

논문 2006-43TC-1-2

몬테카를로(Monte-Carlo) 방법을 적용한 수동형 900MHz 대역의 RFID 간섭 분석

(Monte-Carlo Based Interference Analysis of 900MHz Passive RFID systems)

김 영 환*, 어 필 선*, 양 훈 기**, 박 승 근***, 강 봉 순****, 김 영 수*****,
육 종 관*****

(Young-Hwan Kim, Pill-Seon Eo, Hoon-Gee Yang, Seung-Keun Park, Bongsoon Kang,
Young-Soo Kim, and Jong-Gwan Yook)

요 약

본 논문에서는 몬테카를로(Monte-Carlo) 방법을 이용해서 900MHz 수동형 RFID 시스템간의 간섭확률(Probability of Interference)을 획득하는 방법을 제시한다. 간섭원으로 동작하는 RFID 리더 방사 마스크(emission mask)가 주워졌을 때 방사 마스크로부터 수신기 필터로 수신되는 in-band 간섭전력을 적은 계산 량으로 계산하는 방법을 제시하며 또한 수신 필터의 특성이 주워졌을 때 블로킹에 의한 out-of-band 간섭전력을 계산하는 방법도 제시한다. 제시된 방법에 근거해서 900MHz 대역에서 FHSS 시스템을 사용하는 RFID시스템의 경우와 채널을 센싱 후 송신을 시작하는 LBT 기능이 있는 FHSS 시스템 두 경우에 대해서 간섭확률을 계산한다. ERO에서 개발한 SEAMCAT 소프트웨어로 시뮬레이션하고 SEAMCAT 알고리즘을 MATLAB 툴로 구현 후 MATLAB으로 시뮬레이션 하여 결과가 거의 유사함을 보인다.

Abstract

This paper presents a Monte-Carlo based method to obtain a probability of interference in the 900MHz passive RFID systems. We show an efficient algorithm to calculate not only in-band interference due to unwanted emission of interfering sources for a given emission mask, but out-of-band interference, which depends on the blocking performances of a victim receiver filter. We next apply the proposed method to two types of RFID systems, one is to use simple FHSS and the other to adopt a hybrid use of FHSS and LBT, which senses the channel before transmission. Simulation is first performed with a SEAMCAT. We next make simulation with a MATLAB software which implements SEAMCAT algorithm and show both results from two softwares are similar.

Keywords : 몬테카를로, 원하는 신호(dRSS), 간섭신호(iRSS), 간섭확률, 방사 마스크

I. 서 론

* 학생회원, 광운대학교 대학원 전파공학과 (Department of Radio Science & Engineering Kwangwoon University)

** 정회원, 광운대학교 전파공학과 (Department of Radio Science & Engineering Kwangwoon University)

*** 정회원, 한국전자통신연구원 (Electronics and Telecommunications Research Institute)

**** 종신회원, 동아대학교 전기전자컴퓨터 공학부 (Department of Electronic Engineering Dong-A University)

***** 정회원, 경희대학교 전자정보대학 전파통신공학과 (Department of Radio Engineering Kyung Hee University)

***** 정회원, 연세대학교 전기전자공학부 (School of Electrical and Electronic Engineering Yonsei University)

※본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음

(IITA-2005-C1090-0502-0012)

접수일자 : 2005년12월15일, 수정완료일 : 2005년1월19일

RFID(Radio Frequency Identification)는 모든 사물에 전자태그를 부착하고 무선 통신 기술을 이용하여 사물의 정보 및 주변 상황정보를 감지하는 인식 기술로서 리더와 태그; 그리고 리더를 지원하는 호스트로 구성된다. 국제 표준으로 권고되고 있는 RFID 사용 주파수는 13.56MHz, 400MHz, 900MHz, 2.4GHz 등이 있으며 이 가운데 900MHz가 비교적 전파 특성이 우수해서 국내외적으로 특히 주목을 받고 있다^[1].

RFID 시스템이 폭넓게 사용됨에 따라 RFID 리더간의 간섭, 리더와 같은 주파수 대역을 사용하는 무선시스템과의 간섭에 대해 많은 연구가 진행되고 있다. 유럽 CEPT에서는 863~870MHz 대역에서의 소출력(SRD) 기기들과 RFID 간의 간섭 및 2.4GHz 대역 블루투스와 RFID 시스템간의 간섭에 대한 연구 보고서를 발표하였다^{[2][3]}.

900MHz 대역을 사용하는 수동형 RFID 시스템의 경우 리더는 태그로 부터 반사된 전력을 수신하게 되므로 리더의 송신 출력은 크고 수신 전력은 상대적으로 미약한 특징이 있다. 그러므로 근거리에 다른 리더가 동작하고 있는 경우 원하는 신호 전력에 비해 다른 리더로부터 오는 간섭 전력이 크게 되어 간섭영향을 많이 받게 된다.

무선 시스템간의 간섭분석 방법으로 많이 사용되는 방법은 크게 MCL(Minimum Coupling Loss), E-MCL

(Enhanced MCL) 및 Monte-Carlo 방식으로 나눌 수 있다. MCL은 시스템 파라메타와 전파모델을 통해서 시스템이 간섭의 영향을 전혀 받지 않고 동작하기 위해 멀어져야 하는 최소한의 거리 즉 이격 거리(Protection distance)를 계산한다. 하지만 MCL은 송수신기의 활동률(activity factor)을 무시하고 일정한 크기의 송수신 신호가 계속 수신되는 최악의 경우(worst case)로 가정하므로 실제로 적용하기에는 부적절할 정도의 큰 이격 거리 값이 계산된다. MCL을 개선한 E-MCL(Enhanced-MCL)은 링크 가용성(link availability)을 고려하면서 이격거리와 간섭화률을 계산한다^[4]. Monte-Carlo 방법은 간섭환경 관련 모든 파라메타 값들을 지정하고 통계적인 방법에 의해 간섭 화률을 계산하는 방식으로 모든 간섭 환경을 시뮬레이트 할 수 있으나 복잡도가 큰 간섭분석 방법이다^[5].

