text{ (vector potential)} = \frac{\mu_o I_o d}{4\pi r} (\vec{r} \cos\theta - \vec{\theta} \sin\theta) e^{-j(k_o r - \omega t)}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_o} \nabla \times \vec{A} = \vec{\phi} \frac{j k_o^2 I_o d}{4\pi} \left[ \frac{1}{k_o r} + \frac{1}{j(k_o r)^2} \right] \sin\theta e^{-j(k_o r - \omega t)} \tag{1a}$$

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon_o} \nabla \times \vec{H} = \eta_o \frac{j k_o^2 I_o d}{4\pi} \left\{ \vec{r} \left[ \frac{1}{j(k_o r)^2} - \frac{1}{(k_o r)^3} \right] 2 \cos\theta + \vec{\theta} \left[ \frac{1}{k_o r} + \frac{1}{j(k_o r)^2} - \frac{1}{(k_o r)^3} \right] \sin\theta \right\} e^{-j(k_o r - \omega t)} \tag{1b}$$

[0031] :

[0032] 여기에서,  $I_o$ 는 와이어 전류의 크기이고,  $d$ 는 쌍극자 길이이고,  $k_o$ 는 파수이고(자유 공간에서  $2\pi/\lambda$ ),  $\mu_o$ 는 자유 공간에서의 투자율이고,  $\epsilon_o$ 는 자유 공간에서의 유전율이고,  $\eta_o$ 는 자유 공간에서의 복사 임피던스이고,  $\omega$ 는 각 주파수( $2\pi$  주파수)이다. 식 (1a)와 식 (1b)에서, (1b),  $1/k_o r$ ,  $(1/k_o r)^2$  및

$(1/k_0 r)^3$  항은 각각 복사, 유도, 및 준정적 부분으로서 정의된다. 일반적으로, 이들 3가지 정의는 그의 우세한 영역에 따라 원거리장 또는 근거리장 부분으로서 분류될 수 있으며, 예를 들어 둘 다의 식 (1a) 및 (1b)에서  $1/k_0 r$  항으로부터 도출된 복사(또는 실수) 전력은 원거리 영역( $k_0 r > 1$ )에서 우세하고,  $(1 = k_0 r)^2$  및  $(1 = k_0 r)^3$  항에 의한 무효(또는 허수) 전력은 근거리 영역( $k_0 r < 1$ )의 정재파(또는 비복사)에 저장될 수 있다.

[0033] 인간 신체는 유한한 비유전율(relative permittivity)( $\epsilon_r$ )을 가지며, 식 (1a)와 식 (1b)는 다음과 같이  $k (= k_0 \sqrt{\epsilon_r})$  및  $\eta (= \eta_0 \sqrt{\epsilon_r})$ 로 다시 쓰일 수 있다:

$$\vec{H} = \vec{\phi} \frac{jk_0^2 I_0 d}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{k_0 r} + \frac{1}{j(k_0 r)^2} \right] \sin\theta e^{-j(kr - \omega t)} \quad (2a)$$

$$\begin{aligned} \vec{E} = \eta_0 \frac{jk_0^2 I_0 d}{4\pi} \left\{ \vec{r} \left[ \frac{1}{j\sqrt{\epsilon_r}(k_0 r)^2} - \frac{1}{\epsilon_r(k_0 r)^3} \right] 2 \cos\theta \right. \\ \left. + \vec{\theta} \left[ \frac{1}{k_0 r} + \frac{1}{j\sqrt{\epsilon_r}(k_0 r)^2} - \frac{1}{\epsilon_r(k_0 r)^3} \right] \sin\theta \right\} e^{-j(kr - \omega t)} \end{aligned} \quad (2b)$$

[0034] 식 (2b)는 인간 조직의 높은 유전율이 E-필드 패턴의 근거리장 부분을 퇴보시킴을 확인해주며, 그 결과 2개의 용량성 안테나 간의 E-필드 결합은 물리적 통신 채널이 생체 조직일 때 단점을 보여준다. 식 (2a) 및 식 (2b)가 생체 조직의 전도율에 의해 야기되는 부정적인 영향을 배제하지만, HBC 물리적 채널이 보통 동작하는 저주파수에서 꽤 높은 비유전율 및 무시할 수 있는 전도율( $\sigma$ )을 제공하는 인체 내의 필드 강도를 분석하는 것은 충분하다(21 MHz에서  $\epsilon_r \approx 80, \sigma \approx 0.15 \text{ S/m}$ 임).

[0035] 복소 포인팅(Poynting) 벡터(전력 밀도)에 대한 분석은 아래에 보이는 바와 같이 보다 분명하게 인체에서의 근거리 결합의 저하에 대처할 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{W} &= \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = \vec{r} E_\theta H_\phi^* - \vec{\theta} E_r H_\phi^* \\ &= \eta \frac{k^2 I_0^2 d^2}{32\pi^2 r^2} \left\{ \vec{r} \left[ 1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right] \sin^2\theta + \vec{\theta} \left[ j \frac{1}{kr} + j \frac{1}{(kr)^3} \right] \sin 2\theta \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

$$Re(\vec{W}) = \vec{r} \frac{\sqrt{\epsilon_r} \eta_0 k_0^2 I_0^2 d^2}{32\pi^2 r^2} \sin^2\theta \quad (\text{Radiation}) \quad (3a)$$

$$Im_1(\vec{W}) = \vec{\theta} \frac{\eta_0 k_0 I_0^2 d^2}{32\pi^2 r^3} \sin 2\theta \quad (\text{Induction}) \quad (3b)$$

$$Im_2(\vec{W}) = \frac{\eta_0 I_0^2 d^2}{32\pi^2 \epsilon_r k_0 r^5} (\vec{\theta} \sin 2\theta - \vec{r} \sin^2\theta) \quad (\text{Quasi-static}) \quad (3c)$$

[0037] 도 10은  $d = 1 \text{ cm}, I_0 = 1 \mu\text{A}$  및  $\theta = 45^\circ$  일 때 자유 공간에 또는 고유전율 매체( $\epsilon_r \approx 80$ )에 위치된 이상적인 전기 쌍극자에 의해 생성된 전력 밀도를 예시한다. 여기에서, 복사 전력은  $\sqrt{\epsilon_r}$  배 증가하는 반면, 2개의 쌍극자 간의 결합이 일반적으로 이용되는 근거리장 영역에서 우세한 준정적 부분은  $\epsilon_r$ 만큼 약화되고, 그 결과 eHBC 전극 쌍에 대한 용량 결합은 생체 조직이 결합 매체로서 이용될 때 약화된다. 또한, 근거리장 영역( $r < 1/k = \lambda/2\pi$ )은 감소된 준정적 부분에 의해 축소되며, 이는 짧아진 파장으로 설명될

수 있다. ( $\lambda = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ ,  $\lambda_0$ 는 자유 공간에서의 파장임)

[0039] 한편, 이상적인 루프 전류에 의한 자기 쌍극자는 전기 쌍극자와는 달리 고유전을 재료에서 근거리장 결합의 이 점을 취할 수 있다. 이 이점은 도 1b에 예시된 자기 쌍극자의 다음 E-필드 및 H-필드 패턴에서 관찰될 수 있다.

$$\vec{A} = \vec{\phi} \frac{j\mu k I_o \pi a^2}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) \sin\theta e^{-j(kr-\omega t)}$$

$$\vec{E} = \vec{\phi} \frac{\eta_o k_o^3 I_o a^2}{4} \left[\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{k_o r} + \frac{1}{j(k_o r)^2}\right] \sin\theta e^{-j(kr-\omega t)} \quad (4a)$$

$$\vec{H} = -\frac{k_o^3 I_o a^2}{4} \left\{ \vec{r} \left[\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{j(k_o r)^2} + \frac{1}{(k_o r)^3}\right] 2 \cos\theta \right. \\ \left. + \vec{\theta} \left[\frac{\epsilon_r}{k_o r} + \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{j(k_o r)^2} + \frac{1}{(k_o r)^3}\right] \sin\theta \right\} e^{-j(kr-\omega t)} \quad (4b)$$

[0040] 식 (4b)는 매체의 높은 유전율이, 고유전을 매체에서 준정적 근거리장 부분의 퇴보를 보여주는 전기 쌍극자와는 달리 자기 쌍극자에 의해 생성된 H-필드의 복사 및 유도 부분 둘 다 향상시키는 것을 기술한다. 복소 포인팅 벡터(전력 밀도)는 고유전상수 재료 내의 자기 쌍극자 소스의 이 이점을 확인해준다.

