

VDL Mode-2 송·수신기 성능분석 및 협대역 디지털 변조신호 생성

Performance Analysis of VDL Mode-2 Transceiver and Generation of the Narrow Band Digital Modulated Signals

김종만*, 김태식**, 김인규**, 김현경**

Jong-Man Gim*, Tae-Sik Kim**, In-Kyu Kim** and Hyoun-kyoung Kim**

요 약

본 논문에서는 VDL(VHF Digital Link) 모드-2에 적용되는 D8PSK 변조 방식의 비트 오류율(BER)을 송·수신기간 채널 필터의 정합여부 그리고 반송파 주파수 및 위상 오프셋에 따른 영향을 분석하였다. 일반적으로 디지털 전송 방식에서는 채널 필터로 Root Raised Cosine 필터를 송신기와 수신기에 모두 적용하여 ISI 경감 효과를 얻는다. 그러나 VDL 모드-2에서는 송신기에만 Raised Cosine 필터를 사용하고 수신기에서는 저역통과필터(LPF)를 사용하기 때문에 ISI 경감 효과는 없으나 스펙트럼 특성은 더 좋아진다. 모의실험 결과 비정합 채널 필터의 사용으로 오류 확률이 약간 증가(1~2dB)함을 확인 하였고, 반송파 위상 오프셋은 비트 오류율에 대해 영향이 거의 없으나, 주파수 오프셋의 영향은 심각하다는 결론을 얻었다. 그리고 협대역(Narrow Band) D8PSK 변조 신호를 디지털 방식으로 생성하고 아날로그 방식과 비교하였다.

Abstract

In this paper, the Bit Error Ratio (BER) performances of the D8PSK modulation schemes for VDL Mode-2 are analyzed according to the matched and unmatched cases of the channel filters. The carrier frequency and phase offset effects are analyzed with unmatched case. Generally in digital transmission techniques, the Root Raised Cosine filters which are used as channel filters are applied to both sides at transmitter and receiver in order to achieve no ISI, but in VDL Mode-2, the Raised Cosine Filter is used only in transmission section and the receiver section uses general low pass filter, therefore we could not achieve ISI reduction effects but can have better spectrum quality. From the simulation results, the error probability is increased slightly (1~2dB) with use of un-matched channel filter, we got the conclusions that carrier phase offset do not effect to bit error ratio, but the frequency offset effect is so serious. Finally, narrow band D8PSK modulation signals are generated by the use of Digital Up-Converter and then its features are compared with analog modulator.

Key words : VDL Mode-2, D8PSK, DUC, CIC, RC Filter

* (주)파인텔레콤(PineTelecom. co. Ltd.)

** 한국항공우주연구원(Korea Aerospace Research Institute)

· 제1저자 (First Author) : 김종만

· 접수일자 : 2007년 1월 05일

I. 서 론

VHF 디지털 링크 (VDL)는 국제 민간 항공 기구 (ICAO)의 항공 통신 패널 (ACP: Aeronautical Communication Panel)에서 표준화 작업이 진행되어온 차세대 공저간 항공 통신 시스템이다. 현재 VDL은 용도와 변조 방식에 따라 3가지 모드로 국제표준 및 권고 방식 그리고 기술지침이 규정되어 있으며, 각각 모드-2,3,4로 불린다. 각 모드별 주요 특징을 표 1에 나열하였다.

표 1. 모드 별 주요 특징
Table 1. Keynote of VDL Mode-x

-	Mode 2	Mode 3	Mode 4
변조방식	D8PSK	D8PSK	GFSK
전송속도	31.5kbps	31.5kbps	19.2kbps
접속방식	CSMA	TDMA	STDMA
용 도	데이터	음성/데이터	감시

국제적으로 VHF 대역에서 항공통신을 위한 주파수 대역은 118~137MHz이며, 채널당 대역폭은 25 kHz로 분할되어 있다. 현재 항공통신의 수요 증가에 따라 주파수 자원의 고갈 문제로 기존의 AM 아날로그 통신 시스템에서 디지털 방식으로의 전환의 기로에 있다. VDL-M2는 변조방식으로 D8PSK를 사용하며 접속방식은 CSMA 그리고 심벌 레이트는 10,500 sps 이다 [2].

