

## 광대역 무선 가입자망(B-WLL)에서 가입자용 송신기 구현 알고리즘

최승남, 황호선, 김대진  
전남대학교 전자공학과 및 RRC  
전화: 062-530-1756 / 팩스: 062-530-1759

### Algorithm for the Implementation of Network Interface Unit Transmitter in Broadband Wireless Local Loop

Seung Nam Choi, Ho Sun Hwang, and Dae Jin Kim  
Dept. of Electronic Engineering, Chonnam National University, and RRC  
E-mail : djinkim@chonnam.chonnam.ac.kr

#### Abstract

In this paper we proposed the algorithm for the implementation of network interface unit transmitter and analyzed its performance in broadband wireless local loop. The symbol rate of upstream transmitter is variable since the channel bandwidth of upstream can vary. Assuming that master clock ( $f_{DAC}$ ) is fixed, the cubic interpolator of Farrow structure is used to increase the sample rate to master clock rate. Simulation shows that the signal to noise ratio is about 54 ~ 55 dB and spurious signal power of upstream transmitter is less than 45 dB.

#### I. 서론

현재의 유선망을 대체할 수 있는 광대역 무선 가입자망인 B-WLL(Broadband Wireless Local Loop)은 정보통신부 공고 제 1997-49 호에서 공고한 가입자 회선용 상향 24.25 ~ 24.75 GHz, 하향 25.50 ~ 26.70 GHz 대역의 무선주파수를 사용하는 고정 무선 통신 시스템을 말한다. 이 시스템은 전화, 고속데이터, 전용회선 및 집단회선, 영상분배 등의 서비스를 유선과 동일한 품질로 제공할 수 있다. 일반적으로 가입자망은 구리 회선으로 구성되어 있으며 구리 회선은 설치 및 유지비용이 비싸고, 제한된 대역폭을 가지며 신규 사업자가 넓은 지역을 구축하기에는 비용 및 시간이 매우 많이 소요된다. 그러나 B-WLL은 기존의 구리 회선에 의한 유선망을 무선으로 대체함으로써 망구축 기간 및 유지비용을 절감할 수 있다. 또한 다양한 서비스 요구에 따라 융통성 있는 서비스 제공이 가능하고 가입자 통화량의 증가에 따른 망의 확장이 신속하게 이루어질 수 있다는 이점이 있다.

국내에서는 1998년 12월 DAVIC 1.3 과 MCNS 사양을 기반으로 하여 잠정표준화 작업이 이루어졌다. 본 논문

에서는 DAVIC 1.4 규격[1]에 근거하여 가입자용 단말기에 쓰이는 송신기를 구현하는 알고리즘을 제안하고자 한다. 대부분의 디지털 모뎀 송신기는 IF 주파수를 심볼율의 4 배로 고정하여 구현하고 있다. 이 방법은 IF 대역으로의 믹싱이 필요없게 되므로 구현이 쉽고 하드웨어도 간단하다[2]. 그러나 송신기의 주 클럭이 고정되어 있고 임의의 전송 심볼율을 갖는 경우에는 보간 필터가 필요하다. 보간 필터의 중요한 특징은 심볼율에 상관없이 심볼의 샘플율이 주 클럭과 같도록 샘플 갯수를 올릴 수 있다는 것이다[3, 4]. NCO (Numerically Controlled Oscillator)는 45° LUT(look-up table)을 이용하여 구현할 수 있다[5]. 전체 구성을 보면 2 장에서는 송신기 구성도에 대해 살펴보고, 3 장에서는 데이터가 임의의 심볼율을 가질 때 적용될 수 있는 보간 필터에 대해 살펴본다. 4 장에서는 제안한 송신기 구성도에 대한 시뮬레이션 결과를 분석하고 5 장에서 결론을 맺는다.

#### II. 송신기 구성도

그림 1은 B-WLL의 가입자용 상향 송신기 구성도를 보여준다. 각 블록에 대한 설명은 다음과 같다.

1. 전송 프레임 구조 : 상향의 다원접속방식은 TDMA 방식이다. 규격화된 상향링크 시간 슬롯 구조는 동기를 위한 4 바이트의 프리앰블, 하나의 53 바이트 ATM 셀, 10 바이트의 RS 패리티, 동기확보 시간용으로 1 바이트의 보호시간으로 이루어진 전체 68 바이트가 된다.

2. 비트 동기 블록 (Bit Sync Block) : 송신기의 입력 데이터는 MAC(Medium Access Control)에서 오는 53 바이트의 ATM 셀이다. 송신기는 데이터를 ATM 셀 단위로 버스트 또는 연속 모드로 보낼 수 있다. 이 블록은 MAC에서 오는 데이터의 클럭과 송신기 내부에서 사용하는 데이터

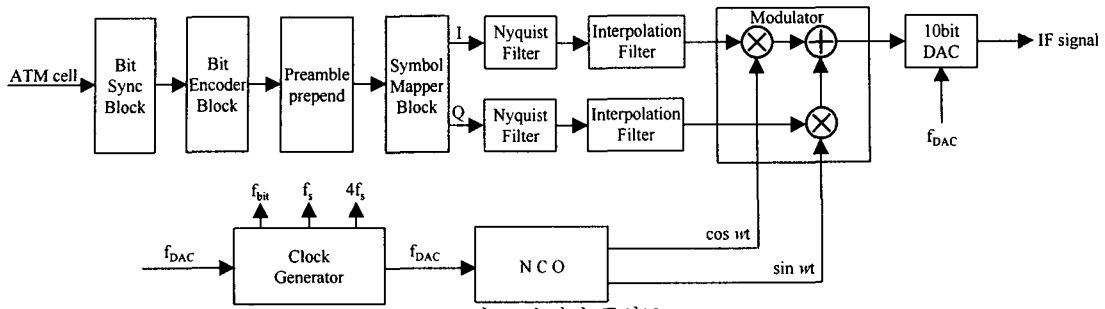


그림 1. 송신기 구성도

의 클럭을 동기시키는 역할을 한다. 또한 송신기는 MAC과 핸드셰이킹하여 데이터를 보낼 수 있을 때만 데이터를 보내게 된다.

3. 비트 인코더 블록 (Bit Encoder Block) : 랜덤화기와 단축화된 RS(63, 53) 인코더가 포함된다. 랜덤화기의 생성 다항식은  $x^6 + x^5 + 1$  이고, 생성된 랜덤 시퀀스는 53 바이트 ATM 셀과 모듈-2 연산이 이루어진다. 랜덤화기의 레지스터 초기값은 모두 1이며 ATM 셀 시작점에서 초기화된다. RS 인코더는 랜덤화기를 거친 53 바이트의 ATM 셀에 적용되며 식 (1)의 생성 다항식을 이용해 RS(255, 245)로 부호화된다. 이것은 192 개의 제로를 입력 데이터 앞에 넣어서 부호화한 후 부가된 제로를 다시 제거함으로써 이루어진다. 부호화 후 10 바이트의 패리티가 부가되며 5 바이트의 에러 정정 능력을 갖는다.

코드 생성 다항식

$$g(x) = (x + \mu^0)(x + \mu^1)(x + \mu^2) \dots (x + \mu^9), \mu = 02\text{hex}$$

필드 생성 다항식

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (1)$$

4. 프리앰블 첨가 (Preamble Prepend) : 4 바이트 동기 프리앰블은 [00FCFCF3]hex 으로 설정되고, 시간 슬롯의 다른 64 바이트와는 달리 차등 부호화되지 않는다. 이 프리앰블 신호는 QPSK 변조를 위하여 I와 Q로 나누어진다. 즉 I와 Q, 각각에 할당되는 프리앰블 신호는 노이만-호프만 신호열 [0000 1110 1110 1101]이다.

5. 심볼 맵핑 블록 (Symbol Mapper Block) : 상향의 변조 방식은 차등 부호화된 QPSK로 전송 심볼간의 위상차에 정보를 실어 보낸다. 이 방식은 채널에 의한 위상의 변화가 급하지 않을 경우 수신단에서 캐리어의 위상을 복원할 필요가 없다. 표 1에 있는 차등 부호화 테이블에 의해 A, B 비트를 입력으로 받아서 위상변화량을 출력한다. 여기서 A는 MSB를, B는 LSB를 의미한다. 그림 2는 QPSK 신호의 성상도이다.

6. 펄스 성형 필터 (Nyquist Filter) : 펄스 성형을 위한 이 필터는 제공된 상승 코사인 필터로써 롤오프 인자는 0.3이다. 그러므로 전송 심볼율은 채널 대역폭/(1+0.3)이 된다.

