DBpia

Smart-UAV를 위한 Ku-대역 탑재영상 송수신시스템의 설계 및 해석

정회원 김 봉 경*, 김 종 만*, 이 동 국*, 김 태 식**, 김 인 규**

Analysis and Design of Ku-Band Airborne Video Transceiver System for Smart-UAV

Bong-Kyoung Kim*, Jong-man Kim*, Dong-Kook Lee*,
Tae-Sik Kim**, In-Kyu Kim** ***Regular Members***

요 약

본 논문은 21세기 지식기반경제의 국제사회에서 경쟁할 수 있는 우리만의 강점기술을 전략적 선택으로 집중개발 필요성 증대에 따라 추진하게 된 '21세기 뉴-프론티어 연구개발사업' 의 일환인 '스마트 무인기(Smart Unmanned Aerial Vehicle) 기술개발' 에 해당되며, 이 중 스마트 무인기의 운용에 필요한 원격명령(Tele-Command)신호의 수신기능과 동시에 영상(Video)신호 및 원격측정(Tele-Metry)신호를 송신하는 기능 등을 수행하는 Ku-대역 탑재영상 송수신시스템을 설계하였다. 또한, 설계된 전체 통신시스템의 체계요구에 만족하기 위하여 이를 해석하였으며, 전체 시스템의 모듈별 시뮬레이션 및 제작을 통해 본 논문의 타당성을 보였다.

Key Words : Smart Unmanned Aerial Vehicle, Tele-Command, Tele-Metry, Line of Sight, Ku-Band Airborne Video Transceiver System.

ABSTRACT

This paper corresponded to Smart-UAV(Smart Unmanned Aerial Vehicle) technology development, a part of "The 21th Century New-Frontier Development Project" being propelled in accordance with enlarging the necessity of concentration development by selecting our strong technique being able to compete in the international society of knowledge based economy in the 21th century. Also, we designed Ku-band airborne video transceiver system performing to receive the TC(Tele-Command) signal needed to be applicable of Smart-UAV, and send the video and TM(Tele-Metry) signal at the same time. Moreover, we analyzed it in order to satisfy the system request of designed whole communication system, and established the validity on this paper going through by module simulation and manufacture of the whole system.

Ⅰ. 서 론

현재 우리나라의 무인기 관련기술은 지난 십수년간의 연구개발에 힘입어 비약적인 발전을 보이고 있다. 차후 보다 높은 요구 성능의 충족 및 첨단 스마트기술(Smart Technologies)의 적용이 요구되고 있다. 스마트 무인기는 기본적으로 수직이착륙 및 최고속력 500[Km/h]의 고속비행에서 원활한 원격명령신호의 수신을 수행함과 동시에 원격측정신호 및 영상신호의 송신을 목표로 하여 설계되고 있다. 따라서 지상 안테나의 자동추적(Auto-tracking)기능은 필수적으로 요구된다.

** 주식회사 파인텔레콤 무선통신기술연구소 RF사업팀(trade-off@pinetelecom.com)
**한국항공우주연구원 항공사업부 비행선연구그룹
논문번호 : #040067-0209, 접수일자 : 2004년 2월 9일.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

전체적인 탑재통신장치(ADT : Airborne Data Terminal)의 구성[1]은 아래의 그림1과 같이 주통신링크는 Ku-대역을 사용하고 보조통신링크는 UHF-대역을 사용하도록 설계되었다. 현재의 무인항공기에는 주로 C-대역을 주통신링크로, UHF-대역을 보조통신링크로 사용되고 있다. 그러나 주파수 자원의 한정과 정보량의 증가에 따른 보다 높은 주파수로의 상향이 불가피한 실정이다.

