

ATSC DTV시스템을 위한 간섭제거 기반 동일채널 중계기

*최정민 *최진용 **서영우 *서중수

*연세대학교 **KBS

*choi_jm@yonsei.ac.kr

An Interference Canceller-based Digital On-Channel Repeater
for ATSC system

*Choi, Jeong-min *Choi, Jin-Yong **Suh, Young-Woo *Seo, Jong-Soo

*Yonsei University **KBS

요약

디지털 기술의 발달로 인해 세계 각국에서 지상파 DTV 방송망을 핵심인프라로 활용하기 위한 노력이 지속되고 있다. 하지만 국내 지상파 DTV 표준인 ATSC방식은 주파수 이용관점에서 효율적이지 못한 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 그 동안 동일채널 중계기술이 많이 연구되어 왔다. 그러나 동일채널간섭으로 인한 신호품질 저하, 긴 처리시간, 송출전력 제한 등의 제약조건으로 인해 실제 방송망에서는 동일채널 중계기술이 활용되지 못하고 있는 실정이다.

이에 본 논문에서는 DAB용 간섭제거 기반 동일채널 중계기를 ATSC 시스템에 적용하였다. 제안하는 동일채널 중계기는 타이밍 오프셋 보상을 위한 위상 전 왜곡기법, 파일릿 성분 추정 및 제거를 위한 직류 제거기, 송/수신신호 간의 상관도를 기반으로 케환신호의 지연시간을 추정하는 기법이 적용되었으며, 전산 모의실험을 통해 그 성능을 확인하였다. 전산 모의실험을 통해 주 송신신호보다 간섭신호가 큰 환경에서 제안한 동일채널 중계기의 간섭제거 능력을 확인하였고, 이에 따라 동일채널 중계기의 송출능력을 개선하는 동시에 짧은 처리 지연시간 및 양호한 신호품질을 얻을 수 있었다.

I. 서론

국내 지상파 DTV 표준으로 선정된 ATSC(Advanced Television Systems Committee) 방식은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 적용한 DVB-T(Digital Video Broadcasting- Terrestrial) 방식과는 달리 단일 방송파를 이용하는 방식으로 단일 주파수망(SFN: Single Frequency Network)의 구성이 어려운 단점을 가지고 있다^[1]. 현재 우리나라 방송망에 적용된 복수 주파수망(MFN: Multiple Frequency Network)은 주파수간 간섭이 없는 장점을 가지고 있지만, 동일 주파수를 재사용할 수 없기 때문에 주파수 이용관점에서 비효율적이다^[2]. 반면에 SFN을 구축하게 되면 방송 주파수의 이용 효율을 높일 수 있고, 방송 구역 내에서 안정적인 전파세기를 보장할 수 있어 서비스 품질을 높일 수 있다^[3]. 이와 같은 SFN의 장점들을 확보하기 위해 ATSC DTV 시스템을 위한 동일채널 중계기(DOCR: Digital On-Channel Repeater) 기술에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다^[2-3].

초기에 제안된 DOCR은 크게 RF processing DOCR, IF processing DOCR, baseband decoding DOCR 등 세 가지 형태로

분류할 수 있다^[2]. RF processing DOCR은 RF대역에서 신호를 단순 증폭하여 재송신하는 기능만을 가지기 때문에 시간지연이 짧다는 장점을 가지지만, 주 송신신호의 복원능력 및 케환신호 제거능력이 전혀 없기 때문에 신호의 품질이 크게 떨어지는 단점을 가지고 있다. 그리고 IF processing DOCR의 경우에는 RF processing DOCR에 비해 ACI(Adjacent Channel Interference)는 개선되었지만, baseband decoding DOCR에 비해 신호품질이 떨어지고 케환신호에 의한 송출능력이 제한되는 등 한계를 지니고 있다. baseband decoding DOCR은 수신신호의 복조 및 복호까지 수행하여 신호를 재생하고 송출하기 때문에 신호의 품질은 좋으나, DOCR 내에서 긴 처리시간을 동반한다는 문제로 인해 현실적인 적용이 어렵다^[2].

기존의 DOCR이 갖는 이러한 문제점을 해결하기 위해 ETRI에서 EDOCR(Equalization DOCR)을 제안하였다^[2]. EDOCR은 등화기를 이용하여 수신신호에 포함된 케환신호 성분을 제거하고, 동시에 주 송신신호의 복원도 수행하여 baseband decoding DOCR에 비해 짧은 처리시간을 가지면서 RF/IF processing DOCR 대비 신호의 품질을 크게 향상시켰다. 하지만 EDOCR은 등화기를 통해 케환신호 제거가 이루어지므로 케환신호의 전력이 주 송신신호보다 큰 경우에 대해서는 케환신호 제거가 어렵다. 따라서 EDOCR은 송/수신 안테나 간의 격리도(isolation)가 충분히 확보되어야 하며, 송출전력에