본 논문에서는 상기 3개의 모드 중 모드-2에 초점을 맞추고 있고, D8PSK 송·수신기의 개발 관점에서 서술한다. 2장에서는 D8PSK 변조방식을 적용한 송·수신기에서 사용되는 채널 필터의 정합여부와 반송파 위상 오프셋 및 주파수 오프셋에 따른 비트 오류율을 분석하였다. 3장에서는 협대역 디지털 변조 신호를 생성하기위한 파형 성형필터의 설계와 디지털 상향 변환기(Digital Up-Converter)의 구성 및 제작된 테스트 베드의 측정 결과를 보였고 아날로그 변조방식과 비교하였다. 4장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. BER 성능분석

2-1 모의실험 구성도

일반적으로 디지털 변조 방식에서는 베이스 밴드 채널 필터로 Root Raised Cosine 필터를 송신기와 수신기에 모두 적용하여 총(net) Raised Cosine 응답을 얻음으로써 채널에서 발생하는 ISI를 경감한다. 그러나 VDL-M2에서는 송신기에만 Raised Cosine 필터를 적용하고 수신기에는 일반 저역 통과 필터(LPF)를 사용한다. 이렇게 비-정합(un-matched case)된 채널 필터를 적용할 경우와 정합(matched case)된 경우에 대해 비트 오류율을 분석하고, 송·수신기 간 반송파의 위상 및 주파수 오프셋에 따라 성능 열화가 얼마나 되는지 모의실험을 통해 비교 확인한다.

그림 1은 모의실험을 위한 구성도이다. 본 모의실험의 구성은 실험 데이터를 생성하는 블록(Source Generator)과 심벌 부호기(Differential Coder) 및 채널 필터(Channel Filter), AWGN 채널 모델, 주파수 변환기(Frequency Translator), 에러 카운터 등으로 구성되어 있고, 인터리빙 및 FEC 블록(Reed Solomon Code)은 제외되어 있다.

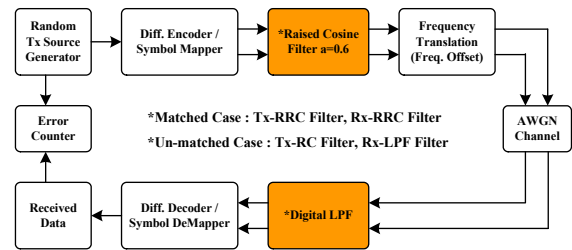


그림 1. 모의실험 구성도
Fig. 1. Simulation Block Diagram.

다음 절에서는 모의실험에 적용된 채널 필터로 송신기와 수신기에 동일한 Root Raised Cosine 필터를 적용한 경우(matched case)와 송신기에는 Raised Cosine 필터, 수신기에는 저역 통과 필터를 사용한 경우(un-matched case)를 비교 분석 하였다.

$$SNR(matched) = \frac{2}{N_0} \quad (1)$$

$$SNR(brick\ wall) = \frac{2}{(1 + \alpha)N_0} \quad (2)$$

식 (1)과 식 (2)는 정합 필터 대신에 이상적인 벽돌형태(brick wall ; $f_{edge} = (1 + \alpha)/2T_s$)의 저역 통과 필터를 사용할 경우 SNR 감소가 $10 \log_{10}(1 + \alpha)$ 가됨을 나타낸다[1]. $\alpha = 0.6$ 일 때 감소는 2.04 dB 이다.

2-2 모의실험 결과

그림 2는 송신기와 수신기에 동일한 RRC 필터를 적용한 경우로 이론값과 거의 동일한 결과를 볼 수 있다. 즉 8PSK 방식은 BER 10^{-3} 에서 10 dB의 E_b/N_0 가 요구되고, D8PSK의 경우는 13 dB가 필요하며 3dB의 차이를 확인할 수 있다 [6].

기서 주목할만한 점은 수신기의 저역 통과 필터의 차단 주파수를 $f_{edge} = (1 + \alpha)/2T_s$ 보다 약간 줄임으로써 이론(brick wall) 값 2.04 dB 보다 1 dB 정도 좋은 성능을 얻을 수 있다는 점이다.

그림 4~6은 비-정합된 경우에 대해 송·수신기간 반송파 주파수 오프셋이 존재할 때 비트 오류율 나타낸다. 그림 4에서 50 Hz의 주파수 차이는 오프셋이 없는 경우(그림 3)와 비교하여 무시 가능한 성능 저하를 보임을 알 수 있다. 물론 상대적인 위상에 정보를 실는 differential 부호 기법을 적용하기 때문에 단순히 반송파의 위상 오프셋만 존재할 경우 성능 감소는 없었다.