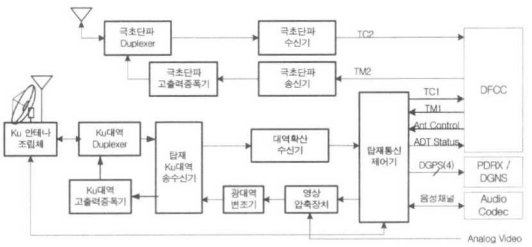


그림 1. 탑재통신장치의 구성

따라서 본 시스템에서는 지구대위성 고정위성 및 우주통신 등의 용도로 주로 사용되는 Ku-대역을 주통신링크로 사용하도록 설계하였고 보조통신링크는 기존과 동일한 UHF-대역을 사용하도록 설계하였다. 지상통신장비(GDT : Ground Data Terminal)와의 근거리통신 시 원활한 통신을 위하여 탑재통신장비의 주통신링크용 안테나를 무지향성 안테나로 하였고, 원거리에서의 통신을 위하여 지향성 안테나를 추가하였다. 주통신링크(Ku-대역)의 두절 시 보조통신링크(UHF -대역)로의 자동전환 됨으로써 안정된 원격명령이 이루어지도록 시스템을 설계하였다.

본 연구에서는 이 중 주통신링크의 Ku-대역 송수신시스템에 대하여 기술하였으며, 이 시스템은 크게 Ku-대역 송수신부, PAM(Power Amplifier Module)부, Ku-대역 Duplexer부 등으로 구분되고, 외부적으로는 안테나부, DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) Modem, FSK(Frequency Shift Keying) Modem, 탑재통신제어기(ADTC : Airborne Data Terminal Controller)등과 연결된다.

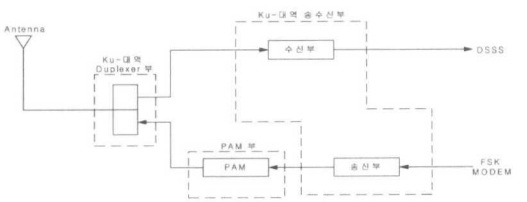


그림 2. 탑재 Ku-대역 송수신 시스템의 기본 구성도

위 그림2의 기본구성 중 Ku-대역 송수신부는 아래의 그림3에서와 같이 크게 LNA(Low Noise Amplifier)부, Mixer부, Frequency Synthesis부, 발진부, 제어부 및 필터 등으로 구성된다.

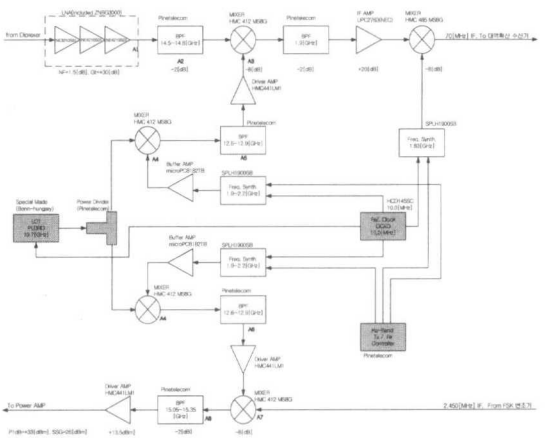


그림 3. Ku-대역 탑재송수신기 내부 구성

송수신부는 공통의 10.7[GHz] PLDRO(Phase Lock Dielectric Resonator Oscillator)와 10[MHz]의 OCXO(Oven Controlled Crystal Oscillator)를 사용하도록 설계하였다. 수신부의 동작원리[2]는 안테나로 수신된 신호 중 Duplexer를 통하여 14.5[GHz]~14.8[GHz]대역의 주파수 신호만을 수신받아 30[dB]인 저잡음증폭기(A1)로 증폭시킨 후 다시 한번 대역통과필터(A2)를 통하여 필터링 된다. PLDRO의 10.7[GHz]와 1.9[GHz]~2.2[GHz]의 주파수 분석기에서 나온 신호의 합성(A4)으로 12.6[GHz]~12.9[GHz]의 신호를 만들어낸다. 이때, OCXO의 기준클럭 10[MHz]를 이용하여 주파수 분석기와 PLDRO의 동기를 맞춘다. 합성된 12.6[GHz]~12.9[GHz]를 대역통과필터(A5)를 통하여 필터링 한다. 대역통과필터 (A2), (A5)를 통하여 필터링 된 두 신호를 합성(A3)하여 1.9[GHz]의 주파수를 갖는 신호로 만든다. 1.83[GHz]의 주파수 분석기의 출력과 1.9[GHz] 신호의 합성으로 70[MHz]의 IF(Inter Frequency)신호로 다시 한번 주파수를 낮춘 다음 수신부 출력인 70[MHz]의 IF신호를 DSSS Modem에 입력신호로 전달된다.