다. 신호의 얼라이싱을 피하기 위해 심볼 사이에 3개의 '0'을 삽입하여 4배 오버샘플링하고 필터 뱀은 56개, 9비트 계수를 사용한다. 그러나 polyphase 구조를 사용하여 필터를 병렬처리하면 필터 뱀을 1/4로 줄일 수 있는 장점이 있다[6]. 그림 3에 구현된 필터는 QPSK 방식의 장점을 이용하였는데, 입력 심볼값이 ±1이기 때문에 부호를 판별하여 양이면 계수를 그대로 사용하고 음이면 계수의 부호를 바꾸어 최종 14개의 계수끼리 덧셈을 하면 된다. 이 경우 곱셈기가 필요 없어 빠른 속도로 필터링을 할 수 있다.

표 1. QPSK 차등 부호화 테이블

A	B	위상변화량
0	0	없음
0	1	+90도
1	1	180도
1	0	-90도

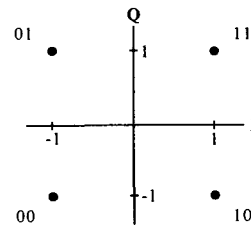


그림 2. QPSK 성상도

7. 보간 필터 (Interpolation Filter) : 제한한 알고리즘은 송신기에서 고정된 주 클럭( $f_{DAC}$ ) 하나만 사용한다고 가정하고, 전송 심볼율( $f_s$ )이 가변일 때 적용될 수 있도록 보간 필터가 사용된다. 보간 필터는 심볼의 샘플율이 송신기의 주 클럭과 같도록 샘플 갯수를 올리는 기능을 한다.

8. 변조기 (Modulator) : 보간 필터를 거치고 나온 신호와 NCO의 IF 캐리어 신호를 곱하여 원하는 IF로 신호를 옮기는 기능을 한다.

9. 클럭 발생기 (Clock Generator) : 고정된 주 클럭( $f_{DAC}$ )

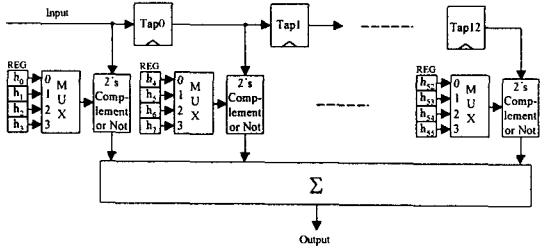


그림 3. Nyquist 필터

으로부터 송신기 내부에서 사용하는 비트 클럭( $f_{bit}$ ), 심볼 클럭( $f_s$ ), 4 배의 심볼 클럭( $4f_s$ )을 발생시킨다.

10. NCO :  $360^\circ$  LUT 를 사용하지 않고  $45^\circ$  사인, 코사인 LUT 를 사용하면 메모리 크기를 줄일 수 있으며 메모리에 저장되는 LUT 는 10 비트 크기를 갖는다[5]. 여기서 발생하는 IF 주파수는 주 클럭( $f_{DAC}$ )의 최대 40%로 제한되고 주기적으로 발생하는 하모닉 성분은 원하는 주파수 대비 73 dB 이상 작게 된다.

### III. 보간 필터

앞에서 언급했듯이 보간 필터는 전송 심볼의 샘플 갯수를 늘리기 위해 사용된다. 사용된 보간 필터는 Farrow 구조의 큐빅 보간기로서 임의로 샘플 갯수를 늘릴 수가 있다. 큐빅 보간기는 입력된 네 심볼을 이용하여 보간을 하는데, 두 심볼을 이용하는 선형 보간기보다 성능이 좋고 스퓨리어스 신호도 훨씬 작다. 간단히 큐빅 보간기의 원리를 살펴보자. 그림 4에서 입력된 두 심볼 사이를 보간하는데 식 (2)를 이용한다.

$$y(k) = C_1x(m-1) + C_0x(m) + C_{-1}x(m+1) + C_{-2}x(m+2) \quad (2)$$

여기서 필터 계수는,

$$C_1 = -(1/6)\mu^3 + (1/2)\mu^2 - (1/3)\mu$$

$$C_0 = (1/2)\mu^3 - \mu^2 - (1/2)\mu + 1$$

$$C_{-1} = -(1/2)\mu^3 + (1/2)\mu^2 + \mu$$

$$C_{-2} = (1/6)\mu^3 - (1/6)\mu \text{ 이다.}$$

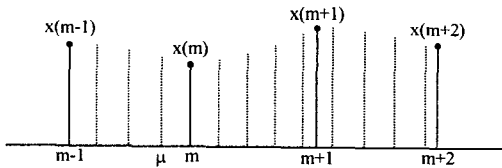


그림 4. 큐빅 보간 방법

$x(m)$ 은 현재 심볼을 의미하는 기본점이고, 이전 심볼 두 개와 나중 심볼 하나를 이용하여 보간을 한다. 입력 신호의 두 심볼 사이를 1로 볼 때,  $\mu(0 \leq \mu < 1)$ 라는 파라메타는  $\Delta$ 씩 증가하면서 그때의  $\mu$ 값에 의해 보간이 되는데  $\mu$ 가 1을 넘으면 모듈-1 연산에 의해 다시 1이하의 값

로 갱신된다. 즉  $\mu = (\mu + \Delta) \bmod 1$  연산이 이루어진다.  $\mu$ 가 1을 넘으면 새로운 입력 심볼을 받아들이고 기본점은 한 심볼 이동한다.  $\Delta$ 는 4배의 심볼 클럭과 주 클럭의 비 ( $4f_s/f_{DAC}$ )를 의미하며 심볼의 샘플 갯수를 몇 배 올릴 것 인지를 결정한다. 그림 5는 송신기에서 사용되는 큐빅 보간기의 구조를 보여주고 있다[3, 4].

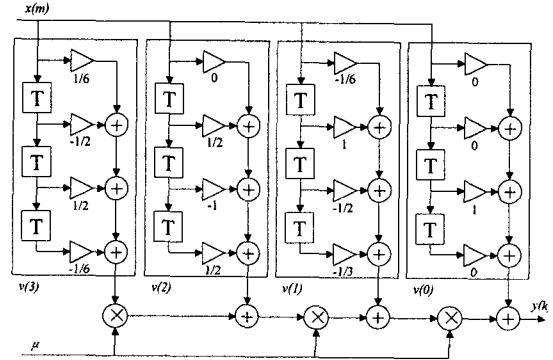


그림 5. 큐빅 보간기

### IV. 전산 모의실험 및 분석

송신기에서 성능 측정의 기준으로 사용되는 것은 눈 모양과 송신 전력 스펙트럼 마스크이다. 눈 모양은 심볼 간 간섭의 크기를 확인하는데 사용된다. 송신 전력 스펙트럼 마스크는 인접 채널에 영향을 안 주도록 DAVIC에서는 -32 dB 이하로 규정하고 있다[1].

전산 모의실험은 송신기의 주 클럭( $f_{DAC}$ )을 40 MHz로 고정하고 심볼율을 1 Msps, 3 Msps로 가정하고 이루어졌다. 모의실험은 송신기가 임의의 랜덤 심볼을 이용하여 Nyquist 필터와 보간 필터를 통과한 신호를 기저대역으로 보내고, 수신기는 제공된 상승 코사인 필터를 통과하여 출력 신호를 확인한 것이다. 채널은 이상적이라고 본다. 그림 6은 심볼율이 1 Msps일 때 수신기에서 본 필터 출력의 심볼 분포이고, 그림 7은 심볼의 눈 모양이다. 이때 송신기의 보간 필터는 심볼의 샘플 갯수를 10배로 올렸다. 이상적인 채널로 가정하고 신호 대 잡음비를 계산하면 54 ~ 55 dB로 매우 우수한 성능을 확인할 수가 있었는데 이는 QPSK 방식에서 요구하는 10 dB를 충분히 만족한다. 그림 8은 심볼율이 3 Msps이고 보간 필터에서 심볼의 샘플 갯수를 3.333배 올렸을 때의 수신기에서 본 눈 모양이다. 이처럼 큐빅 보간기는 정수배뿐 아니라 유리수배로도 샘플 갯수를 늘릴 수 있다. 그림 9는 송신기에서 Nyquist 필터와 보간 필터를 통과한 신호를 기저대역에서 본 주파수 스펙트럼 모양이다. 그림에서 스퓨리어스 신호의 최대 크기가 -45 dB 이하이므로 인접 채널에 영향을 주지 않으며 DAVIC 규격을 충분히 만족한다는 것을 알 수 있다. 그림 10은 10비트 메모리 크기를 갖는  $45^\circ$  사인, 코사인 LUT를 이용한 NCO의 출력 IF가 12 MHz( $f_{DAC}$ 의 30%)일 때, 변조된 송신 신호가 통과대역

으로 이동한 모양을 보여준 것이다. NCO를 구현하면 주기적으로 하모닉 성분이 발생하는데, 최대 하모닉 성분 크기가 원하는 IF 주파수 대비 73 dB 이상 작음을 확인할 수가 있었다.

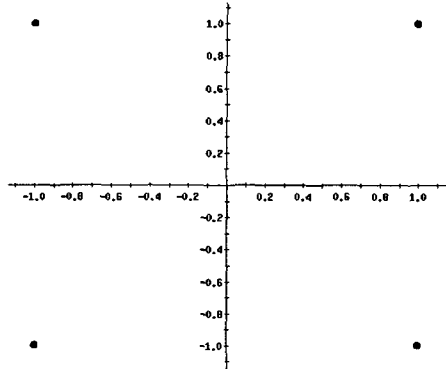


그림 6. QPSK 심볼 분포

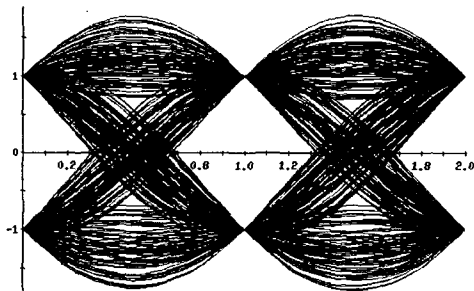


그림 7. QPSK 눈 모양 (보간 필터: 10 samples/symbol)

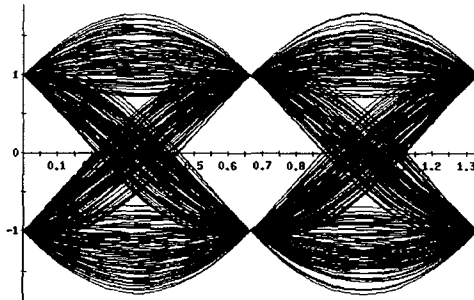


그림 8. QPSK 눈 모양 (보간 필터: 3.333 samples/symbol)

## V. 결론

본 논문에서는 DAVIC 1.4 규격을 만족하는 B-WLL 가입자용 송신기를 구현하는 알고리즘을 설계하였다. 상향의 채널 대역폭이 가변일 때 전송 심볼율도 변하게 되는데, 이 알고리즘의 특징은 보간 필터를 사용하여 송신기

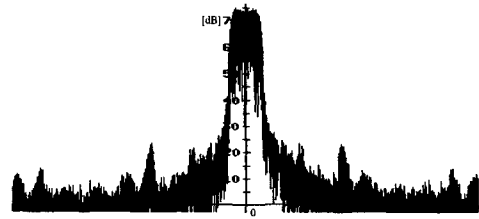


그림 9. 송신 전력 주파수 스펙트럼 (기저대역)

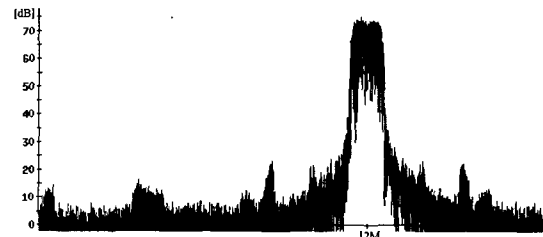


그림 10. 송신 전력 주파수 스펙트럼 (IF=12MHz)

의 주 클락은 하나로 고정되어 있으면서도 임의의 전송 심볼율을 가지는 시스템에 적용할 수 있다는 것이다.

전산 모의실험 결과 신호 대 잡음비 특성이 우수하고 송신 전력 스펙트럼 마스크 요구조건을 만족함을 확인할 수가 있었다. 따라서 논문에서 제안한 알고리즘을 B-WLL 가입자용 송신기 구현에 적용할 수가 있고 유선 케이블 모델에도 이 알고리즘을 사용할 수 있으리라 기대된다.

## 참고문헌

- [1] DAVIC 1.4 Specification Part 8 Lower Layer Protocols and Physical Interfaces, Digital Audio-Visual Council, 1998.
- [2] 김승근, 이영규, 김기선, "LMDS 디지털 전송을 위한 QPSK 모델의 ASIC 구현", 텔레콤, 제 14권 제 2호, pp 107~120, 1998, 12.
- [3] Floyd M. Gardner, "Interpolation in Digital Modems - Part I : Fundamentals", IEEE Transactions on Communications, Vol 41, No 3, pp 501~507, March 1993.
- [4] Floyd M. Gardner, "Interpolation in Digital Modems - Part II : Implementation and Performance", IEEE Transactions on Communications, Vol 41, No 6, pp 998~1008, June 1993.
- [5] Loke Kun Tan and Henry Samueli, "A 200MHz Quadrature Digital Synthesizer/Mixer in 0.8 $\mu$ m CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol 30, No 3, pp 1970~1980, March 1995.
- [6] Sophocles J. Orfanidis, "Introduction to Signal Processing", Prentice-Hall, 1996.