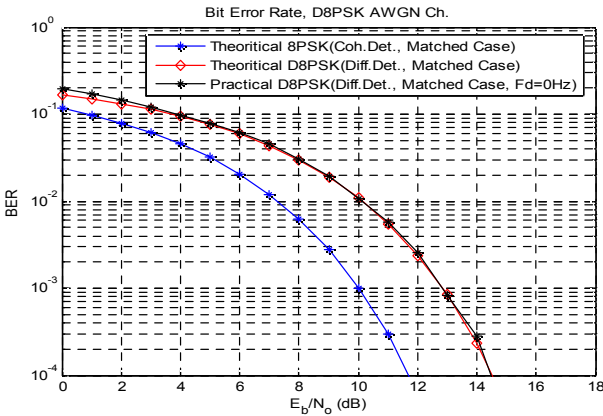


그림 2. 정합 필터의 경우
Fig. 2. Matched Case : Fd = 0 Hz.

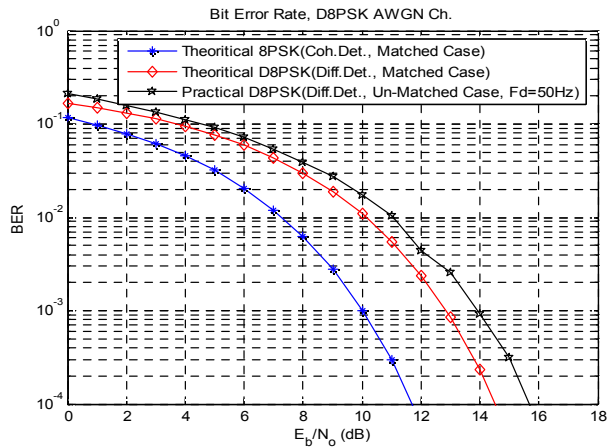


그림 4. 주파수 오프셋이 50 Hz 일 경우
Fig. 4. Frequency Offset : Fd = 50 Hz

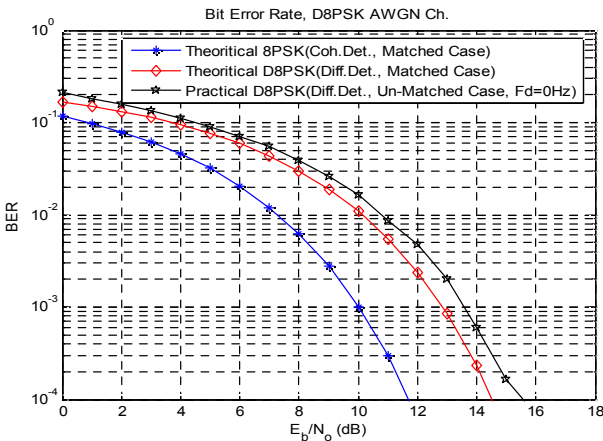


그림 3. 비-정합 필터의 경우
Fig. 3. Unmatched Case : Fd = 0 Hz.

그림 3은 송신기에는 RC 필터, 수신기에는 저역 통과 필터를 사용한 경우(un-matched case)로 정합된 경우에 비해 약 1 dB 정도의 차이를 볼 수 있다. 여