반대로, 송신부는 FSK Modem으로부터 입력된 2,450[MHz]의 IF신호를 수신부와 동일한 방법을 통하여 생성된 12.6[GHz]~12.9[GHz]의 신호를 합성(A7)하면 15.05[GHz]~15.35[GHz]의 주파수를

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

갖는 신호로 변환된다. 불요파 등을 제거하기 위하여 대역통과필터(A8)를 통과시킨 RF신호를 2[W](33dBm)급 전력증폭기[3]로 증폭한다. 증폭된 RF 신호는 Duplexer의 15.05[GHz]~15.35[GHz] 포트 및 안테나를 통하여 방사된다.

Ⅱ. 모듈별 설계 및 해석

1. LNA(Low Noise Amplifier)설계

능동소자가 내장된 PHEMT(Pseudo- morphic High Electron Mobility Transistor)를 사용하여 LNA를 설계하였다. 설계 주파수대역은 14.4[GHz]~15.4[GHz]이며, 원하는 특성을 얻기 위하여 전체를 3단 구성으로 설계하였다[3]. 아래의 그림4(a)는 회로도이고, (b)와 (c)는 설계된 주파수별 S_{11}, S_{21}, S_{22} 및 NF(Noise Figure)를 시뮬레이션 한 결과값이다. LNA는 수신단의 가장 전단에 위치하므로 LNA의 NF는 시스템 전체의 NF에 가장 큰 영향을 미치게 된다.

$$NoiseFactor(F) = \frac{SNRin}{SNRout} \text{ 이면,}$$

$$NoiseFigure(NF) = 10\log(F) \text{ 이다.}$$

이는다시,

$$NF[dB] = SNRin[dB] - SNRout[dB]$$

로 표현된다.

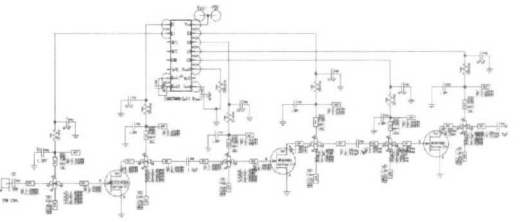
따라서 다단증폭기 설계 시 NF가 낮은 증폭기를 초단에 두어 LNA 전체 NF를 최소화 하여야 한다. 다단증폭기의 전체 NF는

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} \cdots \text{ 이며,}$$

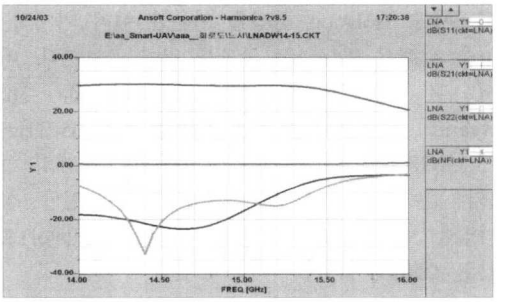
만일, $F_1 = F_2 = F_3 = \cdots = F_N$ 이고,

