

# 빔-호핑 위성 전송 기반의 DVB-S2x 슈퍼프레임 수신기를 위한 프레임 검출 기법

오종규, 오덕길  
한국전자통신연구원  
jgoh@etri.re.kr, dgoh@etri.re.kr

## A frame detection method for DVB-S2x superframe receivers based on beam-hopping satellite transmission

Jonggyu Oh, Dukgil Oh  
Electronics and Telecommunications Research Institute

### 요 약

본 논문에서는 빔-호핑 위성 전송 기반의 DVB-S2x 슈퍼프레임 수신기를 위한 프레임 검출 기법을 제안한다. 제안하는 검출 기법은 2 체배 오버샘플링 레이트에서(over-sampling rate)에서 동작을 수행하며, 슈퍼프레임의 헤더를 구성하는 start of super-frame (SOSF)과 super frame format indicator (SFFI)를 모두 이용하여 하드웨어 복잡도를 줄이면서도 견고하게 프레임을 검출할 수 있다.

## 1. 서론

DVB (Digital Video Broadcasting)-S2x (satellite second generation extension) 표준 [1]은 디지털 위성 방송 표준인 DVB-S2 표준을 확장한 표준으로, 새로운 roll-off factor, 성상도, 부호율 (code-rate), 채널 결합 (bonding) 기술, 그리고 very low (VL) - signal to noise ratio (SNR) 전송 기술 등을 채용하였다.

DVB-S2x 표준에서는 슈퍼프레임 (superframe) 전송 기법은 선택적으로 적용할 수 있도록 Annex-E 로 규정하였다. 이 슈퍼프레임은 5 가지의 포맷으로 구성될 수 있으며, 모든 포맷에서 슈퍼프레임은 612,540 심벌의 고정된 길이를 가진다. 또한 612,540 심벌 길이의 긴 전송 데이터에 대해 두 가지 방식의 스크램블링 (scrambling)을 각 부분 별로 적용한다 [1].

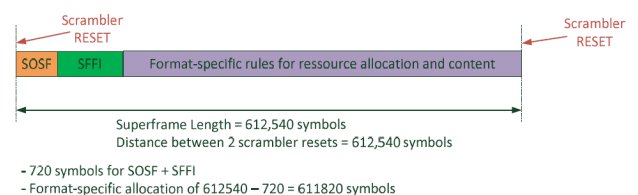
최근 빔 (beam)-호핑 (hopping) 위성 전송 시스템에 대한 개발이 이루어지고 있으며, 기존 위성은 목표 커버리지 (coverage)에 빔을 고정하는 반면 빔-호핑 위성은 다수의 커버리지에 빔을 순차적으로 호핑시킨다. 이러한 빔-호핑 위성 통신 시스템을 위한 전송 프레임 구조로 DVB-S2x 슈퍼프레임 구조가 고려되고 있으며, 하나의 커버리지에 송신되는 신호는 슈퍼프레임의 정수 배 단위의 신호가 송신되도록 빔이 호핑한다. 그러므로 게이트웨이 (gateway) 는 연속적인 슈퍼프레임 단위의 신호를 위성으로 전송하는 반면, 유저 터미널 (user terminal) 측에서는 버스트 (burst) 방식으로 슈퍼프레임의 정수 배 단위의 신호가 수신된다. 이러한 전송 방식과 긴 심벌 길이를 가지는 슈퍼프레임 구조를 고려할 때, 유저 터미널에서는 샘플링 주파수 오차 (sampling frequency

offset, SFO), 반송파 주파수 오차 (carrier frequency offset, CFO), 그리고 additive white Gaussian noise (AWGN)와 같은 오프셋들이 모두 존재하는 수신 상황에서 슈퍼프레임 신호를 견고하게 검출하여야만 한다.

본 논문에서는 빔-호핑 위성 전송 기반의 DVB-S2x 슈퍼프레임 수신기를 위한 프레임 검출 기법을 제안한다. 제안하는 검출 기법은 2 체배 오버샘플링 레이트 (2x over-sampling rate)에서 동작을 수행하며, 슈퍼프레임의 헤더를 구성하는 start of super-frame (SOSF)과 super frame format indicator (SFFI)를 모두 이용하여 하드웨어 복잡도를 줄이면서도 견고하게 프레임을 검출할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 절에서는 DVB-S2x 슈퍼프레임 구조를 살펴본 후, 3 절에서는 빔-호핑 위성 전송 기반의 DVB-S2x 슈퍼프레임 수신기를 위한 프레임 검출 기법을 제안하고 모의실험 성능을 제시한다. 마지막으로 4 절에서는 본 논문에 대한 결론을 맺는다.