[0041]

$$\vec{W} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = \vec{\theta} E_\phi H_r^* - \vec{r} E_\phi H_\theta^* \\ = \eta \frac{k^4 I_o^2 a^4}{32r^2} \left\{ \vec{r} \left[1 + j \frac{1}{(kr)^3}\right] \sin^2\theta - \vec{\theta} \left[j \frac{1}{kr} + j \frac{1}{(kr)^3}\right] \sin 2\theta \right\} \quad (5)$$

$$Re(\vec{W}) = \vec{r} \frac{\sqrt{\epsilon_r^3} \eta_o k_o^4 I_o^2 a^4}{32r^2} \sin^2\theta \quad (Radiation) \quad (5a)$$

$$Im_1(\vec{W}) = -\vec{\theta} \frac{\epsilon_r \eta_o k_o^3 I_o^2 a^4}{32r^3} \sin 2\theta \quad (Induction) \quad (5b)$$

$$Im_2(\vec{W}) = \frac{\eta_o k_o I_o^2 a^4}{32r^5} (\vec{r} \sin^2\theta - \vec{\theta} \sin 2\theta) \quad (Quasi-static) \quad (5c)$$

[0042] 도 11은  $a = 2\pi \text{ cm } I_o = 1 \mu A$  및  $\theta = 45^\circ$  일 때 자유 공간에 또는 고유전을 매체( $\epsilon_r = 80$ )에 위치한 이상적인 루프 전류로 (5a), (5b), 및 (5c)에서 기술한 전력 밀도를 도시한다. 고유전을 유전체 내의 준정적 전력의 감소를 보여주는 전기 쌍극자와는 달리, 고유전을 재료에 배치된 자기 쌍극자는 준정적 전력의 손실 없이 유도 및 복사 전력 둘 다의 향상을 달성한다. 복사 전력을 향상시킨 결과로서 근거리장 영역은 축소된 것으로 보이지만, 코일 내부에 흐르는 전류가 동일하게 유지될 때, 강화된 총 복소 전력이 코일 간의 결합을 개선되게 한다.

[0044] 본 발명은, 신체 영역에서의 통신을 위해 자기 소스를 이용하는 가장 좋은 방식은, 이 결합 메커니즘이 거리에 의해 급격하게 줄어드는 근거리장 부분을 성공적으로 채용하기 때문에, 코일 간의 자기 공진 결합을 배치하는 것이라는 발명자들의 인식을 활용한다. 자기 공진 결합을 이용한 데이터 전송 시스템은 도 12에 도시된 바와 같이 단순하게 모델링될 수 있다. 이 시스템이 소스와 로드 둘 다에서의 최적의 저항 뿐만 아니라 둘 다의 코일에 대한 적절한 튜닝 커패시턴스로 주어질 때, 최대 가용 이득은 아래에 보이는 바와 같이 나타난다. 이는 사람의 신체 스타일에 의해 영향받을 수 있고, 본 발명의 시스템은 실시간 교정 측정에 기초하는 자동 튜닝을 포함할 수 있다. (2개의 코일이 일반적인 근거리 통신 링크에서 보이는 느슨하게 결합된 결합을 가질 때에만 근사화가 이용가능함)

$$G_{max}(r) = \frac{P_{load,max}(r)}{P_{source,max}} \approx \frac{\frac{\omega^2 V_s^2 M(r)^2}{16R_1^2 R_2}}{\frac{V_s^2}{4R_1}} = \frac{\omega^2 M(r)^2}{4R_1 R_2} \quad (6)$$

[0045]

[0046]

식 (6)에서, 둘 다의 코일의 기하학이 특정 저항을 제공할 때, 상호 인덕턴스(M)만이 채널을 결정한다. 따라서, 신체 영역 네트워크에 대한 자기 결합의 이용을 위해 인체가 상호 인덕턴스에 미치는 영향을 탐구하는 것이 필요하다. 여기에서, 상호 인덕턴스는 아래에 기재된 바와 같이 일차 코일의 전류에 의해 생성된 자기장 플럭스(flux)가 이차 코일의 내부 치수를 통해 얼마나 많이 흐를 수 있는지로 정의된다.

$$M(r) = \frac{\Phi_{21}(r)}{I_1} = \frac{\int_{A_2} B_1(r) dA}{I_1} = \frac{A_2}{I_1} B_{1,averaged}(r) \quad (7)$$

[0047]

[0048]

식 (7)은, 일차 코일에서의 전류 및 이차 코일의 기하학이 고정될 때 상호 인덕턴스는 이차 코일의 내부 영역에 대해 평균화된 자속(magnetic flux) 밀도에 비례한다는 것을 확인해준다.

[0049]

본 발명의 시스템은 인간 몸의 일부 주변에 편리하게 두를 수 있는 코일을 포함한다. 도 5는 다양한 옵션들을 도시하며, 이제 논하는 수학적 모델링은 일차 및 이차 코일이 특정 거리를 가지고 원통형인 인간의 팔 모델 주변에 둘러진다고 가정한다. 이 모델은 도 13a에서 x, y 및 z축에 관련하여 예시되어 있다. 분석의 단순화를 돕기 위해, 일차 코일에서 흐르는 전류에 의한 자기 소스는 (4a) 및 (4b)에 기재된 필드를 생성하는 이상적인 자기 쌍극자로서 추정될 수 있다. 식 (4a) 및 식 (4b)는 여기에서, 원거리장 및 근거리장 정의에 의해 2개로 나누어질 수 있다.

$$\vec{E}_{near} = -\vec{\phi} \frac{j\eta k^3 I_o a^2}{4} \left(\frac{1}{kr}\right)^2 \sin\theta e^{-j(kr-\omega t)} \quad (8a)$$

$$\vec{H}_{near} = \frac{k^3 I_o a^2}{4} \left[ \frac{j}{(kr)^2} - \left(\frac{1}{kr}\right)^3 \right] (\vec{r} 2\cos\theta + \vec{\theta} \sin\theta) e^{-j(kr-\omega t)} \quad (8b)$$

$$\vec{E}_{far} = \vec{\phi} \frac{\eta k^3 I_o a^2}{4} \left(\frac{1}{kr}\right) \sin\theta e^{-j(kr-\omega t)} \quad (9a)$$

$$\vec{H}_{far} = -\vec{\theta} \frac{k^3 I_o a^2}{4} \left(\frac{1}{kr}\right) \sin\theta e^{-j(kr-\omega t)} = \frac{1}{\eta} \vec{r} \times \vec{E}_{far} \quad (9b)$$

[0050]

[0051]

(8a) 및 (8b)에 기재된 근거리장 부분과는 달리, (9a) 및 (9b)에서의 원거리장 부분은, 복사 임피던스  $\eta$  및 복사 방향 벡터  $\vec{r}$  에 관하여 E 및 H 필드가 서로 결합되는 TEM(transverse electromagnetic) 파를 형성한다. 따라서, 일반적인 EM 파 이론이 여전히 인체 내에서도 자기 쌍극자에 의해 원거리장 부분에 적용가능하다.

[0052]

인간의 팔 모델을 공기 중에 배치하면, 자기 쌍극자에 의해 생성된 EM 복사파가 신체 안으로 전파하고 있는 동안 공기와 인간 조직 간의 계면에서 경계 조건을 만든다. 도 13b는 수직 편광 EM 파가 비스듬히 입사할 때 인체의 경계에서의 반사 및 투과를 도시한다. 파가 (9a) 및 (9b)에 기재된 바와 같이 수직 편광을 가질 때, 스넬(Snell)의 법칙(10)은 반사 및 투과에 관한 2개의 관계식을 제공한다.

[0053]

경계에서 전반사( $|\Gamma_{\perp}| = 1$ )가 일어나게 하기 위하여, (11a)에서의  $\cos\theta_t$  는 0이거나 허수이어야 한다. 이 조건으로, 임계각( $\theta_c$ )이 아래와 같이 (10)에 의해 도출될 수 있다.

$$\cos\theta_t = \sqrt{1 - \sin^2\theta_t} = \sqrt{1 - \epsilon_r \sin^2\theta_i}$$

$$\theta_i \geq \theta_c = \arcsin\left(\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}}\right) \quad (12)$$

[0054]

[0055] 예를 들어, 일차 코일에 의한 자기 쌍극자가  $\epsilon_r = 80$  를 갖는 원통형인 인간 팔 모델의 중심에 배치될 때, 임계 입사각은  $6.4^\circ$  로서 계산되고, 이는 도 13c에 도시된 바와 같이 소스로부터의 복사각( $\theta_s$ )이 임계 복사각( $\theta_{sc} = 90^\circ - \theta_s = 83.6^\circ$ )보다 더 작은 경우 전반사가 일어남을 의미한다. 여기에서, 단위 길이(b)는 팔의 반경(a) 및 임계각( $\theta_c$ )에 관하여 거리를 나타내도록  $\tan\theta_c$  로서 정의될 수 있다.