$G_1 = G_2 = G_3 = \cdots = G_N$ 이면,

$$F_T = F_1 + \frac{F_1 - 1}{1 - \frac{1}{G_1}} \text{ 로 표현된다.}$$



(a)회로도



(b)시뮬레이션 결과 그래프

FREQ [GHz]	dB(S11(dB=LNA))	dB(S21(dB=LNA))	dB(S22(dB=LNA))	dB(NF(dB=LNA))
14.00	-17.91	29.72	-7.25	0.76
14.05	-17.99	29.84	-8.39	0.76
14.10	-18.18	29.96	-9.78	0.75
14.15	-18.48	30.07	-11.46	0.74
14.20	-18.88	30.15	-13.58	0.73
14.25	-19.38	30.22	-16.32	0.72
14.30	-19.95	30.25	-20.14	0.71
14.35	-20.59	30.27	-26.23	0.70
14.40	-21.24	30.25	-32.82	0.69
14.45	-21.88	30.22	-25.13	0.68
14.50	-22.45	30.16	-20.58	0.67
14.55	-22.89	30.08	-17.85	0.66
14.60	-23.16	29.99	-16.03	0.66
14.65	-23.21	29.90	-14.75	0.65
14.70	-23.02	29.81	-13.86	0.64
14.75	-22.56	29.73	-13.24	0.64
14.80	-21.81	29.67	-12.85	0.64
14.85	-20.78	29.62	-12.66	0.63
14.90	-19.51	29.60	-12.65	0.63
14.95	-18.08	29.60	-12.91	0.63
15.00	-16.55	29.62	-13.13	0.63
15.05	-14.96	29.65	-13.60	0.63
15.10	-13.41	29.68	-14.15	0.63
15.15	-11.89	29.70	-14.63	0.64
15.20	-10.45	29.70	-14.77	0.64
15.25	-9.12	29.64	-14.27	0.65
15.30	-7.92	29.52	-13.12	0.66
15.35	-6.86	29.30	-11.52	0.67
15.40	-5.97	28.98	-10.09	0.69
15.45	-5.26	28.60	-8.70	0.70
15.50	-4.68	28.03	-7.52	0.72
15.55	-4.25	27.41	-6.55	0.75
15.60	-3.94	26.72	-5.76	0.78
15.65	-3.72	25.98	-5.13	0.81
15.70	-3.57	25.21	-4.63	0.84
15.75	-3.48	24.43	-4.23	0.89
15.80	-3.42	23.65	-3.91	0.92
15.85	-3.39	22.87	-3.64	0.97
15.90	-3.37	22.11	-3.42	1.03
15.95	-3.37	21.37	-3.23	1.08
16.00	-3.36	20.64	-3.07	1.15

(c)시뮬레이션 결과 수치

그림 4. PHEMT 사용한 3단 LNA 설계

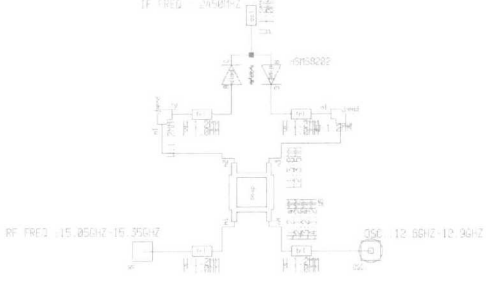
아래의 그림4(b), (c)에서와 같이 설계주파수 대역 부근에서 S_{21}은 약 30[dB]정도의 균일한 특성을 보이고, NF는 원하는 대역에서 0.7[dB]이하의 특성을 보인다. 사용한 시뮬레이션 툴은 Serenade를 사용하였다. 설계에 사용된 기판은 유전율이 2.54이고,

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

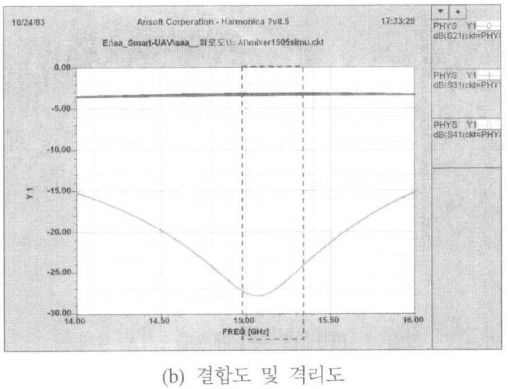
유전체 두께가 0.8[mm]인 테프론 기판이다.

