논문 2010-5-40

UWB 시스템의 방사출력 측정방법 연구

The research of the UWB system radiation measurement

송홍종*, 차재상**

SONG HONG JONG, CHA JAE SANG

요 약 본 논문에서는 다가올 초고속 무선 서비스의 핵심 서비스 중의 하나로 부각되고 있는 UWB 무선통신 시스템에서 광대역 저출력 주파수 특성의 방사출력 측정방법에 대하여 연구하였다. UWB 시스템의 측정환경에서는 RMS 전계강도 측정, UWB PSD 측정, 검출 가능한 UWB 신호레벨, UWB 천이신호 수집 등에 대해서 언급하였다. 또한, CIDPR16-1에서 언급한 축력 측정법에 대해 분석하였으며 저 준위 e.i.r.p 복사 측정법에 대해 세부적으로 분석하였다. 마지막으로는 신호분석기를 이용하여 측정시의 고려사항에 대해 서술함으로써 UWB 시스템 상용화에 필요한 방사출력 측정에 필요한 내용을 마무리하였다.

Abstract In this paper we analyse radiation measurement method for UWB wireless system of the wideband low power frequency characteristics. In the radiation measurement environment we discuss RMS electric field strength, UWB PSD , UWB detect signal level, UWB noise signal collection etc.. also, we discuss power measure method of the CISPR16-1, low level e.i.r.p radiation measurement method. lastly we analyse consideration problem for the signal analyser of the UWB system

Key Words : UWB, EIRP, PSD, 복사측정, CISPR16-1

Ⅰ. 서 론

광대역 무선통신 기술이 차세대 IT 산업의 핵심기술로 부상하고 있다. 최대 500 Mbps 이상의 데이터 전송율을 가지며 유비쿼터스 네트워크 서비스의 근간이 될 것으로 예상되는 무선통신 서비스라 할 수 있다.

이에, 본 고에서는 광대역의 대역폭과 저출력 주파수 특성을 갖는 UWB 무선 시스템의 방사출력 측정 방법에 대해 기술한다.

본 논문의 구성은 2장 본론에서 기존의 측정을 포함한 UWB측정환경에 대해서 언급하였으며 3장에서는 저준위 e.i.r.p. 복사 측정법에 대해서 기술하였다. 4장에서는 일반적인 신호분석기를 이용하여 UWB 신호 측정시의 고려사항에 대해서 부가하였다. 마지막 5장에서 결론을 맺는다[1, 2]

*준회원, 서울과학기술대학교, 전파연구소
**정회원, 서울과학기술대학교
접수일자 2010.9.30 수정일자 2010.10.10
게재확정일자 2010.10.15

Ⅱ. 본 론

1. 측정환경

UWB 소자의 특성인 저출력에서는 anechoic 혹은 semi-anechoic chamber 환경에서 측정한다. anechoic chamber에서 하는 측정은 semi-anechoic chamber 혹은 개방시험 사이트와도 밀접한데 측정 시 건축구조물 간섭으로부터 감해지는 semi-anechoic chamber의 지표면 스크린 효과를 제거해면 완성된다. 일반적으로 1~4 m 높이의 안테나 출력이 최대일 때 4.7dB(30~960㎒)정도 감쇄된다. 측정결과는 전력밀도(e.i.r.p.) 측정으로 기록되며, 소

자의 e.i.r.p. 측정은 측정설비 혹은 자유공간의 측정으로부터 독립적 이여야 한다.[1, 2]

960 ㎒ 이상의 주파수에서는 지표 반사가 중요하지 않으므로 교정 변수가 필요하지 않다.

가. 측정거리

3m 측정거리가 일반적인 무선 소자의 측정에 사용된다. GPS 대역은 증폭 없이 제한된 대역에서 UWB 신호 측정이 불가능하다. 이러한 이유로 수신안테나와 UWB 소자 사이에 1m 간격으로 이동한다.

측정은 표준 장비와의 3m 이격에서 RF 환경을 갖고 증폭은 1㎒ 대역에서 제한된 출력한계에서 10 dB 이상의 잡음환경일 경우 1m 간격으로 이동해서 실시한다.

나. RMS 전계 강도의 측정[3]

전계 강도는 방사 전력으로부터 계산되거나 측정된다.

$$E = \frac{1}{R}\sqrt{30 P_t G_t} \qquad (1)$$

E (volt/meter) : UWB 송신기와 측정지점 사이의 전기장

P_t (Watts) : UWB 송신기 전력

G_t : UWB 송신기 안테나의 수치적 이득

960㎒ 이상의 전계강도는 1㎒ 이상의 RMS 출력레벨을 결정하기위하여 측정된다.

다. 스펙트럼 분석기를 사용한 UWB 신호의 PSD 측정

PSD(Power Spectrum Density)는 스펙트럼의 지정된 영역 내에 포함된 출력의 전체 에너지의 측정이다. PSD 측정은 방사의 허용된 한계 내에서 UWB 계산으로 산출되며 dBm/㎒로 표현된다.

대부분의 경우 PSD는 스펙트럼 분석기 display에서 직접적으로 측정되지 않는다. 데이터가 수집된 후에 프로세싱의 고려할 만한 양은 관련된 측정 마스크의 측정값과 비교가 필요하다.

라. 협대역과 최소 검출 가능한 UWB 신호 레벨

협대역 시스템에서 최소검출 가능한 신호 레벨은 신호가 결정성 협대역 sinusoid하다고 가정하고 결정된다. 협대역 검출 시스템에서 잡음비율 출력 신호는 다음과 같다.

