

VHF 데이터통신 통달거리 예측 연구

A Study on Estimation of VHF Datalink Range

이영중* **김인선*** **박주래***
 Lee, Young-Joong Kim, In-Seon Park, Joo-Rae

ABSTRACT

An Estimation of VHF datalink range for EW(Electronic Warfare) equipment in the sea environment was studied to predict the datalink range between transmitting and receiving station. We consider refraction and reflection in addition to the basic radar equation. The reflection especially includes propagation factor in case of spherical earth as well as flat earth. The estimation result can predict the real datalink range within 5% error.

주요기술용어(주제어) : Datalink Range(데이터통신 통달거리), Refraction(굴절), Reflection(반사), Propagation Factor(전파 요소)

1. 머리말

최근 전자전장비는 데이터링크 기능을 보유하도록 개발되고 있으며 이에 따라 송수신기간의 데이터링크 통달거리 측정이 필요 하다. 하지만 송수신 플랫폼의 운용 제한에 따라 각 고도별 시험을 수행할 수 없으므로 송수신국 고도 및 재원들에 의한 통달거리가 예측 가능하여야 한다.

정확한 데이터링크 통달거리를 예측하기 위해서는 기존에는 해상환경의 데이터링크 통달거리를 단순히 전파 가시선의 80~90% 수준으로 예측하거나 또는 통신기 제작사의 특정 고도에 대한 데이터링크 통달거리 제시 데이터로 국한되었다^[1~3].

데이터링크 통달거리를 이론적으로 예측하는 논문

들은 기존에 많이 발표되었으나 작은 플랫폼에 의한 안테나 이득을 정확히 예측할 수 없었고 시험 결과와 비교된 논문은 극히 제한적이며 그 중 평면 지구 모델의 반사를 고려한 시험 결과가 주종을 이루었다^[4].

본 논문은 이론적인 데이터링크 통달거리 예측치를 구하기 위하여 레이더 방정식에 기존 논문에서의 많은 고려 요소 중 통달거리에 가장 큰 영향을 미치는 굴절, 반사 및 채널코딩 이득만을 고려하였다. 또한 반사는 평면 뿐만 아니라 곡률 지구에 대해서도 전파 요소를 고려하였다. 주파수는 30, 72, 88MHz 수직편파에 대해 60, 200, 500, 1000ft 송신국 안테나 고도와 52, 64ft 수신국 안테나 고도의 경우에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시험결과 평면 반사 요소보다 곡률 반사 요소를 적용하였을 경우 더 정확한 예측이 가능하였으며 이 예측치는 시험 측정치와 비교하였을 때 5% 이내 오차로 예측 가능성을 확인하였다^[5,6].

† 2008년 10월 9일 접수~2008년 11월 28일 게재승인

* 국방과학연구소(ADD)

주저자 이메일 : youngcenter@add.re.kr

2. 데이터링크 통달거리 예측

가. 자유공간 전파

자유공간에서의 SNR(Signal to Noise Ratio)은 식 (1)과 같다^[4].

$$SNR = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \frac{1}{L_t L_r L_a} \frac{1}{k T B F} \frac{1}{M} \quad (1)$$

본 논문의 데이터링크 체계에는 Convolution-Viterbi 채널코딩을 적용하여 식 (1)은 식 (2)와 같이 적용하였다.

$$SNR = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \frac{1}{L_t L_r L_a} \frac{1}{k T B F} \frac{1}{M} G_c \quad (2)$$

여기서 P_t 는 송신기 출력, G_t 는 송신 안테나 이득, G_r 는 수신 안테나 이득, λ 는 파장, R 은 송수신기 간 거리, L_t 는 송신 케이블 손실, L_r 은 수신 케이블 손실, L_a 는 대기 손실 포함 안테나패턴 손실, k 는 볼츠만 상수(1.38054×10^{-23}), T 는 온도, B 는 수신 대역폭, F 는 잡음지수(Noise Figure), M 는 고품질 데이터통신을 위한 마진, G_c 는 채널코딩 이득이다.

나. 굴절(Refraction)

전자파는 자유공간에서 직진하지만 지구 대기에 의해 굴절하게 되어 지구 반경은 식 (3)과 같이 실제 지구 반경(r_o)의 4/3배에 해당하는 유효 지구 반경(r_e)으로 표시할 수 있다. 대기의 조건에 의해 굴절이 심해지는 현상을 덕팅(Ducting)이라하며 더운 여름 바다 표면에서 덕팅 현상이 많이 발생한다^[7,8].

$$r_e = \frac{4}{3} r_o \quad (3)$$

다. 반사(Reflection)

레이더파가 지구 표면으로부터 반사될 때 진폭은 감쇄하고 위상은 변경된다.

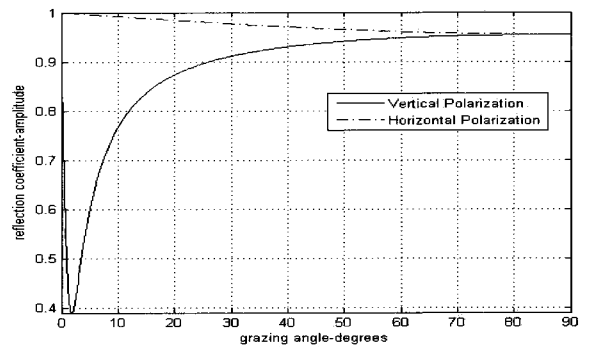
수직과 수평 반사계수(Reflection Coefficient)는 각각 식 (4), (5)와 같으며 입사각(ψ_g), 유전상수(ϵ) 및

주파수에 의존한다. 유전상수(ϵ)는 식 (6)과 같이 표현되며 상온의 해상환경에서 절대 유전상수(ϵ_r)는 80이고 도전율(σ)은 4이며 72MHz 주파수에 대한 반사계수의 진폭과 위상 특성은 각각 그림 1과 같다^[9,10]. 반사계수는 그림 1에서와 같이 송수신국의 거리가 멀어 입사각이 0에 근접할 경우 직접파와 유사한 진폭의 위상이 반전된 신호가 발생하므로 데이터링크 통달거리를 감소하는 요인이 된다.

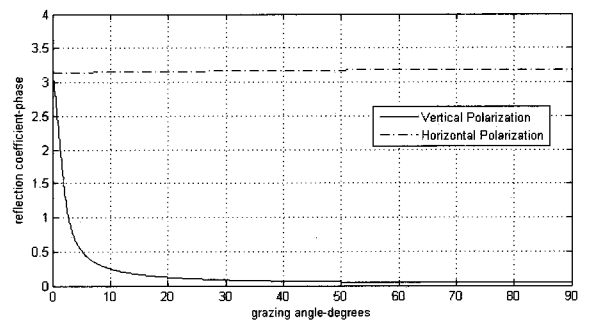
$$\Gamma_v = \frac{\epsilon \sin \psi_g - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi_g}}{\epsilon \sin \psi_g + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi_g}} \quad (4)$$

$$\Gamma_h = \frac{\sin \psi_g - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi_g}}{\sin \psi_g + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi_g}} \quad (5)$$

$$\epsilon = \epsilon_r - j60\lambda\sigma \quad (6)$$



(a) 상온 해상환경의 반사계수 진폭 특성(72MHz)



(b) 상온 해상환경의 반사계수 위상 특성(72MHz)

[그림 1] 상온 해상환경의 반사계수 특성

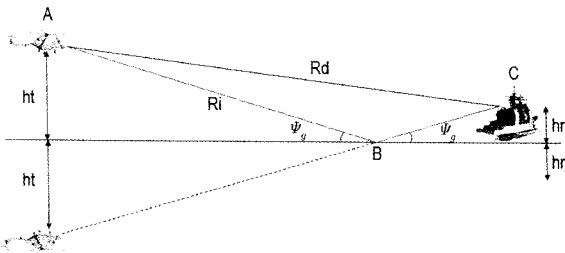
라. 전파 요소(Propagation Factor)

전파 요소는 자유공간이 아닌 조건에서 전파 전파를 설명하는데 이용되는 요소로서 식 (7)과 같이 표현된다. 해수면 근처에서는 다중경로에 의한 전파가 전파 요소에 지배적인 영향을 준다.

$$F = \left| \frac{E}{E_0} \right| \tag{7}$$

E 는 매질이 존재하는 경우의 전계이며 E_0 는 자유공간의 전계이다.

다중경로 전파를 평면 지구와 곡률 지구에 대해 고려하자. 우선 그림 2와 같이 평면 지구를 가정하자. 송신국 안테나의 고도가 h_t , 수신국 안테나의 고도가 h_r 이고 입사각이 ψ_g 일 때 통신기의 송신 에너지는 직접경로 $R_d(A-C)$ 와 간접경로 $R_i(A-B-C)$ 에 의해 수신 안테나에 전달된다.



[그림 2] 평면 지구에서의 전파 전파

두 경로의 거리 차와 위상 차는 각각 식 (8), (9)와 같다.

$$\Delta R = R_i - R_d \tag{8}$$

$$\Delta \Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \tag{9}$$

식 (10)과 같은 반사계수에 의해 반사 시 크기와 위상이 변경되고 수신 안테나 이득이 작으므로 간접경로 신호의 크기는 직접경로 신호의 크기보다 작다.

$$\Gamma = \rho e^{j\phi} \tag{10}$$

ρ 는 1이하이고 ϕ 는 표면 거칠기에 따른 간접경로 신호의 위상 변이이다. 직접경로 신호(E_d)와 간접경로 신호(E_i) 및 두 신호의 합(E)은 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} E_d &= e^{j\omega_0 t} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} R_d} \\ E_i &= \rho e^{j\phi} e^{j\omega_0 t} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} R_i} \\ E &= e^{j\omega_0 t} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} R_d} \left(1 + \rho e^{j(\phi + \frac{2\pi}{\lambda}(R_i - R_d))} \right) \end{aligned} \tag{11}$$

식 (11)에 의해서 식 (7)은 식 (12)와 같이 표현된다.

$$F = \left| \frac{E_d + E_i}{E_d} \right| = |1 + \rho e^{j\phi} e^{j\Delta\Phi}| = |1 + \rho e^{j\alpha}| \tag{12}$$

여기서 $\alpha = \Delta\Phi + \phi$ 이고 식 (12)를 오일러 정리를 적용하면

$$F = \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \alpha} \tag{13}$$

그림 2의 평면 지구의 경우 R_d 와 R_i 를 이항정리를 적용하면 식 (14)와 같으며 ΔR , $\Delta\Phi$ 는 식 (15), (16)과 같다.

$$R_d = \sqrt{R^2 + (h_t - h_r)^2} \approx R + \frac{(h_t - h_r)^2}{2R} \tag{14}$$

$$R_i = \sqrt{R^2 + (h_t + h_r)^2} \approx R + \frac{(h_t + h_r)^2}{2R}$$

$$\Delta R = R_i - R_d \approx \frac{2h_t h_r}{R} \tag{15}$$

$$\Delta \Phi \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda R} \tag{16}$$

송신국의 고도에 거리가 매우 크기 때문에 반사계수(Γ)가 -1인 입사각이 0으로 가정하면 이 표면으로부터 반사된 신호는 어떠한 진폭 손실도 없이 180°의 위상 변이를 유발함을 의미하며 전파 요소 제공은 식 (17)과 같다. 전파 요소의 제공은 전파가 전파될 때 손실 항목으로 추가되며 수신 신호의 레벨은 식

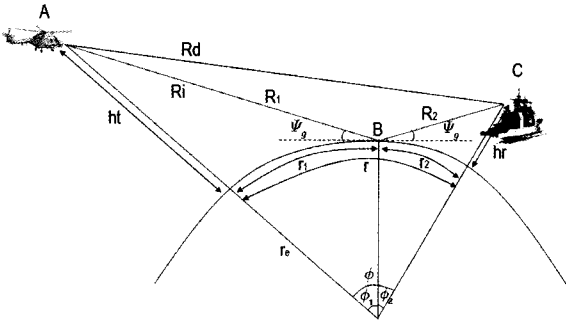
(18)과 같이 표현된다^[11].

$$F^2 = 2 - 2\cos\Delta\Phi = 4\left(\sin\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda R}\right)^2 \quad (17)$$

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 4\left(\sin\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda R}\right)^2 \quad (18)$$

다중경로 전파에 대한 통신기의 송신 성능의 영향을 좀 더 정확히 모델화하려면 평면 대신 곡률 지구를 고려해야 한다. 그림 3과 같이 곡률 지구를 가정하자. 곡률 지구를 고려할 때 전자파는 대기 굴절로 굽은 경로를 진행한다. 앞에서 언급했듯이 가장 일반적으로 사용되는 대기 굴절 영향에 대한 접근은 식 (3)과 같이 실제 지구를 전자파가 직선으로 진행하는 가상의 지구로 대체하는 것이다.

그림 3의 직접경로 R_d (A-C)와 간접경로 R_i (A-B-C)의 차로부터 식 (19)를 유도할 수 있으며 r_1 에 대해 풀면 식 (20)을 얻을 수 있다^[12]. 또한 $\triangle ABO$ 와 $\triangle BOC$ 로부터 식 (21), (22)와 같이 R_1 , R_2 , R_d 및 ΔR , Ψ_g 를 구할 수 있다.



[그림 3] 곡률 지구에서의 전파 전파

$$2r_1^3 - 3rr_1^2 + (r^2 - 2r_e(h_r + h_t))r_1 + 2r_e h_r r = 0 \quad (19)$$

$$r_1 = \frac{r}{2} - p \sin \frac{\xi}{3}$$

$$p = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{r_e(h_t + h_r) + \frac{r^2}{4}} \quad (20)$$

$$\xi = \sin^{-1} \left(\frac{2r_e r (h_t - h_r)}{p^3} \right)$$

$$R_1 = \sqrt{h_t^2 + 4r_e(r_e + h_t) \left(\sin \frac{\phi_1}{2}\right)^2}$$

$$R_2 = \sqrt{h_r^2 + 4r_e(r_e + h_r) \left(\sin \frac{\phi_2}{2}\right)^2} \quad (21)$$

$$R_d = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + 4(r_e + h_t)(r_e + h_r) \left(\sin \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right)^2}$$

$$\Delta R = \frac{4R_1 R_2 (\sin \Psi_g)^2}{R_1 + R_2 + R_d} \quad (22)$$

$$\Psi_g = \sin^{-1} \left(\frac{2r_e h_t + h_t^2 - R_1^2}{2r_e R_1} \right)$$

전파 요소가 고려된 레이더 방정식은 식 (23)과 같으며 식 (17)의 유도과정과 동일한 가정을 할 경우 전파 요소는 식 (24) 같이 표현할 수 있으며 수신 신호의 레벨은 식 (25)와 같이 표현된다^[13].

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 (1 + \rho^2 + 2\rho \cos \alpha)^2 \quad (23)$$

$$F^2 = 2 - 2\cos\Delta\Phi = 4\left(\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \frac{4R_1 R_2 (\sin \Psi_g)^2}{R_1 + R_2 + R_d}\right)\right)^2 \quad (24)$$

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 4\left(\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \frac{4R_1 R_2 (\sin \Psi_g)^2}{R_1 + R_2 + R_d}\right)\right)^2 \quad (25)$$

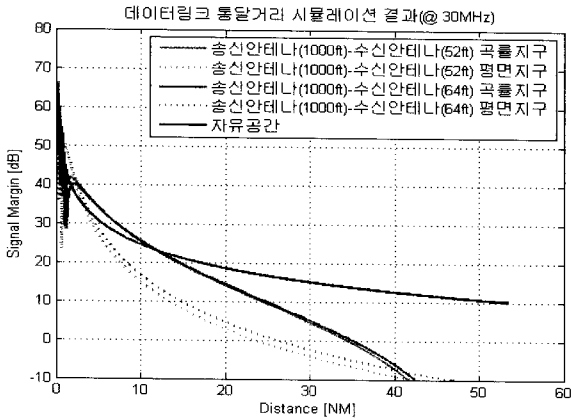
3. 데이터링크 통달거리 시뮬레이션 및 시험

가. 시뮬레이션

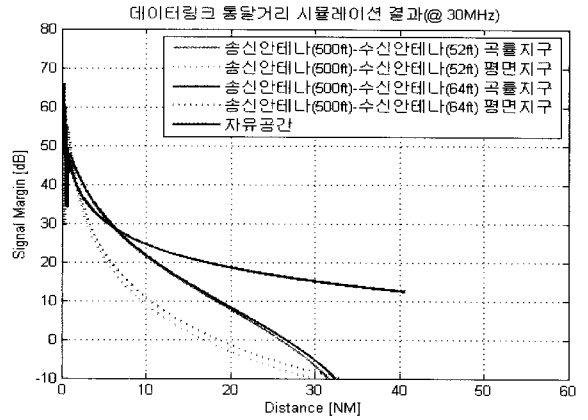
데이터링크 통달거리는 표 1, 그림 4, 5, 6, 7과 같이 30, 72, 88MHz 주파수에 대하여 송신국 송신안테나 고도(60, 200, 500, 1000ft)와 수신국 수신안테나 고도(52, 64ft) 별로 자유공간, 평면지구 모델, 곡률지구 모델에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다. Pr은 수신감도이다.

나. 데이터링크 통달거리 시험

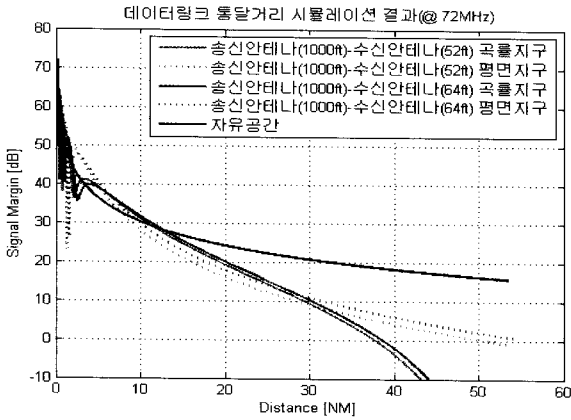
데이터링크 통달거리 시험은 표 1과 동일한 송신



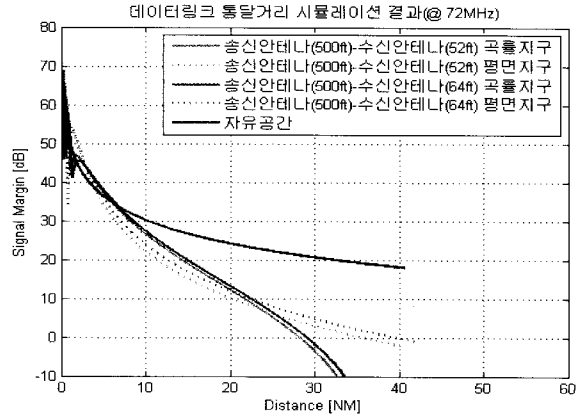
(a) 주파수 30MHz



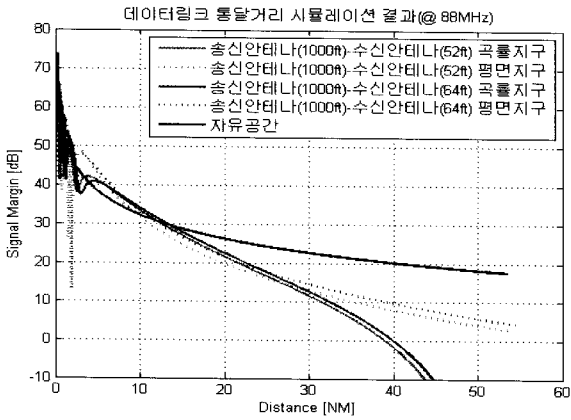
(a) 주파수 30MHz



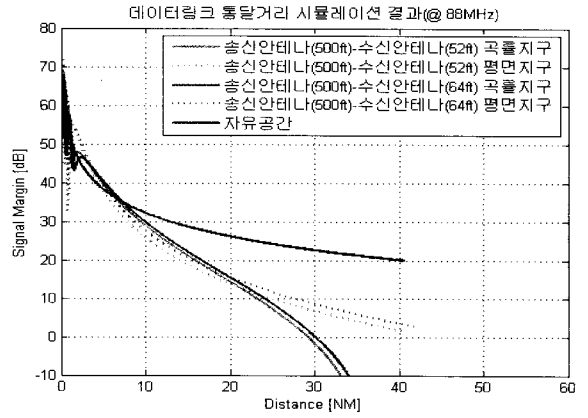
(b) 주파수 72MHz



(b) 주파수 72MHz



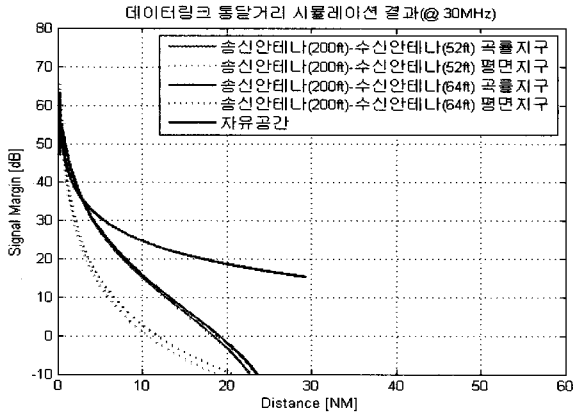
(c) 주파수 88MHz



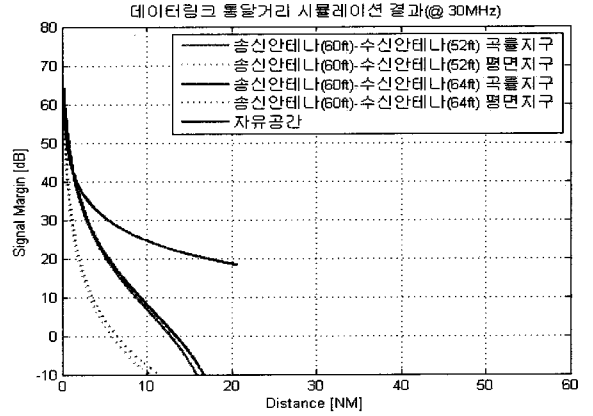
(c) 주파수 88MHz

[그림 4] 데이터링크 통달거리 시뮬레이션(송신안테나 고도 1000ft)

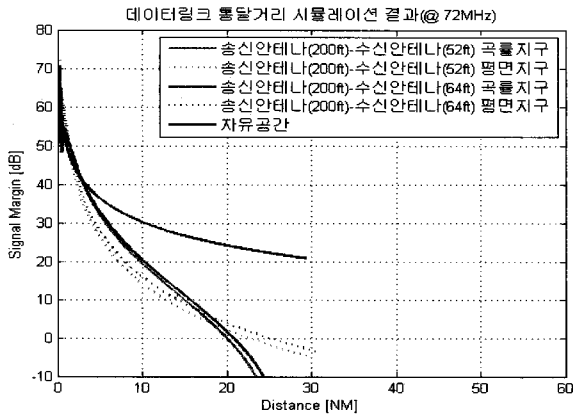
[그림 5] 데이터링크 통달거리 시뮬레이션(송신안테나 고도 500ft)



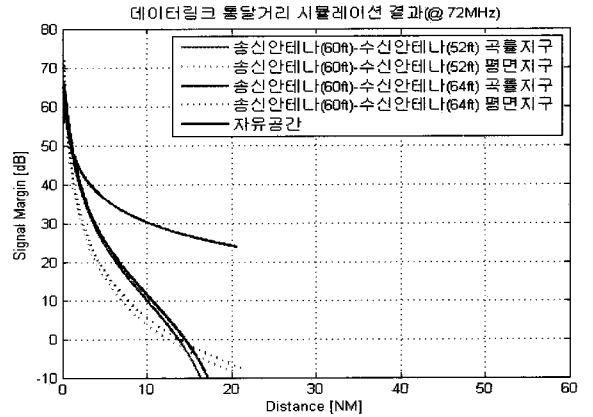
(a) 주파수 30MHz



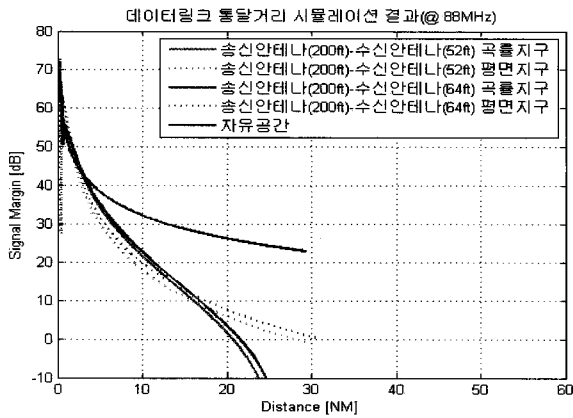
(a) 주파수 30MHz



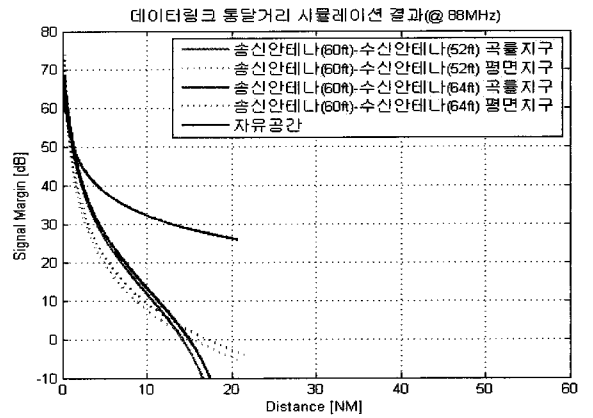
(b) 주파수 72MHz



(b) 주파수 72MHz



(c) 주파수 88MHz



(c) 주파수 88MHz

[그림 6] 데이터링크 통달거리 시뮬레이션(송신안테나 고도 200ft)

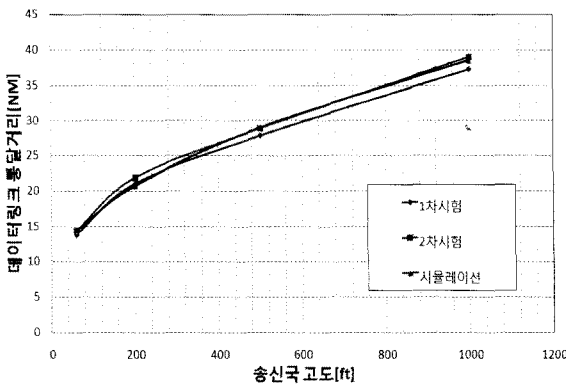
[그림 7] 데이터링크 통달거리 시뮬레이션(송신안테나 고도 60ft)

[표 1] 시물레이션 제원

	30MHz	72MHz	88MHz
Pt[dBm]	40	40	40
Gt[dBi]	-25	-12	-10
Gr[dBi]	-4.5	-3.5	-1.5
Lt[dB]	0.2	0.26	0.28
Lr[dB]	2.4	3.12	3.39
La[dB]	1	1	1
M[dB]	6	6	6
Gc[dB]	4	4	4
Pr[dBm]	-115	-115	-115

[표 2] 통달거리 예측 오차

	송신국 고도			
	60ft	200ft	500ft	1000ft
1차 시험	4.57%	-1.29%	4.17%	3.35%
2차 시험	0.42%	-5.13%	0.52%	-1.18%



[그림 8] 통달거리 시험 결과 및 시물레이션 비교

출력, 송수신 안테나 이득, 송수신 케이블 손실, 수신 감도의 실제 장비를 사용하여 72MHz 주파수에 대해 송신안테나 고도(60, 200, 500, 1000ft)와 수신안테나 고도(64ft) 별로 2회를 수행 하였다. 시험결과와 시물레이션과의 오차는 표 2, 그림 8과 같다.

4. 맺음말

본 논문은 해상환경에서의 송수신국간의 데이터링크 통달거리 예측 기술에 관한 내용으로서 자유공간에 적용 가능한 일반적인 레이더 방정식에 굴절과 반사 영향을 추가하였다. 데이터링크 통달거리 예측 시물레이션은 실제 장비의 송신 출력, 수신 감도, 송수신 안테나 이득, 송수신 케이블 손실을 고려하여 송신국 안테나 고도(60, 200, 500, 1000ft)와 수신국 안테나 고도(52, 64ft)에 대하여 30, 72, 88MHz 주파수 별로 수행하였다.

송신 출력과 수신 감도, 송수신 안테나 이득, 케이블 손실 등에 의한 자유공간에서의 통달거리는 실제 지리적 환경에서는 적용할 수 없다. 전파의 굴절 특성을 적용하기 위하여 실제 지구보다 4/3배에 해당하는 유효 지구반경을 사용하였다. 또한 반사의 영향을 고려하기 위하여 평면 지구에 의한 다중경로 반사 손실과 곡률 지구에 의한 다중경로 반사 손실을 고려하였다. 실제 데이터링크 통달거리 시험과 비교해 볼 때 곡률 지구에 의한 다중경로 반사 손실이 실제 데이터링크 통달거리와 근사하며 60, 200, 500, 1000ft의 송신국 고도에서 5% 이내의 예측 오차를 보임을 시험을 통해 확인하였다. 이 외에 구표면에 의한 반사전파의 발산(Divergence), 지형이나 구조물에 의한 전자파 회절(Diffraction), 표면 거칠기, 대기의 가스 및 수증기 등에 의한 감쇄 요인등은 주파수가 낮은 VHF 대역의 해상환경으로 인하여 고려하지 않았다^[14].

본 논문의 기술 내용은 해상환경에서의 송수신국간의 데이터링크 통달거리를 예측하는데 사용할 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] 이영중, 박주래, 류시찬, “해상작전헬기용 데이터링크 설계 연구”, 한국군사과학기술학회 제9권 제4호, pp. 39~49, 2006.
- [2] “ARC114 Communication Range Tests”, Sikorsky Aircraft, Report No. SER-70303, pp.

- 12~22.
- [3] "Brazilian LYNX Seaspray 3000 Radar System Operation Handbook", Marconi Electronic Systems, Report No. RSD 3842, pp. 1/4~1/5, 1999.
- [4] H. D. Griffiths, L. Vinagre, S. B. Vines, C. P. Bartram, "Measurements of Non Line of Sight VHF Propagation Over the Sea Surface", 10th International Conference on Antennas and Propagation, IEE Conference Publication No. 436, 14~17 April, 1997.
- [5] 이영중, 김인선, 박주래, "사업종결보고서(해상작전 헬기(LYNX)용 ESM 장비 체계개발)", 국방과학연구소, ADDR-217-071218C, 2007.
- [6] Barry McLarnon, "VHF/UHF/Microwave Radio Propagation : A Primer for Digital Experimenters", CEIDIS-ULA, Primer Taller De Capacitacion Tecnologias W, 2003.
- [7] Bean, B. R., G. D. Thayer, "Models of the Atmospheric Refractive Index", Proc. IRE, Vol. 47, pp. 740~755, 1959.
- [8] Millman, G. H., "Atmospheric Effects on VHF and UHF Propagation", Proc. IRE, Vol. 46, pp. 1492~1501, August, 1958.
- [9] Lamont V. Blake, "Radar Range-Performance Analysis", Artech House, 2001.
- [10] Lamont V. Blake, "Ray Height Computation for a Continuous Nonlinear Atmospheric Refractive-Index Profile", Radio Science, Vol. 3, No. 1, January 1998.
- [11] Ralph M. Schmalenberger, Michael G. Edrich, "Channel Modelling for Wideband Data Communication in a Maritime Mobile Environment", Eurocomm 2000, Information Systems for Enhanced Public Safety and Security, IEEE/AFCEA, 2000.
- [12] Kerr, D. E., Propagation of Short Radio Waves. M.I.T. Radiation Laboratory Series, Vol. 13, McGraw-Hill, 1951.
- [13] Bassem R. Mahafza, "Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB", Chapman & Hall/CRC, 2000.
- [14] "최신 무선통신 원리와 재밍기법", 공군전투발전단, 2005.