2. Mixer 설계

Mixer는 RF 시스템에서 신호의 성분은 그대로 유지한 상태에서 중심주파수를 변환해주는 핵심회로로서 비선형소자의 비선형특성을 그대로 유지하여 여러 비선형 주파수성분의 출력 중 주파수 상향변환을 위해서는 두 입력주파수의 합의 결과를 이용하고, 하향변환을 위해서는 차의 결과를 이용하는 회로이다. Isolation 특성을 비롯한 여러 가지의 이점을 위해서 Balanced 구조를 많이 응용한다. 따라서 본 시스템에서는 Double-Balanced -3[dB] Hybrid Coupler를 이용하여 15.05[GHz]~15.35[GHz]의 Mixer[4]를 설계하였다. 아래의 그림 5와 같이 변조대역에서 -3[dB]가량의 결합손실을 가짐을 보이며, RF포트와 LO(Local Oscillator)포트 간의 -25[dB]이하의 격리를 보인다.



(a) 회로도



(b) 결합도 및 격리도

그림 5. -3[dB] Hybrid Coupler를 이용한 Mixer

Balanced Mixer는 보다 좋은 입력 SWR이나 보다 좋은 RF신호와 LO신호의 Isolation을 얻기 위해 -3[dB] Hybrid 접합을 갖는 두개의 동일한 Single-Ended Mixer를 결합한 형태이다. 따라서 정합회로와 바이어스 회로가 요구된다. 입력단에서의 RF신호와 LO신호의 전압을 표현하면,

$V_{RF}(t) = v_r \cos w_r t$ 이고,

$v_{LO}(t) = [v_0 + v_n(t)] \cos w_0 t$ 이다.

여기서, $v_r \ll v_0$, $v_n(t) \ll v_0$이고, 다이오드의 양단이 90°의 위상차를 갖는다면,

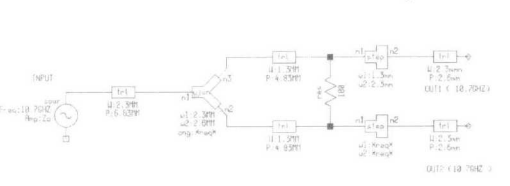
$$v_1(t) = v_r \sin w_r t - (v_0 + v_n) \cos w_0 t,$$

$$v_2(t) = -v_r \cos w_r t + (v_0 + v_n) \sin w_0 t$$

이다. 여기서, $v_n(t)$는 Random Noise Voltage를 의미한다.

3. 분배기 설계

본 시스템에서는 공통의 PLDRO를 사용하므로 송수신단 각각으로 신호의 분배가 필요하다. 따라서



(a) 회로도

FREQ [GHz]	dB(S21(ckt:DIV))	dB(S31(ckt:DIV))	dB(S23(ckt:DIV))
10.00	-3.43	-2.91	-28.94
10.05	-3.43	-2.91	-29.55
10.10	-3.43	-2.91	-30.20
10.15	-3.43	-2.91	-30.91
10.20	-3.43	-2.91	-31.68
10.25	-3.43	-2.91	-32.53
10.30	-3.42	-2.91	-33.48
10.35	-3.42	-2.91	-34.54
10.40	-3.42	-2.91	-35.75
10.45	-3.42	-2.91	-37.16
10.50	-3.42	-2.91	-38.86
10.55	-3.42	-2.91	-40.96
10.60	-3.42	-2.91	-43.76
10.65	-3.42	-2.91	-47.91
10.70	-3.42	-2.91	-56.18
10.75	-3.42	-2.91	-50.42
10.80	-3.42	-2.91	-49.31
10.85	-3.42	-2.91	-44.57
10.90	-3.42	-2.91	-41.51
10.95	-3.42	-2.91	-39.25
11.00	-3.42	-2.92	-37.45