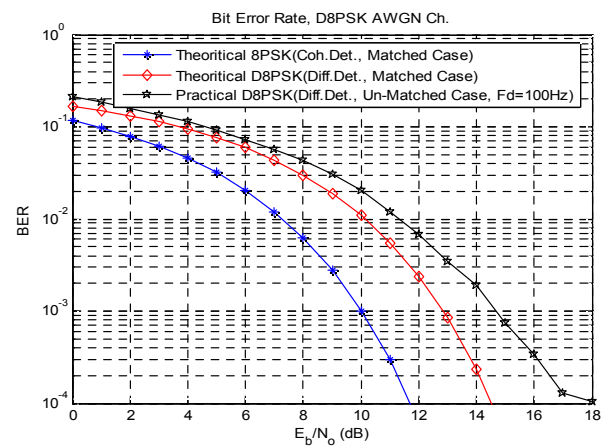


그림 5. 주파수 오프셋이 100 Hz 일 경우
Fig. 5. Frequency Offset : Fd = 100 Hz

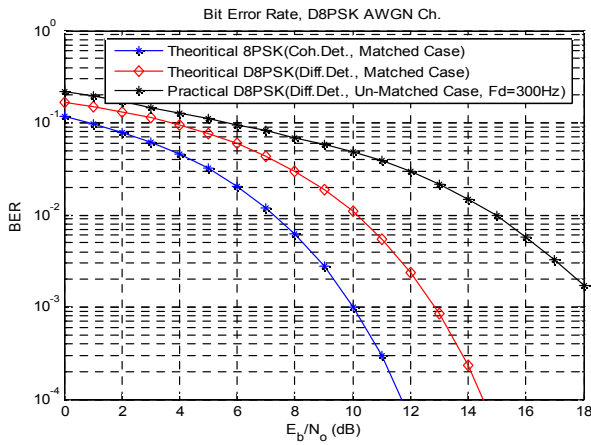


그림 6. 주파수 오프셋이 300 Hz 일 경우
Fig. 6. Frequency Offset : $F_d = 300$ Hz

그림 5는 주파수 오프셋이 100 Hz인 경우로 그림 4와 비교하여 성능 감소가 약간 증가함을 볼 수 있다. VDL-M2에서 심벌 레이트가 10,500 sps 임을 고려하면 허용 가능한 반송파 주파수 오프셋은 1 % 정도임을 짐작할 수 있고, 그림 4와 5를 통해서 수신기 설계 시 반송파 주파수 오프셋 추정을 얼마만큼 정확히 수행해야 되는지를 짐작할 수 있다.

그림 6은 주파수 오프셋이 300 Hz인 경우로 오류 확률이 눈에 띄게 증가했음을 확인할 수 있다.

본 모의실험 결과는 시험 데이터로 7,800 비트를 랜덤 생성하여 11번 반복한 후 평균한 것이다. 여기에 제시하지 않았지만 주파수 오프셋이 500 Hz 이상인 경우에는 거의 수신 불가능 상태를 보였다.

결과적으로, BER 성능은 기준 오실레이터의 정확도와 안정도 그리고 수신기의 주파수 오프셋 추정 및 보상 능력에 달려있다 하겠다.

그림 7~10은 비-정합된 경우로 정확한 수신기 심벌 타이밍(perfect symbol timing)을 가정하고 주파수 오프셋이 없을 때 단순히 E_b/N_0 가 13 dB 및 15 dB 일 경우의 수신된 성좌도와 위상도(phasor)를 나타낸다. E_b/N_0 가 13 dB 일 경우(그림 8)를 보면 수신된 위상의 경계 부분이 거의 구분되지 않음을 확인할 수 있다. 그러나 15 dB 일 경우 (그림 10)에는 심벌 경계 부분(decision boundary)이 명확히 구분된다. 이 15 dB는 그림 5에서 BER 10^{-3} 을 만족하기 때문에 다음 절의 링크비용(link budget)을 계산하는 기준 레벨이 된다. 다음 절에서는 실제 구현상에서 발생하

는 손실 등을 고려하여 요구되는 수신기 최소 입력 레벨을 계산한다.