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{1}{F_{ave}} \frac{S_s}{kT_0 B_N} \qquad (2)$$

S_0 : sinusoid한 신호주파수의 출력신호 전력

N_0 : 검출 시스템 대역위에 존재하는 출력 잡음 전력

S_s : 입력 단에서 가능한 평균 sinusoidal 신호 전력

T_0 : 290도 (켈빈온도)

F_{ave} : 평균 잡음도

k : 볼쯔만 상수 ($1.38*10^{-23}$) W/Hz/deg K

B_N : 검출 시스템의 송신 전달함수 $H(f)$에 관계된 잡음대역

최소 검출 가능한 전력신호 레벨에 제안된 SNR은

$$S_a = M_{nbp}, S_0 / N_0 = D_{nb}$$
$$M_{nbp} = F_{ave} k T_0 B_N D_{nb} (Watts) \qquad (3)$$

분석과 실험은 회로가 3 dB 대역폭으로 협대역 잡음대역이(BN) 근사화 되는 것을 보여준다. 더구나, 입력신호가 non-sinusoidal 과도일 때, 회로 임펄스 대역 B_I 는 근사적으로 6dB 대역폭이다.

UWB 임펄스와 유사한 신호의 최소 검출 가능한 UWB 신호는 다음과 같다.

$$M_{uwbp} = F_{ave} k T_0 B_N / B_I^2 D_{uwb} (Watts/Hz^2) \qquad (4)$$

(2)식과 (3)식에 주의 깊게 비교하면 검출 판별자 D는 이 방정식에서 다른 차원을 갖는다.

$D_{nb} = \left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{nb}$ 최소 검출일 때,

$$\left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{nb} = \frac{average\ output\ signal\ power}{average\ output\ noise\ power}$$

$D_{uwb} = \left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{uwb}$ 최소검출일 때,

$$\left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{uwb} = \frac{peak\ instantaneous\ signal\ power}{average\ output\ noise\ power}$$

왜냐하면 임펄스 잡음 대역폭 B_I는 항상 협대역 잡음 대역폭 B_N보다 크다.

$B_I = KB_N$, $K > 1$ 위의 식(4)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$M_{uwbp} = F_{ave} kT_0 (K^2 B_N)^{-1} D_{uwb} (Watts/Hz^2) \quad (5)$$

위의 (5)식으로부터 잡음대역폭 (3dB 대역)이 증가하면 최소 검출가능 UWB 임펄스형의 신호레벨은 감소한다. 즉, 최소수신감도가 증가한다. 확실히, 수집 대역폭이 넓으면 최소검출 가능한 UWB 여기 신호는 적어진다. 이것은 협대역의 최소 검출 가능한 신호의 행위 (3)식과 비교된다. sinusoidal 신호에서 B_N이 증가하고 또한,M_{nbp}가 증가하면 시스템의 민감도는 떨어진다.[4]

마. UWB 천이신호 수집

UWB 천이 신호는 펄스의 지속기간내의 주파수와 time sweep을 보여줄 수 있다. 대기 중의 전송효과와 안테나 송신 기능은 펄스 지속기간내의 주파수대 시간 sweep을 유발할 수 있다. 대기 중의 전송 효과와 안테나 송신 기능은 또한 신호에 주파수 의존 효과를 유발할 수 있다. 서로 다른 튜닝된 주파수들의 다중 광대역 수신기들은 UWB 여기 주파수 대역(f_H와 f_L사이)으로 분배된다.

감소된 수신감도와 함께, 수신기들은 지속기간이 $(BW)_{3dB}^{-1}$ 관계로 감쇄된 sinusoidal 신호와 함께 UWB 천이가 반응 할 것이다. 수신기의 튜닝된 주파수가 배분되기 때문에 수신기의 "충격 응답" 시작 시간은 시간의존 주파수가 UWB의 천이신호 내에서의 변화에 대응한다. 가장 높이 튜닝된 수신기가 처음 응답한다. 가장 낮은 대역 주파수에서 튜닝된 수신기는 가장 나중에 반응할 것이다. 감쇄된 sinusoid 응답 모두는 대략적으로 UWB 천이지속 기간동안 동일하게 시간 창 내에서 시작하며 규정된 응답은 UWB 신호 지속기간동안 대략의 평가와 주파수대역 내용을 제공한다. 몇몇 새로운 기술이 협대역 시간영역 신호의 검출을 위해 존재한다. 예로 작은 파동의 "zooming-in" 원리를 이용한 단일검출이다. 잡음 내에서 감추는 신호의 검출을 발생하는 신호 검출을 보여주는 상관 방법을 이해할 필요가 있다.[5]

2. 송신기 변수 측정을 위한 방법

가. CISPR16-1에서 reverberation chamber 측정

reverberation chamber는 stirrers라고 불리는 회전금속 회전반이 있는 금속 chamber이다. stirrers는 chamber 내의 경계 조건의 변화에 의하여 통계적으로 일정한 전자기장을 분리하는 업무를 수행한다.

무선 동작기기와 같은 EUT(Equipment under test)는 chamber의 시험영역 내에서 배열되고 방사 출력은 stirrers의 연속적인 회전으로 측정되어 평균 수신 전력에 의하여 계산된다.

chamber내에서 에너지 설계의 일정한 분배는 커플링 감쇄 주파수 변동의 smoothness에 의해 보여진다. 커플링 감쇄는 각각의 주파수와 위치에서 측정된다. 측정 절차 내에서 chamber내의 송신안테나는 45도 구간으로 회전되고 연습은 4번 반복된다. 수신 안테나 회전은 90도 구간으로 세트된다. 측정에 있어서 사용 주파수 영역은 커플링 감쇄의 최대와 최소 envelope(2dB를 넘지 않음)에 의하여 결정된다.