(b) 분리도 및 격리도

그림 6. Micro-strip Line을 이용한 -3[dB] Wilkinson Power Divider

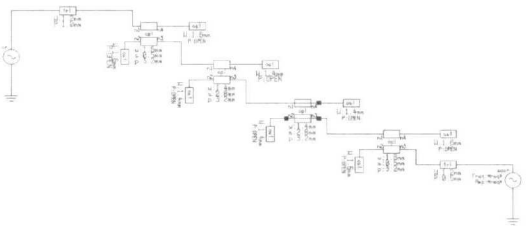
Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

Micro-strip Line을 이용한 Wilkinson Power Divider[5]를 설계 적용하였다. 아래의 그림6에서와 같이 포트2와 포트3에서 약 -3[dB]가량의 분배가 이루어짐을 알 수 있다.

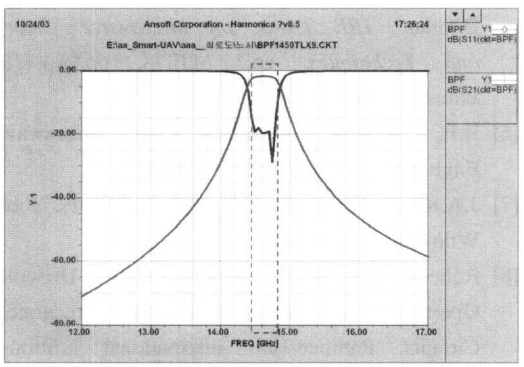
두 선로는 서로 대칭이며, 정합된 정규화 임피던스가 1이 되도록 병렬형태로 구성된다. 일반적인 -3[dB] Wilkinson Power Divider[6]의 형태이다.

4. 대역통과필터(Band Pass Filter) 설계

Micro-strip Line을 이용한 14.5[GHz]~14.8[GHz](BW=300[MHz])의 대역통과필터를 설계 적용하였다[7]. 회로 및 시뮬레이션 결과를 아래의 그림7에 보였다. 통과대역주파수 부근에서의 S_{11}은 -20[dB] 가량이며, S_{21}은 약 -2[dB]이하의 특성을 보인다. 따라서 본 시스템에 적용 가능할 것으로 예상되며, 나머지 대역통과필터들 또한 이와 동일한 방법으로 설계 및 적용이 가능할 것으로 판단된다.



(a) 회로도



(b) S_{11}과 S_{21}

그림 7. 대역통과필터

5. PAM(Power Amplifier Module)

송수신거리가 50[Km]정도에서의 전체 통신시스템 Link-budget이 20[dB]가량의 Fade-Margin을 가지기 위해서는 최소한 2[W]이상의 RF 출력전력을 가져야 한다. 따라서 본 시스템에 적용 가능한 13[GHz]~15.5[GHz]의 주파수 대역에서 선형성이 양호한 2[W]급 전력증폭기를 설계 및 제작하였다[8]. 제작된 전력증폭기의 특성은 P1dB(1[dB] Gain Compression Point)= 33[dBm], NF(Noise Figure)=5[dB], SSG(Small Signal Gain)=29[dB], Small Signal Gain Flatness= $\pm 1.0[dB]$, $VSWR = 1.5:1$, IP3(3rd Intercept Point)= 42[dBm] 등의 특성을 보인다. 요구되는 소모 전력은 12[Vdc]@2.5[A]로서 낮은 효율로 인해 많은 열이 발생함에 따라 별도의 방열장치가 요구된다. 제작된 2[W]급 PAM의 형상은 아래의 그림8과 같다.