본 논문에서는 Monte-Carlo 방법에 의해 900MHz 대역 RFID 환경을 설정하여 간섭화률을 조사 하자 한다. 특히 Monte-Carlo 방식에 기반 하여 ERO에서 개발한 SEAMCAT 소프트웨어를 사용해서 간섭분석하고 이를 MATLAB으로 프로그래밍 해서 SEAMCAT으로 얻어진 결과와 비교한다.

II절에서는 Monte-Carlo 방법에 의한 일반화된 간섭 분석 방법을 제시하며, III절에서는 II절의 간섭 분석 방

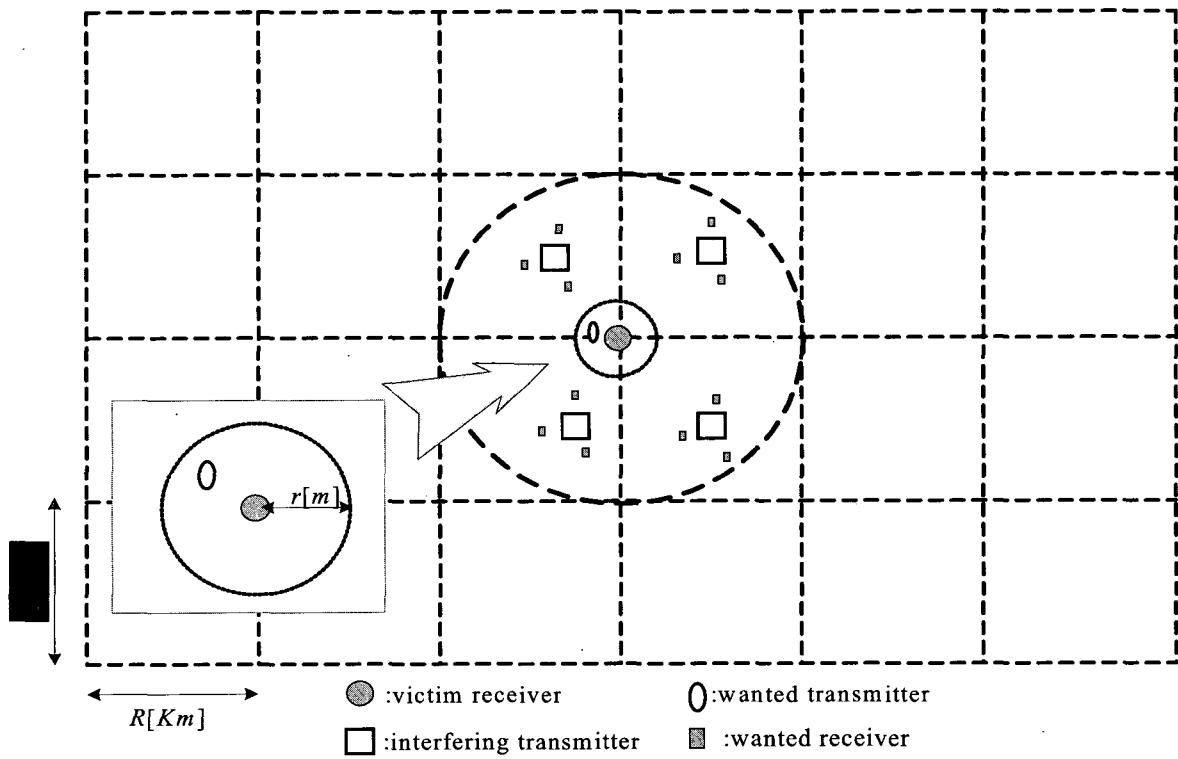


그림 1. 간섭환경

Fig. 1. Interference Environment.

법을 RFID 환경에 적용시켜 시뮬레이션에 의한 간섭 분석 결과를 보여주고, 마지막으로 IV절에서 결론을 내린다.

II. 간섭확률 계산과정

Monte-Carlo 방법을 적용한 일반적인 간섭분석 환경은 그림 1로 나타낼 수 있다. WT(Wanted Transmitter)가 VR(Victim Receiver)에 VR이 원하는 신호를 전송하며 주위에 다수의 IT(Interfering Transmitter)가 WR(Wanted Receiver)에게 WR이 원하는 신호를 전송하고 있는 환경이다. 이때 IT가 WR에 전송하는 신호는 VR 입장에서는 간섭 신호(iRSS: interfering Received Signal Strength)가 되고 WT가 VR에 전송하는 신호는 원하는 신호(dRSS: desired Received Signal Strength)가 된다. iRSS와 dRSS의 비가 첨두 값을 넘을 경우 간섭이 발생한 것으로 판정할 수 있다. 그러므로 본 절에서는 RFID를 포함해서 일반적인 무선 시스템 간의 간섭 분석 과정을 설명하며 이를 RFID에 적용시킨 과정 및 결과는 III 절에서 설명한다.

1. 원하는 신호(dRSS)

VR에 수신된 WT신호 즉 dRSS는

$$dRSS[dB] = P_{wt} + G_{wt \rightarrow vr} + G_{vr \rightarrow wt} - pl \quad (1)$$

로 표현할 수 있다. 여기서 P_{wt} 는 송신기(WT)에서 방사되는 전력, $G_{wt \rightarrow vr}$ 은 송신기의 안테나 이득, $G_{vr \rightarrow wt}$ 은 수신기의 안테나 이득, pl 은 경로손실(path-loss)이다. 경로손실이 slow fading을 겪는다면

$$pl = L + G(\sigma) \quad (2)$$

로 쓸 수 있고, 여기서 L 은 자유공간 손실, $G(\sigma)$ 는 log-normal 분포를 나타낸다^[6].