나. reverberation chamber내에서 방사 전력의 측정

무선기기의 방사 출력은 치환 방법의 이용과 커플링 감쇄 측정내의 설치 조건에서 측정된다. 송신안테나의 방사효율은 η_{TX} 로 알려져 있다. 입력전력 P_{TX}는 송신안테나에 주어진다. 그리고 수신전력 P_{RX}는 수신안테나와 결합된 수신기에 의해 측정된다. 수신기는 스펙트럼 분석기이다. 시험에 있어서 다음 단계의 동작기기는 송신기 안테나 대신에 동일 위치에 고정된다. 이러한 조건하에서 동작기의 수신전력 P_M을 측정할 수 있다.

최종방사 전력 P_{EUT}는 다음과 같이 얻어진다.[6]

$$P_{EUT} = \frac{P_M P_{TX} \eta_{TX}}{P_{RX}} \quad (6)$$

Ⅲ. 저 준위 e.i.r.p를 위한 복사 측정법

1. 배 경

UWB 소자들의 허용된 e.i.r.p 준위는 GPS와 cellular phone에 의해 사용되는 1~2 ㎓ 대역내 주파수 영역에서는 매우 낮다. 그러므로 일반적인 신호분석기를 사용하여 측정하기는 매우 어렵다. 복사측정 기술은 이러한 저준위의 e.i.r.p에 대해서 다양한 방법을 제공하며 송신상태에서 EUT의 e.i.r.p 측정을 할 수 있다. 그리고 e.i.r.p의 배경에서 전자로부터 후자를 뺀 후에 e.i.r.p의 목적 값을 적절하게 측정할 수 있다.

2. 복사측정 기술[1,2]

복사측정기는 저잡음 증폭기(LNA)와 스펙트럼분석기로 구성된다. EUT(Equipment Under Test)는 DRGHA(double ridged guided horn antenna)와 3m 거리에 세트되고 측정실로부터 원격으로 동작한다. 삽입손실을 최소화하기 위해서 DRGHA와 LNA는 전환 커넥터로 직접 연결해야 한다. EUT, DRGHA 그리고 LNA는 anechoic chamber내에 위치한다. 신호분석기는 측정실내에 위치한다. 신호분석기와 LNA는 저 손실 동축 케이블에 의하여 연결된다. (10m)

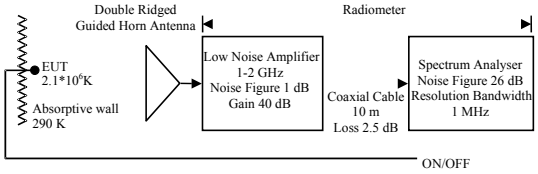

그림 1. 1~2 ㎓ 대역에서 e.i.r.p. 복사측정
Fig. 1. 1~2 ㎓ band e.i.r.p. radiation measurement

3. 복사 측정기의 Noise floor

복사측정기의 접촉지점과 DRGHA는 LNA 입력이다. 접촉지점에서 복사 측정기내 구성들의 효과적인 잡음 온도는 표1. 에 있다. 이표로부터 복사 측정기의 잡음 온도는 접촉 지점에서 385K 이다. 이 때, 잡음 전력은

(K^*T^*RBW)RBW가 1 ㎒일 때 $5.3*10^{-15}$W(-112.7 dBm/㎒)이다. 그러므로 EUT의 상태가 OFF일 때, 간섭지점을 통과하는 전력(P_0)는 -112.7 dBm/㎒이다. P_0는 DRGHA와 EUT 거리의 변화에 영향을 받지 않는다.

dB단위를 사용하는 e.i.r.p의 값 $P_{e.i.r.p.}(f)$와 접촉지점을 통과하는 전력$P_0(f)$와의 관계는 다음과 같다.

$$P_{e.i.r.p.}(f)=11.8+K_A(f)+20*\log(d/3)+P_0(f) \quad (7)$$

여기서, f는 신호분석기의 중심 주파수이다. d는 EUT와 DRGHA 구경까지의 거리이다. $K_A(f)$는 DRGHA의 안테나 변수와 삽입 손실의 합한 값이다. 방사 측정기 *e.i.r.p*의 변환 noise floor는 d=3m, $K_A(1GHz)$=26.2 dB 일 때, -74.7 dBm/㎒이다.

표 1. 방사 잡음 온도 측정기술의 예
Table 1. Example of the radiation noise temperature measurement

항 목	잡음 온도	비 고
DRGHA	277 K	αTA, KA 26dB
Connector	13 K	손실 0.2dB
LNA	75 K	1-2㎓,잡음지수 1dB,이득 40dB
10m cable	대략 0 K	손실 2.5 dB
스펙트럼 분석기	20 K	잡음지수 26 dB

4. 측정의 원리

만일, 신호분석기의 RBW가 1㎒이면, 신호분석기내 BPF의 3 dB 대역폭(전체대역폭)은 1㎒이다. 방사 측정기는 측정기간 T_M동안 BPF의 신호 출력을 측정한다. 측정 결과는 접촉 지점을 통과하는 출력으로 변환된다. 그 후에 방사 측정기에서 보여 진다. 출력 값의 확률 분포는 대략 가우시안 분포를 갖는다. 이러한 분포의 평균은 R이고, 표준편차는 대략 $1.15*(RBW*T_M)^{-0.5}$이다.

측정 1초 내 측정 에러의 이득은 ±0.1%이다. 따라서 출력은 방사측정기의 사용에 의해 고 정확도로 이루어진다.