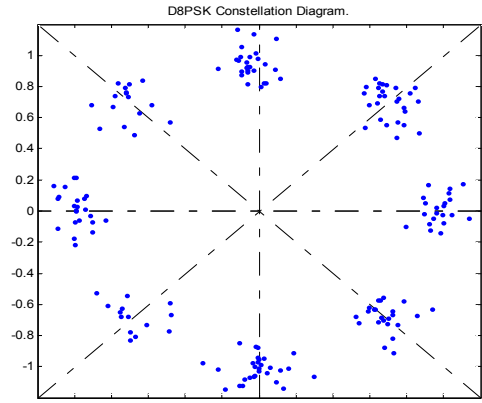


그림 7. $E_b/N_0 = 13$ dB 일 경우 성좌도
Fig. 7. Constellation Diagram : 13 dB

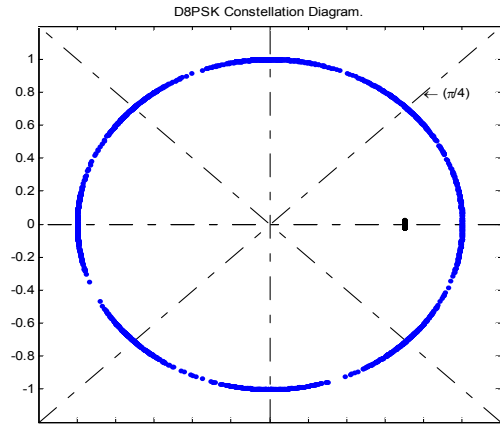


그림 8. $E_b/N_0 = 13$ dB 일 경우 위상도
Fig. 8. Phasor Diagram : 13 dB

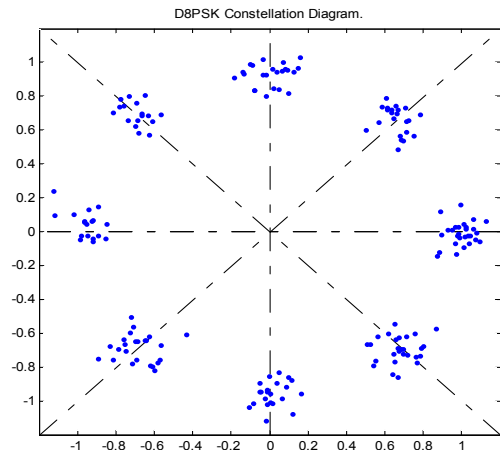


그림 9. $E_b/N_0 = 15$ dB 일 경우 성좌도
Fig. 9. Constellation Diagram : 15 dB

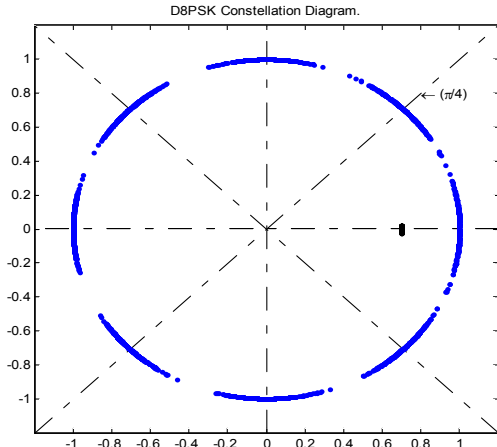


그림 10. Eb/No = 15 dB 일 경우 위상도
Fig. 10. Phasor Diagram : 15 dB

2-3 수신기 최소 입력

아래 표 2는 BER 10^{-3} 을 만족하도록 요구되는 최소 수신기 입력 전력을 계산한 표이다. 여기서 비정합 채널 필터의 사용으로 감소되는 성능은 1.8 dB로 하였으며 수신기의 잡음특성(Noise Figure)은 18.76 dB로 다소 크게 정하였다. 표 2에서 4번 항목은 수신기에서 요구되는 SNR이고, 9번 항목에서 요구 신호 레벨은 -93.26 dBm으로 표준안에서 요구하는 수신감도 -98 dBm을 만족하기 위해서는 6번 항목을 최소화해야 됨을 알 수 있다 [3].

표 2. 요구되는 수신기 최소 입력 신호 레벨
Table 2. Minimum Required Receiver Input Power.

1	Eb/No (10^{-3} BER)	13.00dB
2	Es/No (without Loss) = SNR = ① + 10log(3)	17.77dB
3	Imp. Loss + RC Loss = 1 + 1.2 + 1.8 = 4dB	04.00dB
4	Es/No (with Loss) = SNR = ②+ ③	21.77dB
5	kT ₀	-174dBm/Hz
6	Effective Noise Figure	18.76dB
7	Baud Rate (R) = 10log(10.5x10 ³)	40.21dBHz
8	N ₀ *R = ⑤+⑥+ ⑦	-115.03dBm
9	Required Receiver Input Power = ④+ ⑧	<u>-93.26dBm</u>

III. 협대역 변조 신호 생성

3-1 채널 필터

VDL-M2에서 베이스 밴드 채널 필터는 Raised Cosine 형태로 role-off factor(α)는 0.6을 사용하도록 규정하고 있다 [3]. 식 (3)은 Raised Cosine 필터의 주파수 응답을, 식 (4)는 임펄스 응답을 나타낸다 [5].

$$H(f) = \begin{cases} T_s & , 0 \leq f \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi T_s}{\alpha} \left(f - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right) \right) & , \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq f \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & , \frac{1+\alpha}{2T_s} < f \end{cases} \quad (3)$$

$$h(t) = \frac{\left(\frac{\sin \left(\frac{\pi t}{T_s} \right)}{\frac{\pi t}{T_s}} \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi \alpha t}{T_s} \right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T_s} \right)^2} \quad (4)$$

식 (3)에서 이상적인 RC 필터의 첫 번째 널(null) 주파수는 $(1 + \alpha)/2 T_s$ 이며 $\alpha = 0.6$ 일 경우 8.4 kHz가 된다. 하지만 유한한 탭 수와 양자화 과정 등으로 인하여 이상적인 널(null) 주파수 보다 약간 커지게 된다. 아래 그림 11은 탭 수가 381 일 경우 윈도함수(hamming)를 적용한 경우와 그렇지 않은 경우의 주파수 응답을 비교한 것이다. 협대역 채널에서 인접 채널에 대한 영향을 최소화하기 위해서는 stop-band attenuation을 가능한 크게 해야 한다. 그림 11을 보면 윈도함수를 적용한 경우가 그렇지 않은 경우보다 약 20 dB 정도 감쇄가 더 큼을 확인할 수 있다. 다음 절에서 본 필터의 구현 방법과 그 특성을 설명한다.

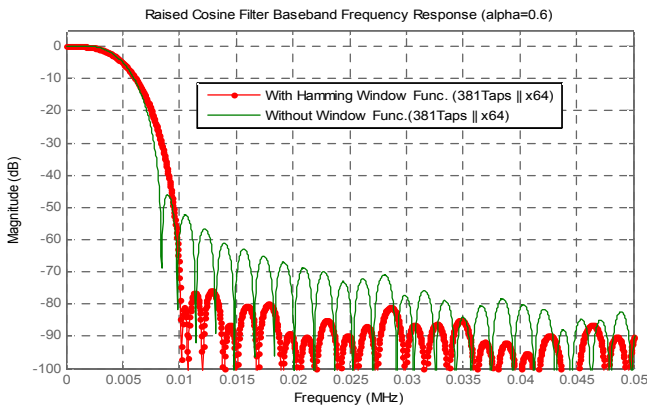


그림 11. 채널 필터 주파수 응답
Fig. 11. Raised Cosine Filter : $\alpha = 0.6$.

3-2 중간 주파수 선택

VDL에서는 118~137MHz 대역 내에서 실시간으로 채널 변경이 가능해야 한다 [4]. 이렇게 실시간으로 주파수를 변경하기 위해서는 IF 주파수를 변경하거나 또는 RF 주파수를 변경하는 방법이 있다. 원하지 않는 spurious 방사 및 harmonic 성분을 제거하기 위한 대역 통과 필터는 고정 주파수 IF 단에 적용하는 것이 RF 단 보다 훨씬 용이하다. 본 연구에서 IF 주파수는 상용 BPF를 구할 수 있는 대역 그리고 RF 주파수 합성 과정에서 수반되는 harmonic 성분 등을 고려하여 21.4MHz로 선정하였다.

3-3 디지털 변조기

그림 12는 디지털 변조기(Digital Modulator)로써 Quadrature Up-Converter라고도 불린다. 본 연구에서 사용한 AD9857은 디지털 변조에 필요한 많은 기능 블록들이 한 칩에 집적되어 있다. 내부 구성은 고정 4x Half-band Interpolator, CIC Interpolator, Quadrature Modulator, Clock Multiplier, 14b-DAC, Inverse Sinc + CIC filter 등 그 밖의 여러 기능을 포함하고 있다 [7]. 협대역 D8PSK 신호의 생성과 채널 필터링은 FPGA 블록에서 수행 하였다.

본 구성에서 AD9857 칩을 사용하여 심벌 레이트 10,500 sps를 맞추려면 64배의 interpolation을 필요로 하게 된다. 채널 필터로 381 탭을 갖는 64배 RC 필터를 앞 절에서 이미 소개하였다. 이렇게 탭 수가 많

으면 하드웨어 리소스를 지나치게 차지할거라 누구나 짐작할 수 있다. 하지만 4배 RC 필터에 2배 Half-band LPF를 4개 종속 접속(cascade)한 구성보다 리소스를 훨씬 적게 차지한다. 그 이유는 64배 RC 필터를 poly-phase 구조로 설계하면 곱셈기 6개면 충분하기 때문이다.

