

RFID 시스템에서 공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상 분석

Analysis of the Phenomena Due to Resonant Frequency Mismatch in RFID Systems

權 德 起*, 朴 鍾 泰*, 劉 宗 根*

Duck-Ki Kwon*, Jong-Tae Park*, Chong-Gun Yu*

요 약

RFID 시스템에서 리더와 트랜스폰더 사이에 원활한 데이터 전송이 이루어지기 위해서는 리더 안테나와 트랜스폰더 안테나 사이에 공진 주파수 정합이 필요하다. 공진 주파수에 부정합이 발생하면, 트랜스폰더 안테나 코일에 유도되는 전압이 감소하게 되며, 따라서 트랜스폰더의 내부 전원 전압이 감소하게 된다. 또한, 리더 안테나 코일에 zero modulation의 확률이 증가하게 되어 궁극적으로 인식 거리의 감소를 가져오게 된다. 본 논문에서는 이러한 공진 주파수의 부정합이 초래하는 현상에 대해 이론적으로 분석을 하고, 수식적으로 모델링하였다. 또한, 공진주파수 부정합을 보상하기 위한 방법에 대해 언급하였다. 리더와 트랜스폰더 사이의 데이터 전송에 관해 본 논문에서 유도된 수식 및 분석된 이론들은 다양한 응용 분야를 위한 RFID 시스템의 신속한 개발에 큰 도움이 될 수 있을 것으로 기대된다.

Abstract

In an RFID system, it is desirable to have both the reader and the transponder tuned to the same resonant frequency for efficient data transmission between them. Any difference in frequency will decrease the transponder coil voltage or the internal power supply voltage and will increase the possibility of zero modulation in the reader coil, which results in the reduction of the reading distance. In this paper, the phenomena caused by the frequency mismatch are theoretically analyzed and mathematically modelled. Several schemes to compensate for the frequency mismatch are also mentioned. The derived equations and analyzed theory on the data transmission between the reader and the transponder will be helpful to the development of RFID systems for many applications.

Keyword: RFID, reader, transponder, resonant frequency, zero modulation

1. 서 론

RFID(Radio Frequency IDentification)는 마코드,

마그네틱(MSR), IC-CARD등과 같은 자동인식의 한 분야로서 초단파(MHz 또는 GHz)나 장파(kHz)를 이용하여

* 仁川大學校 전자공학과

(Department of Electronics Engineering, University of Incheon)

接受日:2004年 7月 21日, 修正完了日:2004年 12月 6日

본 연구는 인천대학교 멀티미디어 연구센터의 RRC 과제지원과 IDEC 지원에 의해 일부 수행되었음.

기록된 정보를 무선으로 인식하는 방식이다. 마그네틱 코일과 송수신 장치로 결합된 리더(reader)는 전자장을 형성하고, 인식 범위 내에 도달한 코일과 마이크로칩(micro-chip)을 내장한 트랜스폰더(transponder)는 에너지를 유도하여 마이크로칩을 구동시켜 메모리에 기록된 정보를 리더로 전송시킨다.

RFID는 기존의 magnetic stripe 방식이나 접촉식 ID방식에 비해 주변환경에 거의 영향을 받지 않으며 RFID 시스템의 유지관리가 수월하며, 가격이 저렴하고, 복제가 어렵고, 속도가 빠르다는 장점이 있다. 이러한 장점으로 인하여, 비접촉식 RFID 시스템은 현재 간단한 출입 통제와 같은 근거리, 저속용 시스템을 비롯하여 고속도로 통행료 자동 수납과 같은 장거리 고속의 시스템에 적용되고 있으며, 향후 많은 응용분야에 적용될 것으로 기대된다[1-8].

RFID 시스템에서 리더와 트랜스폰더 사이에 원활한 데이터 전송이 이루어지기 위해서는 리더 안테나와 트랜스폰더 안테나 사이에 공진 주파수 정합이 필요하다. 그러나 리더나 트랜스폰더의 안테나 코일 또는 공진 커패시터의 부정확성 그리고 캐리어(carrier) 주파수의 변화 등의 원인으로 정확한 공진 주파수 정합을 얻기는 불가능하다. 공진 주파수에 부정합이 발생하면, 트랜스폰더 안테나 코일에 유도되는 전압이 감소하게 되며, 따라서 트랜스폰더의 전원 전압이 감소하게 된다. 또한, 리더 안테나 코일에 zero modulation의 확률이 증가하게 되어 궁극적으로 인식 거리의 감소를 가져오게 된다[7,8].

효율적인 RFID 시스템 설계 및 개발을 위해서는 이러한 공진 주파수 부정합에 의해 발생하는 현상들에 대한 철저한 원인 분석 및 이론 정립이 필요한데, 이에 대한 연구는 미진한 상태이다. 따라서 본 논문에서는 RFID 시스템에서 리더와 트랜스폰더 코일 사이의 데이터 전송 방식과 공진 주파수 부정합에 의해 발생하는 현상에 대해 이론적으로 분석을 하고, 수식적으로 모델링하였다

본 논문의 구성은 II장에서 RFID 시스템에서의 전력공급 및 데이터 전송방법에 대해 간략히 언급하고, III장에서 공진주파수 정합상태인 경우에 대해 동작특성을 분석한다. 공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상에 대한 이론적 분석 및 보상방법에 대해서는 IV장과 V장에서 각각 언급한 후, VI장에서 결론을 맺는다.

II. RFID 시스템

RFID 시스템은 그림 1에서와 같이 기본적으로 리더와 트랜스폰더로 구성된다. 리더는 안테나 코일을 통해 트랜스폰더에 자기장을 공급하고 트랜스폰더와 데이터를 주고받는다. 트랜스폰더는 off-chip의 LC tank부와 on-chip의 트랜스폰더 IC로 구성되며, 리더에서 공급되는 자기장으로부터 트랜스폰더 IC의 회로를 구동시키기 위한 전원을 발생시키며 리더와 데이터를 송수신한다.