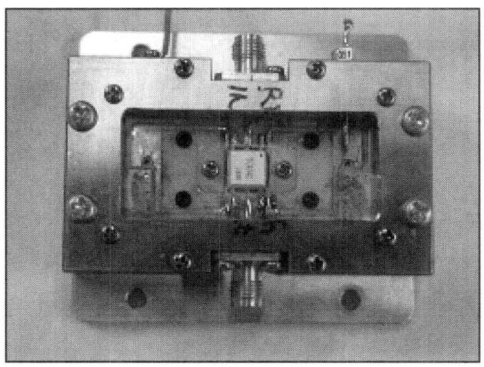


그림 8. 2[W]급 PAM 형상

6. Duplexer

Duplexer는 Combined Cavity Filter 형태로서 요구되는 특성은 300[MHz]의 대역폭을 기지며, 안테나 포트를 제외한 각각의 포트는 14.5[GHz]~14.8[GHz], 15.05[GHz]~15.35[GHz]를 통과한다. 통과대역에서의 삽입손실은 -1.2[dB]이하, 리플은 0.3[dB]이하, Rejection은 -60[dB]이하, 최고입력 가능전력은 CW(Continuous Wave) 10[W]이상의 특성을 나타낸다. 자체설계 및 제작의 어려움으로 인해 본 부품은 구매 후 본 시스템에 적용하였다.

Ⅲ. 시스템 분석

본 시스템은 50[Km]의 통신거리를 목표로 하지만, 추후 200[Km]이상의 통신거리를 최종목표로 한다. 따라서 LOS(Line of Sight) 이상의 통신에서 급격한 감쇄가 예상된다. 그러나 실제의 가시선 분

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

석은 기하학적 가시선과 달리 고도에 따른 공기 중 유전율의 차이로 인해 전파는 굴절한다. 전파경로 상에서의 Clearance[2]는

$$h_c = h_1 - \frac{(h_1 - h_2)\,d_1}{d} - \frac{d_1 \cdot d_2}{2K_r a} - h_s[m]$$

이다. 여기서, h_1은 지상송신 안테나의 해발고도, h_2는 무인기의 탑재안테나의 해발고도, d_1은 안테나와 장애물과의 거리, d_2는 장애물과 무인기와의 거리, d는, $d_1 + d_2$는 지구반경(≒6378[km]), h_s는 장애물의 해발고도, K는 등가지구반경계수(온대지방=4/3)이다.

$$Fresnel-Zone(F_N) = \sqrt{\frac{(N \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2)}{(d_1 + d_2)}}[m]$$

이고, 1'st Fresnel-Zone은

$$F_1 = \frac{17.2}{\sqrt{f}} \cdot \sqrt{\frac{d_1(d + d_1)}{d}}[m] \text{ 이다.}$$

여기서, N은 차수이고, λ는 파장이다. 위의 수식을 근사적으로 다시 표현하면,

$$F_1 \approx \sqrt{\frac{300 \cdot d_1(d - d_1)}{f \cdot d}}[m] \text{ 가 된다.}$$

따라서 이들을 바탕으로 한 정확한 링크의 분석을 위해서는 해수면을 고려한 시스템간의 배치 및 비행가능지역에 대한 3차원적 지형 등의 분석이 선행되어야 할 것으로 생각된다. 더불어 각 모듈별 성능 및 환경시험 후 시스템 조합을 통한 상호 인터페이스도 따라야 할 것이다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 고성능화 추세의 UAV개발과 발전에 따른 적용 가능한 통신시스템의 설계 및 분석을 하였다. 지금까지 설계된 무인기와는 달리 수직이착륙과 500[Km/h]의 초고속 비행 중에서도 원활한 송수신이 가능할 것으로 예상되며, 주파수 자원의 한정에 따른 극복을 추구하였다. 즉, 수입에만 의존했던 Ku-대역 영상송신기용 모듈 국산화가 가능함을 보였고, 이를 스마트무인기 운용에 이용함으로서 퍼포먼스검증[9] 또한 이루어질 것이다. 실제의 비행체에 적용하기 위해서는 PAM 방열장치의 축소 및 전체 통신장비의 무게감량 등에 관한 연구가 필수적으로 따라야 할 것으로 생각된다. 또한, 보다 원거리 비행을 추구하고자 함에 따른 PAM 출력 증가의 불가피함과 시스템 조합으로 인해 발생될 여러 가지 문제점의 발생이 예상됨에 따라 추후 Smart-UAV에 적용 가능하도록 축소화와 더불어 모듈간의 충분한 분석을 통한 조합시험이 따라야 할 것이다. 그 후 실제와 유사한 상황에서의 야외시험을 통한 원활한 통신이 가능하도록 보다 많은 연구가 필요할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] 김인규, 김태식, 이해창, 김봉경, "축소형 무인비행선 통신시스템 링크 설계 및 해석", *한국통신학회*, 하계종합학술발표회 논문집, 2003. 7.