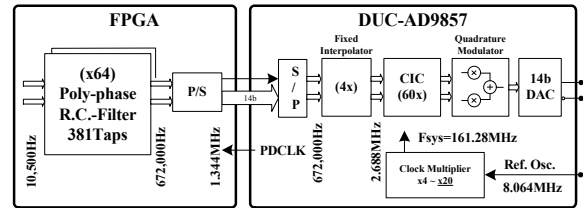


그림 12. 디지털 변조기
Fig. 12. Digital Up-Converter.

표 3. DUC 세팅 파라미터

Table 3. AD9857 Setting Parameters.

-	Clock Multiplier	System Clock	CIC Factor	RC Filter Interpolation
1	×20	161.280 MHz	×60	×64
2	×18	145.152 MHz	×54	×64
3	×16	129.024 MHz	×48	×64
4	×14	112.896 MHz	×56	×48
5	×12	96.768 MHz	×48	×48

- Inverse Sinc & CIC Filter : Bypass
- Reference Oscillator : 8.064 MHz
- DDS Frequency : 21.40 MHz

표 3은 심벌 레이트 10,500 sps를 만족하는 DUC 세팅 파라미터 중 일부를 나열한 것이다. 위 표 3에서 Inverse Sinc & CIC 필터를 사용하지 않은 이유는 DAC 변환 클럭에 대해 심벌 레이트가 훨씬 적어 그 영향이 미미하기 때문이다. 디지털 방식의 변조기는 아날로그 방식에 비해 전력소모가 크다는 단점을 갖고 있다. 그래서 전력소모를 측정하였다. AD9857에서 전력소모는 내부 구성 블록의 사용 유무 보다는 시스템 클럭의 주파수에 크게 좌우되는 결과를 보였다. 즉 시스템 클럭 주파수를 200 MHz (10M×20)로 설정한 경우에는 소모 전류가 750 mA, 161.280 MHz (8.064M×20) 일 경우에는 440 mA로 측정되었다(주변회로 포함). 이 결과는 아날로그 방식으로 구성했을 경우와 유사하였다. 아날로그 변조 방식의 주된 문제점으로는 I/Q amplitude un-balance, non-linearity, carrier feed-through 등이 있고, 특히 협대역 디지털

신호를 변조할 경우에는 문제가 더욱 더 심각해진다. 이러한 문제점들은 디지털 방식을 적용함으로써 상당부분 해결될 수 있다.

3-4 측정 결과

그림 12와 같이 제작된 테스트 베드를 통해 변조된 신호의 스펙트럼을 측정하였다. 그림 13~15를 보면 60dB 정도의 감쇄를 확인할 수 있다. 본 측정된 스펙트럼은 IF 신호이고 고출력 증폭기 (HPA)를 통과하지 않은 것이기 때문에 스펙트럼 마스크 만족 여부는 언급하지 않기로 한다.

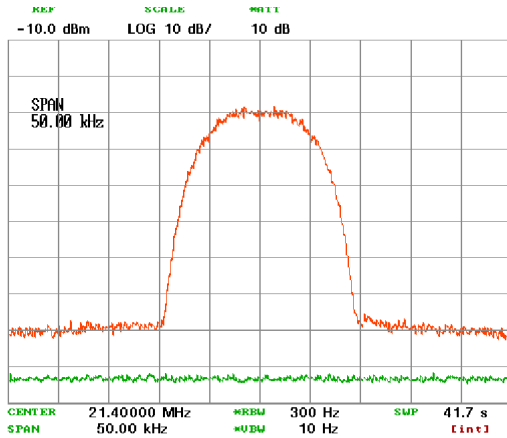


그림 13. 변조된 스펙트럼 Span 50 kHz
Fig. 13. Modulated Spectrum Span 50 kHz.

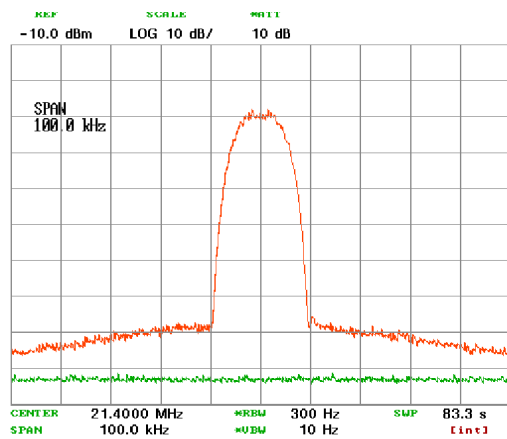


그림 14. 변조된 스펙트럼 Span 100 kHz
Fig. 14. Modulated Spectrum Span 100 kHz.

