

Non-ideal 필터에 수신된 간섭전력 계산 방법

Non-ideal filter interference calculation algorithm

김 영 환*	어 필 선**	양 훈 기***	신 현 철***	양 성 현****
(Young-Hwan, Kim)	(Pil-Seon, Eo)	(Hoon-Gee, Yang)	(Hyunchol Shin)	(Sunghyun Yang)

요 약

본 논문에서는 Non-ideal한 수신단 필터에 들어오는 간섭양을 계산하는 알고리즘을 제시하였으며, 또한 간섭양 계산 시 보다 빠르게 계산 할 수 있는 방법도 설명 하였다. 본 논문에서 설명된 알고리즘은 Matlab을 이용하여 시뮬레이션 하였으며 시뮬레이션 방법은 순서도를 사용하여 설명하였다. 알고리즘의 검증은 Matlab을 이용하여 시뮬레이션 한 값과 직접 계산 한 값을 비교하는 방식을 취하였다.

Abstract

In this paper, we present the algorithm for calculating the interference of the received Non-ideal receiver filter and present the method for calculating the interference faster than that of the conventional method. The algorithm is simulated by Matlab and the simulation procedure is described by the flow-chart. The algorithm is verified by comparing the simulated results by Matlab with the result by calculator.

key Words : Intereference, Emission Mask, Reference Bandwidth

I. 서 론

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 떨어져야 하는 최소한의 거리 즉 이

격 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 이격거리 값이 계산된다. MCL을 개선한 E-MCL(Enhanced-MCL)은 링크 가용성(link availability)을 고려하면서 이격거리와 간섭확률을 계산한다.[1] Monte-Carlo 방법은 간

* 주저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

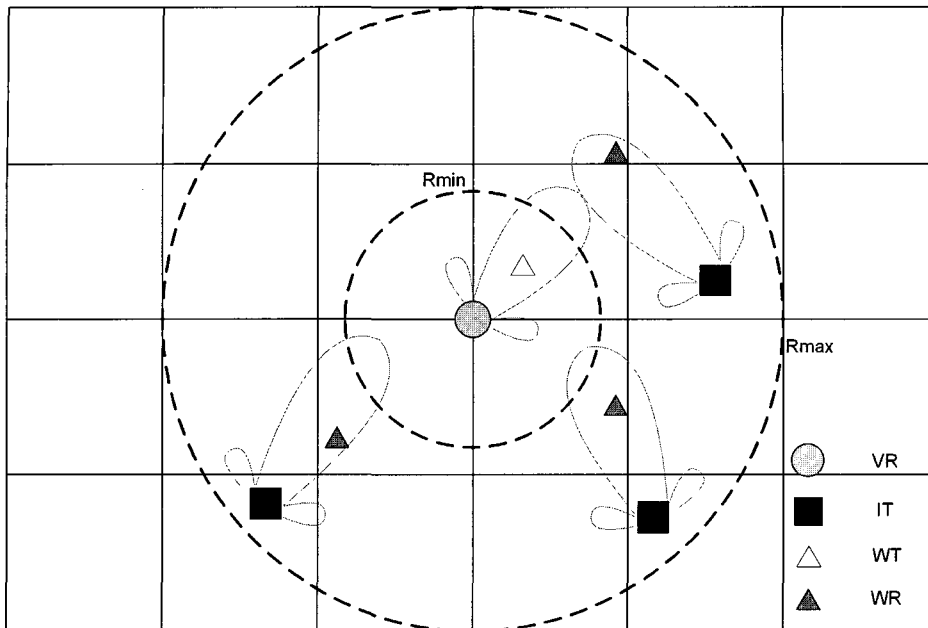
** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

*** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 교수

**** 공저자 : 광운대학교 전자공학부 교수

† 논문접수일 : 2006년 3월 15일

※본 연구는 광운대학교 2005년 교내연구비 및 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITA-2005-C1090-0502-0012)



<그림 1> 간섭분석 환경
<Fig. 1> Interference Environment

섭환경 관련 모든 파라메타 값들을 지정하고 통계적인 방법에 의해 간섭 확률을 계산하는 방식으로 모든 간섭 환경을 시뮬레이션 할 수 있으나 복잡도가 큰 간섭분석 방법이다.[2]

본 논문에서는 수신단에 들어오는 간섭의 양을 계산하는 알고리즘을 제시한다. 또한 제시된 알고리즘을 Matlab으로 구현한 뒤 시뮬레이션 해서 얻은 결과와 직접 계산하여 얻은 결과를 비교하여 신뢰성을 검증한다.

II절에서는 일반화된 간섭분석 방법과 수신단 필터가 Non-ideal일 경우의 간섭 분석 방법을 설명하며, III절에서는 II절의 간섭 분석 방법을 Matlab으로 구현하는 알고리즘과 시뮬레이션을 결과를 제시하며, 마지막으로 IV절에서 결론을 맺도록 한다.

II. 간섭확률 계산

1. 일반적인 간섭확률 계산 방법

일반적인 간섭분석 환경은 <그림 1>로 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 입장에서 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 기준 값을 넘을 경우 간섭이 발생한 것으로 판정할 수 있다.

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

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

로 쓸 수 있고, 여기서 L 은 자유공간 손실, $G(\sigma)$ [dB]는 log-normal 분포를 나타낸다.[3]

2) 간섭신호(iRSS)

VR에 수신된 간섭의 종류는 불요방사(Unwanted emission) 간섭, 블로킹(Blocking)간섭, Intermulation에 의한 간섭 등 3가지로 분류된다. 본 논문에서는 그 중 불요방사 간섭에 계산 과정에 대해서만 설명하도록 하며, 전력단위가 dB값인 경우에는 수식 값에 표현을 하였다.

(1) 불요 방사(Unwanted emission) 간섭

불요방사는 간섭원의 전력이 수신단 필터의 수신 대역(in-band)에 들어왔을 때의 간섭을 말한다. 수신단의 필터를 이상적인 대역통과 필터라고 한다면, 불요방사는 <그림 2>의 색칠된 부분과 같다. 하지만 본 논문에서는 수신단 필터가 Non-ideal일 경우의 간섭계산 알고리즘에 대해서 설명한다.

<그림 2>에서 $P_{ft}(f)$ [dB]는 간섭원의 방사마스크 이고 f_{vr} 와 f_{it} 는 VR와 IT의 중심 주파수 이다.[2]

방사 마스크는 새로운 시스템이 도입될 때마다 규정 되어야 하는 송신 신호의 PSD(Power Spectral Density)를 말한다. 여기서 PSD는 RBW(Reference

Bandwidth)에 따라 정해져야 하며 RBW는 하나의 시스템에서도 주파수 별로 다르게 규정되어 있다.[4,5]

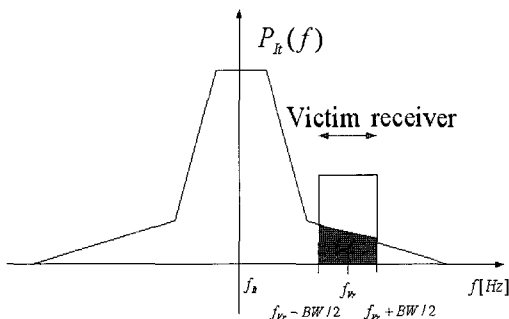
<그림 2>와 같이 방사 마스크에서 간섭 영역은 수신기 필터의 대역(색칠된 부분)을 모두 적분해 주면 된다. 하지만, 방사 마스크는 주파수 영역에 따라 RBW가 다르므로 먼저 RBW를 1Hz로 정규화(normalized) 시켜준다. 이는 1Hz 단위로 샘플링 하는 개념과 유사하다.

<그림 3>에서는 원래의 방사 마스크(점선으로 표현)와 1Hz로 정규화 된 후의 방사 마스크(실선으로 표현)를 나타낸다. 1Hz로 정규화 된 방사 마스크 $P_{ft_nor}(f)$ 는

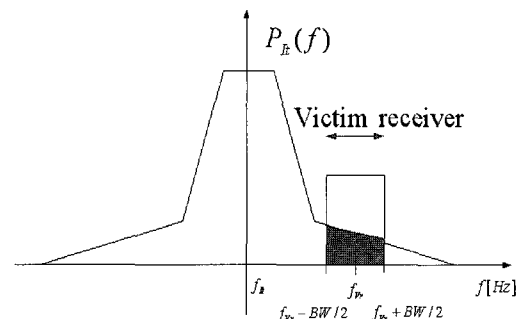
$$P_{ft_nor}(f)[dBc/Hz] = P_{ft}(f) - 10\log \frac{RBW(f)}{1Hz} \quad (3)$$

로 나타낼 수 있다. $P_{ft_nor}(f)$ 가 주어지면 VR 수신기 통과 대역에 대해서 적분함으로써 불요 방사 간섭 전력을 계산 할 수 있다. 하지만 1Hz 단위로 $P_{ft_nor}(f)$ 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 $[a, b]$ 라면



<그림 2> 불요 방사 간섭
<Fig 2> Unwanted Emission interference



<그림 3> 방사 마스크의 일반화
<Fig. 3> Generalize Emission Mask

a, b는 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.

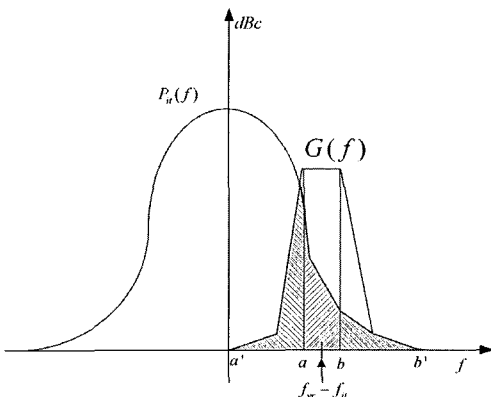
(4)에서 $P_{it_nor}(f)$ 는 1 Hz가 아닌 임의의 주파수 간격으로 계산된 샘플 값이라고 가정하자. 샘플 간격이 균일할 필요는 없다. 스펙트럼 마스크가 짧은 구간에서는 piece-wise linear라고 가정하면

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

과 같은 근사식을 사용할 수 있다. 여기서, P_i 는 $P_i = P_{it_nor}(f_i)$ 이다.

2. 수신단이 Non-ideal filter일 경우

기존의 간섭 전력 계산 방법은 수신단 필터 특성을 이상적인 통과대역 필터라 가정하고 계산하는 방식이다. 하지만 실제 통신 시스템의 필터 마스크를 이상적으로 구현하는 것은 불가능하다. 여기에서는 임의의 수신단 필터의 특성과 방사전력 마스크를 알고 있을 때 간섭 전력을 계산하는 방법을 설명하겠다.



<그림 4> 방사전력 마스크와 수신단 필터 마스크
<Fig 4> Emission Mask and non-ideal receiver filter

임의의 방사전력 마스크와 수신단 필터 특성을 알고 있을 경우 간섭원의 방사전력 마스크 $P_{it}(f)$ 는 수신단 필터 마스크를 통과해서 간섭전력으로 작용하게 된다[6]. 수신단 필터 마스크에 대한 방사전력 마스크의 주파수 응답은

$$Y(f)[dB] = |G(f)|^2 P_{it}(f) \quad (6)$$

와 같다. 여기서 $G(f)$ 는 수신단 필터 마스크 응답 함수이다. (6)에서 수신단 필터 마스크 응답 $|G(f)|^2$ 을 $H(f)$ 라고 정의하면 간섭 전력 $Y(f)$ 는

$$Y(f) = H(f) P_{it}(f) \quad (7)$$

와 같이 필터 마스크와 방사전력 마스크의 곱으로 표현할 수 있다.

이때 얻어진 주파수 응답 $Y(f)$ 를 수신단 필터 대역만큼 적분해 주게 되면 간섭전력 값을 구할 수 있다. <그림 4>에서는 임의의 간섭전력 마스크가 있을 때 이상적인 대역 필터와 임의의 수신단 필터 그리고 적분 구간을 나타낸다.

<그림 4>와 같이 방사전력 마스크가 주어질 때 간섭 전력은 수신단 대역폭인 a' 부터 b' 까지를 적분하면 된다. 적분에 앞서 먼저 방사전력 마스크를 각각의 기준 대역폭(Reference Bandwidth)에 대해서 (3)과 같이 1Hz로 정규화시킨다.

다시 (7)을 구간 $a' = (f_{vr} - f_{it} - B/2)$ 와 $b' = (f_{vr} - f_{it} + B/2)$ 에 대해서 적분하면

$$Y_{it_tot}[dB] = 10 \log \int_{a'}^{b'} 10^{(P_{it_nor}(f)/10)} 10^{(H(f)/10)} df \quad (8)$$

와 같다. (8)에서 각각의 마스크는 dB 단위 이므로 1절에서와 같이 linear 단위로 변환 하고 적분한다. 여기서 방사전력 마스크가 짧은 구간에서는 직선과 같다고 가정하고 2차 방정식을 이용하여 정리하면

$$P_{it_nor}(f) \simeq P_i + \frac{f - f_i}{f_{i+1} - f_i} (P_{i+1} - P_i) \quad (9)$$

$$H(f) \simeq H_i + \frac{f - f_i}{f_{i+1} - f_i} (H_{i+1} - H_i)$$

와 같다. 여기서 P_i 와 H_i 는 $P_i = P_{it_nor}(f_i)$, $H_i = H(f_i)$ 를 나타낸다. (9)를 (8)에 대입하면

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

과 같으며 여기서 N 은 $Y(f)$ 에서 얻은 임의의 샘플 값이며, 마스크의 경계선의 기울기가 바뀌는 부분의 샘플 값을 모두 포함해야 한다. (10)의 수식을 간단히 하기 위해서 다음과 같이 $K_1 = \frac{P_{i+1}-P_i}{f_{i+1}-f_i}$ 과 $K_2 = \frac{H_{i+1}-H_i}{f_{i+1}-f_i}$ 라고 정의하면 (10)은

$$Y_{tot} = 10 \log \sum_{i=0}^{N-1} \left[\int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{[P_i + K_1(f-f_i) + H_i + K_2(f-f_i)]/10} df \right] \quad (11)$$

이 된다. 다시 (11)의 대괄호 안의 수식을 Y_{tot_s} 라 한 후 정리하면

$$Y_{tot_s} = 10^{(P_i+H_i)/10} \times \int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{(K_1+K_2)(f-f_i)/10} df \quad (12)$$

$$= \frac{10^{(P_i+H_i)/10}}{10^{(K_1+K_2)f_i/10}} \times \int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{(K_1+K_2)f/10} df$$

와 같다. 여기서 $K = K_1 + K_2$, $Q_i = P_i + H_i$ 로 치환하면

$$Y_{tot_s} = \frac{10^{Q_i/10}}{10^{Kf_i/10}} \int_{f_i}^{f_{i+1}} 10^{Kf/10} df \quad (13)$$

와 같게 되며, 적분 부분을 정리하면

$$Y_{tot_s} = \frac{10}{K \ln 10} \frac{10^{Q_i/10}}{10^{Kf_i/10}} \times (10^{Kf_{i+1}/10} - 10^{Kf_i/10}) \quad (14)$$

과 같다. (14)은 다시 정리하면

$$Y_{tot_s} = \frac{10}{K \ln 10} 10^{Q_i/10} \times (10^{K(f_{i+1}-f_i)/10} - 1) \quad (15)$$

이 된다. (15)에 각각 K 와 Q_i 를 대입하여 정리하면

$$Y_{tot_s} = \frac{10}{\ln 10} \times \frac{(f_{i+1}-f_i)}{(P_{i+1}+H_{i+1}-P_i-H_i)} \times (10^{(P_{i+1}+H_{i+1})/10} - 10^{(P_i+H_i)/10}) \quad (16)$$

과 같게 된다. Y_{tot_s} 를 Y_{tot} 에 대입하면

$$Y_{tot} = 10 \log \frac{10}{\ln 10} \times \sum_{i=1}^N \frac{(f_{i+1}-f_i)}{(P_{i+1}+H_{i+1}-P_i-H_i)} \times (10^{(P_{i+1}+H_{i+1})/10} - 10^{(P_i+H_i)/10}) \quad (17)$$

를 얻을 수 있다. 마지막으로 (17)의 H_i 값을 $|G_i|^2$ 으로 바꿔주면 Non-ideal 필터 수신단에 들어오는 간섭양을 얻게 된다..

III. 알고리즘 구현 및 시뮬레이션

알고리즘 구현을 위해서는 먼저 간섭원의 방사 마스크와 수신단 필터 마스크의 특성을 알아야 한다. 먼저 두 마스크의 좌표 값을 입력한다. 다음으로 입력된 두 개의 마스크를 동일한 주파수 f 에 대해서 일반화 시켜 준다. 즉, 간섭원 방사 마스크 주파수(f_p)와 수신단 필터 마스크 주파수(f_g)가 서로 다르므로 f_p 와 f_g 를 비교하여 같은 값은 삭제하고 다른 값은 추가하여 정렬한다. 동일한 주파수 f 를 얻게 되면 다음으로 일반화된 주파수에 대한 각각의 방사마스크 전력 값과 필터 마스크 전력 값을 알아야 한다. 이를 계산하기 위해 주파수 f 를 f_p 와 f_g 와 비교 한다. f 와 f_p 를 비교하여 다른 값이 있는 경우 f_p 에서 f 의 위치를 찾고 f 위치의 전후 f_p 좌표 값과 그에 해당하는 마스크 전력 값을 이용하여 직선의 방정식을 얻는다. 얻어진 직선의 방정식에 위치를 찾은 주파수 f 를 대입하여 새로운 마스크 전력 값을 계산한다. 얻은 전

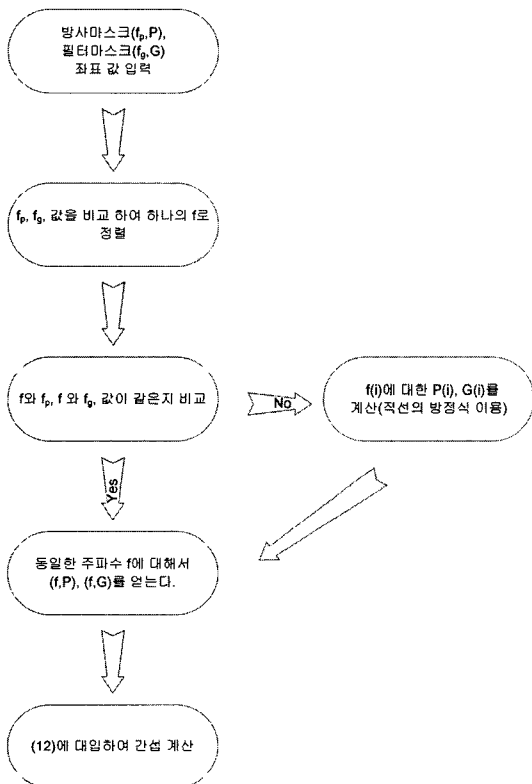
력 값은 방사마스크의 f 위치에 해당하는 위치에 삽입한다. f_g 마스크에 대해서도 동일한 과정을 수행한다. 이 과정이 끝나게 되면 최종적으로 새로운 주파수 f 에 대한 f_p 마스크와 f_g 마스크의 전력 값을 얻게 된다. 이를 2절에서 얻은 (17)에 대입하여 간섭 전력 값을 계산 한다. 지금까지 설명한 알고리즘 구현 순서는 <그림 5>의 순서도와 같다.

시뮬레이션은 Matlab을 이용하였다. 시뮬레이션에서 사용된 간섭원의 방사 마스크와 수신단의 필터 마스크의 모양은 <그림 6>과 같다. 각각의 마스크는 검증을 쉽게 하기 위해 <그림 6>과 같이 하였다. 기존의 이상적인 통과 대역 필터를 사용하였을 경우의 대역폭은 <그림 3>에서 4~5Hz 대역이며 계산하면 1 dBc 이다. 시뮬레이션 결과의 검증은 Matlab으로 알고리즘을 구현하여 시뮬레이션 결과와 (17)를 이

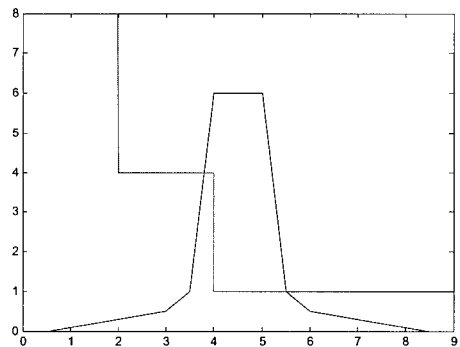
용하여 구간별로 적분한 값을 더해서 dB 단위로 변환한 값을 비교하였다. <그림 6>에서 구간별 적분한 결과 값과 간섭 전력 값은 <표 1>에 나타낸다. 최종적으로 얻어진 두 결과 값은 모두 약 37dBc로 거의 같다. 위의 결과를 Monte-carlo 방법을 이용하여 간섭확률을 시뮬레이션 하였을 경우 간섭의 양이 약 36dB 정도 차이를 가지게 된다. 이는 실제 시뮬레이션 결과에 있어서 상당한 차이를 가지게 될 것이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 수신단의 간섭량을 이상적인 필터를 사용했을 경우와 Non-ideal일 경우에 대해서 각각 설명하였고 간섭량 계산 시 보다 빠르게 계산할 수 있는 방법을 설명 하였다. 본 논문에 설명된



<그림 5>알고리즘 구현 순서도
<fig 5> Flowchart of Algorithm



<그림 6> 시뮬레이션 마스크
<fig 6> Simulation Mask

<표 1> 시뮬레이션 결과 비교
<table 1> Simulation results

주파수 대역	시뮬레이션 결과	적분 결과
0.5 ~ 3 Hz	9.498	10.14
3 ~ 3.5 Hz	2.6123	3.02
3.5 ~ 4.5 Hz	1.4521	1.78
4 ~ 5 Hz	7.513	7.78
5 ~ 5.5 Hz	5011.9	5011.8
5.5 ~ 6 Hz	3.762	3.9
6 ~ 8.5 Hz	0.7278	0.89
	37dBc	37dBc

수신기 필터 특성을 고려한 알고리즘을 이용하면 간섭량 계산을 보다 빠르고 정확하게 예측할 수 있을 것으로 기대된다. 또한 새로운 시스템의 도입에 있어서 필터 특성을 정확히 알고 있다면 조금 더 실제 시스템에 근접한 간섭 결과를 얻을 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] Jakes, William C., Jr., "*Microwave Mobile Communications*," John Wiley & Sons, 1974
- [4] Rec. ITU-R SM.329-10(Unwanted emissions in the spurious domain)
- [5] Rec. ITU-R SM.1541-1(Example calculation of a permissible OoB power ratio and power limits from a permissible OoB mask)
- [6] 김영환, 어필선, 양훈기, 박승근, 강봉순, 김영수, 육종관, "*몬테카를로(Monte-Carlo) 방법을 적용한 수동형 900MHz 대역의 RFID 간섭 분석*", 대한 전자공학회 논문지, 2005년 1월

적자소개



김 영 환 (Kim, Young-Hwan)

2005년 광운대학교 학사과정 수료(전자공학전공)

2005년 3월~광운대학교 대학원 석사과정((이동무선통신공학 전공)

관심분야 : RFID, 스펙트럼 공학, Digital Circuit Design, 이동통신공학



어 필 선 (Eo, Pil-Seon)

2005년 광운대학교 학사과정 수료(정보통신공학전공)

2005년 3월~광운대학교 대학원 석사과정(이동무선통신공학 전공)

관심분야 : RFID, 스펙트럼 공학, 이동통신공학



양 훈 기 (Yang, HoonGee)

1985년 : 연세대학교 전자공학과(공학사)

1987년 : SUNY at Buffalo 전기 및 컴퓨터공학과(공학석사)

1992년 : SUNY at Buffalo 전기 및 컴퓨터공학과(공학박사)

1993년 3월~현재 : 광운대학교 전파공학과 교수

관심분야 : 무선통신시스템, UWB, RFID, 스펙트럼 공학



신 현 철 (Shin, Hyunchol)

1991년 : KAIST 전기및전자공학과(공학사)

1993년 : KAIST 전기및전자공학과(공학석사)

1998년 : KAIST 전기및전자공학과(공학박사)

2003년 8월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 교수

관심분야 : RFIC, MMIC, RF 시스템 설계



양 성 현 (Yang, SungHyun)

1983년 : 광운대학교 전기과(공학사)

1987년 : 광운대학교 대학원 전기과(공학석사)

1992년 : 광운대학교 대학원 전기과(공학박사)

1991년 ~ 현재 : 광운대학교 전자공학부 교수