5. 시험 절차

첫째, 출력 P_0는 EUT의 동작이 없는 접촉지점에서 측정되는 것을 통과한다. 방정식(6)에 의해서 P_0는 e.i.r.p로 전환된다. 여기서, 안티로그 값은 *e.i.r.p.₀*이다. 다

음으로 출력 P_1은 EUT가 동작하는 접촉지점을 통과하는 *e.i.r.p.*$_1$은 *e.i.r.p.*$_0$ 와 동일한 절차로 얻어진다. EUT의 *e.i.r.p*는 *e.i.r.p.*$_1$−*e.i.r.p.*$_0$ 이다. 결과적으로 이러한 방법의 사용에 의해 EUT *e.i.r.p* 측정내의 상대적 에러의 표준편차는 다음과 같다.

$$1.15*(RBW*T_M)^{-0.5}*(e.i.r.p._1+e.i.r.p._0)/(e.i.r.p._1-e.i.r.p._0) \quad (8)$$

$1.15*(RBW*T_M)^{-0.5}$ 표준편차의 상대적인 값은 $(e.i.r.p_1+e.i.r.p_0)/(e.i.r.p_1-e.i.r.p_0)$ 배 만큼 (7)식에 의해 증가 한다. 예를 들어, 만일, EUT의 *e.i.r.p*가 -75dBm/㎒ 이면 측정결과는 *e.i.r.p.*$_0$ =$10^{-7.47}$ 그리고 *e.i.r.p.*$_1$=$10^{-7.47}$ +$10^{-7.5}$ 이다. 그 때, 에러는 3.1배 증가한다. 표2. 는 상대적인 에러의 표준편차를 보여준다. EUT의 e.i.r.p.가 -70dBm/㎒ ~ -90dBm/㎒ 범위일 때이다.

표 2. 방사 측정기에 의해 측정된 에러의 표준편차
Table 2. Error normal variation measuring by instrument

EUT의 *e.i.r.p.*	측 정 기 간		
	0.1 초	1 초	10 초
-70dBm/㎒	0.026 dB	0.008 dB	0.003 dB
-75dBm/㎒	0.049 dB	0.015 dB	0.004 dB
-80dBm/㎒	0.120 dB	0.038 dB	0.012 dB
-85dBm/㎒	0.350 dB	0.110 dB	0.035 dB
-90dBm/㎒	0.972 dB	0.330 dB	0.108 dB

6. UWB 상위, 하위, 중심주파수

최대 PSD와의 출력지점에서 백색 스펙트럼은 1㎒ 분절에서 출력의 중심 중심주파수(f_c)에서 설계된다. 펄스의 출력에서 피크파워가 최대인 지점에서 출력지점이 f_c 이다. 피크 지점에서 피크 파워의 상위와 하위지점을 각각 f_H,f_L이라 한다.

7. 스펙트럼 분석기를 사용한 피크전력 측정[7]

이 장은 일반적인 스펙트럼 분석기의 RBW를 초과하는 대역폭 내에서 피크 전력을 측정하는 방법을 서술한다. 많은 일반적인 스펙트럼 분석기의 가장 넓은 RBW는 1㎒ 혹은 3㎒이다. 피크 전력 측정은 VBW가 RBW보다 크거나 같게 선정하여 측정한다.

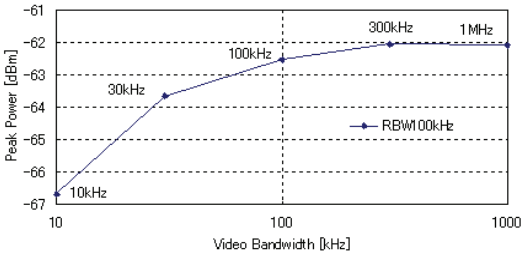

그림 2. 100㎑ RBW에서 Peak 전력 Vs. VBW
Fig. 2. Peak Power Vs. VBW in 100㎑ RBW

그림 2.는 RBW 100㎑로 세트하였을 때 피크파워 결과와 VBW의 예를 보여주는 예 이다. VBW는 RBW의 3배로 세트되어야 한다. 일반적인 스펙트럼 분석기의 커플된 VBW의 출력은 일반적으로 RBW와 같다.

슈퍼헤테로다인 구조를 이용한 일반적인 신호분석기는 낮은 IF 때문에 좁은 RBW를 사용한다. IF 주파수 변조는 초기에 상대적으로 높다. 신호의 대역폭은 RBW보다 넓게 한다. 대역폭 내에서 측정하는 IF신호를 신호분석기 대역폭보다 넓게 사용하는 것은 실제적이다.

일반적인 스펙트럼 분석기의 RBW를 정의한 가우시안 필터는 아날로그 밴드패스 필터인데 위상 Vs 주파수는 완전한 선형 위상은 아니다. 그러므로 밴드패스 필터를 통과하는 신호는 저하된다. 가우시안 필터의 위상은 선형성의 피크전력 측정 결과에 영향을 준다.

가. 스펙트럼분석기와 오실로스코프 측정

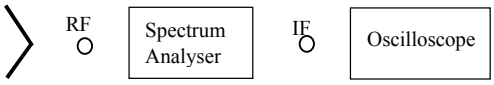

그림 3. 일반적인 측정도
Fig. 3. Normal measurement figure

그림 3.은 오실로스코프 스펙트럼 분석기와 결합한 설비를 보여준다. 스펙트럼분석기는 외부의 출력신호로서 IF 신호를 오실로스코프에 입력한다. 출력 신호는 오실로스코프에 의하여 측정된다. 디지털화된 신호는 소프트웨어에 의하여 다음의 절차를 수행한다.

1) Gaussian filtering
2) 각 샘플에 대한 출력계산

3) 최대 출력 search

4) 중심주파수 변화 1)에서 3) 반복

이러한 절차를 이용하기 위해서는 충분한 대역폭을 유지해야하고 가우시안 필터링이 디지털 신호처리와 함께 수행되어야 한다. 위상대역 Vs 필터 주파수 효과는 고려할 필요가 없다. IF 주파수는 RBW보다 높다. 검출 대역폭은 RBW보다 3배 이상을 유지해야 한다.

나. 제안된 시스템의 기술적인 필요사항

오실로스코프와 신호분석기의 결합에 있어서 장비들은 다음과 같은 기술적인 필요성을 가진다.

- 스펙트럼분석기 통과대역진폭은 평탄(flat)해야 한다.
- 통과대역 위상규격은 선형(linear)적 이어야 한다.
- IF 출력 감쇄는 RF 입력과 비교한다.
- 오실로스코프의 입력 대역폭은 500 ㎒ 이상이다.

다. 백색 잡음 부근에서의 피크

대부분의 UWB 방사는 잡음처럼 나타난다. 그 이상으로 UWB 펄스는 방사할 때 jittered 혹은 time-shifted 되고 백색화 하여 출력이 나타난다. UWB 방사가 잡음과 같을 때, 피크가 방사 내에서 존재하면 신호는 유용한 정보가 되지 못한다.

그림 5. 는 UWB방사 스펙트럼내의 불연속적인 스펙트럼 고려사항이다. 이러한 불연속적인 구성은 PSD 한계와 만날 수 있으므로 잠재적인 유해 간섭을 갖는다. 피크 파워는 분절내의 피크 지점을 회복할 때 PSD와 동시에 측정할 수 있다. 이것은 몇 가지 이유에서 우선한다.

1) 피크파워는 PSD와 동시에 회복된다. 연속적이지 않다.
2) 값을 회복하는 피크 검출기의 사용은 내부적으로 에러 위험성이 있다.

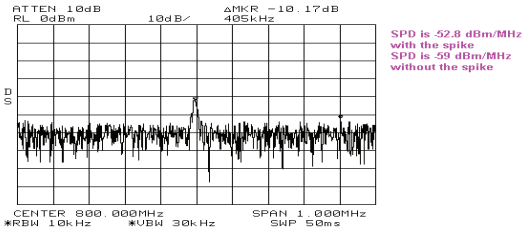

그림 5. PSD = −59 dBm/㎒ with peak, PSD = −59dBm/㎒ without the peak의 피크전력 측정

Fig. 5. PSD = −59 dBm/㎒ with peak, PSD = −59dBm/㎒ without the peak power measure

sweep time은 측정에 영향을 줄 것이다. sweep 기간이 길어질수록 측정은 더욱 최대의 유지 기능을 갖는다. 피크 검출기는 샘플링 검출기보다 높은 값을 보여준다.

만일 피크 값이 RMS PSD로부터 구별할 수 없다면, 피크는 RMS PSD 측정에 중요하게 기여하지 않는다.

라. 펄스화 된 방사의 피크파워

방사가 펄스 jitter 혹은 shifting에 의하여 백색화 되지 않을 때, 스펙트럼은 선으로 구성된다. 펄스화 된 방사에 있어서 PSD 측정은 적합하지 않다. 상기해야 할 사항은 PSD 측정후의 프로세스는 스팩트럼의 1㎒ 분절이다. PSD 기술은 펄스반복 주파수(PRF)의 시간평균 측정 결과에 따라 RMS PSD 계산 내에서 방사기의 미 동작 시간을 포함 할 것이다. 낮은 평균출력에 따른 방사시간 평균은 유효하지 않다. 방사는 송신기가 방사하는 시간동안만 측정된다. 피크파워를 측정하기위해서는 필수다.

펄스화 된 방사의 피크파워 측정 절차는 다음과 같다.

1) 스펙트럼 분석기의 검출기는 positive peak로 세트한다.
2) 방사피크의 span중심을 제로로 세트한다.(그림 6.)
3) 1㎒ 이하로 RBW를 세트하고 RBW 3배 이상의 VBW는 비디오 평균을 제거에 우선한다.

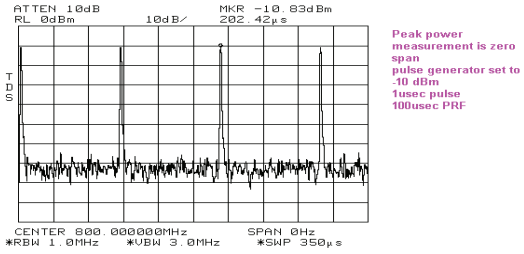

그림 6. −10dBm, 1㎲ 펄스, 100㎲ PER로 세트된 zero span 펄스 발생기의 Peak power측정

Fig. 6. −10dBm, 1㎲ pulse, 100㎲ PER set zero span pulse generator Peak power measure

마. RMS PSD를 위한 측정 초기화

- 신호분석기의 RBW를 1㎒로 세팅하고 크기는 분석기 span과 같게 한다.
- VBW는 RBW 세배나 적어도 RBW와 같게 한다.
- 주파수 스팬은 1㎒로 세트한다. 이는 계산된 주파수 span이다.

· 검출기 샘플을 세트한다. sweep time은 결합된 기능이다.
· 단일 sweep이 사용되어야 하고 추적 평균은 아니다.

세부적인 절차는 각각의 1㎒ 저장에서 신호분석기로부터 데이터 지점들을 추출한다. log 크기에서 대수 항으로 데이터를 변환한 후에, 모든 값의 제곱에 의해 저장 내에서 RMS 값을 발견한다. 제곱의 평균값을 계산하고 평균을 루트한다. RMS 값은 신호 분석기의 잡음전력 대역폭에 의하여 정정된다. 이 값은 X 축을 따라서 중심 주파수가 Y축을 따라서 PSD가 출력된다. 신호 분석기의 중심주파수는 관심의 주파수 영역에서 1㎒의 크기로 증가하고 각각의 크기 값은 그 전에 출력된다.

바. 960㎒ 이하의 RMS PSD의 측정

960㎒ 이하의 방사측정은 UWB 방사에서 가장 어렵다. 지표면의 반사가 발생하면 제거할 수가 없기 때문이다

a) UWB 방사는 일반적으로 1㎒의 작은 단위이다. 반사, 이득 그리고 손실은 분절의 크기에서는 다양하지 않다.
b) 소자를 두는 테이블 크기는 0.8m 높이에서 비전도성 표면을 갖고 위치한다.
c) 방사의 최대 수신을 찾기 위한 소자의 회전과 증가를 이용한다.
d) PSD 측정을 한다.
e) 이득과 손실 내에서 변수는 지표면 효과는 제거된다.
f) 스펙트럼 출력 레벨(마스크)을 보완을 증명할 수 있도록 충분히 측정한다.

사. 960㎒ 이상의 RMS PSD의 측정절차

960㎒ 이상, semi-anechoic chamber내의 소자와 수신 안테나 사이의 바닥은 지표면 스크린 영향을 제거할 수 있는 RF 흡수제를 사용한다. 1~4 m 이상의 탐색 안테나의 주사는 소자가 위치한 근처에서 최대 출력을 보여주어야 한다. 자유공간 측정은 0.8m의 소자 높이를 유지할 필요는 없다. 측정 소자는 바닥으로부터 반사 완화가 최대화 될 수 있는 높이에 위치한다. 측정은 지표면 반사의 정정 없이 PSD e.i.r.p.를 기록한다.

테이블 크기 정도의 소자는 다음의 절차에 따른다.

a) 적당한 높이에 비전도성 표면위에 단위별로 위치한다.
b) 탐색 안테나와 소자 사이의 바닥 경로는 실험 하에서 주파수 영역에서 적절하게 RF 에너지를 흡수할 수 있는 물질로 처리한다.
c) 바닥으로부터 반사를 입증하기위한 탐색 안테나 주사는 최소화하여야 한다. 바닥으로부터 가장 낮은 반사를 갖기 위하여 소자의 높이를 변경하는 것은 필수적이다. 탐색 안테나는 메인 로브가 바닥의 반사를 수신하지 않도록 선택되어야 한다.
d) PSD 측정을 한다.
e) 이득과 손실 변수. 지표면 스크린 효과는 반사된 경로내의 흡수물질을 더함으로써 제거된다.
f) 진술한 스펙트럼 방사 레벨/마스크와 보완에 따라 실험하기 위한 측정은 충분히 반복한다.

아. CISPR16-1에서 정의된 신호분석기 설명

임펄스 대역폭은 스펙트럼 분석기의 설명서에 일반적으로 표시되지 않는다. 그러므로 이러한 값을 아는 것이 측정에서는 필수적이다.

그림 7.은 1㎒의 RBW에 근사하게 적용된 분석기의 IF 영역 내에서 측정된 선택적 커브를 보여준다. 수평축은 RBW내에서 평균화 된 주파수를 정의한다. 수직축은 IF 파트의 BPF 감쇄를 보여준다. 만일, 임의의 분석기가 약 1㎒에 대하여 -3dB 대역폭이면 -6dB 혹은 -20dB 대역폭은 각 모델에서 다르다는 것을 보여준다. 또한, 임펄스 대역폭 모델에 의해 약간의 차이가 있음을 알 수 있다.

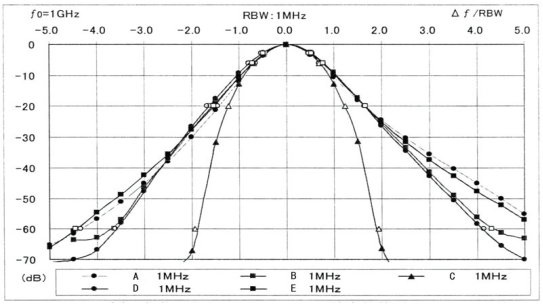

그림 7. IF필터의 주파수 선택성 (RBW = 1MHz)
Fig. 7. Frequency selectivities of IF filters (RBW = 1MHz)

자. 임펄스 대역폭

CISPR16-1에서 충격 대역폭은 다음과 같이 정의한다.

$$B_{imp} = \frac{A(t)_{\max}}{2G_0 \cdot IS} \tag{9}$$

$A(t)_{\max}$는 신호 분석기 입력에서 적용되는 IS 충격 영역과 신호분석기의 IF 출력에서 포락선의 피크 값이다. G_0는 중심주파수에서 회로의 이득이다. 충격영역 IS는 펄스의 전압 시간영역에서의 적분이다.

$$IS = \int_{-\infty}^{+\infty} V(t)\,dt \tag{10}$$

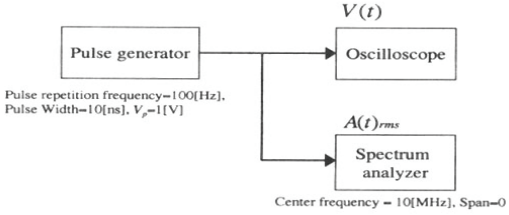

그림 8. 임펄스 대역폭 측정을 위한 시험도
Fig. 8. Impulse bandwidth measure configure

다음은 2가지 측정 방법을 설명한다.