[0056]

인체의 경계에서의 전반사는 생체 조직 안에 실 EM 파 전력을 유지함으로써 원거리장 전파가 데이터 신호를 더 멀리 전달하게 돕는다. 이 현상에 의해 향상된 상호 인덕턴스를 검증하도록  $z = R$ 에 배치된 이차 코일 치수( $A_2 = \pi a^2$ )에 대해 평균화된 자속 밀도(b)의 분석 모델을 만드는 것이 필요하다. 도 14a는 도달된 플럭스의 수가 단위 길이(b)의 배수로 증가할 수 있음을 보여주면서 얼마나 많은 EM 파 플럭스가 전반사에 의해 인간 팔 안의 한 포인트에 도달할 수 있는지 예시한다. 이 분석적 유도는, EM 파 플럭스의 수 N이  $z = Nb$ 에 배치된 이차 코일의 내부 영역 상의 포인트에 도달할 수 있다고 단순히 일반화할 수 있다. 단순화된 적정 수학적 모델에 대하여, 전반사에 의해 플럭스 수를 증가시키는 것은 이차 코일의 확장된 유효 반경( $a^* = aR/b$ )으로 나타날 수 있으며, 도 14b에 도시된 바와 같이 동일한 총 플럭스 수가 이차 코일을 통해 통과할 수 있기 때문이다. 그러나, 유효 반경 모델은 경계에서의 반사에 의해 변경된 H-필드 벡터 방향을 배제한다. 그러므로, 단일 포인트에서의 벡터 합산을 계산하도록 방향의 또다른 표기가 필요하다. 도 14c는 복사각( $\theta_s$ )의 증가에 따른 H-필드 벡터의 회전을 도시한다. 팔 모델의 xz 단면에서, 수직 편광된 EM 파의 H-필드 벡터는  $\hat{x}$  및  $\hat{z}$  벡터 성분만 가지며, 유도 추론은 이들 벡터의 부호가 다음 순서대로 돌아감을 증명한다.

$$D_{xm} = -1 \text{ (when } m = 4n - 3 \text{ or } 4n - 2)$$

$$= 1 \text{ (when } m = 4n - 1 \text{ or } 4n)$$

$$D_{zm} = -1 \text{ (when } k = 4n - 2 \text{ or } 4n - 1)$$

$$= 1 \text{ (when } m = 4n - 3 \text{ or } 4n)$$

[0057]

[0058] 여기에서  $n$ 은 자연수( $n=1,2,3,\dots$ )이다. 일차 코일에 의해 생성된 원거리 H-필드가 (9b)로서 주어질 때, 공기 중에  $z=R$ 에 배치된 이차 코일을 통해 통과하는 평균화된 자속 밀도가 아래에 보이는 바와 같이 도출될 수 있다. 반면에, 원통형인 인간 팔 모델의 평균화된 자속 밀도가 아래와 같이 기재될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 |B_{z, far, avg}(R \approx Nb)| &= \frac{|\Phi_{z, 21}(R)|}{A_2} \\
 &= \frac{1}{\pi a^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{a^*} \mu_o |H_{far}(r)| \sin\theta \, da' d\phi \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \left[ \int_0^a \frac{D_{z1} \sin^2\theta}{r} \, da' + \int_a^{2a} \frac{D_{z2} \sin^2\theta}{r} \, da' \right. \\
 &\quad \left. + \dots + \int_{(N-1)a}^{Na} \frac{D_{zN} \sin^2\theta}{r} \, da' \right] \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \sum_{m=1}^N D_{zm} \int_{(m-1)a}^{ma} \frac{\sin^2\theta}{r} \, da' \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \sum_{m=1}^N D_{zm} \int_{(m-1)a}^{ma} \frac{a'^2}{\sqrt{R^2 + a'^2}^3} \, da' \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \sum_{m=1}^N D_{zm} \left\{ \ln \left[ \frac{ma + \sqrt{R^2 + m^2 a^2}}{(m-1)a + \sqrt{R^2 + (m-1)^2 a^2}} \right] \right. \\
 &\quad \left. - \frac{ma}{\sqrt{R^2 + m^2 a^2}} + \frac{(m-1)a}{\sqrt{R^2 + (m-1)^2 a^2}} \right\}
 \end{aligned} \tag{14a}$$

[0059]

$$\begin{aligned}
 |B_{x, far, avg}(R)| &= \frac{1}{\pi a^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{a^*} \mu_o |H_{far}(r)| \cos\theta \, da' d\phi \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \sum_{m=1}^N D_{zm} \int_{(m-1)a}^{ma} \frac{\sin\theta \cos\theta}{r} \, da' \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \sum_{m=1}^N D_{zm} \int_{(m-1)a}^{ma} \frac{Ra'}{\sqrt{R^2 + a'^2}^3} \, da' \\
 &= \frac{\mu_o \epsilon_r k_o^2 I_o}{2} \sum_{m=1}^N D_{zm} \left[ \frac{(m-1)aR}{\sqrt{R^2 + (m-1)^2 a^2}} - \frac{maR}{\sqrt{R^2 + m^2 a^2}} \right]
 \end{aligned} \tag{14b}$$

[0060]

$$|B_{far, avg}(R)| = \sqrt{|B_{x, far, avg}(R)|^2 + |B_{z, far, avg}(R)|^2} \tag{14c}$$

[0061]

[0062] 도 15는 a가 5cm이고  $I_o$ 가 20 mA이고(5Ω 코일의 1 mA에 대하여)  $\epsilon_r$ 이 80인 경우에 대하여 HFSS에서 시뮬레이션되고 (14c)로 MATLAB에서 계산된  $B_{averaged}$ 의 원거리장 부분을 도시하고, (13)에 기재된 공기 중의  $B_{averaged}$ 의 원거리장 부분에 비교하여, 주파수는 21 MHz이다. (13) 또는 (14c)로 계산된 팔 모델 케이스 결과는 이상적인 자기 쌍극자에 대한 가정에 의해 야기된 불충분한 플럭스 수로 인해 소스로부터 가까운 거리의 시뮬레이션과의 불일치를 보여주지만, 계산된 곡선은 여전히 개선 뿐만 아니라 원거리장 자속 밀도의 느릿한 하강을 확인해준다. HFSS에서 복사 벡터(실 포인팅 벡터)를 시뮬레이션함으로써 인간 경계에 의한 전반사가 확인되었다.

[0063]

한편, (8a) 및 (8b)에 기재된 근거리장 부분은 복사파로 복사되기보다는 정재파에 저장된다. 또한, 이 부분에서는 E 필드 및 H 필드가 서로 결합되지 않으므로, 원거리장 복사파 특성으로부터 도출된 경계 조건이 이 정재파에 적용될 수 없다. 따라서, 신체-공기 계면에서 근거리장 부분의 거동의 분석을 위해, 아래에 주어진 시간 조화(time harmonic) EM 필드에 대하여 경계 조건을 채용하는 것이 더 적합하다.

$$\vec{x} \times \vec{E}_i = \vec{x} \times \vec{E}_t \quad (15a)$$

$$\vec{x} \bullet \epsilon \vec{E}_i = \vec{x} \bullet \epsilon_o \vec{E}_t \quad (15b)$$

$$\vec{x} \times \vec{H}_i = \vec{x} \times \vec{H}_t \quad (15c)$$

$$\vec{x} \bullet \mu_o \vec{H}_t - \vec{x} \bullet \mu_o \vec{H}_i = \vec{J}_s \approx 0 \quad (15d)$$

[0064]

[0065]  $\vec{J}_s$  는 표면 전류 밀도의 벡터이다. 식 (15a) 및 식 (15c)는 접선 성분(E 필드 및 H 필드의  $y$  및  $z$  성분)이 계면에 걸쳐 연속적임을 암시하지만, (15b) 및 (15d)는 계면의 양측이 서로 수직 성분  $x$ 의 차이를 가질 수 있다는 것을 나타낸다. 그러나, (8a)에서의 E 필드가 수직 성분을 포함하지 않고 표면 전류 밀도 ( $J_s$ )가 0으로 가정될 수 있으므로, 자기 쌍극자에 의한 EM 필드의 근거리장 부분은 경계에서 불연속성을 보이지 않는다. 따라서, 아래에 보이는 바와 같이 인체에 의한 경계 조건을 고려하지 않고서 자속 밀도가 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} |B_{r, near, avg}(R)| &= \frac{1}{\pi a^2} \int_0^{2\pi} \int_0^a \mu_o |H_{r, near}(r)| da' d\phi \\ &= \frac{\mu_o k^3 I_o}{2} \int_0^a \sqrt{\left(\frac{1}{kr}\right)^4 + \left(\frac{1}{kr}\right)^6} 2\cos\theta da' \\ &= \mu_o k I_o \int_0^a \frac{R}{\sqrt{R^2 + a'^2}^3} \sqrt{1 + \frac{1}{k^2(R^2 + a'^2)}} da' \end{aligned} \quad (16a)$$

[0066]

$$\begin{aligned} |B_{\theta, near, avg}(R)| &= \frac{\mu_o k^3 I_o}{2} \int_0^a \sqrt{\left(\frac{1}{kr}\right)^4 + \left(\frac{1}{kr}\right)^6} \sin\theta da' \\ &= \frac{\mu_o k I_o}{2} \int_0^a \frac{a'}{\sqrt{R^2 + a'^2}^3} \sqrt{1 + \frac{1}{k^2(R^2 + a'^2)}} da' \end{aligned} \quad (16b)$$

[0067]

$$|B_{near, avg}(R)| = \sqrt{|B_{r, near, avg}(R)|^2 + |B_{\theta, near, avg}(R)|^2} \quad (16c)$$

[0068]

[0069] 도 16은 원거리장((13) 및 (14c)) 및 근거리장 부분(16c)을 조합한 시뮬레이션 및 계산된 총 자속 밀도를 도시한다. 이 결과는, 전반사가 일어나지 않는 오프바디에서 급격하게 줄어드는 자기장 밀도를 보여주면서 신체 표면에서의 경계 조건이 복사 전력을 인체에 갇히게 도와주는 전반사를 유도한다는 것으로 결론을 내린다.