[2] Cotter W. Sayre, Complete Wireless Design, McGraw-Hill Telecom Engineering, 1998.

[3] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifier, Prentice-Hall, 1997.

[4] David M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, 1996.

[5] E. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider", *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques.* vol. MTT-8, pp.116-118, January 1960.

[6] R.E. Collin, Foundations for Microwave Engineering. McGraw-Hill, 1966.

[7] J.A.Kong, Electromagnetic Wave Theory. John Wiley & Sous., 1990.

[8] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits. Prentice-Hall International Editions, 1987.

[9] 김인규, 김태식, 이해창, 김봉경, "50급 무인비행선 통신시스템 성능시험" , 한국항공우주학회, 추계종합학술발표회 논문집, 2003. 11.

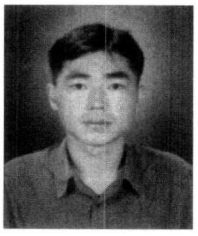
Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

김 봉 경(Bong Kyoung Kim) 정회원

2000년2월 : 대전대학교 정보통신공학과 졸업
2002년2월 : 금오공과대학교 전자공학과 석사
2001년12월~현재 : (주)파인텔레콤 무선통신기술연구소 RF사업팀 주임연구원

<주관심분야> Non-uniform Micro-strip Filter, Design and Analysis of RF Communication System for UAV, Ku-Band Video Transceiver Design.

김 종 만(Jong Man Kim) 정회원



2001년2월 : 원광대학교 전자공학과 졸업
2003년2월 : 전북대학교 정보통신공학과 석사
2003년3월~현재 : (주)파인텔레콤 무선통신기술연구소 디지털사업팀 주임연구원

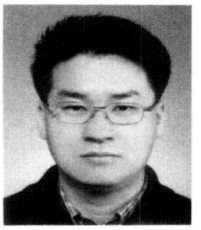
<주관심분야> Mobile Communication, Direct Sequence Spread Spectrum, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Digital Signal Processing.

이 동 국(Dong Kook Lee) 정회원

1990년2월 : 국민대학교 전자공학과 졸업
2001년2월 : 충북대학교 전파공학과 석사
2003년3월~현재 : 충북대학교 전파공학과 박사과정
1990년3월~2000년6월 : 국방과학연구소 연구원
2000년7월~현재 : (주)파인텔레콤 무선통신기술연구소 연구소장

<주관심분야> Communication Link Analysis, Array Antenna, System Integration for UAV's Datalink.

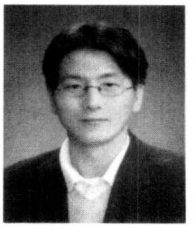
김 태 식(Tae Sik Kim) 정회원



1989년2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업
1991년2월 : 경북대학교 전자공학과 석사
1991년3월~2001년2월 : 국방과학연구소 선임연구원
2001년3월~현재 : 한국항공우주연구원 선임연구원

<주관심분야> 광대역 데이터전송 시스템, 레이다 시스템 설계, 레이다 신호처리.

김 인 규(In Kyu Kim) 정회원



1994년2월 : 단국대학교 전자공학과 졸업
1996년2월 : 단국대학교 전자공학과 석사
1996년3월~현재 : 한국항공우주연구원 선임연구원

<주관심분야>
레이다 신호처리, 전자파 해석.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr