지상 기동 무기 체계에 장착된 미사일 경고 레이더의 간섭에 대한 연구

A Study for Interference of the Missile Warning Radar in the GVWS

박 규 철* 홍 성 용**
Park, Gyu-Churl Hong, Sung-Yong

ABSTRACT

Cooperation between the GVWS within a few hundred meters has forced MWRs equipped to have service ranges in such a short ranges as well as the limited numbers of channels are available. This kind of situation often produces the frequency interferences between MWRs due to the easy uses of the common and adjacent frequencies between them. Current work provides the details of the frequency interferences and the possible degrees of detections. It is also described that the effective distances for the operation between the GVWS are investigated when they use the common and the adjacent frequencies each other with the factors as the frequency intervals and the antenna arrangement angles.

주요기술용어(주제어) : Small Target Detection(소형 표적 탐지), Adjacent Channel Interference(인접 채널 간섭), Frequency interference(주파수 간섭), Missile Warning Radar(미사일 경고 레이더), Soft Kill (유도 교란)

1. 머리말

대전차 미사일(토우, 헬파이어, 메티스 엠 등)과 휴대용 무유도 로켓의 공격에 대한 지상 기동 무기 체계(GVWS : Ground Vehicle Weapon System)의 생존성을 증대시키기 위하여 능동방호장치(Active Protection System)가 개발되고 있다. 능동방호장치는 대전차 위협체를 탐지하는 센서로 레이더를 사용한다. 통상적인 레이더의 경우, 레이더 간의 운용 거리가 수십 ㎞ 이상 떨어지고 송수신 안테나가 마주보지 않기 때문에 동일 주파수도 운용될 수 있어 동일 시스템에 의한 간섭은 고려대상이 아니다. 따라서 간섭 억제 방안 또한 다른 시스템들에 의한 간섭을 억제하기 위한 방향으로 연구되어 왔다[1~4].

하지만, GVWS는 근거리(수십 m 이내)에서 동시에 운용되기 때문에 동종 레이더에 의한 간섭 영향이 심각하다. 그러한 동종 레이더에 의한 간섭은 동일 또는 다른 채널에 의한 주파수 간섭과 동종 레이더 송신기로부터 발생되는 열잡음에 의한 간섭으로 나눌 수 있다. 이러한 간섭의 억제 방법으로는 주파수 영역에서의 제거 방법[5,6]과 잡음 지수와 송신기 전체 이

† 2008년 2월 22일 접수~2008년 4월 4일 게재승인
* 국방과학연구소(ADD)
** 충남대학교(Chungnam National University)
주저자 이메일 : harnil@add.re.kr

득을 줄이는 열잡음 제거 방법[7~9]이 있다.

본 논문에서는 독립 운용을 전제로 설계된 MWR (Missile Warning Radar) 다수가 동시에 운용될 때 동일 또는 다른 채널에 의한 주파수 간섭에 대하여 주파수, 거리 및 안테나 각도에 따른 이격 거리 등을 분석하여 MWR의 운용 가능성을 확인하고자 한다.

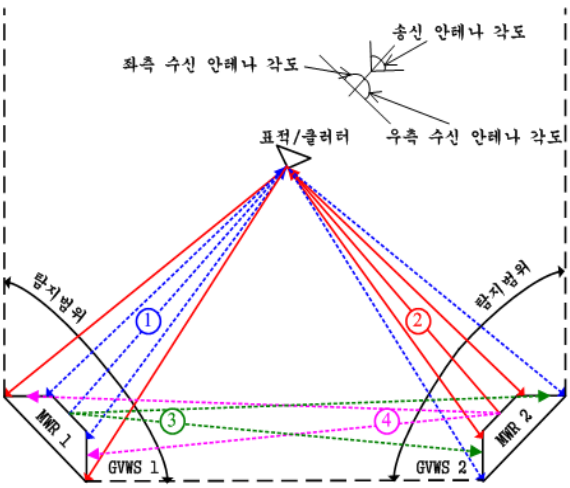
2. 동일 주파수 운용에 따른 간섭

GVWS 1에서 송신한 신호가 표적이나 클러터에 반사되어 GVWS 2에 수신되는 간접 간섭과 직접 GVWS 2에 수신되는 직접 간섭이 있으며 이 간섭들에 대하여 분석한다. 두 GVWS에서 사용된 주파수 합성기(FS : Frequency Synthesizer)의 정확도에 의해 주파수 편차가 발생하는데 이 편차가 도플러에 포함되면 직·간접 간섭으로 인해 표적이 없는데도 마치 표적이 있는 것과 같이 표적이 탐지된다. 실제 제작된 MWR의 최대 도플러는 3.9㎑인데, 주파수 편차가 이 도플러 범위를 포함하기 때문에 간섭에 의해 표적이 탐지된다. 따라서 제작된 시스템으로 동일 주파수 운용이 가능한지를 확인한다.

가. 간섭 발생 모델링

그림 1에 간섭 발생 모델을 나타내었는데, MWR이 장착된 GVWS들의 운용 조건에서 그림과 같은 상황이 자주 발생한다. 동일 주파수 간섭은 직접 간섭과 간접 간섭으로 나눌 수 있는데, 간접 간섭은 ①, ②로 서로 상대 MWR에 간섭을 일으킨다. 직접 간섭은 ③, ④이고, 주파수 편차에 의해 거짓 표적으로 탐지된다. MWR 1에서 측정되는 도플러는 표적에 의한 도플러(①), 간접 간섭으로 발생된 도플러(②)와 직접 간섭으로 발생된 도플러(④)로 구성된다.

MWR 1과 2의 운용 주파수가 모두 f이지만 FS의 정확도 및 운용 환경(온도 등)에 의하여 MWR 1은 주파수가 $f-f_1$이 되고 MWR 2는 주파수가 $f-f_2$가 되어 주파수 편차는 f_1-f_2가 된다. 제작된 FS의 정확도는 ±2 ppm(parts per million)이므로, 최대 주파수 편차의 범위는 식 (1)과 같다.



[그림 1] 동일 주파수 간섭 발생 모델

$$-2.3 \le f_1,\ f_2 \le 2.3 \text{ ㎑} \qquad (1)$$
$$-4.6 \le f_1 - f_2,\ f_2 - f_1 \le 4.6 \text{ ㎑}$$

이때 주파수 편차를 도플러 f_d로 생각할 수 있는데, 다가오는 표적만을 탐지하기 때문에 f_d는 0~4.6 ㎑이다.

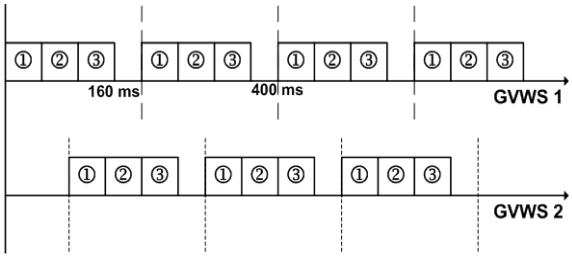
나. 간섭의 발생 형태

개발된 MWR에서 발생하는 간섭의 형태는 프레임들 간의 간섭과 펄스들 간의 간섭으로 나눌 수 있다.

먼저 프레임들 간의 간섭은 그림 2와 같이 복수의 GVWS 운용 조건에서 송신 시간의 일부 또는 전체가 겹쳐질 때 발생하며, 시간에 따라 간섭의 형태가 계속적으로 달라진다. FS의 정확도가 2ppm이므로 펄스들 간의 간섭은 76,923 펄스마다 1 거리 셀 이동하며 식 (2)로부터 얻어진다. 따라서 1 프레임 내에서 펄스가 6,144개이므로, FS의 정확도에 의해 간섭의 위치는 1 거리 셀 이하로 이동한다[10].

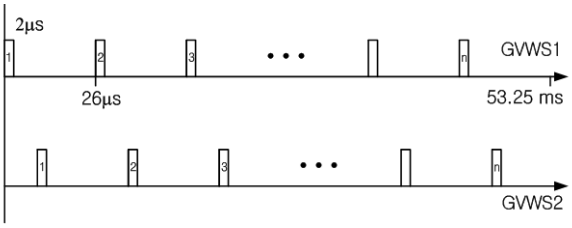
$$P_{number} = \frac{PW}{PRI} \times \frac{1}{FS_{acc}} \qquad (2)$$

이때 P_{number}는 정확도에 의한 펄스의 개수, PW는 송신 펄스 폭, PRI는 펄스 반복 간격, FS_{acc}는 정확도이다.



[그림 2] 프레임들 간에 발생한 간섭

두 번째로 펄스들 간의 간섭이 있는데, GVWS 1에서 송신한 신호가 표적에 맞고 돌아오는 반사 신호는 정상 표적으로 탐지되지만, GVWS 2에서 약간의 지연 시간 후에 송신한 펄스의 반사 신호가 GVWS 1로 수신되면, 그림 3과 같이 펄스들 간의 간섭이 발생한다.



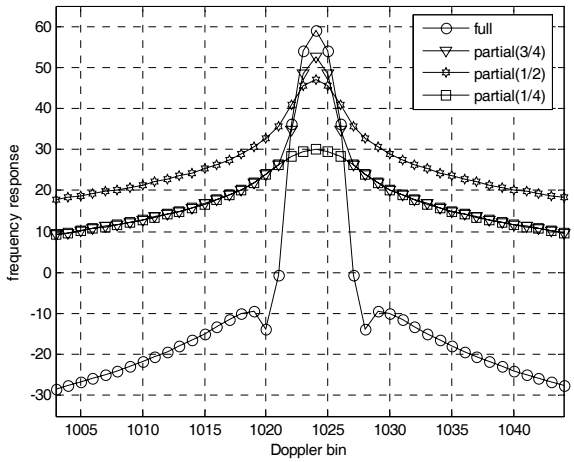
[그림 3] 펄스들 간에 발생한 간섭

다. 간섭의 정도에 따른 분석

간섭이 전 구간에서 발생하면, 도플러 필터 뱅크 f_1-f_2에 간섭 펄스가 존재하여 뱅크 전후에 위치한 여러 개의 뱅크에서 간섭으로 인하여 표적 탐지가 불가능하다. 표적이 존재하면 그림 4의 1023 뱅크 전후에서는 탐지가 불가능하나 나머지 뱅크에서는 탐지된다.

부분적인 간섭이면, 간섭 펄스의 스펙트럼은 프레임 내에서 데이터가 불연속이기 때문에 전 구간에 걸쳐서 발생하는 경우에 비하여 주엽은 낮아지고 부엽은 높아지며 퍼져 전체 뱅크에서 표적을 탐지할 수 없다. 그림의 전체 뱅크에서 표적이 존재해도 탐지가 불가능하다.

그림에 ¼, ½, ¾ 구간과 전 구간에 간섭이 발생한 경우에 대한 스펙트럼을 나타내었다. MWR에서는 전 구간 간섭과 ¾ 간섭이 있으며, ¾ 구간 간섭이 전 구간 간섭에 비하여 주엽에서 6dB 감소하지만 부엽에서 수십 dB 이상 증가한다.



[그림 4] 간섭 신호에 의한 뱅크 내의 스펙트럼

라. 간섭 영향 분석

1) FS에 의한 도플러 분석

MWR에서 탐지되는 도플러는 식 (3)에 의해 구할 수 있다[11]. 이 f_d 대신에 주파수 편차를 대입하면, 탐지 속도는 600㎧까지 된다. 주파수 편차들이 표적의 도플러까지 포함하기 때문에 간섭이 수신되면 표적의 유무에 관계없이 이 편차에 의한 도플러가 탐지된다.

$$v_r = \frac{c}{2} \times \frac{f_d}{f_c} = \frac{\lambda}{2} \times f_d \qquad (3)$$

이때 v_r은 표적의 속도, f_c는 송신 주파수, c는 광속이며, λ는 파장이다.

2) 표적과 간섭 펄스의 전력 비교

그림 1로부터 MWR 1에서 ①에 의해 수신되는 전력은 식 (4)로부터 구할 수 있다. 이 식을 이용하여 거리에 따라 수신되는 전력에 대한 결과를 표 1에 나타내었다[12~14].

$$P_r = \frac{P_{t1} G_{t1} G_{r1} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L_{SYS}} \qquad (4)$$

이때 P_{t1}은 MWR 1에서 송신한 전력, P_r은 MWR 1에 수신된 전력, G_{t1}은 MWR 1의 송신 안테나 이득, G_{r1}은 MWR 1의 수신 안테나 이득, L_{SYS}는 시스템 손실, λ는 파장, σ는 표적의 레이더 반사 단면적, R은 표적과 수신 안테나 사이의 거리이다.

[표 1] 표적과 직접 간섭에 의한 전력

R[m]	표적에 의한 전력 [dBm]	직접 간섭에 의한 전력[dBm]
50	-61.92	-3.94
500	-101.92	-23.94
1000	-113.96	-29.96
2000	-126.00	-35.98
2300	-128.43	-37.19
5000	-141.92	-43.94
10000	-153.96	-49.96

그림 1로부터 MWR 1에서 ④에 의해 수신되는 전력은 식 (5)로부터 구할 수 있다. 이 식을 이용하여 거리에 따라 수신되는 전력에 대하여 구한 결과를 표 1에 나타내었다[15]. 직접 간섭에 의한 전력 레벨은 표에서 알 수 있듯이 10㎞가 되어도 시스템의 최소 탐지 신호(mds : minimum detectable signal)보다 매우 높기 때문에 동일 주파수의 운용으로 발생하는 간섭은 매우 먼 거리까지 영향을 미친다[12~14].

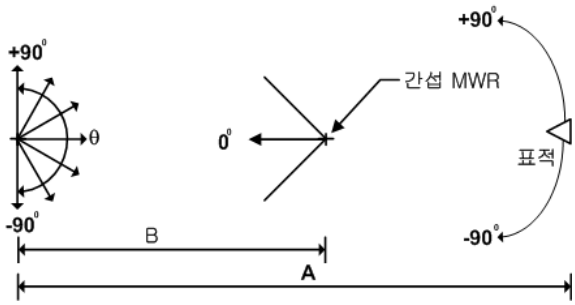
$$P_i = \frac{P_{t2} G_{t2} G_{r1} \lambda^2}{(4\pi R)^2 L_{SYS}} \quad (5)$$

이때 P_{t2}는 MWR 2에서 송신한 간섭 전력, P_i는 MWR 1에서 수신된 간섭 전력, G_{t2}는 MWR 2의 송신 안테나 이득, R은 MWR 2의 송신 안테나와 MWR 1의 수신 안테나 사이의 거리이다.

3) 간섭에 대한 분석 조건

그림 5에 간섭을 분석하기 위한 MWR의 배치 조건을 나타내었다. 그림에서 간섭 MWR의 송신 안테나와 수직인 방향이 0° 방향이다. Θ와 표적은 0° 방향을 중심으로 ±90° 범위를 갖는다.

MWR들 사이의 거리 B, 각도 Θ에 따른 간섭 신호의 레벨을 분석하고, 간섭 상황에서 거리 A에 따라 MWR 1에서 표적의 탐지 가능 여부를 ISR(Interference to Signal Ratio)의 값에 따라 분석하였으며 그 결과들을 표 2에 나타내었다.



[그림 5] 간섭을 분석하기 위한 배치 조건

[표 2] 간섭 상황에서 표적 탐지의 가능성 분석

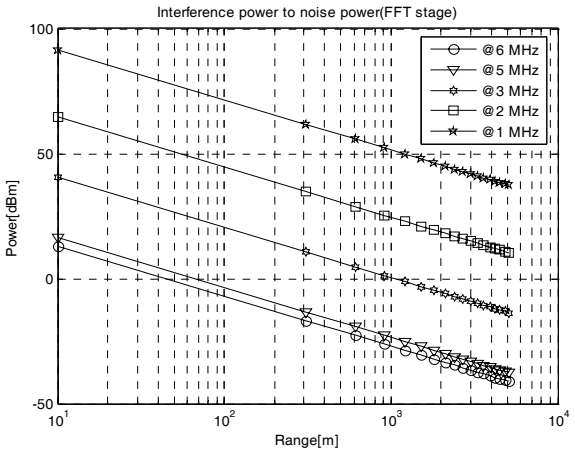
A	B	Θ	PI	P_{tgt}	ISR
500	500	0°~90°	-23.42~ -30.00	-101.40	77.98~ 71.40
500	1000	0°~90°	-29.44~ -36.02	-101.40	71.96~ 65.38
500	2000	0°~90°	-35.46~ -42.04	-101.40	65.94~ 59.36
1000	500	0°~90°	-23.42~ -30.00	-113.44	90.02~ 83.44
1000	1000	0°~90°	-29.44~ -36.02	-113.44	84~ 77.42
1000	2000	0°~90°	-35.46~ -42.04	-113.44	77.98~ 71.40
2000	500	0°~90°	-23.42~ -30.00	-125.48	102.06~ 95.48
2000	1000	0°~90°	-29.44~ -36.02	-125.48	96.04~ 89.46
2000	2000	0°~90°	-35.46~ -42.04	-125.48	90.02~ 83.44

4) 간섭 상황에서 표적의 탐지 가능성 분석

표 2로부터 PI는 간섭 신호의 전력, P_{tgt}는 표적의 전력, ISR은 간섭 대비 표적의 전력비이다.

간섭 MWR까지의 거리(B)가 2000m인 경우, MWR 1에서 수신된 전력은 표에서처럼 안테나의 각도(Θ)에 따라 -35.46~-42.04dBm이 된다. 설계된 MWR의 수신 단이 -52dBm에서 제한되므로 모든 간섭 전력이 수신기를 제한시킨다. 따라서 제한되지 않도록 간섭 펄스가 탐지된 모든 구간에서 감쇠 값을 조정해야 하지만, 조정하면 수신단의 동적 범위가 제한되어 간섭이 없는 상황에서 낮은 레벨의 표적은 소실되어 원거리의 표적은 탐지되지 않고 근 거리의 큰 표적만 탐지된다.

표로부터 ISR 값이 최소 59.36dB이기 때문에 그림 4에서 전 구간 간섭의 최대 점으로부터 59.36dB가 넘으려면 도플러 뱅크가 3개 지나야만 가능하다. 그러므로 전 구간 간섭이라면 주파수 편차에 의한 도플러 뱅크로부터 좌우로 3개씩, 총 6개의 도플러 뱅크 구간 내에 표적은 탐지가 불가능하다. 반면에 부분적인 간섭이라면 그림 4의 전체 도플러 영역에서 최대 점으로부터 59.36dB가 넘는 영역이 없으므로 표적은 탐지 불가능하다. 즉, 동일 주파수로 운용되는 경우, GVWS들이 2000m 이내의 근접 거리에서 운용된다면 부분적인 간섭의 경우 표적을 탐지할 수 없고, 전 구간 간섭의 경우 주파수 편차에 해당하는 도플러 뱅크를 전후한 영역에서 표적을 탐지할 수 없다.



[그림 6] 잡음 대비 간섭 신호 크기 비교

마. 채널 주파수 간격에 따른 간섭 분석

인접한 두 GVWS의 송/수신 안테나가 서로 마주보는 상황에서 안테나들의 배치 각도에 따라 GVWS들 간의 이격 거리를 구하였다. 그림 6은 식 (4)의 전력으로 수신한 간섭 신호에 FFT를 수행하여 얻은 잡음 대비 간섭 신호를 채널 주파수의 간격에 따라 비교하여 나타낸 것이며, 송신과 수신 안테나의 배치 각도가 0°인 마주보는 상황에서 비교하는 값들이다. 간섭 신호대 잡음비가 0dB 이상인 구간에서는 표적이 존재해도 간섭으로 인하여 CFAR(Constant False Alarm Rate)를 통과하면서 표적이 소실되는 구간이다.

채널 주파수, 송신과 수신 안테나의 배치 각도 차이에 의한 GVWS들간의 이격 거리를 표 3에 나타내었다. 표의 주파수로부터 아래에 있는 거리 이내에서 오인 탐지되고, 위에 있는 거리 이상 이격되어야 간섭없이 표적을 탐지할 수 있다.

[표 3] 채널 주파수 간격과 각도 차이에 의한 GVWS들 간의 최소 이격 거리[㎞]

각 도 / 주파수	0°	30°	45°	60°	90°
6㎒	0.044	0.038	0.031	0.023	0.011
	0.015	0.013	0.010	-	-
5㎒	0.068	0.058	0.044	0.033	0.017
	0.023	0.019	0.015	0.011	-
3㎒	1.1	0.86	0.72	0.53	0.22
	0.36	0.31	0.25	0.19	0.080
2㎒	20	16	12	9.5	4.2
	5.8	4.9	4.0	3.0	1.3
1㎒	380	320	260	190	82
	130	110	89	67	29

마. 소결론

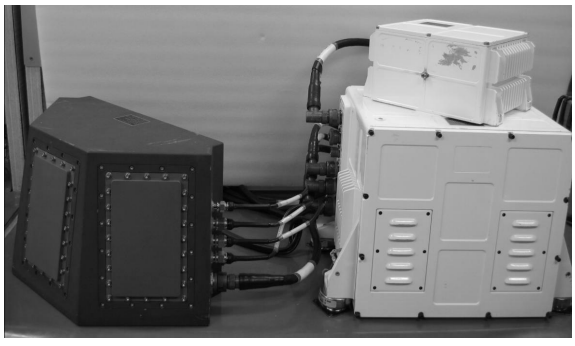
주파수 차이가 1㎒이고, 송신과 수신 안테나의 각도가 90°인 경우에도 82㎞ 이상 이격되어야만 간섭없이 표적을 탐지할 수 있고, 29㎞ 이내에서는 오인 탐지가 발생하므로 수백 m 이내에서 GVWS들이 운용

되는 조건에서 MWR은 동일 주파수의 운용이 절대 불가능하다.

3. 인접 채널들에 의한 간섭

그림 7의 MWR은 5㎒의 채널 간격을 갖는 여러 개의 채널(주파수)로 구성되며, 이 채널들로 펄스 신호를 송수신하여 표적을 탐지한다. 만약 임의의 GVWS에서 채널 2(MWR 2, f㎒)로 탐지 신호를 송신하면, 송신 신호 때문에 5㎒ 떨어진 채널 1(MWR 1, f-5㎒)이나 3(MWR 3, f+5㎒)은 채널 2의 부엽 스펙트럼 신호를 수신하고, MWR 1이나 3에서 수신된 채널 2의 부엽 스펙트럼은 mds 레벨을 넘을 수 있다. 이 신호는 거리와 안테나의 배치 각도에 따라 거짓 표적으로 오인 탐지되거나 CFAR 레벨을 상승시켜 정상적인 표적 탐지를 방해하는 간섭이 발생한다. 따라서 간섭을 방지하기 위하여 필터로 송신 펄스의 대역폭을 제한하게 되는데, 이것을 펄스 shaping [16]이라고 하며, 이 간섭의 억제 방법은 주파수 영역에서 간섭 제거 방법이다.

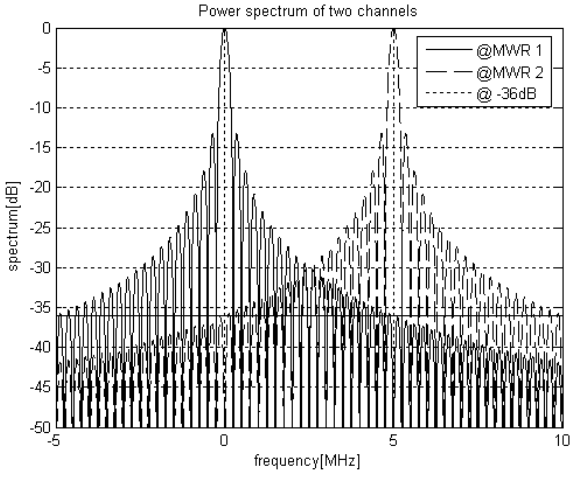
논문에서는 인접한 채널에 의하여 간섭을 일으키는 부엽의 수신 전력이 MWR의 mds 이하가 되도록 송신 펄스의 부엽을 필터로 최대한 억제하여 인접한 채널에 의한 주파수 간섭을 회피할 수 있는지를 확인한다.



[그림 7] 개발된 MWR 시스템

가. 인접한 채널의 간섭 발생 모델링

인접한 두 개의 채널들이 신호를 송신하면 그림 8과 같은 전력 스펙트럼을 갖는다. 그림에서 좌측(0㎒, 채널 2) 스펙트럼을 갖는 레이더를 MWR 1, 우측(5㎒, 채널 3) 스펙트럼을 갖는 레이더를 MWR 2로 정의한다. MWR 1이 채널 2(f㎒)로 송신했을 때 채널 3의 주파수 위치인 f+5㎒ 스펙트럼에서 보면 채널 3으로 송신하는 경우에 비하여 채널 2의 부엽으로 송신한 전력이 36dB 만큼 낮다. 송신과 수신 안테나의 입사각까지 고려한 전력 차이의 값(P_{diff})은 식 (6)이 되고, 범위는 36~42.67dB이다. MWR 1에서 채널 2로 송신했지만, 채널 2의 부엽 때문에 채널 3으로 P_{diff}dB 만큼 작은 전력으로 송신한 것과 같다. 따라서 MWR 2에서 보면, MWR 2의 채널 3에 의한 반사 신호와 MWR 1(채널 2)의 부엽에 의한 반사 신호가 동시에 입력되는데 MWR 1의 반사 신호 때문에 간섭이 발생한다.



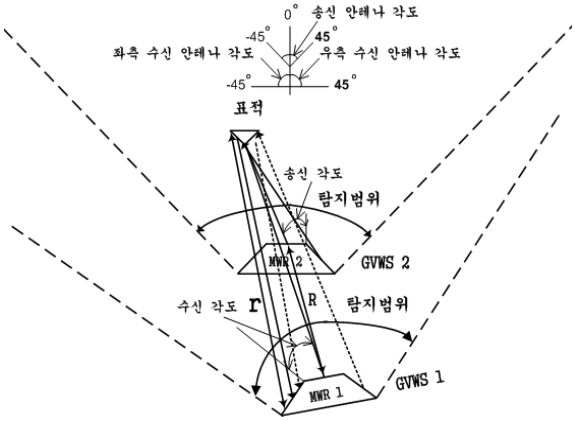
[그림 8] 인접한 두 MWR들 사이의 전력 스펙트럼

$$P_{diff} = 36 + [G_{t2}(0) - G_{t2}(\text{송신각도})] + [G_{r1}(0) - G_{r1}(\text{수신각도})] \quad (6)$$

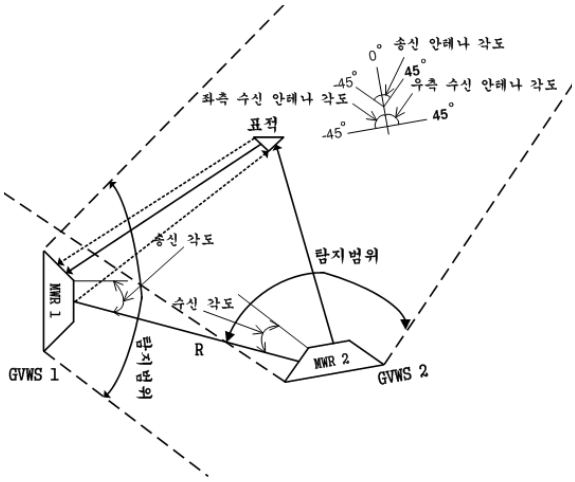
이때 G_{t2}은 방위각에 따른 MWR 2의 송신 안테나 이득, G_{r1}는 방위각에 따른 MWR 1의 수신 안테나 이득이다. 송신 각도는 송신 안테나에 수직 방향일 때 0°가 되고, 수신 각도는 수신 안테나에 수직 방향일 때 0°가 된다. 표 4에 실제 제작된 방위각별 안테나의 이득을 나타내었다.

[표 4] 제작된 안테나 모듈의 방위각별 이득[dB]

방위각	이득	방위각	이득	방위각	이득
-45°	5.3645	-5°	8.0376	15°	7.9376
-35°	6.5021	0°	8.2066	25°	7.2747
-25°	7.2208	5°	8.1849	35°	6.1033
-15°	7.7247	-	-	45°	4.8712



[그림 9] 간접 간섭의 발생 모델



[그림 10] 직접 간섭의 발생 모델

그림 9는 간접 간섭 발생 모델, 그림 10은 직접 간섭 발생 모델을 나타내었는데, MWR이 장착된 GVWS들의 근거리 운용 조건에서 간섭 상황은 빈번하게 발생한다. 그림 9와 10의 경우, MWR 1에 의해서 표적이 탐지(점선)되지만, MWR 2에 의한 간섭(부엽) 신호에 의해서도 거짓 표적이 탐지(실선)되는 원하지 않는 간접 간섭이 발생한다. 또한 그림 10의 경우, MWR 1에서 송신한 신호가 바로 MWR 2에 수신되는 직접 간섭도 일으킨다. MWR 1과 2 사이의 거리 R이 가까울수록 간섭 신호가 강해지기 때문에 거리에 따라서 인접한 채널에 의한 간섭의 영향을 분석한다.

나. 필터에 의한 손실

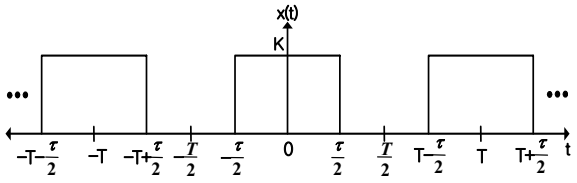
펄스 도플러 레이더는 펄스 변조된 신호를 송신하여 표적으로부터 반사된 신호의 도플러 성분을 도플러 필터 뱅크라고 부르는 여러 개의 대역 통과 필터를 통과시켜 필터 뱅크에 해당하는 속도를 검출한다[17,18]. MWR은 이러한 펄스 도플러 방식으로 제작하였다.

주파수 간섭을 회피하기 위하여 펄스 shaping 필터(PSF : Pulse Shaping Filter)로 부엽 레벨을 억제하면, 시간 영역에서는 펄스 shaping이 발생한다. PSF에 의해 억제된 전력으로 인하여 줄어든 탐지 거리가 최대 탐지 거리에서 거리 정확도의 50%를 넘지 않도록 선택하면, 감소된 전력은 0.35dB가 된다.

그림 11에 시간 영역에서 MWR의 송신 파형인 주기적인 구형파 펄스를 나타내었고, 펄스 특성을 분석하기 위해 이 주기적인 펄스를 퓨리에 변환하면[11], 시간과 주파수 영역으로 변환된 식 (7)과 (8)을 얻는다[10].

$$X_n = \frac{K\tau}{T} sinc(nf_0\tau) \tag{7}$$

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{K\tau}{T} sinc(nf_0\tau) \right] e^{j2\pi n f_0 t} \tag{8}$$



[그림 11] 시간 영역에서 MWR의 송신 펄스 파형

그림과 같은 주기적인 구형파 펄스 x(t)의 평균 전력을 전체 주파수 영역에서 구하면, 식 (9)와 같다.

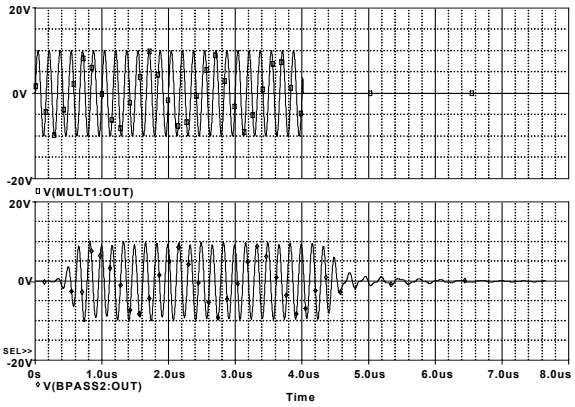
$$P = X_0^2 + 2\sum_{n=1}^{\infty}|X_n|^2 \tag{9}$$

식 (9)로부터 n의 값을 제한하면, 그림 12와 같은 shaping된 파형을 얻을 수 있으며, 대역이 제한된 펄스의 평균 전력을 구할 수 있다. PSF의 대역폭이 1㎒이므로 -0.5~0.5㎒의 전력을 구하면, 식 (11)과 같다.

$$n = \frac{f_{BW}}{2f_0} = \frac{f_{BW}}{2} \times T \tag{10}$$

$$P_{limited} = X_0^2 + 2\sum_{n=1}^{13}|X_n|^2 \tag{11}$$

이때 펄스의 주기인 T(26㎲)와 PSF의 대역폭인 f_{BW}(1㎒)을 대입하면 n을 구할 수 있고, 정수이므로 13이 된다.



[그림 12] 원래의 펄스와 shaping 펄스의 모양

전체 대역과 제한된 대역에 대한 평균 전력은 설계된 파형의 파라미터들(K=10V, τ=4㎲)을 식 (9)와 (11)에 대입하면, 각각 P=11.47dB, $P_{limited}$=11.22dB가 된다. 따라서 PSF에 의한 손실은 두 전력의 차이이며 크기는 0.25dB이므로 제한치인 0.35dB보다 작고, 최대 탐지 거리가 39.69m 감소하기 때문에 이 PSF를 이용하여 인접 주파수 간섭을 해소할 수 있다.

다. PSF로 요구되는 감쇠 레벨

인접한 MWR에서 수신된 전력은 식 (5)로부터 구할 수 있다. 식 (5)에 P_{t2}는 50dBm, G_{t1}과 G_{r1}은 8.2 dB, L_{SYS}는 2.7dB를 대입하여 식 (12)를 구한다. 따라서 이 값들을 이용하여 인접한 채널에서 송신된 전력이 얼마나 수신되는지를 식 (13)으로 구할 수 있으며, 거리 R에 따라 구한 결과를 표 5에 나타내었다.

$$P_i = 30.058 - 20\log(R) \tag{12}$$

$$\begin{aligned} P_{iadj} &= P_i - P_{diff} \\ &= 30.058 - 20\log(R) - P_{diff} \end{aligned} \tag{13}$$

PSF의 억제 레벨은 식 (14)로부터 얻을 수 있고, 표 5에 PSF로 억제해야 할 인접 주파수의 전력(SA_{dB})을 나타내었으며 인접 채널에 의해 발생한 간섭을 해소하기 위한 레벨 감쇠 블록도를 그림 13에 나타내었다.

$$SA_{dB} \geq P_{iadj} - P_{mds} \tag{14}$$

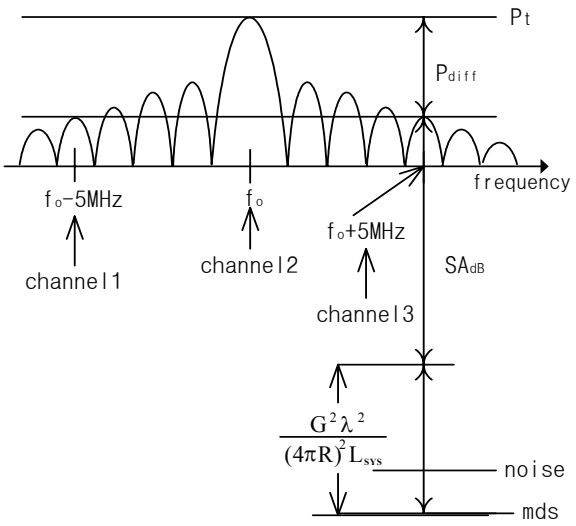
이때 P_{mds}는 mds 전력이고 -130dBm이다.

그림 9와 10으로부터 MWR들의 인접한 채널에 의해 발생한 간섭을 억제하기 위한 최소 이격 거리 R은 식 (15)로 구할 수 있다.

[표 5] 간섭 전력(P_{iadj})과 억제 레벨(SA_{dB})

R[m]	R[dB]	P_{iadj}[dBm]	SA_{dB}[dB]
30	14.8	-35.5 ~ -42.2	94.5 ~ 87.8
40	16.0	-37.9 ~ -44.6	92.1 ~ 85.4
50	17.0	-39.9 ~ -46.6	90.1 ~ 83.4
60	17.8	-41.5 ~ -48.2	88.5 ~ 81.8
70	18.5	-42.9 ~ -49.6	87.1 ~ 80.4
80	19.0	-43.9 ~ -50.6	86.1 ~ 79.4
100	20.0	-45.9 ~ -52.6	84.1 ~ 77.4

$$R^2 \geq \frac{P_{t1} G_{t1} G_{r2} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{mds} L_{SYS} SA_{dB} P_{diff}} \quad (15)$$



[그림 13] 간섭에 대한 레벨 감쇠 블록도

그림 14에 요구되는 필터의 주파수 간섭 억제 특성을 나타내었다. PSF의 감쇠 특성을 고려($SA_{dB} \fallingdotseq 88.5$ dB)하여 MWR 사이의 거리를 60m 이상 유지하면, 인접한 채널에 의한 주파수 간섭을 회피할 수 있다. 또한 거리 R은 식 (16)으로 구할 수 있다.

$$R \geq 10^{\frac{160.058-(SA_{dB}+P_{diff})}{20}} \quad (16)$$

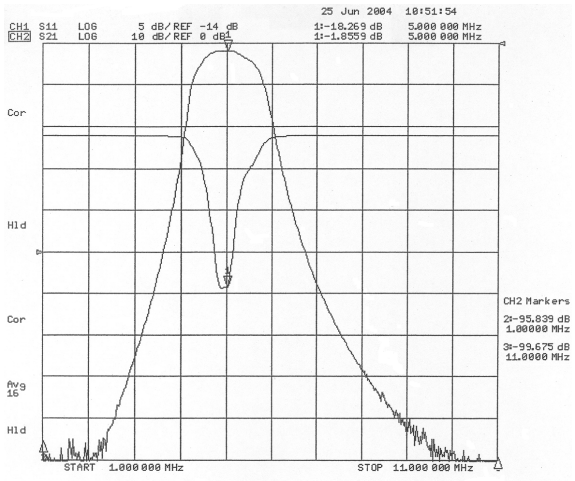
라. 간섭에 의한 탐지 확률 및 오경보율

수신기 초단에서 간섭에 의해 수신된 전력 P_{iadj}는 식 (13), 수신기 IF(Intermediate Frequency) 단에서 전력 P_{IF}는 식 (17), 신호처리를 수행한 탐지 단에서 간섭에 의해 수신된 전력 S_i는 식 (18)과 같다.

$$P_{IF} = P_{iadj} - SA_{dB} - L_{SYS} \quad (17)$$

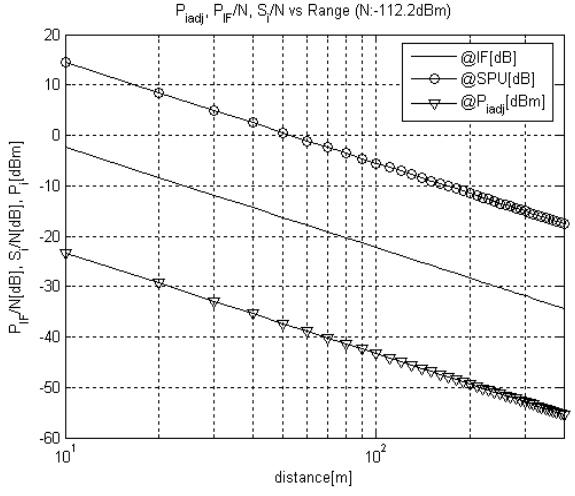
$$S_i = P_{IF} + 10\log(N) - L_{SPU} - L_{noncoherent} \quad (18)$$

이때 10log(N)은 신호처리의 이득, N은 송신 펄스의 개수, $L_{noncoherent}$는 간섭에 의해 동기가 맞지 않아서 생긴 손실, L_{SPU}는 신호 처리의 손실이다.



[그림 14] 요구되는 PSF의 주파수 특성

식 (18)에 L_{SPU}는 6.3dB, N은 2048과 $L_{noncoherent}$는 10dB를 대입하면, 수신기 초단의 전력, 수신 IF와 FFT 수행 후의 INR(Interference to Noise Ratio) 값을 구할 수 있고 결과를 그림 15에 나타내었으며, INR 값은 식 (19)와 같다.[15] 그림으로부터 60m 이상(INR <0dB)이면, 간섭이 잡음 아래에 묻혀서 오인 탐지가 발생하지 않고, CFAR 레벨도 상승시키지 않는다. 그러나 20m 이내(INR>9.36dB)에서는 오인 탐지가 발생되고, 20~60m(0<INR<9.36dB)에서는 CFAR 레벨을 상승시킨다.



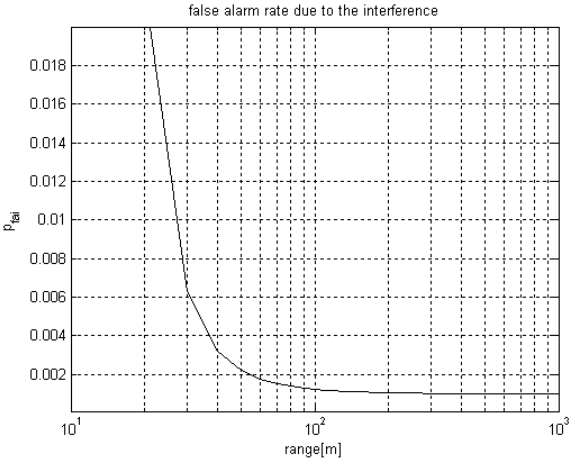
[그림 15] 거리에 따른 간섭대 잡음비

$$INR = \frac{S_i}{N} \tag{19}$$

탐지 단에서 거리별로 간섭에 의해 발생하는 오경보율 P_{fai}는 식 (20)과 같고, 결과는 그림 16에 나타내었다. 거리가 멀어질수록 INR 값이 작아져서 간섭 펄스에 의한 오경보율은 시스템 오경보율이 된다. 또한 거리별로 간섭에 의한 탐지 확률 P_{di}는 식 (21)과 같다.[19]

$$P_{fai} = \exp\left(\frac{\ln(P_{fa})}{1+10^{\frac{INR-9.36}{10}}}\right) \tag{20}$$

$$P_{di} = \left(1+\frac{(P_{fai})^{-\frac{1}{M}}-1}{1+\left(\frac{S}{N}\right)}\right)^{-M} \tag{21}$$



[그림 16] 간섭 거리에 따른 오경보율

이때 P_{fa}는 MWR의 시스템 오경보율이고, 크기는 10^{-3}이다. M은 CFAR에 의한 평균 셀의 ½이며 값은 16이고, S/N 비는 10.49dB이다.

시뮬레이션 결과를 분석해 보면, 인접 채널에 의한 간섭은 요구된 주파수 특성을 만족하는 PSF를 이용하여 간섭을 감쇠시키고, GVWS를 60m 이상 이격시키면 간섭없이 독립 운용이 가능하다.

4. 맺음말

지상 전투 차량인 GVWS에 장착된 MWR의 동일 주파수와 인접 주파수에 의해 발생하는 간섭에 대하여 분석하였다. 첫 번째 MWR의 동일 주파수는 독립 운용이 불가능하다. 두 번째 인접 채널에 의한 간섭은 요구된 규격의 PSF를 사용하고, GVWS를 60m 이상 이격시켜 운용하면 해소되기 때문에 MWR은 서로 간섭없이 독립 운용이 가능하다. 앞으로 동종 레이더의 송신기로부터 발생되는 열잡음에 의한 간섭에 대한 연구가 추가적으로 진행되어야 한다.

참 고 문 헌

[1] Richard T. Lord, “Radio Frequency Interference Suppression Applied to Synthetic Aperture Radar Data”, XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science, USRI 2005, New Delhi, India, Oct. 2005.

[2] Hao Zhou, Biyang Wen, and Shicai Wu, “Dense Radio Frequency Interference Suppression in HF Radars”, IEEE Signal Processing Letters, Vol. 12, pp. 361~364, May 2005.

[3] P. A. Fridman and W. A. Baan, “RFI mitigation methods in radio astronomy”, Astronomy and Astrophysics, pp. 327~344, Aug. 2001.

[4] Kai-Bor Yu and David J. Murrow, “Adaptive Digital Beamforming for Preserving Monopulse Target Angle Estimation Accuracy in Jamming”, Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, 2000. Proceedings of the 2000 IEEE, pp. 454~458, March 2000.

[5] Richard T. Lord and Michael R. Inggs, “Efficient RFI Suppression in SAR using LMS Adaptive Filter with Sidelobe Suppression Integrated with the Range-Doppler Algorithm”,

Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1999, IGARSS '99 Proceedings. IEEE 1999 International, Vol. 1, pp. 574~576, June 1999.

[6] Takeharu Kohri, "An Interference Suppressor for CW and Narrow-Band Signals Using Filter Bank on CDMA Communications", Spread Spectrum Techniques and Applications, 1994, IEEE ISSSTA 1994, IEEE Third International Symposium on, pp. 521~525, July 1994.

[7] N. Ahmed, A. Webster, "On an Adaptive Noise Cancellation Application for Radar", IEEE transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, No. 6, pp. 1654~1655, Dec. 1986.

[8] Zoubir Irahhauten, Alex Yarovoy, Gerard J. M. Janssen, Homayoun Nikookar and Leo P. Ligthart, "Suppression of Noise and Narrow-band Interference in UWB Indoor Channel Measurements", ultrawide-band, 2005, ICU 2005, 2005 IEEE international conference, pp. 108~112, Sept. 2005.

[9] Christopher T. Allen, Shadab N. Mozaffar, Torry L. Akins, "Suppressing Coherent Noise in Radar Applications With Long Dwell Times", IEEE geoscience and remote sensing letters, Vol. 2, No. 3, pp. 284~286, July 2005.

[10] Darwish A. El-Aziz, "Experimental Investigation of Radar Interference", Circuits and Systems, 1992. Proceedings of the 35th Midwest Symposium on, pp. 161~169, Aug. 1992.

[11] Bassem R. Mahafza, Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB, Chapman & Hall/CRC, 2000.

[12] Byron Edde, RADAR principles, technology, applications, Prentice Hall, 1993.

[13] Morris G., Harkness L., Airborne pulsed Doppler radar, Artech House, Boston-London, 1996.

[14] Rajesh Saini, M. Cherniakov, V. Lenive, "Direct Path Interference Suppression in Bistatic System : DTV Based Radar", Radar Conference, 2003. Proceedings of the International, pp. 309~314, Sept. 2003.

[15] James T. Caldwell, Forward looking radar : interference modeling, characterization, and suppression, Air Force Institute of Technology, Wright-Patterson Air Force Base, Ohio, march 2004.

[16] 박규철, 이종민, 고속/소형 표적 탐지센서 송수신기 설계 II(시험개발), 국방과학연구소, GSDC-417-030161, 2003년 2월.

[17] Skolnik, M. I., Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill Book Company, USA, 3rd edition 2001.

[18] Morris G., Harkness L., Airborne pulsed Doppler radar, Artech House, Boston-London, 1996.

[19] Fred E. Nathanson, Patrick J. Reilly, Marvin N. Cohen, Radar Design Principles : signal processing and the environment, 2nd McGraw-Hill, Jan. 1991.