[0070]

따라서 수학적 모델은 eHBC에 비교하여 본 발명의 보다 나은 경로 손실 성능을 확인해주며, 이는 시뮬레이션 및 측정으로도 보여주었다. 수학적 모델은 또한, 바람직한 파라미터, 예컨대 보안, 전송 전력을 최적화하도록 당업자가 시스템 파라미터를 조정하기 위한 안내를 제공한다. 예를 들어, 식 (6) 및 식 (7)을 사용하여 mHBC의 최대 이득을 추정할 때 모델링이 유용할 수 있다. 상기 설명된 바와 같이, 이득은 주어진 코일 기하학(R,L 및 A를 결정함) 및 전류(응용의 전력 예산)로 *Baveraged*에 의해 결정된다.

[0071]

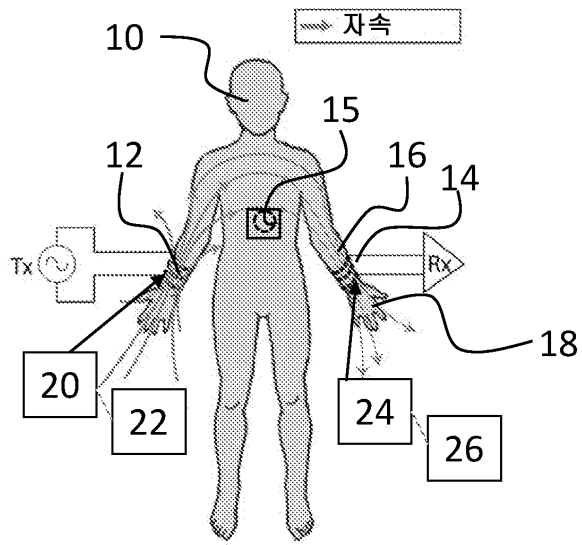
본 발명의 특정 실시예가 도시되고 기재되었지만, 당해 기술 분야에서의 통상의 지식을 가진 자에게 다른 수정, 대체 및 대안이 명백함을 이해하여야 한다. 이러한 수정, 대체 및 대안은 첨부된 청구항으로부터 결정되어야 하는 본 발명의 진정한 의미 및 범위로부터 벗어나지 않고서 이루어질 수 있다.

[0072]

본 발명의 다양한 특징들이 첨부된 청구항에서 서술된다.

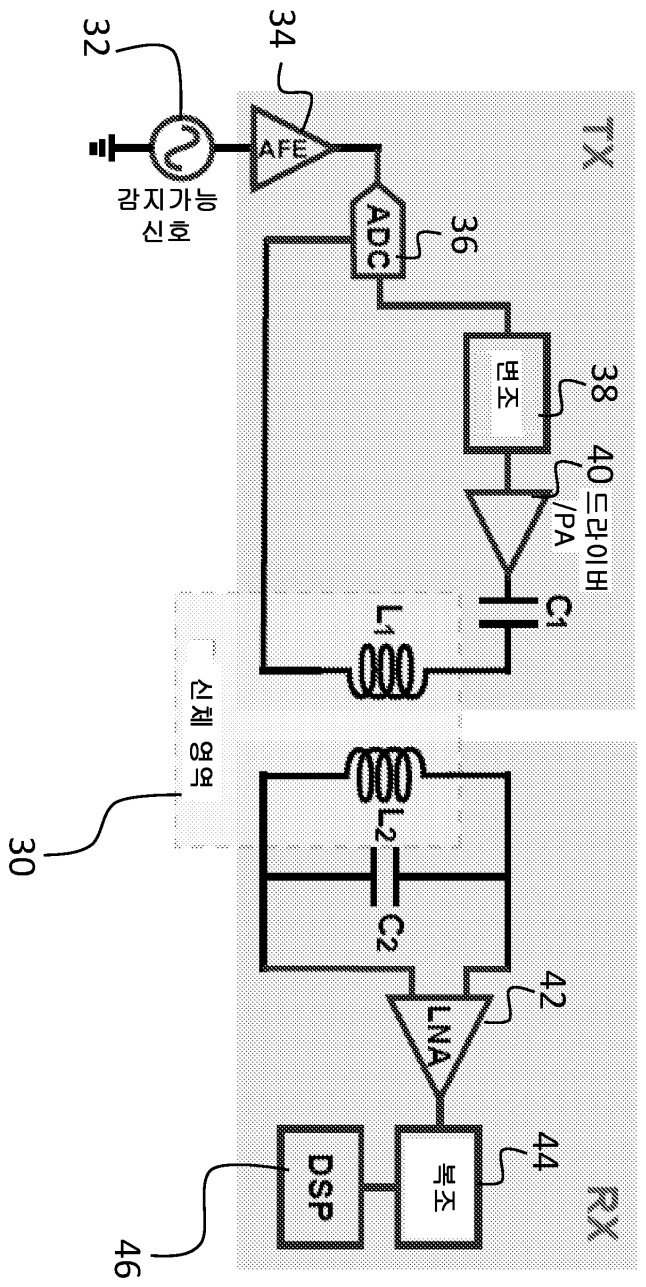
도면

도면1a

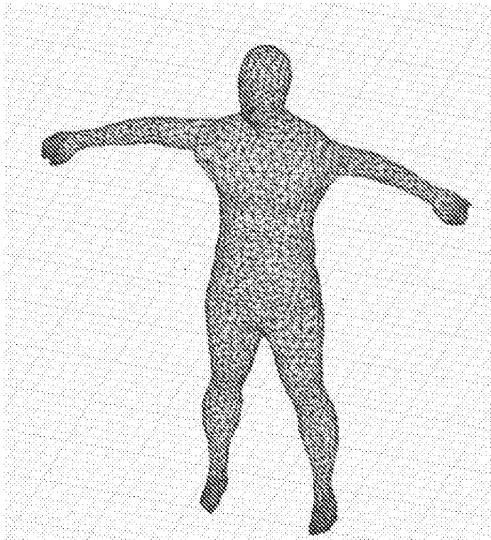




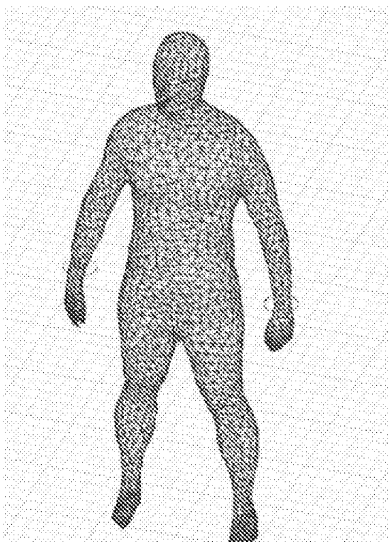
도면1b



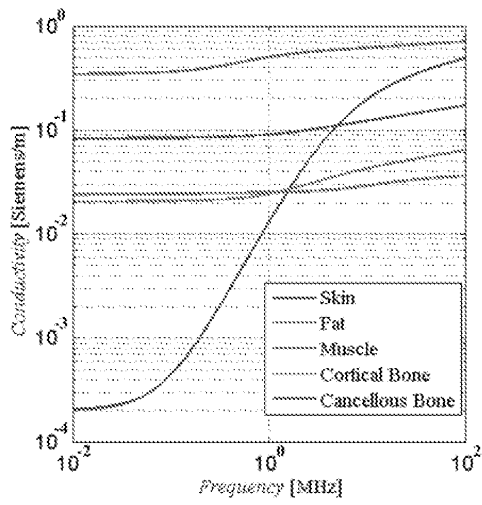
도면2a



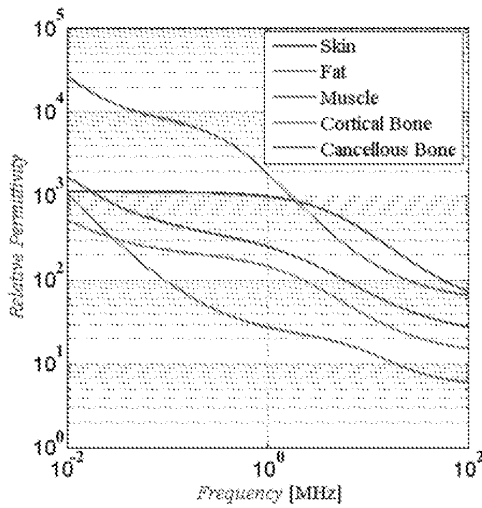
도면2b



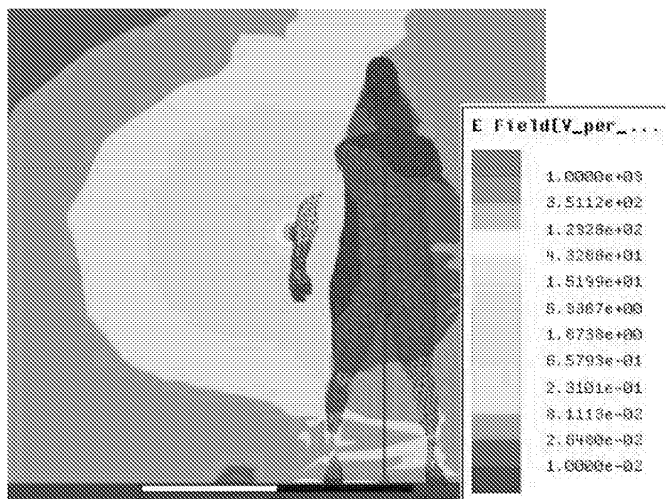
도면3a



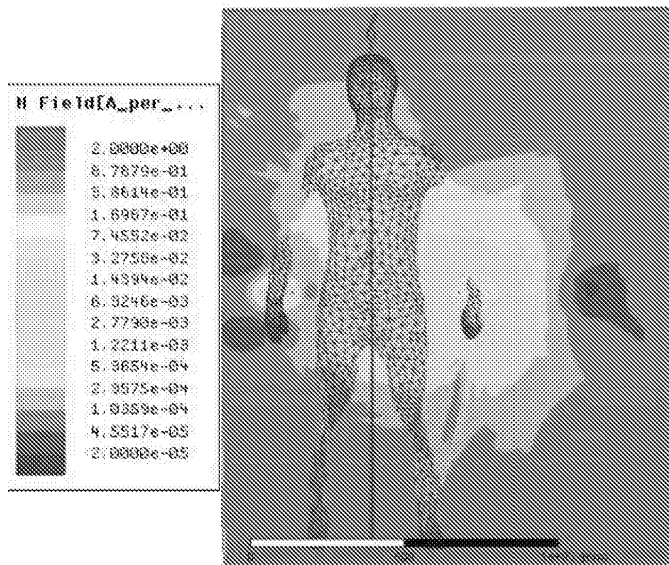
도면3b



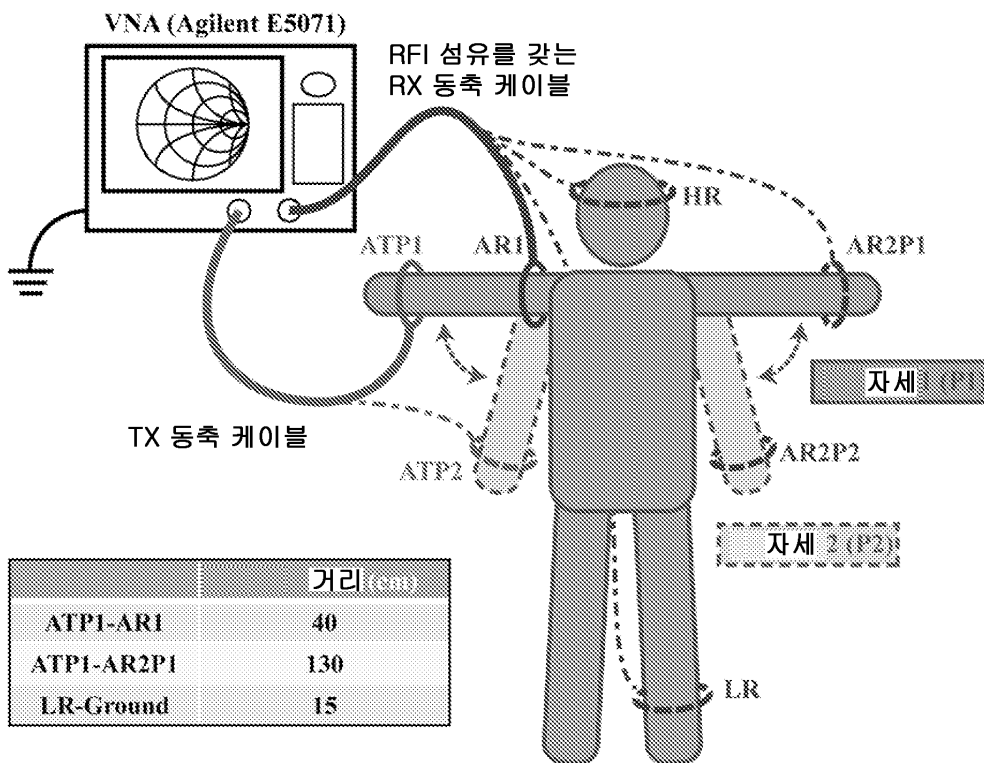
도면4a



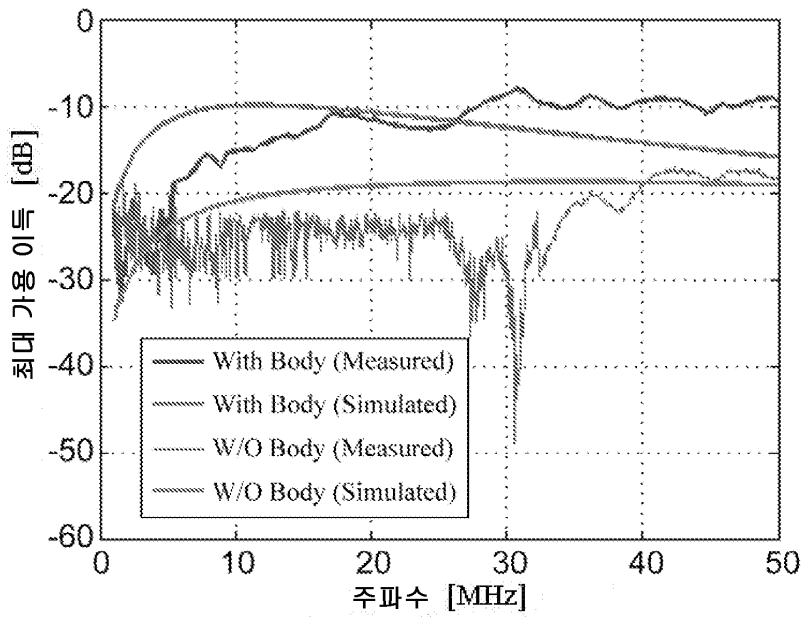
도면4b



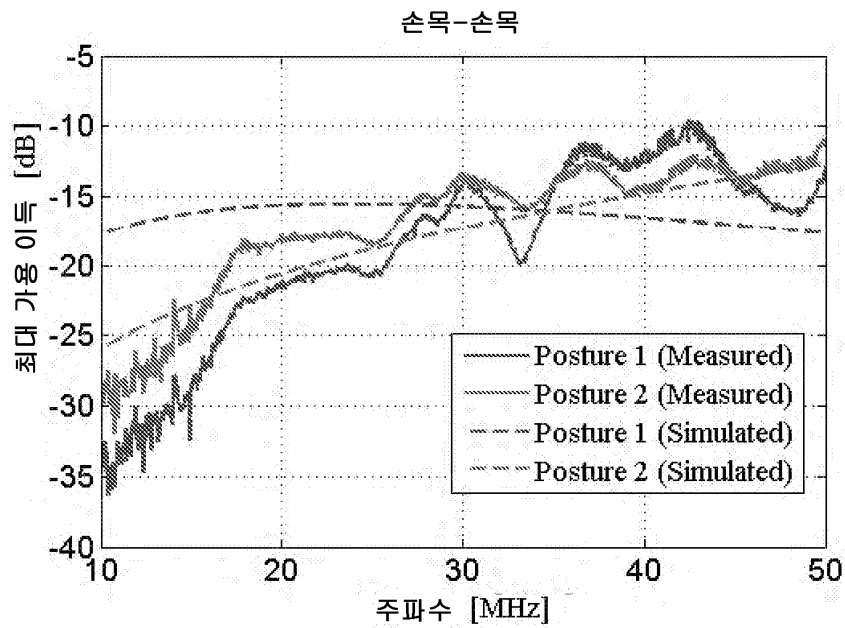
도면5



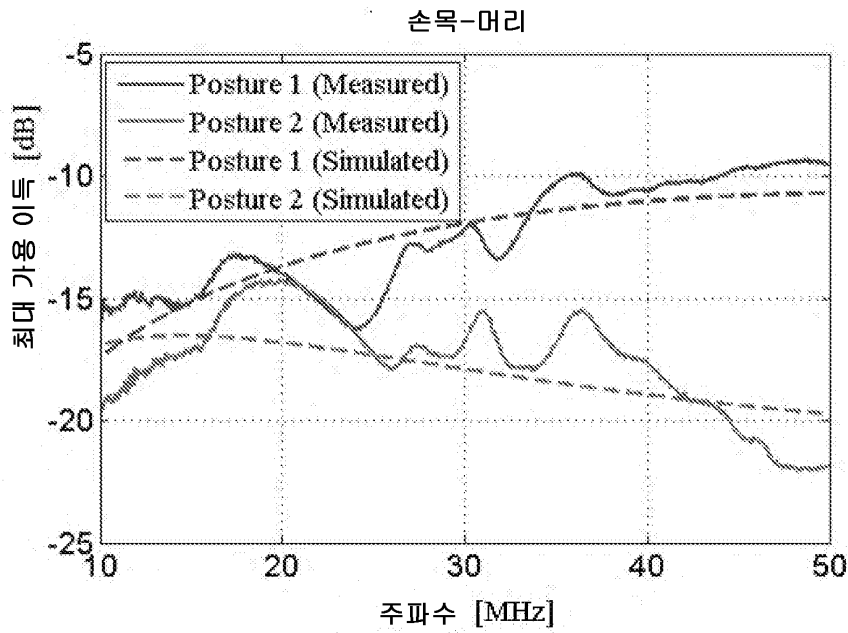
도면6



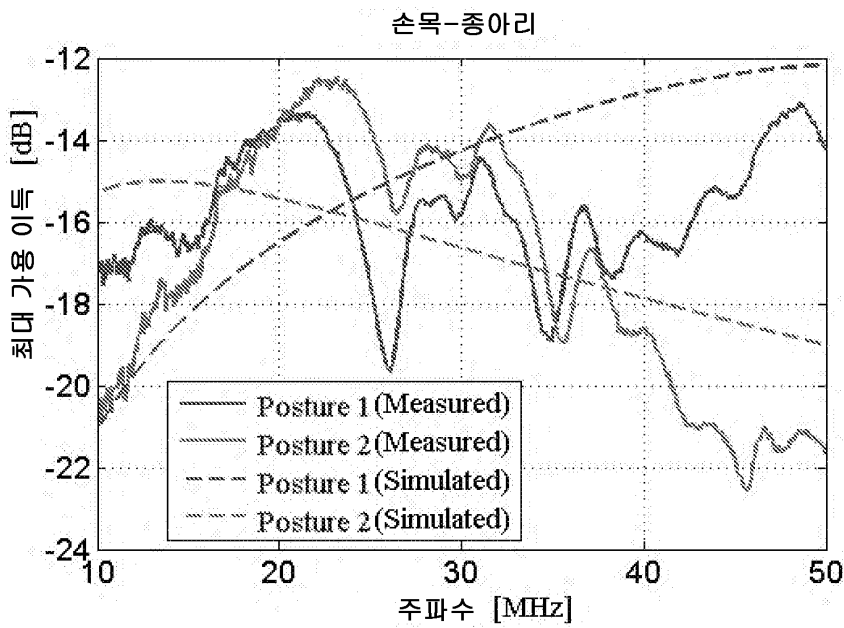
도면7a



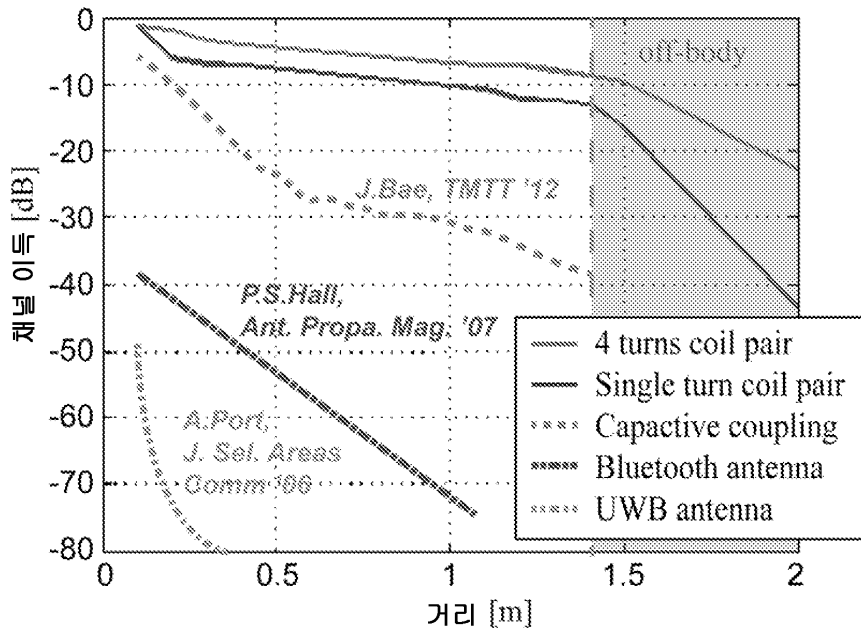
도면7b



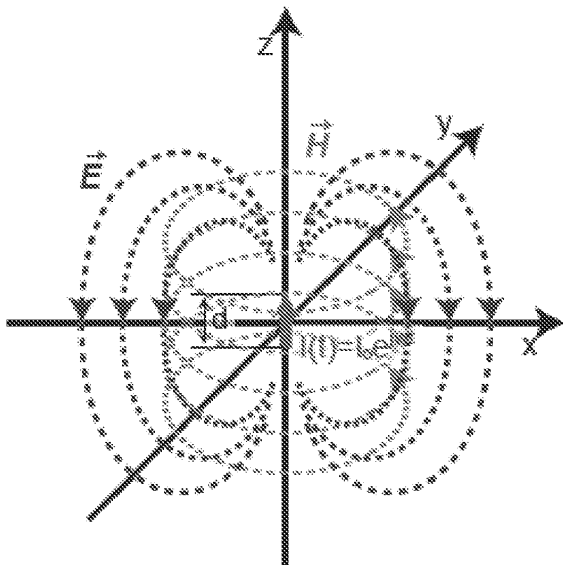
도면7c



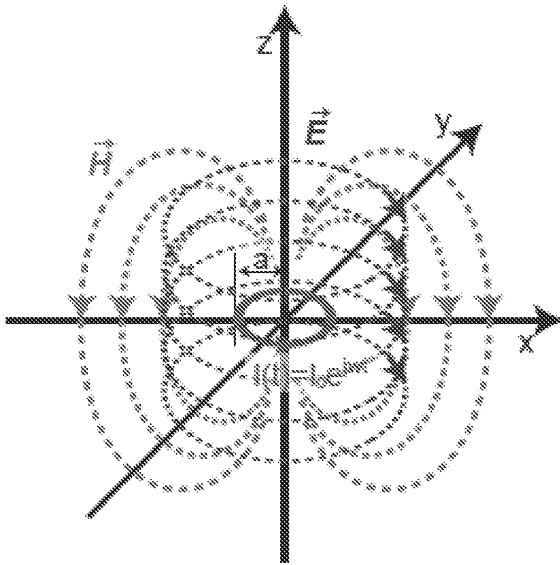
도면8



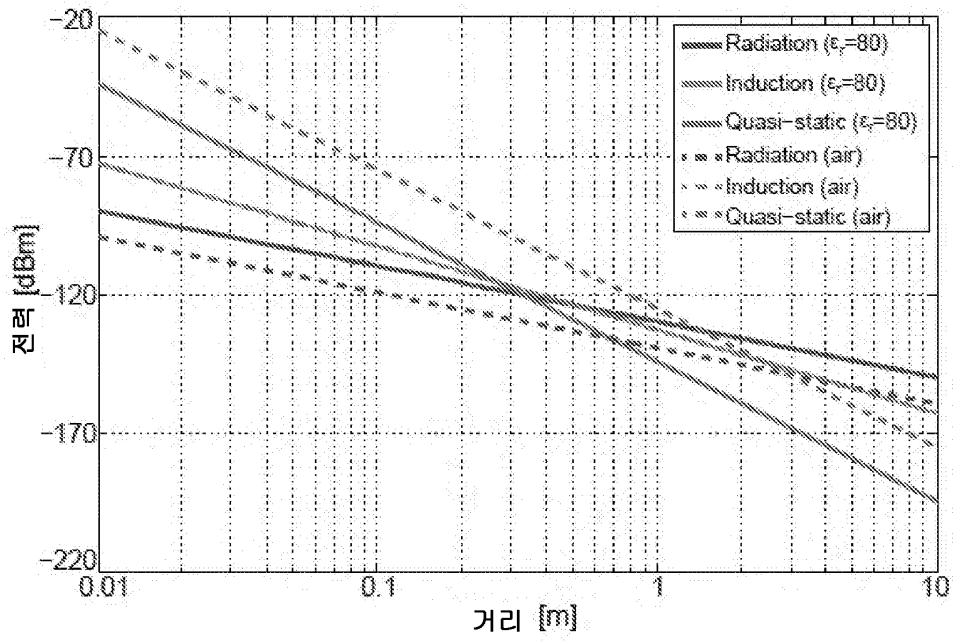
도면9a



도면9b

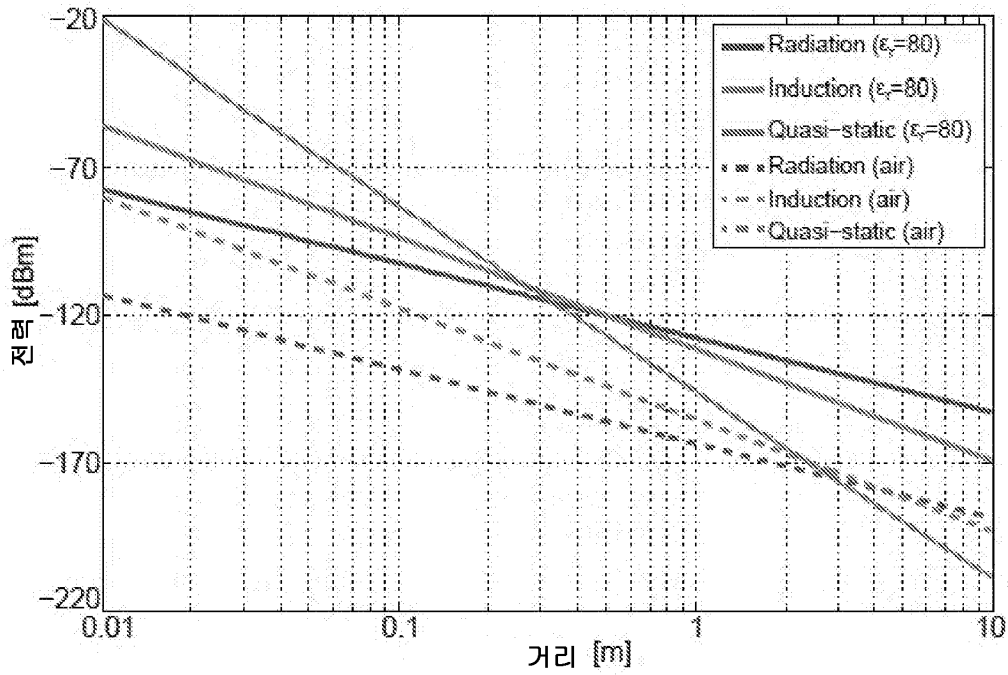


도면10

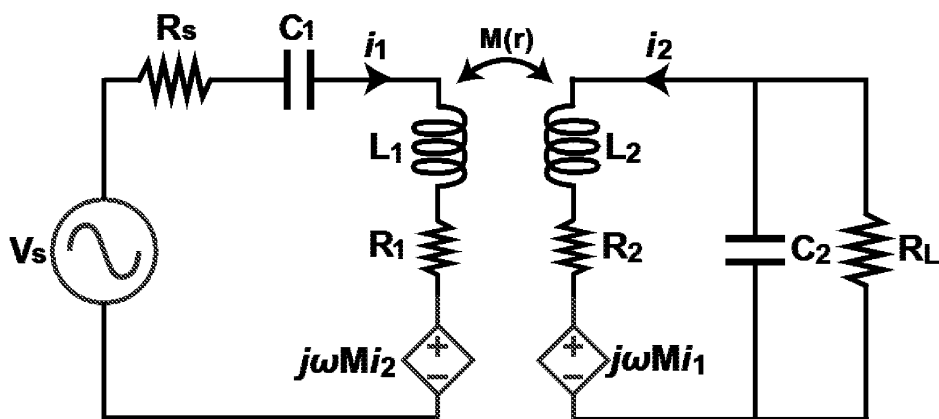




도면11



도면12



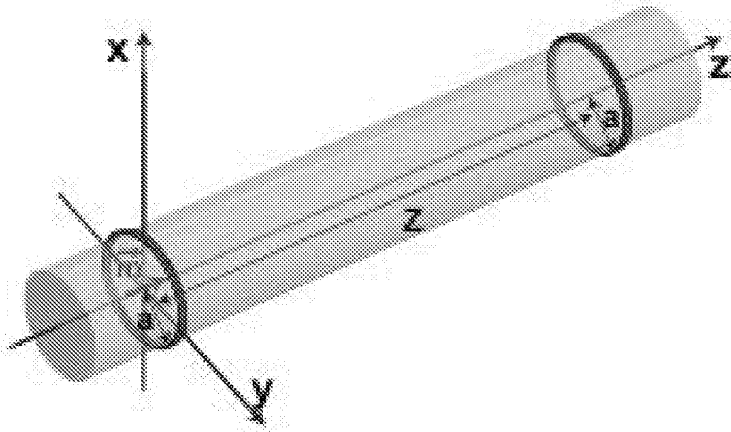
$$R_{s,opt} = R_1$$

$$R_{L,opt} = \frac{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}{R_2}$$