a) 위의 그림에서처럼 사각 펄스파의 파형의 반복 주파수는 f_p, 펄스폭은 t, 펄스전압은 V_p는 오실로스코프로 측정된다. 임펄스 영역 IS는 방정식 (10)식에 의하여 계산된다. 포락선 $A(t)_{\max}$의 피크 값은 (11)식에 의하여 $A(t)_{rms}$값에 의해 얻을 수 있으며 이는 주파수에서 측정된다. 사각펄스의 스펙트럼 진폭은 제로 주파수 스팬 내에서 피크 값의 동일한 크기를 고려할 수 있다. 임펄스 대역폭 B_{imp}는 (9)과 (11)식에 의하여 얻을 수 있다.

$$A(t)_{\max} = \sqrt{2}A(t)_{rms} \tag{11}$$

b) 펄스 반복 주파수가 임펄스 대역폭 B_{imp}보다 낮을 때, 피크 검출 스펙트럼 분석기는 임의의 주파수 내에서 고정된 피크 값을 나타낸다. 이에 반해, 펄스 반복 주파수가 임펄 스 대역폭 B_{imp}보다 높을 때 피크 값은 평균값과 같아지며 반복 주파수에 비례한다. 이러한 두 응답의 교차하는 주파수가 임펄스 대역폭이다. 측정 방법의 두 가지가 거의 동일한 측정값을 보여준다.

Ⅳ. 신호분석기 측정 고려사항

신호분석기의 측정에 있어서 RBW는 1㎒이며 3m 거리에서 측정할 수 있는 최소레벨은 스펙트럼 분석기 잡음 레벨 1㎓에서 -47dBm, 26㎓에서 -25dBm보다 몇 dB 높다. 만일. 레벨이 30dB 혹은 그 이상 기술적 표준내에서 제안된 레벨 이상이 아니면 측정하기가 불가능할 것이다.[8]

1. 측정을 위한 필요 대역폭

가. 50㎒ 대역폭 내에서 Peak power

50㎒ 대역폭내의 피크파워 측정이 UWB 무선 시스템에 제안 된다. 제안된 대역폭 내에서 피크 파워의 측정을 위해서는 선택적 레벨 미터와 스펙트럼 분석기가 상업적 이용 측정 도구에 사용된다.

나. 스펙트럼 분석기의 RBW

아래의 표.5는 측정 장비에 의해 제공되는 5개 모델의 RBW와 VBW의 최대값을 보여준다.

스펙트럼 분석기를 사용한 피크 전력의 측정을 위해서 VBW는 RBW보다 크거나 같아야 한다. 이에 따라, 표 5.의 모든 모델에 적용되는 최대 RBW는 1 ㎒이다.

운용자 B, C의 스펙트럼 분석기는 최대 10㎒의 VBW를 가지며, RBW는 3 ㎒로 세트할 수 있다. 부가해서 RBW 필터 특성은 10 ㎒에서 단순한 단일 피크 응답이 아니다. 더구나, RBW가 넓은 범위에서 세트될 때, 피크 레벨은 필터의 지연 특성으로 인하여 변화한다. 스펙트럼 분석기를 상업적으로 이용할 때 1 ㎒ RBW로 세트하는게 합리적이다.

표 3. 스펙트럼 분석기의 최대 RBW 와 VBW
Table 3. Spectrum analyzer Max. RBW Vs. VBW

	Max. RBW	Max. VBW
Model 1 of manufacturer A	3 ㎒	3 ㎒
Model 2 of manufacturer A	2 ㎒	2 ㎒
Model 3 of manufacturer A	8 ㎒	8 ㎒
manufacturer B	10 ㎒	10 ㎒
manufacturer C	10 ㎒	10 ㎒

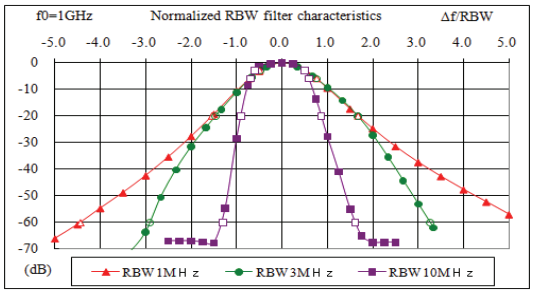

그림 9. manufacturer C의 스펙트럼 분석기의 평균화된 RBW 필터특성
Fig. 9. manufacturer C spectrum analyzer normalized RBW filter char.

2. 측정시스템에서 잡음 레벨

가. 측정되는 잡음 레벨의 한계

스펙트럼 분석기의 잡음레벨이 UWB 무선 시스템의 측정에 영향을 주면 2개의 조건을 분석 하는데 효과적이다. 하나는 가장 낮은 레벨 측정과 가장 높은 주파수를 측정하는 것이다. 가장 낮은 레벨은 960 ㎒ ~ 1610 ㎒에서 -75.3 dBm(e.i.r.p.)이다. 최고주파수는 측정 스퓨리어스의 상위 한계주파수에서 26㎓이고 레벨은 -61.3 dBm(e.i.r.p.)이다. 이 장은 상업적으로 이용하는 스펙트럼 분석기의 성능을 고려한 가장 높은 주파수 26 ㎓와 가장 낮은 주파수 1 ㎓ 측정 시스템 내에서 잡음 레벨에 대한 설명이다.

나. 잡음레벨 e.i.r.p. 변화

잡음 레벨 전계강도의 스펙트럼 분석기에서의 해석은 다음으로 계산한다.