## 2. DVB-S2x 시스템의 슈퍼프레임 구조



<그림. 1 슈퍼프레임의 구조 및 길이>

<그림. 1>은 슈퍼프레임의 구조를 나타낸 그림으로, 슈퍼프레임은 슈퍼프레임의 시작을 알리는 SOSF 필드(field), 4 비트의 슈퍼프레임 포맷 정보를 담고 있는 SSFI 필드, 그리고 포맷에 따라 데이터 구성 구조를 달리하는 페이로드(payload)부로 구성된다. 현재 슈퍼프레임의 포맷은 <표. 1>과 같이 0~4 번까지만 정의되어 있으며, 5~15 번까지는 추후 표준 개정을 위해 예약되어 있다. 이 때, 4 비트의 B\_SSFI 는 슈퍼프레임 포맷 정보 비트열에 해당한다.

SOSF 는 256 비트의 특정한 Walsh-Hadamard 시퀀스에 16 비트를 패딩한 260 비트를 BPSK 로 변조한 심벌이다. SFFI 는 B\_SSFI 를 간단한 구조의 선형 블록 코드를 이용하여 15 비트로 부호화한 뒤, 15 비트의 부호화된 비트열을 30 번 반복하여(spreading) 450 비트를 생성한 뒤 BPSK 로 변조한다. 페이로드부는 611,820 개의 심벌로 구성되며, 데이터 심벌의 변조 성상도는 modulation and coding (MODCOD)에 의해 결정된다. 이러한 612,540 개의 슈퍼프레임 심벌에 대해 두 가지 방식의 스크램블링을 각 부분별로 적용한다 [1].

<표. 1 슈퍼프레임 포맷 >

번호	B <sub>SSFI</sub>	이름
0	0 0 0 0	DVB-S2X
1	0 0 0 1	DVB-S2 legacy
2	0 0 1 0	Bundled PLFRAMES (64 800 payload size) with SF-Pilots
3	0 0 1 1	Bundled PLFRAMES (16 200 payload size) with SF-Pilots
4	0 1 0 0	Flexible Format with VL-SNR PLH tracking
5-15	0 1 0 1 - 1 1 1 1	Reserved

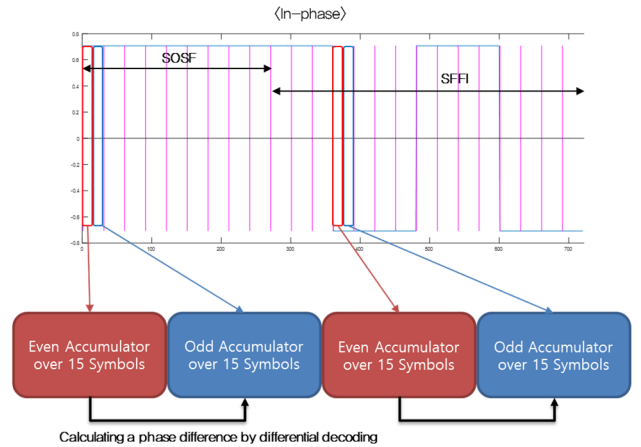
### 3. 빔-호핑 위성 전송 기반의 DVB-S2x 슈퍼프레임 수신기를 위한 프레임 검출 기법

SOSF 는 송신기와 수신기간에 약속되어 알고 있는 270 개의 심벌로써, 수신기에서 SOSF 에 대해 차등 상관(differential correlation) 연산만을 이용하여 프레임 검출을 하기 위해서는 최대 269 개의 복소(complex) 곱셈기가 필요하다. 고속으로 동작해야 하는 위성 시스템에서 최대 269 개의 복소 곱셈기를 이용하여 수신기를 위한 프레임 검출기를 구현하는 것은 어려운 측면이 있다. 그리고 슈퍼프레임의 포맷에 따른 페이로드 부의 구성이 매우 상이하므로 [1], 송신기와 수신기 사이에 어떠한 슈퍼프레임 포맷으로 전송을 할지 사전에 약속되어 있다고 볼 수 있다. 이런 경우, 수신기에서는 B\_SFFI, 그리고 이에 따른 450 심벌에 해당하는 SFFI 를 모두 알 수 있다. 또한 매 슈퍼프레임의 시작에서 초기화되는 스크램블링 시퀀스 생성기의 초기 값은 송신기와 수신기 사이에 약속되어 알려져 있다.

이에 본 절에서는 2 체배에서 동작을 수행하며, 슈퍼프레임의 헤더를 구성하는 SOSF와 SFFI를 모두 이용하여

하드웨어 복잡도를 줄이면서도 견고하게 프레임을 검출하는 기법을 제안하고자 한다. 제안하는 검출 기법은 우선 시간 축에서 non-coherent 기법으로 프레임을 검출하며, 시간 축에서 프레임 검출이 유효할 시에만 주파수 축에서 coherent 기법을 이용하여 프레임을 검출한다.

#### 가. 시간 축에서의 non-coherent 검출 기법



<그림. 2 오프셋이 존재하지 않는 경우의, SOSF 및 SFFI (포맷 2) 심벌의 In-phase 성분>

<그림. 2>는 샘플링 위상 오차 (sampling phase offset, SPO), CFO, 진폭 오차 (gain offset), 그리고 AWGN 과 같은 오프셋들이 존재하지 않는 경우, 수신된 SOSF 와 SFFI 심벌(1x 레이트)에 대해 역-스크램블링 (de-scrambling)과 위상 회전을 수행한 후 In-phase 심벌 성분만을 나타낸 그림이다. 앞서 기술한 바와 같이 수신기에서는 SOSF 심벌과 스크램블링 시퀀스 (이에 상응하는 역 스크램블링 시퀀스)를 모두 알고 있기 때문에, 디-스크램블링 이후 SOSF 심벌들의 위상을 회전시켜 모든 심벌의 성상도를 1 사사분면 (송신 전력이 1.0 으로 정규화되었을 경우  $1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2}j$ )으로 보정할 수 있다. 또한 <그림. 2>를 살펴보면 SOSF 와 SFFI 를 포함한 720 개의 심벌들을 15 개의 심벌로 나누어 48 개의 구간으로 구분할 수 있으며, 오프셋이 존재하지 않을 경우 연속적인 두 개의 구간(짝수와 홀수 축적 구간)에서 동일한 위상을 가져야 한다. 그러므로 프레임 검출을 위해서 이 720 심벌에 대해 연속적인 15 심벌들을 축적하는 48 개의 축적기 (accumulator)를 이용하여, 24 번의 차등 복조 연산을 수행할 수 있다. 이러한 특성은 SOSF 와 SFFI 심벌의 quadrature phase 성분에 대해서도 동일하다.

게이트웨이와 유저 터미널에서 안정된 오실레이터 (oscillator)를 이용하였을 때, 2 체배 오버샘플링 주파수로 analog to digital (A/D) 변환을 수행 시 발생하는 최대 반송파 주파수 오차는 -1.8%에서 +1.8% (2 체배 주파수에 정규화)에 제한될 수 있다고 여길 수 있다. 이러한 경우, 선 보상 (pre-compensated) 주파수 오차 간격 ( $\Delta f$ )을 0.45%로 설정하고 7 개 (nDL)의 tapped delay line (TDL)을 이용하면, -1.35%, -0.9%, -0.45%, 0%, +0.45%, +0.9%, 그리고 +1.35%의 CFO 에 대해 선 보상을 수행할 수 있다. 이 때, 선 보상 후 잔류 (residual) CFO 는 최대  $\Delta f$  의 범위에 제한되며, +/- 1.8%의 CFO 가 존재하더라도 잔류 CFO 는  $\Delta f$  에 제한된다.

만약 동일한 nDL 에서 Δf 를 크게 설정한다면 선 보상할 수 있는 CFO 의 범위가 넓어지지만, 잔류 CFO 가 커지게 되므로 알려진 심벌을 이용한 상관 값을 축적한 값이 줄어들게 되고 이로 인해 프레임 검출기의 성능이 AWGN 과 같은 오프셋에 취약해지는 단점이 있다. 입력 샘플 r[n]에 대해서 CFO 를 식 (1)과 같이 선 보상한 뒤, 각각의 TDL 로 입력한다.

$$r_l[n] = r[n]e^{j2\pi(-0.0135+l\Delta f)n}, 0 \leq l \leq 6 \quad (1)$$

이 때, n 은 수신된 샘플의 인덱스(index)를, 그리고 l 은 TDL 의 인덱스를, r[n]은 A/D 변환된 2 체배의 수신 샘플을, r\_l[n]은 CFO 가 선 보상되어 l번째 TDL 로 입력되는 2 체배의 수신 샘플을 나타낸다. 각각의 TDL 의 지연 (delay) 동작은 2 체배에서 동작하며, 1440 샘플 (720x2)의 길이를 가진다. TDL 로 r\_l[n]이 입력될 때마다, 시간 축에서의 non-coherent 검출을 수행한다. 이때 TDL 의 지연 동작은 2 체배로 동작하지만, TDL 내 샘플들은 15 개의 심벌 (1x) 위치에서 축적하며 축적기인 A\_l[k][n]는 식(2)와 같이 쓸 수 있다.

$$A_l[k][n] = \sum_{i=0}^{14} r_l[n - 2i - 30k]C[i + 15k] \quad (2)$$

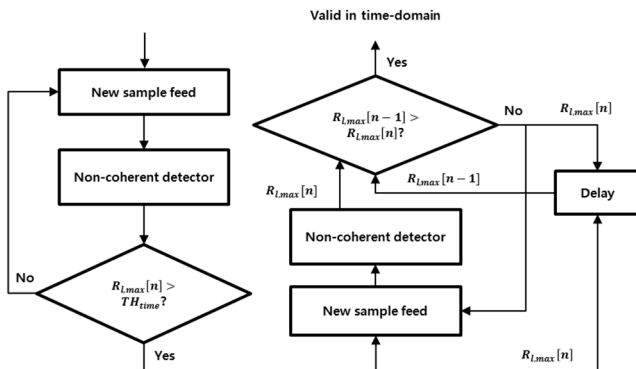
이 때, k 는 축적기의 인덱스를, C[i]는 앞서 기술한 알고 있는 디-스크램블링 및 위상 회전 시퀀스를 나타낸다.

<그림. 2>에서와 같이 짝수와 홀수 축적기간의 복소 공액 곱셈을 수행한 값인 R\_l[n]은 식(3)~(4)와 같이 쓸 수 있다.

$$R_l[n] = \left| \sum_{k=0}^{23} A_l[2k][n]A_l^*[2k + 1][n] \right|^2, 0 \leq l \leq 6 \quad (3)$$

$$R_{l,max}[n] = \text{biggest value among } R_l[n] \quad (4)$$

이 때 \* 연산자는 복소 공액 (complex conjugate) 곱셈 연산자를, 그리고 R\_{l,max}[n] 은 R\_l[n] 들 중에서 가장 큰 값을 나타낸다.



<그림. 3 시간 축에서의 Local maximum 검출 알고리즘>

오프셋이 존재하지 않고 n이 SFFI 샘플의 마지막 샘플에 해당하는 인덱스라면, R\_3[n] (선 보상 CFO의 값이 0%)의 값은 5400 이다. 하지만 R\_3[n] 의 값은 수신 샘플에 존재하는 오프셋의 정도에 따라서 감소하게 되므로, 시간 축에서의 검출 임계치 (TH\_time)는 오프셋의 영향을 고려하여 결정되어야 한다 (ex. 486 or 정규화된 0.09). 또한 SOSF & SFFI 의 교차 상관 (cross correlation)의 특성을 고려하여, <그림. 3>과 같이 local maximum 을 찾는 방식으로 시간 축에서 프레임 검출을 수행하여야 한다.

### 나. 주파수 축에서의 coherent 검출 기법

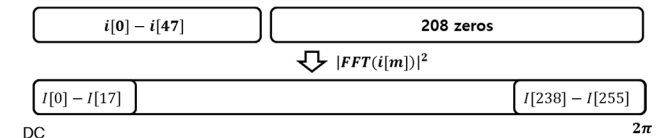
하나의 수신 샘플을 입력 받아 시간 축에서 프레임 검출이 수행되고 R\_{l,max}[n]의 값이 시간 축 임계치 이상인 경우에만, coherent 기법을 이용한 주파수 축에서의 프레임 검출이 수행된다. 주파수 축에서의 프레임 검출은 식(4)~(6)과 같이 수행된다.

$$i[m] = \begin{cases} A_{l,max}[m][n]P^*[m], & 0 \leq k \leq 47 \\ 0, & 48 \leq m \leq 255 \end{cases} \quad (4)$$

$$P[m] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{j}{\sqrt{2}}, & 0 \leq m \leq 17 \\ SFFI_{2x}, & 18 \leq m \leq 47 \end{cases} \quad (5)$$

$$I[m] = |FFT(i[m])|^2 \quad (6)$$

이 때, P[m]은 수신기에서 자체적으로 생성하고 두 번 반복된 SOSF & SFFI 를 나타내고, l 은 R\_{l,max}[n]의 인덱스를, 그리고 FFT 는 fast Fourier transform 을 나타낸다. 0 ≤ m ≤ 17 인 구간에서 P[m] 을 이루는 값은 1/√2 + j/√2 이며, 18 ≤ m ≤ 47인 구간에서 P[m]을 이루는 값은 15 개의 SFFI 심벌이 2 번 반복된 값이다. 이러한 값들에 대해 208 zero 를 padding 하여 256 FFT 를 수행하여, padding 으로 인해 FFT 의 주파수 해상도는 2.6e<sup>-4</sup> (= 1/256\*15) 가 된다. 식(1)에서 CFO 가 선 보상되었기 때문에, 각각의 TDL 에는 최대 ±0.45%의 CFO 가 잔류한다. 그러므로 FFT 수행 후 주파수 축에서 검출을 수행하는 구간은 최대 0.0045/2.6e<sup>-4</sup> = 17.3077 에 해당하므로, <그림. 4>와 같이 256 FFT 수행 후 ±18개의 지점 (DC 및 2π 부근)에 대해서 검출을 수행한다. 그리고 ±18 개의 지점에서의 최대 주파수 값 ( I\_max[m] )에 대한 임계치를 검사해보고, 임계치를 ( TH\_freq, ex. 정규화된 0.3)초과하면 최종적으로 프레임 검출이 되었다고 판단한다.



<그림. 4 주파수 축 검출을 위해 제로 패딩을 이용한 FFT 연산>

### 다. 모의 실험 결과

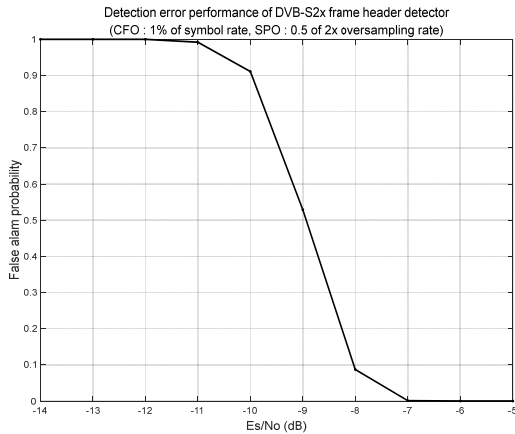
모의 실험 환경은 아래 <표. 2>와 같으며, 샘플링 위상 오차 (sampling phase offset, SPO), CFO, 그리고 AWGN 을 달리하여 프레임 검출 에러 성능을 <그림. 5~8>과 같이 측정하였다. 프레임 검출 에러 성능인 P\_false detection 은 설정된 SPO, CFO, 그리고 AWGN 이 존재하는 환경에서, 전송된 프레임을 검출하지 못한 경우의 수 ( N\_non-det )와 전송된 프레임을 잘못된 위치에서 검출하는 경우의 수 ( N\_det-wrong )를 측정하여 식(7)과 같이 측정하였다.

$$P_{false\ detection} = \frac{N_{non-det} + N_{det-wrong}}{\text{Number of transmitted superframes}} \quad (7)$$

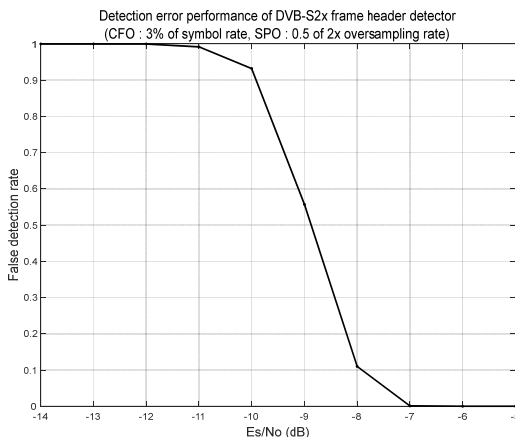
이 때, 가해진 CFO 는 심벌 레이트 (1x)에서 정규화되고 SPO 는 2 체배 레이트 (2x)에서 정규화되었다.

<표. 2 모의실험 환경 >

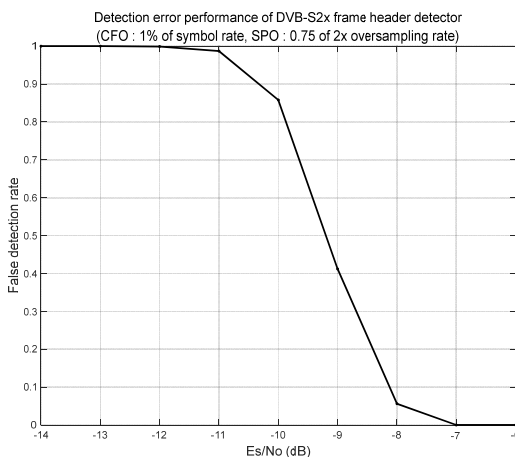
TDL 개수 (nDL)	7
$\Delta f$	0.45 % (2x 에 정규화)
전송 프레임 규격	DVB-S2x 슈퍼프레임, 2 번 포맷 (SFFI : 2)
전송되는 프레임 수	1000 개 슈퍼프레임



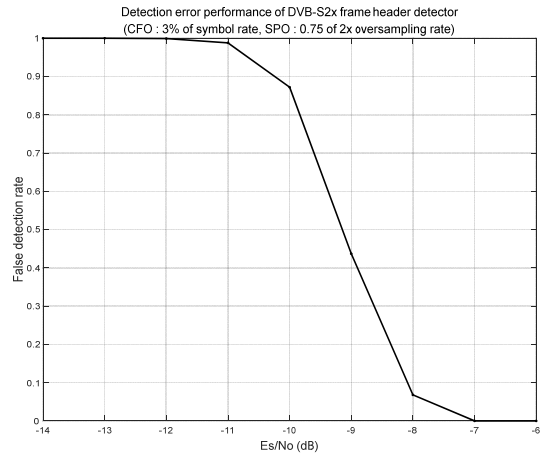
<그림. 5 CFO : 3%, SPO : 0.5 일 때 프레임 검출 에러 성능>



<그림. 6 CFO : 3%, SPO : 0.5 일 때 프레임 검출 에러 성능>



<그림. 7 CFO : 1%, SPO : 0.75 일 때 프레임 검출 에러 성능>



<그림. 8 CFO : 3%, SPO : 0.75 일 때 프레임 검출 에러 성능>

수신기에 발생하는 CFO 의 범위가 선 보상 범위에 들어올 때, 동일한 Es/No 에서 프레임 검출 성능에 영향을 미치는 것은 SPO 이다. 그러므로 <그림. 5-6>과 같이 SPO 가 0.5 일 때, 프레임 검출 성능이 가장 떨어지지만 -7 dB 이상에서는 견고한 프레임 검출이 이루어짐을 알 수 있다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 빔-호핑 위성 전송 기반의 DVB-S2x 슈퍼프레임 수신기를 위한 프레임 검출 기법을 제안하였다. 제안하는 검출 기법은 2 체배 오버샘플링 레이트에서 동작을 수행하며, 슈퍼프레임의 헤더를 구성하는 SOSF 와 SFFI 를 모두 이용하여 하드웨어 복잡도를 줄이면서도 -7B 이상의 Es/No 에서 견고하게 프레임을 검출할 수 있음을 보였다.

#### Acknowledgement

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음. [R-20160225-002798, 동일 위성채널 전송 및 주파수 공유기술 개발]

#### 참조 문헌

[1] Digital Video Broadcasting (DVB): Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X), ETSI EN 302 307-2 V1.1.1, 2014-10.