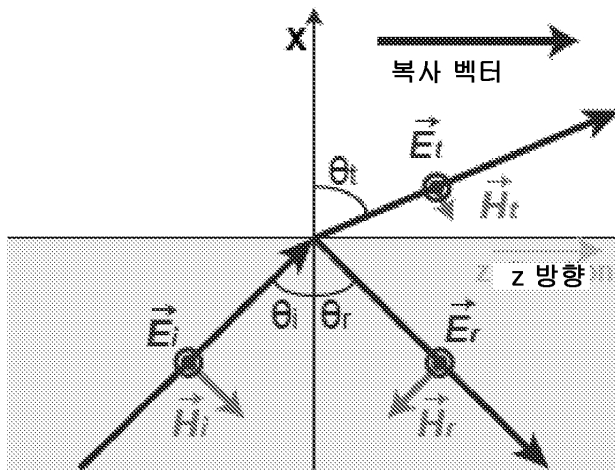
$$C_{1,opt} = \frac{1}{\omega L_1}$$

$$C_{2,opt} = \frac{L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}$$

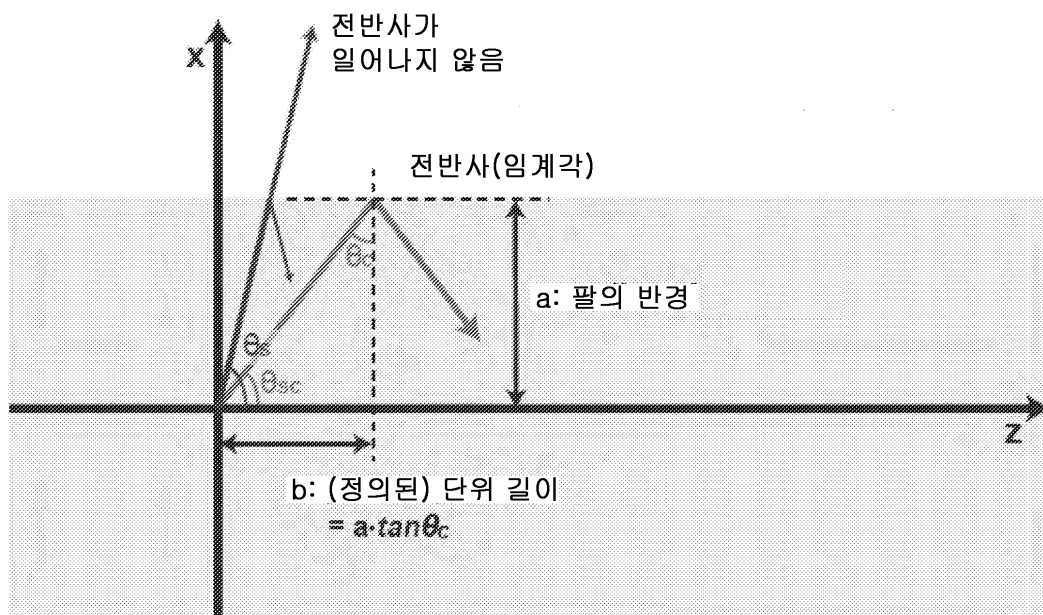
도면13a



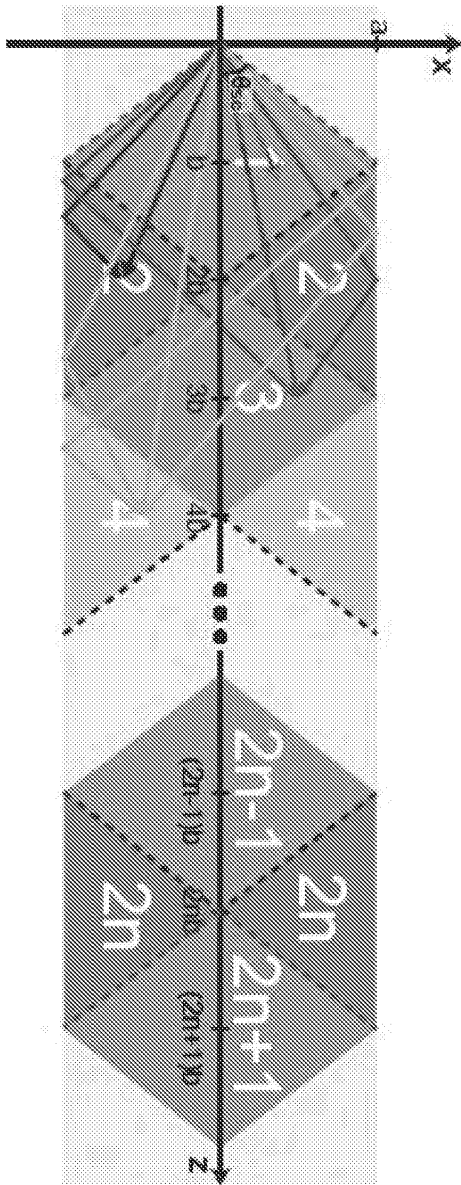
도면13b



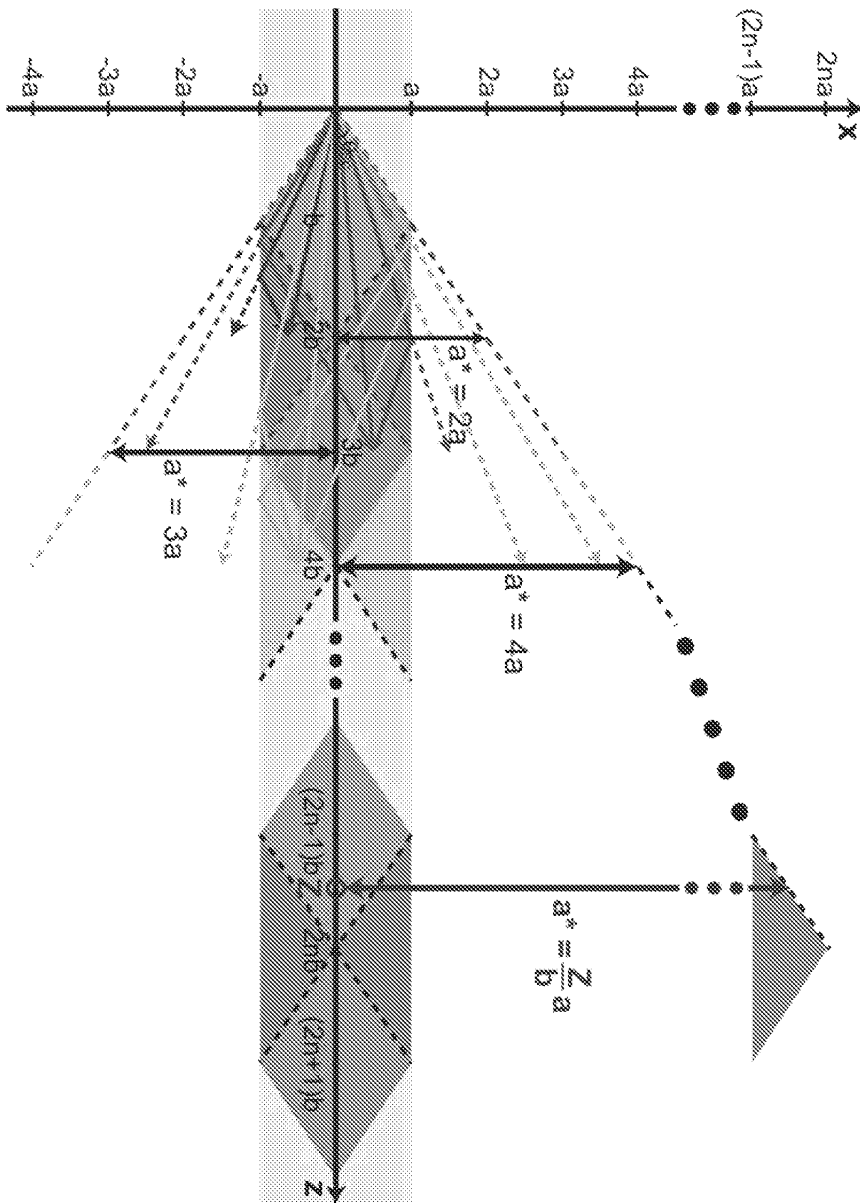
도면13c



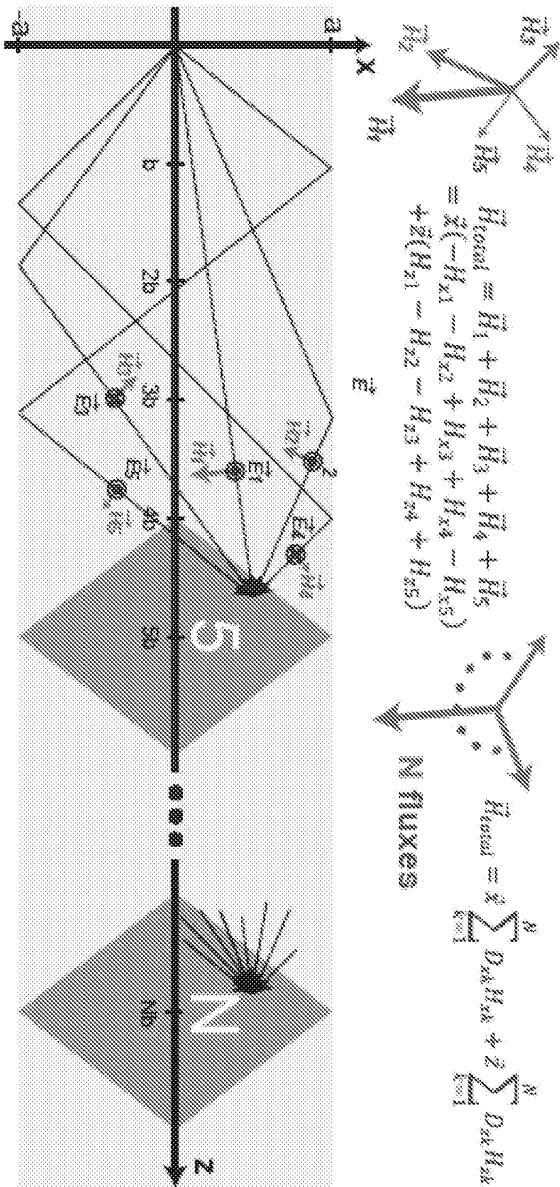
도면14a



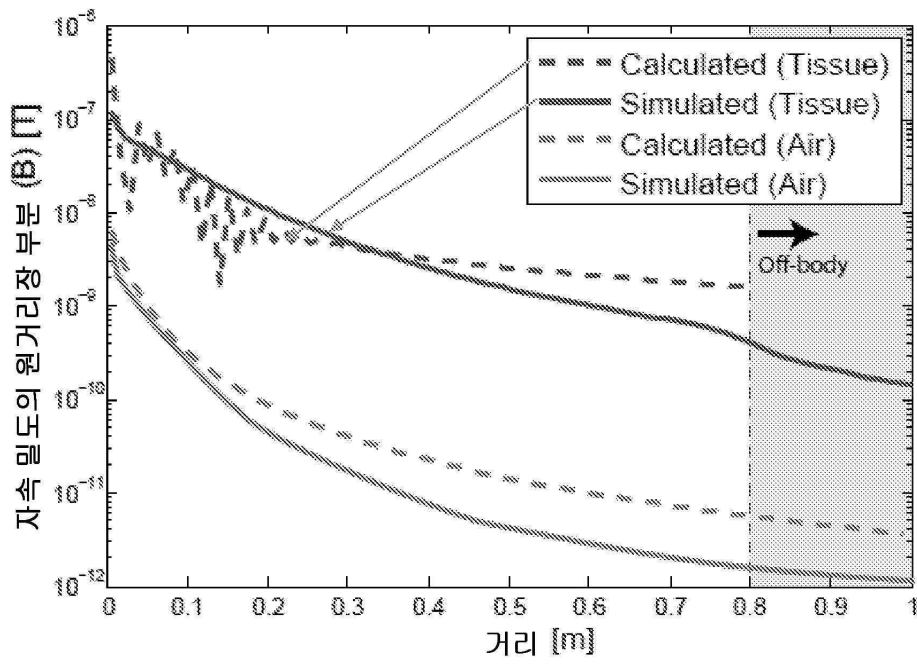
도면14b



도면14c



도면15



도면16