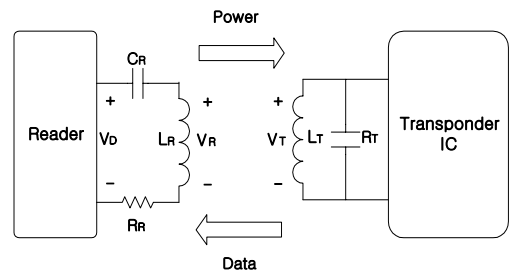


그림 1. RFID 시스템 구성도
Fig. 1. Block Diagram of an RFID System

2-1. 전력 공급

리더부는 리더 안테나 코일에 작은 전압으로도 충분한 에너지를 공급할 수 있도록 RLC 직렬 공진회로로 구성된다. 이 공진회로의 공진 주파수 f_0 와 대역폭(bandwidth) f_B 는 다음과 같다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}}, \quad f_B = \frac{f_0}{Q_R} \quad (1)$$

여기서 Q_R 은 리더 코일의 Q-factor 이다.

$$Q_R = \frac{2\pi f_0 L_R}{R_R} \quad (2)$$

따라서 리더 코일을 구동하기 위한 신호 V_D 의 주파수는 공진주파수 f_0 와 같아야 한다. 공진시 리더 코일 양단의 전압은 $V_R = V_D Q_R$ 이다. Q_R 이 너무 작아지면 리더 코일 전압 V_R 이 감소하여 트랜스폰더에 전달되는 에너지가 감소하고, 따라서 인식거리가 짧아진다. 반면, Q_R 이 너무 커지면 공진회로의 대역폭이 감소하여 주파수 변화에 더욱 민감해진다. 따라서

Q_R 선택시 이러한 점들이 고려되어야 한다.

트랜스폰더 안테나 코일에 유도되는 전압 V_T 의 크기는 두 코일간의 결합계수(coupling coefficient) k 에 의해 가장 큰 영향을 받으며 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$V_T = k Q_T \sqrt{\frac{L_T}{L_R}} V_R \quad (3)$$

여기서 Q_T 는 트랜스폰더 코일의 Q-factor 이다. 식 (3)의 유도과정은 다음 장에 보였다. 트랜스폰더는 코일에 유도된 신호로부터 내부회로를 구동하는데 필요한 전원(V_{DD})을 만들어 사용하기 때문에, 트랜스폰더 코일 전압 V_T 는 V_{DD} 보다 커야 한다. 리더와 트랜스폰더 사이의 거리가 증가하면, k 가 감소하게되고 결국에는 V_T 가 트랜스폰더가 동작하는데 필요한 최소 V_{DD} 보다 작아져서 트랜스폰더가 동작하지 않게 된다.

2-2. 데이터 전송 방법

트랜스폰더에 저장되어 있는 데이터를 리더로 전송하기 위해 가장 많이 사용하는 방법은 front-end 임피던스 변조 방법이다[2-5]. 이 방법은 감폭회로(damping circuit)를 사용하여 전송하고자 하는 데이터에 따라 트랜스폰더 코일 양단의 임피던스를 변조시킨다. 따라서 트랜스폰더 코일 양단의 전압이 변하게 되고, 이는 리더 안테나의 임피던스 변화를 유도한다. 이에 따른 리더 코일 양단의 전압 변화를 리더부에서 검출하게 된다.

리더 코일과 트랜스폰더 코일 사이의 데이터 전송 과정을 분석하기 위해 먼저 그림 2의 기본적인 유도결합회로의 동작 특성을 알아보고 수식으로 모델링하였다.

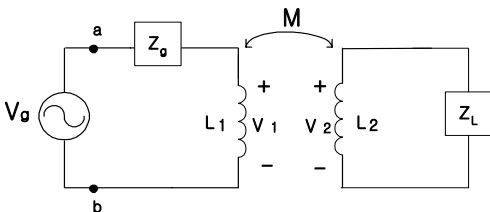


그림 2. 기본적인 유도결합회로
Fig. 2. Basic inductively coupled circuit

그림 2의 유도결합회로와 관련된 변수들을 표 1에 정리하였다. Z_{11} 은 2차회로 개방시 1차회로의 전체 임피던스이며, Z_{22} 는 1차회로 개방시 2차회로의 전체 임피던스이다. M 은 두 코일간의 결합 정도를 나타내는 상호인덕턴스(mutual inductance)이고, 결합계수 k 와의 관계는 표에서와 같다. Z_{ab} 는 구동점임피던스(driving-point impedance)이며, Z_r 은 2차회로와의 결합에 의해 발생하는 결합임피던스(coupled impedance) 또는 반사임피던스(reflected impedance)이다.

표 1. 기본적인 유도결합회로의 특성 변수
Table 1. Characteristic parameters of a basic inductively coupled circuit

$Z_{11} = sL_1 + Z_g$	$Z_{12} = sM$	$Z_{22} = sL_2 + Z_L$
$Z_{ab} = Z_{11} + Z_r$	$Z_r = -\frac{Z_{12}^2}{Z_{22}}$	$M = k\sqrt{L_1 L_2}$

1차회로에 전원 V_g 가 인가되면 전류 I_1 이 흐르고, 두 코일간의 상호작용에 의해 2차회로의 코일에 전압 V_2 가 유도된다. 이 유기전압에 의하여 2차회로에 전류 I_2 가 흐르고, 이 전류에 의해 다시 1차회로의 코일에 전압이 유도된다. 1차회로와 2차회로에 흐르는 전류와 코일 전압들은 다음 식으로 표현된다.

$$I_1 = \frac{V_g}{Z_{ab}} = \frac{V_g}{Z_{11} + Z_r}$$

$$I_2 = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}} I_1 \quad (4)$$

$$V_1 = sL_1 I_1 + sM I_2$$

$$V_2 = sM I_1 + sL_2 I_2$$

식 (4)와 표 1의 변수들을 사용하여 유도된 전압 전류 표현식을 표 2에 요약하였다. 각각의 변수를 구동전원 V_g 와 나머지 3개의 변수의 함수로 각각 표시하였다.

표 2. 기본적인 유도결합회로에서 전압 전류 표현 식

Table 2. Voltage and current equations of a basic inductively coupled circuit

I_1	$\frac{V_g}{Z_{ab}}$	$\frac{V_1}{(sL_1+Z_r)}$	$-\frac{Z_{22}}{Z_{12}}I_2$	$\frac{V_2}{Z_{12}(Z_L/Z_{22})}$
I_2	$-\frac{Z_{12}}{Z_{22}}\frac{V_g}{Z_{ab}}$	$-\frac{Z_{12}}{Z_{22}}I_1$	$-\frac{Z_{12}}{Z_{22}}\frac{V_1}{(sL_1+Z_r)}$	$-\frac{V_2}{Z_L}$
V_1	$\frac{(sL_1+Z_r)}{Z_{ab}}V_g$	$(sL_1+Z_r)I_1$	$-\frac{Z_{22}}{Z_{12}}(sL_1+Z_r)I_2$	$\frac{(sL_1+Z_r)}{Z_{12}}\frac{V_2}{(Z_L/Z_{22})}$
V_2	$\frac{Z_{12}}{Z_{ab}}\left(\frac{Z_L}{Z_{22}}\right)V_g$	$Z_{12}\left(\frac{Z_L}{Z_{22}}\right)I_1$	$\frac{Z_{12}}{(sL_1+Z_r)}\left(\frac{Z_L}{Z_{22}}\right)V_1$	$-Z_L I_2$

표 3. 공진주파수 정합 상태에서의 특성 변수

Table 3. Characteristic parameters when resonant frequencies are matched

$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$		
$Z_{11} = R_1$	$Z_{22} = R_2$	$Z_r = k^2 Q_1 Q_2 R_1$
$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}$	$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$	$\alpha = \tan^{-1}(Q_2)$
$\Delta V_1 = V_1' - V_1$	$\Delta V_2 = V_2' - V_2$	$\Delta Q_2 = Q_2' - Q_2$

III. 공진주파수 정합상태에서의 동작 특성

기본적인 유도결합회로에 대해 유도한 수식들을 이용하여, RFID 시스템의 동작 특성을 분석하기 위해 그림 1의 회로를 그림 3으로 모델링하였다.

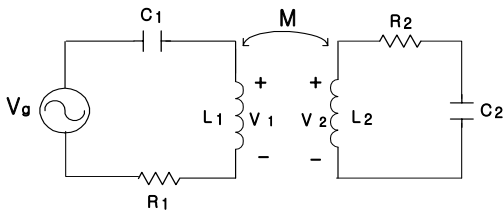


그림 3. RFID 시스템의 데이터 전송 과정을 분석하기 위한 회로

Fig. 3. Circuit for analyzing the data-transfer process of the RFID system

그림 3에서 R_1 은 리더 코일 L_1 의 내부저항 성

분, 구동전원 V_g 의 내부저항 성분 그리고 경우에 따라서 인위적으로 달아주는 저항 성분을 모두 포함한 저항이다. R_2 는 트랜스폰더 코일 L_2 의 내부저항 성분과 트랜스폰더 회로의 동작에 의한 부하 저항 성분을 포함한다.

구동전원의 주파수 ω 가 1차회로(리더)의 공진주파수 $1/\sqrt{L_1 C_1}$ 와 2차회로(트랜스폰더)의 공진주파수 $1/\sqrt{L_2 C_2}$ 와 일치하는 경우, 즉 공진주파수 정합(matching) 상태에서의 동작특성에 대해 먼저 알아보고, 공진주파수 부정합 상태에서의 동작 특성은 다음 장에서 언급하였다. 공진주파수 정합 상태에서 그림 3 회로의 특성 변수들은 표 3과 같다.

리더와 트랜스폰더는 공진 상태에 있기 때문에 리더와 트랜스폰더의 임피던스는 저항 성분만 남는다. 따라서 $Z_{11} = R_1$, $Z_{22} = R_2$ 이다. Q_1 과 Q_2 는 각각 리더와 트랜스폰더의 Q-factor이다. 반사임피던스

Z_r 은 표 1의 수식을 사용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Z_r = -\frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} = -\frac{\omega^2 M^2}{R_2} = -\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2} = k^2 \omega L_1 Q_2 = k^2 Q_1 Q_2 R_1 \quad (5)$$

V_1, V_2, Q_2 는 각각 트랜스폰더에 감폭이 없는 경우의 리더 코일 전압, 트랜스폰더 코일 전압 그리고 트랜스폰더의 Q-factor이다. V_1', V_2', Q_2' 는 트랜스폰더에 감폭에 의한 임피던스 변화가 있는 경우에 각각 대응되는 변수이다.

공진주파수 정합 상태에서 표 2의 수식을 이용하여 얻어진 리더 코일 전압 V_1 , 트랜스폰더 코일 전압

V_2 , 그리고 두 전압의 비를 표 4에 요약하였다. 아무런 근사 조건이 적용되지 않았을 때의 수식을 첫 번째 줄에 보였고, 이 수식에 첫 번째, 두 번째, 세 번째 근사 조건들을 연속적으로 적용했을 때의 결과를 각각 대응되는 줄에 표시하였다. 2-1절에서도 언급을 했듯이 Q-factor가 너무 크면 공진회로의 대역폭이 감소해서 주파수 변화에 상당히 민감해진다. 따라서 Q_1 과 Q_2 는 아무리 커도 대략 수십 정도의 값을 갖는 반면, 결합계수 k 는 리더와 트랜스폰더가 아주 근접되지 않는 이상 대략 0.01보다 작은 값을 갖는다. 그러

표 4. 공진주파수 정합 상태에서의 리더와 트랜스폰더 코일 전압

Table 4. Reader and transponder coil voltages when resonant frequencies are matched

Conditions	V_1	V_2	$\frac{V_2}{V_1}$
none	$\frac{k^2 Q_1 Q_2 + j Q_1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} V_g$	$\frac{j k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_2)}{1 + k^2 Q_1 Q_2} V_g$	$\frac{j k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_2)}{k^2 Q_1 Q_2 + j Q_1}$
$k^2 Q_2 \ll 1$	$\frac{j Q_1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} V_g$	$\frac{j k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_2)}{1 + k^2 Q_1 Q_2} V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} (1 - j Q_2) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{\cos \alpha} \angle (-\alpha)$
$k^2 Q_1 Q_2 \ll 1$	$j Q_1 V_g$	$j k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_2) V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} (1 - j Q_2)$
$Q_2 \gg 1$	$j Q_1 V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 Q_2 V_g$	$-j k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_2$

므로 표 4의 근사 조건들은 대부분의 경우에 있어서 타당하다. 식 (3)은 세 번째 근사 조건이 적용되었을 때 얻어진 결과임을 알 수 있다.

트랜스폰더에 저장되어 있는 데이터를 리더로 전송하기 위해 트랜스폰더에 감폭이 발생하는 경우는, 그림 4(a)에서처럼 저항 R_D 가 트랜스폰더의 LC tank에 병렬로 연결된다. 이러한 임피던스 변화는 트랜스폰더 Q-factor의 감소를 초래하고 따라서 트랜스폰더 코일 전압의 감소를 가져온다. 이는 다시 리더 코일 전압을 증가시키게 된다.

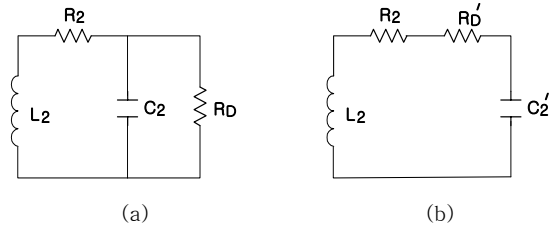


그림 4. 감폭이 있을 때의 트랜스폰더 등가회로 (a) 병렬 공진회로 (b) 직렬 공진회로

Fig. 4. Equivalent circuit of the damped transponder (a) parallel resonant circuit (b) series resonant circuit

변화된 트랜스폰더의 Q-factor, Q_2' 를 구하기 위해 그림 4(a)의 R_D 와 C_2 로 구성된 병렬회로를 그림 4(b)에서처럼 $R_{D'}$ 와 C_2' 로 구성된 등가 직렬회로로 나타내었다. 병렬회로의 Q-factor는 다음과 같다.

$$Q_{C_2} = \omega R_D C_2 = \frac{R_D}{\omega L_2} \quad (6)$$

Q_{C_2} 가 1보다 큰 경우, $R_{D'}$ 와 C_2' 는 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$R_{D'} = \frac{R_D}{Q_{C_2}^2 + 1} \approx \frac{R_D}{Q_{C_2}^2} \quad (7)$$

$$C_2' = C_2 \left(\frac{Q_{C_2}^2 + 1}{Q_{C_2}^2} \right) \approx C_2$$

그림 4(b) 회로의 Q-factor는

$$Q_2' = \frac{\omega L_2}{R_2 + R_{D'}} = 1 / \left(\frac{R_2}{\omega L_2} + \frac{R_{D'}}{\omega L_2} \right)$$

$$= 1 / \left(\frac{1}{Q_2} + \frac{1}{Q_{C_2}} \right) = \frac{Q_2 Q_{C_2}}{Q_2 + Q_{C_2}} = Q_2 // Q_{C_2} \quad (8)$$

이다.

위 식으로부터 감폭이 발생했을 때의 트랜스폰더의 Q-factor, Q_2' 는 감폭이 없을 때의 Q_2 에 비해 감소함을 알 수 있다.

감폭에 의한 트랜스폰더 코일전압 변화 ΔV_2 와 이에 따른 리더 코일전압 변화 ΔV_1 에 대해 유도된 수식을 표 5에 정리하였다. 이 수식들은 표 4의 수식들을 이용하여 쉽게 유도될 수 있다.

따라서, 그림 1의 RFID 시스템에서 감폭에 의한 트랜스폰더 코일전압 변화 ΔV_T 와 이에 따른 리더

코일전압 변화 ΔV_R 사이에는 다음 관계식을 만족함을 알 수 있다.

$$\Delta V_R = k Q_R \sqrt{\frac{L_R}{L_T}} \Delta V_T \quad (9)$$

ΔV_R 역시 결합계수 k에 의해 큰 영향을 받으며, 리더부에서 신뢰성 있는 검출을 할 수 있는 정도의 크기를 가져야 한다. 리더 코일과 트랜스폰더 코일의 인덕턴스 비는 식 (3)과 (9)에서 보듯이 양방향에 서로 상반되는 영향을 준다. 공진주파수 정합 상태에서는 Q-factor를 증가시키면 인식거리가 향상됨을 알 수 있다. 그러나 공진주파수 부정합 상태에서는 앞에서도 언급했듯이 Q-factor가 너무 커지면 대역폭이 감소하여 인식거리의 감소를 초래할 수 있다. 공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상에 대해 다음 장에서 언급하였다.

IV. 공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상

공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상을 분석하기 위해 그림 3의 회로를 다시 사용하였다. 분석을 간단히 하기 위해, 구동전원의 주파수 ω 가 리더의 공진주파수 $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ 와는 일치하지만, 트랜스폰더의 공진주파수 $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ 와는 일치하지 않는다는 가정을 하였다. 구동전원의 주파수는 리더부에서 조절이 가능하기 때문에, ω 를 ω_2 와 정합시키는 것보다는 ω_1 과 정합시키는 것이 훨씬 더 용이하다. 공진주파수 부정합 상태에서 그림 3 회로의 특성 변수

표 5. 공진주파수 정합 상태에서의 리더와 트랜스폰더 코일 전압 변화

Table 5. Reader and transponder coil voltage variations when resonant frequencies are matched

Conditions	ΔV_1	ΔV_2	$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_2}$
$k^2 Q_1 \ll 1$ $k^2 Q_2 \ll 1$	$\frac{-j k^2 Q_1^2 \Delta Q_2 V_g}{(1 + k^2 Q_1 Q_2)(1 + k^2 Q_1 Q_2')}$	$\frac{k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 \Delta Q_2 V_g}{(1 + k^2 Q_1 Q_2)(1 + k^2 Q_1 Q_2')}$	$-j k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1$
$k^2 Q_1 Q_2 \ll 1$ $k^2 Q_1 Q_2' \ll 1$	$-j k^2 Q_1^2 \Delta Q_2 V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 \Delta Q_2 V_g$	$-j k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1$

표 6. 공진주파수 부정합 상태에서의 특성 변수

Table 6. Characteristic parameters when resonant frequencies are not matched

$\omega = \left(\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \right) \neq \left(\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \right)$			
$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}$	$Q_2 = \frac{\omega_2 L_2}{R_2}$	$Q_x = \frac{Q_2(1+\delta)}{1+jX}$	$X = Q_2 \left[(1+\delta) - \frac{1}{(1+\delta)} \right]$
$\delta = \frac{\omega - \omega_2}{\omega_2}$	$Z_{11} = R_1$	$Z_{22} = R_2(1+jX)$	$Z_r = k^2 Q_1 Q_x R_1$
$\alpha_\delta = \tan^{-1} \left(\frac{Q_2}{1+\delta} \right)$	$\beta = \tan^{-1}(X)$ $\beta' = \tan^{-1}(X')$	$Q_x' = \frac{Q_2'(1+\delta)}{1+jX'}$	$X' = Q_2' \left[(1+\delta) - \frac{1}{(1+\delta)} \right]$
$\Delta V_1 = V_1' - V_1$	$\Delta V_2 = V_2' - V_2$	$\Delta Q_2 = Q_2' - Q_2$	$\Delta Q_x = Q_x' - Q_x$

들은 표 6과 같다.

리더의 공진주파수 $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ 는 구동전원의 주파수 ω 와 일치하기 때문에 리더의 임피던스는 저항 성분만 남으며, $Z_{11} = R_1$ 이다. 그러나 트랜스폰더의 공진주파수 $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ 는 ω 와 일치하지 않기 때문에 트랜스폰더의 임피던스는 리액턴스 성분을 포함하며 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} Z_{22} &= R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \\ &= R_2 + j\omega_2 L_2 \left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega} \right) \\ &= R_2 \left[1 + j \frac{\omega_2 L_2}{R_2} \left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega} \right) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

공진주파수의 부정합 정도를 나타내는 변수 δ 를 다음 식으로 정의하면,

$$\delta = \frac{\omega - \omega_2}{\omega_2} \quad (11)$$

트랜스폰더의 임피던스는 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{22} &= R_2 \left[1 + jQ_2 \left(1 + \delta - \frac{1}{1+\delta} \right) \right] \\ &= R_2(1+jX) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서

$$X = Q_2 \left[(1+\delta) - \frac{1}{(1+\delta)} \right] \quad (13)$$

이다.

반사임피던스 Z_r 은 표 1의 수식을 사용하여 다

음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_r &= -\frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2(1+jX)} \\ &= \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2(1+jX)} = k^2 R_1 Q_1 \frac{\omega L_2 / R_2}{1+jX} \\ &= k^2 R_1 Q_1 \frac{Q_2(1+\delta)}{1+jX} = k^2 Q_1 Q_x R_1 \end{aligned} \quad (14)$$

여기서

$$Q_x = \frac{Q_2(1+\delta)}{1+jX} \quad (15)$$

이다.

표 6에서 V_1' , V_2' , Q_2' , Q_x' , X' , β' 는 표 3에서와 같이 트랜스폰더에 감폭에 의한 임피던스 변조가 있는 경우에 대응되는 변수이다. 공진주파수 부정합 상태에서 표 2의 수식을 이용하여 얻어진 리더 코일 전압 V_1 , 트랜스폰더 코일 전압 V_2 , 그리고 두 전압의 비를 표 7에 요약하였다.

아무런 근사 조건이 적용되지 않았을 때의 수식을 첫 번째 줄에 보였고, 이 수식에 첫 번째, 두 번째, 세 번째 네 번째 근사 조건들을 연속적으로 적용했을 때의 결과를 각각 대응되는 줄에 표시하였다. 4가지 근사 조건들이 전부 적용되었을 때의 트랜스폰더 코일전압 크기와 리더 코일전압 크기 사이의 관계식은 표 7로부터 다음과 같다.

$$V_T = k \sqrt{\frac{L_T}{L_R}} Q_T \cos \beta \cdot V_R \quad (16)$$

공진주파수 정합 상태인 경우에 유도된 (3)식과 비교해보면, 공진주파수 부정합 상태인 경우 트랜스폰더

표 7. 공진주파수 부정합 상태에서의 리더와 트랜스폰더 코일 전압

Table 7. Reader and transponder coil voltages when resonant frequencies are not matched

Conditions	V_1	V_2	$\frac{V_2}{V_1}$
none	$\frac{k^2 Q_1 Q_x + j Q_1}{1 + k^2 Q_1 Q_x} V_g$	$\frac{jk \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_x)}{1 + k^2 Q_1 Q_x} V_g$	$\frac{jk \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_x)}{k^2 Q_1 Q_x + j Q_1}$
$k^2 Q_x \ll 1$	$\frac{j Q_1}{1 + k^2 Q_1 Q_x} V_g$	$\frac{jk \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_x)}{1 + k^2 Q_1 Q_x} V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} (1 - j Q_x) =$ $k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{\cos \beta}{\cos \alpha_\delta} \angle -(\alpha_\delta + \beta)$
$k^2 Q_1 Q_x \ll 1$	$j Q_1 V_g$	$jk \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 (1 - j Q_x) V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{\cos \beta}{\cos \alpha_\delta} \angle -(\alpha_\delta + \beta)$
$\frac{Q_2}{1 + \delta} \gg 1$	$j Q_1 V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{Q_1 Q_2 \cos \beta \angle (-\beta)}{1 + \delta} V_g$	$-jk \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{Q_2}{1 + \delta} \cos \beta \angle (-\beta)$
$\delta \ll 1$	$j Q_1 V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 Q_2 \cos \beta \angle (-\beta) V_g$	$-jk \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_2 \cos \beta \angle (-\beta)$

에 유도된 전압은 $\cos \beta$ 만큼 감소함을 알 수 있다.

β 는 공진주파수 부정합에 의해 발생하며, 리더 전압과 트랜스폰더 전압 사이의 위상 차를 나타낸다. 수식적으로는 표 6으로부터 다음과 같다.

$$\beta = \tan^{-1}(X) = \tan^{-1} \left[Q_T \left(1 + \delta - \frac{1}{1 + \delta} \right) \right] \quad (7)$$

따라서, 공진주파수 부정합이 심해지면 δ 가 증가하고 β 가 증가하게 된다. 이는 $\cos \beta$ 값을 감소시키고, 트랜스폰더에 유도되는 전압을 감소시켜서, 결국 인식거리의 감소를 초래하게 된다.

공진주파수 부정합 상태에서 감폭에 의한 트랜스폰더 코일전압 변화 ΔV_2 와 이에 따른 리더 코일전압 변화 ΔV_1 에 대해 유도된 수식을 표 8에 정리하였다. 표 4, 5, 7, 8을 이용하여 공진주파수 정합 상태와 부정합 상태일 때의 V_1 , V_2 , ΔV_1 , ΔV_2 사이의 관계식을 표 9, 10, 11, 12에 정리하였다.

트랜스폰더에서 리더로 전달되는 신호를 복조기에서 제대로 검출을 하려면, $\Delta V_1/V_1$ 값이 어느 정도 신뢰성 있는 크기(복조기의 성능에 의해 좌우됨)를 가

표 8. 공진주파수 부정합 상태에서의 리더와 트랜스폰더 코일 전압 변화

Table 8. Reader and transponder coil voltage variations when resonant frequencies are not matched

Conditions	ΔV_1	ΔV_2	$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_2}$
$k^2 Q_1 \ll 1$ $k^2 Q_x \ll 1$	$\frac{-jk^2 Q_1^2 \Delta Q_x V_g}{(1 + k^2 Q_1 Q_x)(1 + k^2 Q_1 Q_x')}$	$\frac{k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 \Delta Q_x V_g}{(1 + k^2 Q_1 Q_x)(1 + k^2 Q_1 Q_x')}$	$-jk \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1$
$k^2 Q_1 Q_x \ll 1$ $k^2 Q_1 Q_x' \ll 1$	$-jk^2 Q_1^2 \Delta Q_x V_g$	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_1 \Delta Q_x V_g$	$-jk \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1$
$\Delta Q_x = \Delta Q_2 (1 + \delta) \cos \beta \cos \beta' \angle -(\beta + \beta')$			

표 9. 트랜스폰더 전압 대 리더 전압 비

Table 9. Ratio of transponder voltage to reader voltage

	$k^2Q_2 \ll 1$ & $k^2Q_x \ll 1$	$Q_2 \gg 1$ & $\frac{Q_2}{1+\delta} \gg 1$
$\frac{V_2}{V_1}$ ($\omega_1 = \omega_2$)	$k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}(1 - jQ_2) =$ $k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{\cos \alpha} \angle (-\alpha)$	$-jk\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_2 =$ $k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} Q_2 \angle (-90^\circ)$
$\frac{V_2}{V_1}$ ($\omega_1 \neq \omega_2$)	$k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}(1 - jQ_x) =$ $k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{\cos \beta}{\cos \alpha_\delta} \angle -(\alpha_\delta + \beta)$	$-jk\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{Q_2}{1+\delta} \cos \beta \angle (-\beta) =$ $k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{Q_2}{1+\delta} \cos \beta \angle (-\beta - 90^\circ)$
$\Delta(\theta_2 - \theta_1)$	$\alpha - (\alpha_\delta + \beta)$	$-\beta$

표 10. 트랜스폰더 전압변화 대 리더 전압변화 비

Table 10. Ratio of transponder voltage variation to reader voltage variation

	$k^2Q_1 \ll 1$ & $k^2Q_2 \ll 1$ & $k^2Q_x \ll 1$
$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_2}$ ($\omega_1 = \omega_2$)	$-jk\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1 = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1 \angle (-90^\circ)$
$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_2}$ ($\omega_1 \neq \omega_2$)	$-jk\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1 = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} Q_1 \angle (-90^\circ)$
$\Delta(\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2)$	0°

표 11. 트랜스폰더 전압변화 대 트랜스폰더 전압 비

Table 11. Ratio of transponder voltage variation to transponder voltage

	$k^2Q_1Q_2 \ll 1$ & $k^2Q_1Q_x \ll 1$	$Q_2 \gg 1$ & $\frac{Q_2}{1+\delta} \gg 1$
$\frac{\Delta V_2}{V_2}$ ($\omega_1 = \omega_2$)	$-j\Delta Q_2 \cos \alpha \angle (\alpha) =$ $\Delta Q_2 \cos \alpha \angle (\alpha - 90^\circ)$	$\frac{\Delta Q_2}{Q_2}$
$\frac{\Delta V_2}{V_2}$ ($\omega_1 \neq \omega_2$)	$-j\Delta Q_2(1+\delta) \cos \alpha_\delta \cos \beta' \angle (\alpha_\delta - \beta') =$ $\Delta Q_2(1+\delta) \cos \alpha_\delta \cos \beta' \angle (\alpha_\delta - \beta' - 90^\circ)$	$\frac{\Delta Q_2}{Q_2} (1+\delta)^2 \cos \beta' \angle (-\beta')$
$\Delta(\Delta\theta_2 - \theta_2)$	$\alpha_\delta - \alpha - \beta'$	$-\beta'$

표 12. 리더 전압변화 대 리더 전압 비
Table 12. Ratio of reader voltage variation to reader voltage

	$k^2Q_1Q_2 \ll 1 \text{ \& } k^2Q_1Q_x \ll 1$
$\frac{\Delta V_1}{V_1}$ ($\omega_1 = \omega_2$)	$-k^2Q_1\Delta Q_2$
$\frac{\Delta V_1}{V_1}$ ($\omega_1 \neq \omega_2$)	$-k^2Q_1\Delta Q_2(1 + \delta) \cos \beta \cos \beta' \angle -(\beta + \beta')$
$\Delta(\Delta\theta_1 - \theta_1)$	$-(\beta + \beta')$

져야 한다. 표 12에서 보듯이, 감폭이 있을 때와 없을 때의 트랜스폰더 Q-factor의 차이, 즉 ΔQ_2 가 큰 값을 가져야 $\Delta V_1/V_1$ 이 증가하는 것을 알 수 있다. 그러나 ΔQ_2 가 증가하면, 표 11에서 볼 수 있듯이 ΔV_2 가 증가하여 트랜스폰더에 유도되는 전원전압의 감소를 초래하며, 한도를 넘어서면 트랜스폰더가 동작하지 않게 된다.

표 12에서 공진주파수 부정합 상태인 경우 $\Delta V_1/V_1$ 는 정합 상태의 경우에 비해 크기의 변화는 $(1 + \delta) \cos \beta \cos \beta'$ 이고, 위상은 $-(\beta + \beta')$ 만큼 차이가 난다. Q_2' 가 Q_2 보다 작기 때문에, β' 는 β 보다 상대적으로 작은 값을 갖는다. 그러므로 $\Delta V_1/V_1$ 는 다음 식으로 근사 될 수 있다.

$$\frac{\Delta V_1}{V_1} \simeq -k^2Q_1\Delta Q_2(1 + \delta)\cos\beta \angle -(\beta + \beta') \quad (18)$$

따라서, 공진주파수 부정합에 의해 β 가 증가하면 $\Delta V_1/V_1$ 이 감소하고, β 가 90°에 근접하면, 리더 전압에 진폭변조는 사라지게 되면 결국 zero modulation이 발생하게 된다. β 가 90°를 넘어서면, 트랜스폰더에서 리더로 전달된 신호의 위상이 반전되게 된다.

결론적으로 공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상은 다음과 같이 정리할 수 있다.

1. 식 (16)에서 알 수 있듯이, 트랜스폰더의 내부 전원전압의 감소를 초래하며, 궁극적으로 인식 거리의 감소를 가져온다.
2. 식 (18)에서 보듯이, 리더 전압에 진폭변조가 사라

지는 zero modulation 현상이 발생하거나, 트랜스폰더에서 전달되어온 신호가 반전되게 된다.

V. 공진주파수 부정합 보상 방법

앞 장에서 리더와 트랜스폰더 전압의 위상차인 β 가 90°에 접근하면 리더 코일에 진폭 변조가 사라지는 zero modulation 현상이 발생하는 것을 알 수 있었다. 따라서 zero modulation을 방지하려면, β' 의 영향 등을 고려하여 β 는 45°보다는 작게 설계해야 한다. 식 (17)으로부터, β 가 45°보다 작기 위해서는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\delta \leq \frac{(1 - 2Q_T) + \sqrt{1 + 4Q_T^2}}{2Q_T} \quad (19)$$

여기서 δ 는 공진주파수의 부정합 정도를 나타내는 변수이다. 따라서 zero modulation을 피하기 위한 최대 부정합을 백분율로 표현하면 다음과 같다.

$$\delta_{\max} = \left[\frac{(1 - 2Q_T) + \sqrt{1 + 4Q_T^2}}{2Q_T} \right] \times 100 (\%) \quad (20)$$

공진주파수 부정합을 보상하기 위한 방법은 다음과 같이 3가지로 요약할 수 있다.

1. 트랜스폰더의 Q-factor, Q_T 를 감소시키는 방법
2. 트랜스폰더의 LC tank의 값들을 입력주파수에 동조시키는 방법
3. 리더의 구동전원의 주파수를 리더의 LC tank의 공진주파수에 맞게 조절하는 방법

첫 번째 방법은 만약 주어진 Q_T 에서 δ 가 식 (20)의 δ_{\max} 보다 크다면, Q_T 를 감소시켜서 식 (19)를 만족시키도록 하는 방법이다. 이때 Q_T 는 다음 식에 의해서 결정될 수 있다.

$$Q_T \leq \frac{\delta+1}{\delta(\delta+2)} \quad (21)$$

그러나 Q_T 가 작아지면 식 (16) 또는 표 7에서 알 수 있듯이 트랜스폰더에 유도되는 전압의 크기가 감소하여 트랜스폰더의 내부 전원전압의 감소를 초래한다. 이를 방지하기 위해서는 리더에서 더 큰 에너지 공급이 필요하다.

두 번째 방법은 트랜스폰더 LC tank의 값을 리더에서 트랜스폰더로 전달되는 신호의 주파수에 맞게 동조시키는 방법으로서, 한 가지 방법은 트랜스폰더에 입력되는 신호의 주파수에 맞게 C 값을 조절하는 동조(tuning)회로를 트랜스폰더 IC내부에 추가적으로 사용하는 것이다[1].

세 번째 방법은 구동전원의 주파수를 리더 LC tank의 공진주파수와 정합 시키는 방법으로서, 한 가지 방법은 오실레이터 주파수 조절 루프(oscillator frequency control loop)를 사용하여 오실레이터의 주파수가 안테나의 공진주파수와 같게 만드는 것이다 [7].

VI. 결 론

본 논문에서는 RFID 시스템에서 리더와 트랜스폰더 코일 안테나 사이의 데이터 전송 방식과 공진 주파수 부정합에 의해 발생하는 현상에 대해 이론적으로 분석을 하고, 수식적으로 모델링하였다. 공진주파수 부정합에 의해 발생하는 현상을 분석한 결과, 첫 번째 현상은 트랜스폰더 코일에 유도되는 전압이 감소하여 트랜스폰더 내부 전원 전압이 감소하고, 궁극적으로 인식거리의 감소를 초래한다. 두 번째 현상은 리더 코일 전압에 진폭변조가 사라지는 zero modulation 현상이 발생하거나, 신호가 반전된다. 공진주파수 부정합을 보상하기 위한 방법으로는, 트랜스폰더의 Q-factor를 감소시키는 방법, 트랜스폰더의 LC tank의 값을 입력주파수에 동조시키는 방법, 리더의 구동전원 주파수를 리더의 LC tank의 공진주파수에 맞게 조절하는

방법 등이 있다. 리더와 트랜스폰더 사이의 데이터 전송에 관해 유도된 수식 및 분석된 이론들은 다양한 응용 분야를 위한 RFID 시스템의 신속한 개발에 큰 도움이 될 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] U. Kaiser and W. Steinhagen, "A Low-Power Transponder IC for High-Performance Identification Systems", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 30, pp. 306-310, Mar. 1995.
- [2] D. Friedman, H. Heinrich, D-W. Duan, "A Low-Power CMOS Integrated Circuit for Field-Powered Radio Frequency Identification Tags," ISSCC97, pp. 294-295, 1997.
- [3] J. Bouvier, et al., "A Smart Card CMOS Circuit with Magnetic Power and Communications Interface," ISSCC97, pp. 296-297, 1997.
- [4] K. Finkenzeller, "RFID Handbook," John Wiley & Son, 1999.
- [5] Data Sheet, "MicroID™ 125kHz RFID System Design Guide," Microchip Technology Inc. 1998.
- [6] Data Sheet, "MicroID™ 125kHz RFID System Design Guide," Microchip Technology Inc. 1998.
- [7] Werner Blatz, "Remote Control and Identification Systems," TEMIC Semiconductors Design Guide, 1997.
- [8] 오원석, 이상훈, 이강명, 박종태, 유종근, "새로운 감폭회로를 사용한 CMOS RFID 트랜스폰더 IC 설계," 전자공학회논문지 제 38권 SD편 제 3호, pp.57-65, 2001.

저 자 소 개

관심분야 : CMOS Analog/Mixed-mode IC 설계, RFIC 설계

권 덕 기 (權 德 起)



1988. 2 : 인천대학교 전자공학과 학사
2000. 2 : 인천대학교 대학원 전자공학과 석사
2001. 3 ~ 현재 : 인천대학교 대학원 전자공학과 박사과정

관심분야 : CMOS 아날로그/혼성모드 집적회로 설계, RFIC 설계

박 종 태 (朴 鍾 泰)



1981. 2 : 경북대학교 전자공학과 학사
1983. 8 : 연세대학교 대학원 전자공학과 석사
1987. 2 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사
1983. 8 ~ 1985. 8 : 금성반도체

(주) 연구소 연구원

1991. 1 ~ 1991. 12 : MIT Post Doc.
2000. 7 ~ 2001. 8 : UC Davis 방문교수
1987. 3 ~ 현재 : 인천대학교 전자공학과 교수

관심분야 : CMOS Reliability, Nano-scale CMOS, SOI/MOSFET, RF-CMOS

유 종 근 (劉 宗 根)



1985. 2 : 연세대학교 전자공학과 학사
1987. 2 : 연세대학교 대학원 전자공학과 석사
1993. 12 : Iowa State University 전기 및 컴퓨터공학과 Ph.D.
1989. 9 ~ 1991. 8 : Texas

A&M University 전기공학과 연구조교
1994. 3 ~ 현재 : 인천대학교 전자공학과 부교수