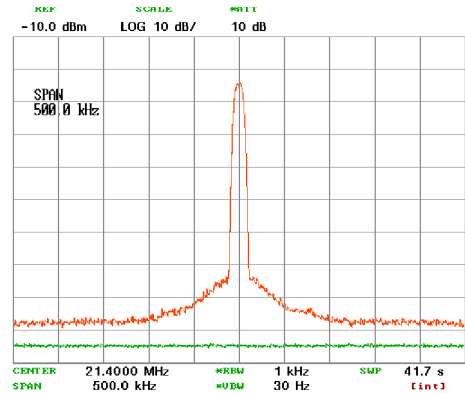


그림 15. 변조된 스펙트럼 Span 500 kHz
Fig. 15. Modulated Spectrum Span 500 kHz.

IV. 결 론

본 논문에서는 VDL-M2에 적용되는 D8PSK 변조 방식에 대해 채널 필터의 정합 여부 및 반송파 주파수 오프셋에 따른 비트 오류율 (BER) 변화를 분석하였고, 디지털 변조 방식을 적용하여 협대역 디지털 변조 신호를 생성하였다. 모의실험을 통해 BER 10^{-3} 을 만족하기 위한 최소 Eb/No는 15 dB 이상 필요하며, 수신기에서 반송파 오프셋은 100 Hz 이하로 추정하고 보상해야 됨을 보였다. 디지털 변조기를 사용함으로써 아날로그 변조기의 여러 문제점들을 극복할 수 있었고 전력소모 또한 만족할만하였다. 본 연구 내용은 D8PSK 베이스 밴드 모델을 설계하는데 도움이 될 수 있으며, 협대역 변조 신호를 디지털 방식으로 구현하는데 유익한 참고 자료가 될 것으로 사료 된다.

감사의 글

본 논문은 건설교통부 “국가교통핵심기술개발사업”의 일환으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] N. Sheikholeslami and P. Kabal, "Generalized Raised-Cosine Filters," *in IEEE Trans.* vol. 47, no. 7, pp. 993, July. 1999.
- [2] ICAO, "VHF air-ground digital link (VDL)", *International Standards and Recommended*

Practices, Annex 10, Volume III, Part I, Chap. 6, 2000.

- [3] RTCA, "Signal-in-space minimum aviation system performance standards for advanced VHF digital data communications including compatibility with digital voice techniques", RTCA D0-244A, Chap 3.0, 2000.
- [4] ETSI EN 301 841-1 V1.1.1 2000-05 Part 1 : Physical layer.
- [5] <http://www-users.cs.york.ac.uk/~fisher/mkfilter/racos.html>.
- [6] Bernard Sklar, "Digital Communications Fundamentals and Applications", Chap.4.
- [7] AD9857 data sheet. Analog Devices, 2004.

김 종 만 (金鍾萬)



2001년 2월 : 원광대학교 전자공학과(공학사)
 2003년 2월 : 전북대학교 정보통신공학과(공학석사)
 2003년 3월~현재 : (주)파인텔레콤 선임 연구원
 2006년 3월~현재 : 충남대학교 정보통신공학과 (박사과정)
 관심분야 : 베이스 밴드 모뎀 설계, 디지털 신호처리, RF 회로설계, 통신이론

김 태 식 (金太植)



1989년 2월 : 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1991년 2월 : 경북대학교 전자공학과(공학석사)
 1991년 3월~2001년 2월 : 국방과학연구소 선임연구원
 2001년 3월~현재 : 한국항공우주연구원 선임 연구원
 관심분야 : 광대역 데이터 전송 시스템, 레이더 시스템 설계, 레이더 신호처리

김 인 규 (金仁規)



1994년 2월 : 단국대학교 전자공학과(공학사)
 1996년 2월 : 단국대학교 전자공학과(공학석사)
 1996년 3월~현재 : 한국항공우주연구원 선임 연구원
 관심분야 : 레이더 신호처리, 전자파 해석, 모뎀

김 현 경 (金炫京)



1999년 2월 : 충북대학교 컴퓨터공학과(공학사)
 2001년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과(공학석사)
 2000년 12월~현재 : 한국항공우주연구원 연구원
 관심분야 : 디지털 신호처리, 데이터 통신, 관제시스템