2. 간섭신호(iRSS)

VR에 수신된 간섭의 종류는 불요발사(Unwanted emission) 간섭, 블로킹(Blocking)간섭, Intermodulation에 의한 간섭 등 3가지로 분류된다. RFID 시스템은 Frequency division 된 멀티채널 방식을 사용하기 때문에 Intermodulation을 고려해야 하나 리더 LNA가 충분히 선형성을 가지고 있다고 가정하여 본 논문에서는 Intermodulation 간섭은 생략하였다.

가. 불요 발사(Unwanted emission) 간섭

불요발사는 간섭원의 전력이 수신단 필터의 수신 대역(in-band)에 들어왔을 때의 간섭을 말한다. 수신단의 필터를 이상적인 대역통과 필터라고 한다면, 불요발사는 그림 2의 색칠된 부분과 같다. 그림 2에서 $P_{Ii}(f)$ 는 간섭원의 방사마스크이고 f_{vr} 와 f_{Ir} 는 VR와 IT의 중심 주파수이다^[5].

방사 마스크는 새로운 시스템이 도입될 때마다 규정되어야 하는 송신 신호의 PSD를 말한다. 여기서 PSD는 RBW(Reference Bandwidth)에 따라 정해져야 하며 RBW는 하나의 시스템에서도 주파수 별로 다르게 규정되어 있다^{[7][8]}. RFID의 경우에도 여러 표준화 기구에서 서로 다른 방사 마스크를 제안하였으며 본 논문에서는 Gen2에서 규정한 방사 마스크를 사용해서 간섭 분석을 하고자 한다^[9].

Gen2 방사 마스크는 Multi-Reader 환경과 Dense-Reader 환경에 적용할 수 있는 두 가지 방사 마스크가 정의되어 있다. III절의 시뮬레이션에서는 이 가운데 Multi-Reader 방사 마스크를 사용하였다.(그림 3 참조)

Multi-Reader 환경의 방사 마스크는 채널에 따라 변하도록 규정하였으며 이때 RBW는 Gen2 스펙에서는 500KHz이나 본 논문에서는 국내 기준을 적용해서

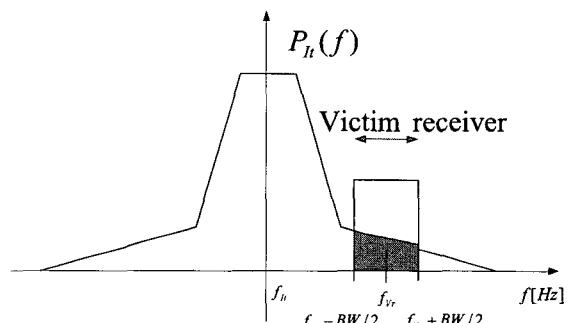


그림 2. 불요 발사 간섭

Fig. 2. Unwanted Emission interference.

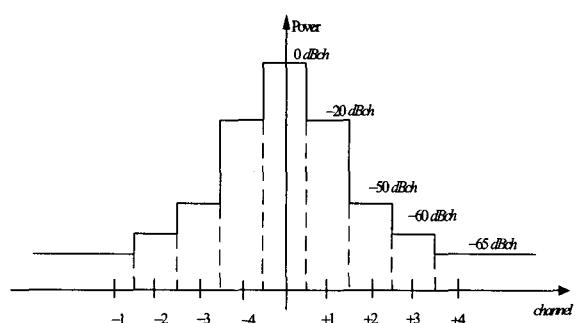


그림 3. Multi-Reader 환경의 방사 마스크

Fig. 3. Multi-Reader Emission Mask.

200KHz로 가정하였다. 그럼 2와 같이 방사 마스크에서 간섭 영역은 수신기 필터의 대역(색칠된 부분)을 모두 적분해 주면 된다. 하지만, 방사 마스크는 주파수 영역에 따라 RBW가 다르므로 먼저 RBW를 1Hz로 정규화(normalized) 시켜준다. 그럼 4에서는 원래의 방사 마스크(점선으로 표현)와 1Hz로 정규화 된 후의 방사 마스크(실선으로 표현)를 나타낸다. 1Hz로 정규화 된 방사 마스크 $P_{it_nor}(f)$ 는

$$P_{it_nor}(f)[dBc/Hz] = P_{it}(f) - 10 \log \frac{RBW(f)}{1Hz} \quad (3)$$

로 나타낼 수 있다. $P_{it_nor}(f)$ 가 주어지면 VR 수신기 통과 대역에 대해서 적분함으로써 불요 발사 간섭 전력을 계산 할 수 있다. 하지만 1Hz 단위로 $P_{it_nor}(f)$ 의 샘플 값들을 알아야 하므로 통과 대역이 큰 경우 정규화 및 적분 계산을 하는데 많은 시간이 소요된다. 특히 간섭원이 여러 개 있는 경우는 더욱 계산 시간이 증가 하므로 근사식에 의해 계산 시간을 단축 할 수 있는 알고리즘이 필요하다. 다음은 계산 시간을 단축할 수 있는 알고리즘의 유도 과정이다. Vr 수신기의 통과대역이

$$[a, b] \text{라면 } a, b \text{는 각각 } a = f_{vr} - f_{it} - \frac{BW}{2},$$

$b = f_{vr} - f_{it} + \frac{BW}{2}$ 가 된다. $P_{it_nor}(f)$ 을 적분하면 필터에 수신되는 전체 전력 P_{it_tot} 는

$$P_{it_tot} = 10 \log \int_a^b 10^{(P_{it_nor}(f)/10)} df \quad (4)$$

와 같다. 여기서 BW는 수신단의 수신 대역폭이다.

(4)에서 $P_{it_nor}(f)$ 는 1 Hz 가 아닌 임의의 주파수 간격으로 계산된 샘플 값이라고 가정하자. 샘플 간격이 균일할 필요는 없다. 스펙트럼 마스크가 짧은 구간에서

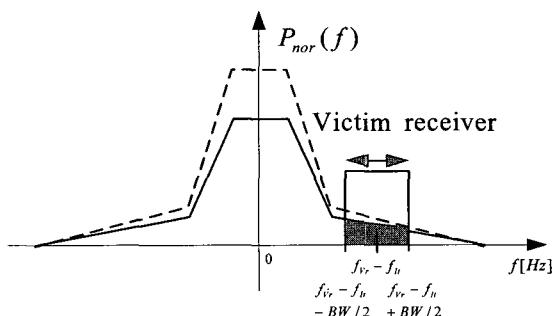


그림 4 . 방사 마스크의 일반화
Fig. 4. Generalize Emission Mask.

는 piece-wise linear라고 가정하면

$$P_{it_nor}(f) \approx P_i + \frac{f - f_i}{f_{i+1} - f_i} (P_{i+1} - P_i) \quad (5)$$

과 같은 근사식을 사용할 수 있다. 여기서, P_i 는 $P_i = P_{it_nor}(f_i)$ 이다. $P_{it_nor}(f_i)$ 를 linear scale로 변환 후 P_{it_tot} 를 계산하면

$$10 \log \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{\left[P_i + \frac{f - f_i}{f_{i+1} - f_i} (P_{i+1} - P_i) \right] / 10} df \right\} \approx P_{it_tot} \quad (6)$$

이 된다. 여기서 N은 랜덤하게 뽑은 P_{it_tot} 의 샘플 개수이다. $a = f_0$, $b = f_N$, 그리고 $K = (P_{i+1} - P_i) / (f_{i+1} - f_i)$ 으로 정의 한 후 i번째 세그먼트의 적분 값을 Q_i 라고 정의하면 Q_i 는

$$\begin{aligned} Q_i &= 10^{P_i / 10} \int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{K(f - f_i) / 10} df \\ &= \frac{10^{P_i / 10}}{10^{Kf_i / 10}} \int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{Kf / 10} df \end{aligned} \quad (7)$$

과 같다. (7)에서 $K = (P_{i+1} - P_i) / (f_{i+1} - f_i)$ 을 대입하고 계산하면

$$Q_i = \frac{10}{\ln 10} \left[\frac{f_{i+1} - f_i}{P_{i+1} - P_i} (P_{i+1}^{Linear} - P_i^{Linear}) \right] \quad (8)$$

을 얻게 된다. 여기서 $P_i^{Linear} = 10^{P_i / 10}$ 이다. 불요 발사에 의한 dBc 간섭 전력은

$$\begin{aligned} P_{it_tot} &= 10 \log \left\{ \frac{10}{\ln 10} \sum_{i=1}^N \left[\frac{f_{i+1} - f_i}{P_{i+1} - P_i} (Z) \right] \right\} \\ Z &= P_{i+1}^{Linear} - P_i^{Linear} \end{aligned} \quad (9)$$

가 된다. (9)가 dBc 간섭 전력 이므로 궁극적인 불요 발사에 의한 간섭 전력은

$$iRSS_{unwanted} = P_{it} + P_{It_tot} + G_{It} + G_{Vr} - pl \quad (10)$$

(10)가 된다.

나. 블로킹(Blocking) 간섭

블로킹 간섭은 VR의 수신 필터 마스크의 out-of-band 영역에서의 특성 때문에 VR의 in-band 주파수 밖에 위치해 있는 간섭원의 간섭 전력이 수신 필터를 통과한 전력을 말한다^[5]. 블로킹에 의해 발생하는 iRSS는

$$iRSS_{block} = P_{It} + G_{It \rightarrow vr} - pl_{It \rightarrow vr} - a_{vr}(\Delta f) + G_{vr \rightarrow It} \quad (11)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 P_{It} 는 It의 송신 전력이고, $a_{vr}(\Delta f)$ 는 중심주파수에서 Δf 떨어진 지점에서의 수신기 필터의 감쇄(dB)를 나타낸다. 그림 5은 수신기의 감도(sensitivity), 열잡음, 간섭전력, BPR(blocking protection ratio), $a_{vr}(\Delta f)$ 간의 관계를 나타내었다. BPR(Δf)은 수신 필터의 중심주파수에서 Δf 만큼 떨어진 간섭주파수 성분과 원하는 신호 전력의 비 즉 I/C로서 BPR(Δf)을 정하는 기준은 간섭원의 허용거리와 관련된 주관적인 값이다. 일반적인 BPR(Δf)을 정하는 기준은 원하는 신호전력이 감도 레벨보다 3dB 크다고 하고 필터에 수신되는 간섭전력이 열잡음과 같은 정도가 되도록 BPR(Δf)를 정한다. 즉 수신기특성 $a_{vr}(\Delta f)$ 가 고정되어 있을 때 BPR(Δf)는

$$BPR(\Delta f) = a_{vr}(\Delta f) - 3(dB) - \frac{C}{N+I} \quad (12)$$

에 의해 정해진다. 만약 간섭원의 허용거리(protection distance)를 정하면 BPR(Δf)는 고정이 되며 이때 간섭 전력이 열잡음 전력과 같아지는 $a_{vr}(\Delta f)$ 는

$$a_{vr}(\Delta f) = 3(dB) + \frac{C}{N+I} + BPR(\Delta f) \quad (13)$$

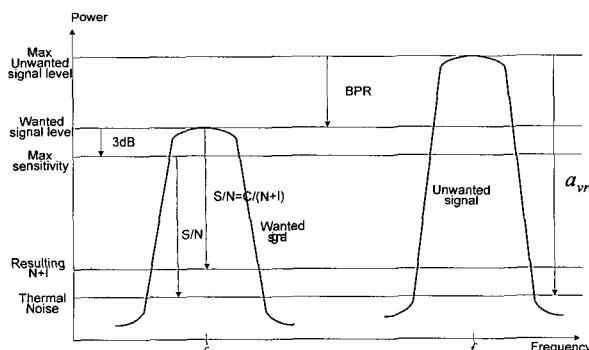


그림 5. 원하는 신호와 원하지 않는 신호 사이의 관계
Fig. 5. Relationship between Wanted Signal and Interfering Signal

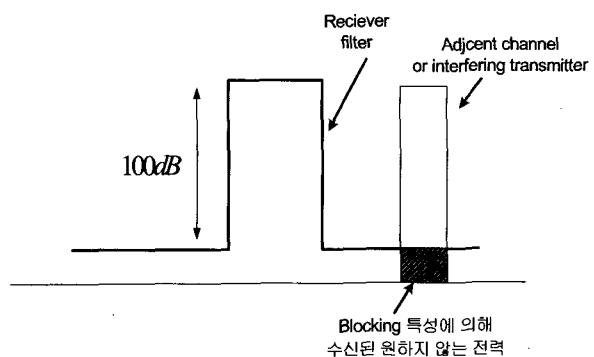


그림 6. 수신기 필터 특성(시뮬레이션에서 사용)

Fig. 6. Receiver filter characteristics
(used in this simulation)

로 정할 수 있다.

RFID 리더의 수신필터에 대한 $a_{vr}(\Delta f)$ 특성에 대해서 특별히 정해진 값이 없으므로 본 논문에서는 그림 6과 같이 transition 밴드가 0 Hz이고 Out-of-Band에서는 100dB 감쇄 시키는 Brick Wall 형태의 수신기 필터를 사용한다고 가정하여 III절에서 시뮬레이션 하였다. VR 수신기 필터 마스크 특성이 그림 6과 같으면 블로킹 간섭은 무시할 정도의 값을 가지게 되나 수신기의 필터 마스크 특성이 충분히 좋지 않다면 블로킹 특성에 의한 간섭도 고려해 주어야 한다.

특히 RFID 환경의 경우 리더의 송신 출력은 backscattering 되어 수신되는 수신 신호 전력에 비해 훨씬 크며 멀티채널 시스템이므로 인접채널에 의한 블로킹 간섭 전력을 고려해 주어야 한다.

3. 간섭확률 계산

간섭확률은 VR에 수신된 iRSS가 dRSS에 비해 상대적으로 커서 시스템에서 요구 되는 BER 또는 SNR을 만족 시키지 못할 확률을 말한다. 여기서 iRSS는 모든 간섭원이 만들어낸 모든 종류의 간섭 전력을 합산해서 얻는다. 즉 하나의 간섭원이 불요발사와 블로킹 간섭을 모두 일으켰다면 두 간섭 전력을 합산해야 한다. 이렇게 해서 얻어진 간섭 전력을 iRSS라 할 때 간섭 확률 P는

$$P = P \left\{ \frac{dRSS}{iRSS} < \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right\} \quad (14)$$

로 나타낼 수 있다. 즉 dRSS가 sensitivity 레벨 이상으로 수신되고 있다는 조건하에서 dRSS/iRSS 가 시스템에서 요구하는 C/I 이하가 될 확률로 계산할 수 있다.

III. 시뮬레이션

본 절에서는 II절에서 설명한 간섭확률 계산방법을 적용하여 900MHz을 사용하는 RFID 리더간의 간섭 분석을 각각 MATLAB과 SEAMCAT^[10]을 이용하여 시뮬레이션 하였다.

그림 1을 이용해서 테스트 시나리오를 설명하면 다음과 같다. VR는 리더에 해당하고 WT는 back-scattering 하는 태그에 해당하며 IT는 근거리에서 동작하는 다른 리더가 된다. VR를 중심으로 반경 r(m) 떨어진 원 내부에 WT가 위치하며 VR로부터 반경 R(Km) 떨어진 원 내부에 여러개의 IT가 위치해 있다. 시뮬레이션에서는 r 을 3m, 5m, R을 100m, 1Km의 경우에 대해서 시뮬레이션 하였다. 리더가 채널을 선택하는 방식은 FHSS 방식의 경우와 리더가 채널을 센싱해서 비어있는 채널을 선택하는 LBT(Listen Before Talk) 방식을 가미한 FHSS 방식, 두 가지 경우를 가정하였다. 시뮬레이션에서는 VR이 중심주파수가 910.85MHz인 채널을 점유하고 있고 IT는 910.15~913.95MHz 대역에 분포된 채널을 선택하는 것으로 설정하였다.

그림 7은 VR이 910.85MHz 채널을 사용하며 IT들이 채널을 센싱한 후 빈 채널을 사용하는 LBT를 가미한 FHSS 방식을 사용할 경우의 채널 선택 확률에 대한 CDF 함수이다. 그러므로 네 번째 채널을 선택할 확률에 대한 CDF 함수 값은 세 번째 채널 즉 910.65MHz 대역을 선택할 CDF 함수값과 같다. 또한 채널별로 증가폭이 일정하게 커지므로 모든 채널을 선택할 확률이 동일하다. 시뮬레이션에서 리더의 방사 마스크는 EPC global gen2 protocol 의 Multi-Reader 방사 마스크를 사용하였고 시뮬레이션에 사용한 RFID 리더 시스템의 기본적인 사양은 표 1과 같다^[9].

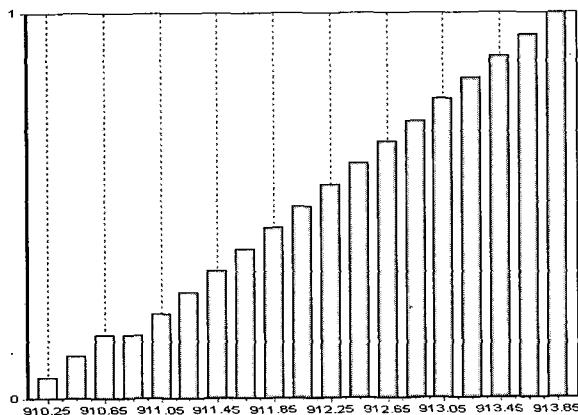


그림 7. 채널 선택에 대한 CDF함수
Fig. 7. CDF of channel selectivity.

표 1. 테스트 시스템 사양

Table 1. Test system specification.

시스템 사양	수신 링크		간섭 링크
	원하는 수신단(Vr)	원하는 송신단(Wt)	간섭원(It)
사용 주파수 (MHz)	910.85		910.15~913.95 (18개의 채널을 갖는FHSS방식)
수신기 대역폭(KHz)	200	X	X
전력(dBm)	X	X	30
안테나 이득(dBi)	6	2	6
높이(m)	1.5		
required C/I(dB)	11.6		

표 1은 시뮬레이션에서 사용하는 RFID 시스템의 파라메타 값을 나타낸다. RFID 시스템이 ASK 변조 방식을 사용하는 경우 $BER < 10^{-5}$ 을 만족시키기 위한 E_b/N_0 값은 $E_b/N_0 \approx 15.6 dB$ 이다. data rate(R)은 PIE 심볼을 고려하면 40Ksps 즉 80Kbps 가 되고, 채널 당 대역폭(W)은 200kHz 이므로

$$\frac{C}{I} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{R}{W} \quad (15)$$

의 공식에 의해서 요구되는 C/I 값은 11.6dB가 얻어진다^[9].

시뮬레이션은 각각 리더와 태그 간의 거리, 태그의 전력, 사용하는 리더와 간섭을 주는 리더간의 분포에 따라 여러 가지 경우에 대해서 진행 하였다.

시스템의 링크 버짓을 계산한 결과를 표 2에 나타내었다. 리더와 태그간의 거리는 각각 3m와 5m로 정하였고, 리더의 송신출력은 리더의 방사전력과 리더의 안테나 이득을 합한 36dBm으로 정하였다. 3m와 5m 각각의 자유공간 경로 손실을 고려하여 태그에 수신되는 전력을 구하였다. 태그에 수신되는 전력 대 전원 구동 전력, 반사파 반송파 전력을 제외하고 정보를 전달하는 반사파 변조파 전력의 비, 즉 태그의 효율은 태그 설계 사양에 따라 달라지나 여기서는 편의상 -10dB, -14dB, -18dB 3가지 경우를 가정하였다^[11]. 태그에서 방사되는 변조 신호 전력은 경로 손실을 거쳐서 리더에 전달되며 이때 수신되는 전력이 dRSS가 된다.

SEAMCAT으로 시뮬레이션 한 결과가 표 3~표 5에 있다. 표 3과 표 4는 간섭을 받는 VR 리더와 WT태그의 거리를 3m로 정하고, 간섭을 주는 IT리더의 분포 반경을 각각 100m와 1Km일 때 시뮬레이션을 한 결과이다. 간섭을 일으키는 IT 리더의 개수는 1개, 5개(100개

가 균일하게 분포되어 있으며 그중 5% 만 active 한 상태), 10개의 경우로 하였고 안테나 범 패턴의 일치성을 고려하기 위해서 P_{patt} 를 사용한다. P_{patt} 는 간섭을 일으키는 IT와 간섭을 받는 VR의 범 패턴이 정확히 마주볼 때를 100%로 가정한 것이며 실제 환경에서는 VR 리더와 IT리더의 범패턴이 정확히 마주볼 가능성은 거의 없으므로 여기에서는 최악의 상황에 해당하는 $P_{patt} = 100\%$ 와 임의 상황 $P_{patt} = 25\%$ 인 경우에 대해

서 각각 시뮬레이션 하였다.

그림 8과 그림 9은 표 3에서 간섭을 주는 리더와의 거리가 100m 일 때 태그 효율을 -14dB로 하고 시뮬레이션을 한 결과로 나온 dRSS와 iRSS 값이다.

일반적인 간섭분석에서 간섭확률이 2~5% 이내면 적합하다고 판단한다. 위의 시뮬레이션 결과에 따르면 Co-channel 간섭이 있는 경우 즉 FHSS 시스템의 경우에는 정상적으로 사용할 수 없음을 알 수 있다. 또

표 2. 간섭 분석 시뮬레이션 링크 버짓
Table 2. link budget of interference analysis simulation.

리더 태그간 거리	3m	5m	비고
리더 송신출력 (EIRP)	36dBm	36dBm	30dBm(송신 출력)+6dB(리더 안테나 이득)
경로 손실	-41dB	-46dB	자유 공간 손실 적용
태그 수신 전력	-3dBm	-8dBm	수신 안테나 이득: 2dB
태그 효율	-14dB	-14dB	(방사전력 / 수신전력)
태그 변조 신호 전력	-17dBm	-22dBm	(-3dBm-14dB), (7dBm-14dB)
경로손실	-41dB	-46dB	자유 공간 손실 적용
리더수신전력	-50dBm	-60dBm	리더 안테나 이득: 6dB, 태그 안테나 이득: 2dB

표 3. 간섭 분석 시뮬레이션 결과 ($P_{patt} = 100\%$), Vr ↔ Wt: 3m

Table 3. Simulation Results ($P_{patt} = 100\%$), Vr ↔ Wt: 3m

		간섭확률(%) @ 100m			간섭확률(%) @ 1Km		
Tag 효율 (dB)		-10	-14	-18	-10	-14	-18
Co-channel 간섭 없음	1	14.6%	17.5%	20.5%	4.5%	6.8%	7.2%
	5(5%)	19%	23.4%	29.5%	7.4%	8.9%	10.3%
	10(10%)	19.6%	25.3%	33.1%	8.4%	9.7%	10.7%
Co-channel 간섭 있음	1	19%	21%	25%	9.2%	11%	13%
	5(5%)	54%	59%	64%	29%	34%	39%
	10(10%)	75%	80%	84%	42%	49%	57%

표 4. 간섭 분석 시뮬레이션 결과 ($P_{patt} = 25\%$), Vr ↔ Wt: 3m

Table 4. Simulation Results ($P_{patt} = 25\%$), Vr ↔ Wt: 3m

		간섭확률(%) @ 100m			간섭확률(%) @ 1Km		
Tag 효율 (dB)		-10	-14	-18	-10	-14	-18
Co-channel 간섭 없음	1	10.1%	12.9%	15.1%	3%	4.4%	5.1%
	5(5%)	13.1%	16.3%	19.5%	4.9%	6.7%	8.2%
	10(10%)	14.9%	18.3%	21.9%	6%	7.2%	8.4%
Co-channel 간섭 있음	1	15%	17%	20%	6.8%	9.3%	10%
	5(5%)	47%	51%	57%	21%	25%	30%
	10(10%)	66%	72%	77%	31%	38%	46%

표 5. 간섭 분석 시뮬레이션 결과 ($P_{patt} = 25\%$), Vr ↔ Wt: 5m

Table 5. Simulation Results ($P_{patt} = 25\%$), Vr ↔ Wt: 5m

		간섭확률(%) @ 100m			간섭확률(%) @ 1Km		
Tag 효율 (dB)		-10	-14	-18	-10	-14	-18
Co-channel 간섭 없음	1	15.8%	19.3%	22.7%	5.7%	7.3%	8.8%
	5(5%)	20.6%	26.3%	31.7%	8.7%	9.6%	10.9%
	10(10%)	23.3%	29.4%	36%	9.5%	11.3%	11.8%
Co-channel 간섭 있음	1	20%	24%	26%	10%	12%	13%
	5(5%)	58%	63%	66%	33%	38%	41%
	10(10%)	79%	82%	86%	48%	55%	61%

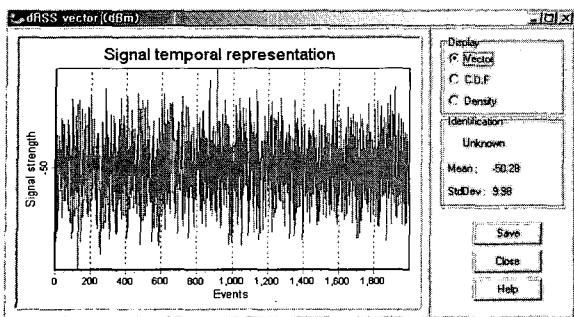


그림 8. SEAMCAT에서 구한 dRSS
Fig. 8. Calculated dRSS in SEAMCAT.

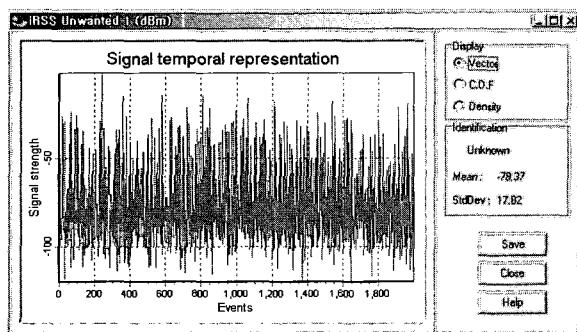


그림 9. SEAMCAT에서 구한 iRSS
Fig. 9. Calculated iRSS in SEAMCAT.

Co-channel 간섭이 없는 경우 즉 LBT를 고려한 FHSS를 사용하는 경우에도 100m이내에 간섭을 주는 리더가 있는 경우에도 10%이상의 간섭확률을 보이므로 사용하기 어렵다. 안테나의 범퍼턴의 일치성(P_{patt})이 약 25% 정도 되고 간섭을 주는 리더가 1Km 반경에 하나정도 있으면 5%이하의 간섭확률을 보이기 때문에 무리 없이 사용할 수 있다.

표 5는 VR 리더와 태그간의 거리를 5m로 설정한 경우로 이 경우에는 간섭확률이 더 나빠져 대부분 5%를 넘었다.

MATLAB을 이용해서 SEAMCAT 알고리즘을 프로그래밍한 후 시뮬레이션 하였다. MATLAB으로 시뮬레이션 시 불요발사 간섭계산은 방사 마스크를 1Hz로 정규화 시킨 후 채널을 1Hz 단위의 모든 샘플 값을 취하는 경우와 채널당 두 개의 샘플 값만을 취하는 경우에 대하여 (9)를 계산 하였다. 두 방법 간의 계산 결과의 차이는 거의 없었다. 따라서 계산량을 대폭 줄이고 빠른 계산을 수행하기 위하여 후자의 방법으로 시뮬레이션 하였다. 대부분의 경우 거의 유사한 결과를 얻을 수 있었으며 여기서는 편의상 표 3에 나타낸 한가지 경우 ($r=3m$, $R=100m$, Tag 효율 $-14dB$)에 대해서 SEAMCAT 과 MATLAB시뮬레이션 결과를 비교하였다. 표 6에서 제시한 바와 같이 두 결과가 거의 일치하

표 6. 간섭 분석 시뮬레이션 결과 비교

Table 6. Comparison of simulation results.

		MATLAB	SEAMCAT
원하는 신호 (dRSS)	Mean(dBm)	-50.2698	-50.29
	Standard deviation (dB)	10.0237	9.98
간섭신호 (iRSS)	Mean(dBm)	-78.5343	-78.37
	Standard deviation (dB)	17.8058	17.82
간섭 확률(%)	0.1814(18.1%)	0.175(17.5%)	

는 것을 볼 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 몬테카를로 기법을 이용한 간섭 분석 기법을 제시하고 이를 900MHz 수동형 RFID 시스템에 적용시켰다. FHSS를 사용하는 RFID 시스템에서 발생 가능한 간섭의 종류로는 unwanted emission 간섭, blocking 간섭, intermodulation 간섭 등 3가지 간섭이 있을 수 있으나 본 논문에서는 주로 unwanted emission 간섭 및 blocking 간섭만을 고려하였다. 간섭 분석 결과 Gen2 스펙에 따라 리더가 30dBm의 송출 전력을 갖는 경우 VR 리더와 태그가 3m 정도 거리에 있고 간섭원에 해당하는 IT 리더가 LBT 기능을 갖춘 FHSS 방식을 사용하고 VR 리더로부터 1km 정도 충분히 떨어져 있어야 간섭원 5개 까지 있어도 간섭확률 5% 이내를 만족시켰다.

리더의 수신필터 특성이 정해지면 블로킹 간섭 효과를 보다 더 정확하게 분석할 수 있을 것으로 보이며 LBT 방식을 보완함으로써 간섭 확률을 낮추는 것이 요망된다.

참 고 문 헌

- [1] Klaus Finkenzeller, "RFID Handbook 2nd Edition," Wiley, 2003
- [2] CEPT Administrations, "Compatibility of planned SRD applications with currently existing Radio-communication applications in the frequency band 863-870MHz (ERC report 37)," ERC within the CEPT, Feb 2004.
- [3] CEPT Administrations, "Compatibility of Bluetooth with other existing and proposed

Radio-communication systems in the 2.45GHz frequency band (ERC report109)," ERC within the CEPT, Oct 2001.

- [4] CEPT Administrations, "A comparison of the minimum coupling loss method, enhanced minimum coupling loss method, and the monte-carlo simulation (ERC report101)," ERC within the CEPT, May 1999.
- [5] CEPT Administrations, "Monte-Carlo Simulation methodology for the use in sharing and compatibility studies between different radio services or systems (ERC report68)," ERC within the CEPT, February 2000.
- [6] Jakes, William C., Jr., "Microwave Mobile Communications," John Wiley & Sons, 1974
- [7] Rec. ITU-R SM.329-10(Unwanted emissions in the spurious domain)
- [8] Rec. ITU-R SM.1541-1(Example calculation of a permissible OoB power ratio and power limits from a permissible OoB mask)
- [9] EPC Global, "EPC Radio-Frequency Identity Protocols class-1 generation-2 UHF RFID protocols for communications at 860MHz~960MHz version 1.0.7," EPC global, pp.26-27, 86-87, 2004
- [10] Jerome Deloziere, Arnaud Toury, and Marc Le Devendec, "SEAMCAT User Manual," ERO, February, 2004
- [11] Karthaus, U., Fischer, M., "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7-/spl mu/W minimum RF input power," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume 38, Issue 10, pp. 1602-1608, Oct. 2003

저자소개



김 영 환 (학생회원)
2005년 광운대학교 전자공학부
공학사
2005년 3월 ~ 현재 광운대학교
대학원 전파공학과 재학
(공학석사)



어 필 선 (학생회원)
2005년 광운대학교 전자공학부
공학사
2005년 3월 ~ 현재 광운대학교
대학원 전파공학과 재학
(공학석사)

<주관심분야 : RFID 간섭 분석, 채널 코딩,VHDL>

<주관심분야 : RFID 간섭 분석, 이동 통신>



양 훈 기 (정회원)
1985년 연세대학교 전자공학과
공학사
1987년 SUNY at Buffalo ECE
공학석사
1992년 SUNY at Buffalo ECE
공학박사

1993년 3월 ~ 현재 광운대학교 전파공학과 교수
<주관심분야 : 무선통신시스템, UWB, RFID,
스펙트럼 공학>



강 봉 순 (정회원)
1985년 연세대학교 전자공학과
공학사
1987년 University of Pennsylvania
전기공학과 공학석사
1990년 Drexel University ECE
공학박사

1999년 ~ 현재 동아대학교 전기전자컴퓨터 공학부
부교수



박 승 근 (정회원)
1991년 고려대학교 응용통계학과
학사
1993년 8월 고려대학교 대학원
응용통계학과 석사
2004년 충북대학교 대학원
정보통신공학과 박사

1993년 8월 ~ 현재 한국전자통신연구원 선임연구원
<주관심분야 : 통계적 신호처리, 디지털통신,
스펙트럼공학>



김 영 수 (정회원)
1981년 연세대학교 전자공학과
공학사
1983년 연세대학교 전자공학과
공학석사
1988년 12월 미국 Arizona State
University 전기 및 컴퓨터
공학과 공학박사

1992년 9월 ~ 현재 경희대학교 전자정보대학
전파통신공학 · 교수

<주관심분야 : 4G, RFID, SDR>



육 종 관 (정회원)
1987년 연세대학교 전자공학과
공학사
1989년 연세대학교 전자공학과
공학석사
1998년 University of Michigan
전기전자공학과 공학박사
1997년 1월 ~ 1998년 10월 University of Michigan
Research Fellow