Field strength(dBμV/m) = Noise level(dBm) + 107dB + Antenna factor + Cable loss (12)

Field strength : 3m 거리에서 field strength

Noise level : 스펙트럼 분석기의 noise level

Antenna factor : 측정 시스템에서 antenna factor

Cable loss : 측정 시스템에서 cable loss

스펙트럼 분석기의 noise level의 e.i.r.p.값은 ITU-R SM.329-9 권고안에 따라서 다음과 같이 표현된다.

noise level의 e.i.r.p.(dBm) = Field strength(dBμV/m) - 95.2 dB (13)

다. 스펙트럼 분석기의 잡음레벨

표 4. 상업적으로 이용하는 스펙트럼 분석기의 잡음 레벨
Table 4. commercial using spectrum analyze noise level

	1㎓에서 잡음레벨	26㎓에서 잡음레벨
Model 1 of manufacturer A	-140 dBm/Hz	-136 dBm/Hz
Model 1 of manufacturer A	-145 dBm/Hz	-138 dBm/Hz
manufacturer C	-146 dBm/Hz	-138 dBm/Hz

표 5. 측정 안테나의 안테나 변수와 케이블 손실
Table 5. measuring antenna variable factor & cable loss

	At 1 ㎓	At 26 ㎓
Antenna factor	26 dBm/m	35 dBm/m
Cable loss	1 dB	6 dB

3m 거리에서 전계강도는 표.6의 manufacturer C의 스펙트럼 분석기 잡음 레벨과 안테나 변수 그리고 표 5.의 케이블 손실에 의해 대치하여 계산할 수 있다. (12), (13) 식에 의하여 e.i.r.p.값으로 변환할 수 있다.

표 6. 스펙트럼 분석기의 잡음레벨(e.i.r.p.)
Table 6. Spectrum analyzer noise level(e.i.r.p.)

	At 1 ㎓	At 26 ㎓
Noise level (e.i.r.p.)	-47 dBm/Hz	-25 dBm/Hz

3. 결 론

현재, 상업적인 스펙트럼 분석기에서 UWB 신호측정을 위한 실제적인 RBW는 1 ㎒이다.

표 6.에서 보는바와 같이 상업적으로 이용 가능한 스펙트럼 분석기의 잡음레벨(e.i.r.p.)은 제안된 측정 레벨보다 30 dB에서 40 dB 높다. 스펙트럼 분석기의 잡음레벨로 인하여 야기되는 영향을 1 dB혹은 그 이하로 억제하기 위해서는 측정 레벨은 6 dB 혹은 그 이상으로 잡음 레벨을 높여야 한다. 이는 측정되는 낮은 한계 레벨은 표 6.보다 6 dB 높다. 그러므로 오직 상업적인 스펙트럼 분석기를 이용하여 레벨(e.i.r.p.)을 측정하기는 어렵다. 부가적으로 LNA의 가능성 연구와 안테나, 케이블, 거리 등등을 포함한 합계 측정이 필요로 한다.

V. 결 론

이상과 같이 UWB 방사출력의 신호 측정법에 대하여 살펴보았다. 이는 CISPR 혹은 ITU-R등의 국제 표준화 기구에서 규정한 기존의 방사출력 측정방법들을 UWB 무선통신 시스템에 적용할 수 있도록 정리하여 분석하였다. 따라서 이러한 측정 방법을 UWB 시스템에 적용이 가능하리라 예상되지만 일반적인 UWB시스템 시험 인증에 적용하기 위해서는 이 논문을 기반으로 기존의 무선통신 시스템에 적용되는 좀더 세부적인 측정 내용들을 검토하여 적용하여야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] CISPR Publication 16-1, 2002.

[2] Publication IEC 61000-4-21, 2003.

[3] A. Suzuki, T. Sugiyama and T. Shinozuka, "Measuring of Radiated Power from Radio Equipment using a Reverberating Chamber", Proc. CEEM'96, pp.53-56, Nov.1996.

[4] M. L. Crawford and G. H. Koepke, "Design, evaluation, and use of a reverberation chamber for performing electromagnetic susceptibility / vulnerability measurements", NBS Technical Note1092, April

[5] D. A. Hill, D. G. Camell, K. H. Cavcey and G. H. Koepke, "RadiatedEmissions and Immunity of Microstrip Transmission Lines Theory and Reverberation Chamber Measurements", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, vol.EMC38, No.2, pp.165-172, 1996.

[6] P. Corona, G. Ferrara and M. Migliaccio, "Reverberating Chambers as Sources of Stochastic Electromagnetic Fields", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, vol.EMC38, No.3, pp.348-356, 1996.

[7] C.A. Grosvenor, J. Randa and R.L. Billinger, "NFRAD Review of the new NIST noise measurement systems", 55th ARFTG Conference Digest, pp.Boston, MA, 2000.

[8] J.G. Proakis, C. M. Rader, F. Ling, C.L. Nikias, Advanced Digital Signal Processing, p.481, Macmillan Pub. Co., 1992.

저자 소개

송 홍 종(준회원)

• 1994년 2월 : 전남대학교 전자공학과 (공학석사)
• 2006년 3월 : 연세대학교 박사수료
• 2008년 3월 ~ : 서울과학기술대 NID융합기술대학원 방송통신융합전공
• 1994년 1월 ~ 1998년 3월 : 현대전자 정보통신 연구소
• 2000년 11월 ~ 현재 : 방송통신위원회 전파연구소
<주관심분야 : 무선통신융합형 신기술, UWB기술, 방통융합기술, 방송전송기술, 안테나 및 전파전파 등>

차 재 상(정회원)

• 2000년 : 일본 Tohoku대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
• 2000년~2002년 : ETRI 무선방송 기술연구소 선임연구원
• 2002년~2005년 : 서경대학교 정보통신공학과 전임강사
• 2008년~2009년: 미국 Univ.of Florida 전기컴퓨터 공학과 방문교수
• 2005년~현재 : 서울산업대학교 매체공학과 부교수
<주관심분야 : UWB, 무선통신융합형 신기술, , 무선 홈네트워크, LED조명통신융합기술 등>