* 본 연구는 방송통신위원회 및 정보통신산업진흥원의 방송통신정책연구센터운영지원사업의 연구결과로 수행되었음 (nipa-2010-C1091-1001-0005)

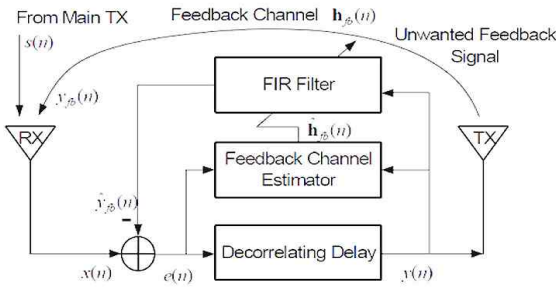


그림 1. 간섭제거 기반 동일채널 중계기

제한을 받게 된다^[4]. 이와 달리 DAB(Digital Audio Broadcasting) 용으로 고안된 간섭제거 기반 DOCR(IC-DOCR: Interference Canceller-based DOCR)은 등화기대신 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 이용하여 케환채널을 추정하고 감산연산을 통해 케환신호를 제거함으로써 DOCR의 송출능력을 높일 수 있다^[4-5].

본 논문에서는 DOCR의 송출능력을 높이기 위해 ATSC DTV 시스템에 IC-DOCR을 적용하고 그 성능을 검증한다. 제안하는 ATSC 용 IC-DOCR은 파일럿 성분을 효과적으로 추정 및 제거하기 위하여 이동 평균기(MAF: Moving Average Filter)를 이용한 직류 제거기를 포함한다. 또한 타이밍 오프셋(offset)에 의한 위상회전을 보상하기 위한 위상 전 왜곡(phase pre-distortion)을 통해 보다 정확한 케환채널 추정이 이뤄지도록 시스템을 설계하였다. 마지막으로 상관도 감소 지연(De-correlating delay)을 사용하는 DAB용 IC-DOCR 대신 시스템 지연시간을 줄이기 위하여 부분갱신(partial update) 기법을 사용하는 IC-DOCR을 기반으로 시스템을 설계하였으며^[4], 정확한 부분갱신 및 위상 전 왜곡을 위해 DOCR 송/수신 신호간의 상관도를 이용한 케환신호 지연시간 추정기법을 적용하였다.

II. 간섭제거 기반 동일채널 중계기(IC-DOCR)

그림 1은 IC-DOCR 시스템 구성도를 나타낸다. IC-DOCR에서는 수신안테나로 유입되는 케환신호 성분을 제거하기 위해 적응형 FIR 필터를 이용한 케환채널 추정이 이루어지며, 적응형 필터의 탭 갱신은 LMS(Least Mean Square) 알고리즘이 적용된다^[5-6]. 입력신호 $x(n)$ 과 추정된 케환신호 $\hat{y}_{fb}(n)$ 으로부터 에러신호 $e(n)$ 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$e(n) = x(n) - \hat{y}_{fb}(n) = x(n) - \hat{\mathbf{h}}_{fb}^T \mathbf{y}(n) \quad (1)$$

여기서 $\hat{\mathbf{h}}_{fb}(n)$ 은 FIR필터의 탭 계수 값을 나타내는 벡터로서 $\hat{\mathbf{h}}_{fb}(n) = [\hat{h}_0(n), \hat{h}_1(n), \dots, \hat{h}_{K-1}(n)]^T$ 와 같고, $\mathbf{y}(n)$ 은 DOCR 송출신호 벡터로서 $\mathbf{y}(n) = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-K+1)]^T$ 와 같다. 인덱스 K는 FIR필터의 탭 수를 나타낸다. 에러신호 $e(n)$ 이 최소화되기 위해서는 케환신호 $y_{fb}(n)$ 이 완벽히 제거되어야 하며, 식 (1)로부터 케환채널의 추정이 제대로 이루어져야 함을 확인할 수 있다. 이 때, 필터 탭 $\hat{\mathbf{h}}_{fb}(n)$ 은 다음과 같이 업데이트 된다^[5-6].

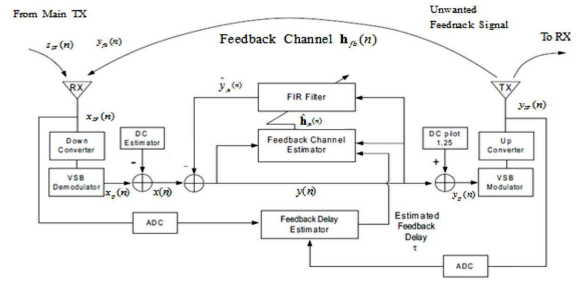


그림 2. 제안하는 간섭제거 기반 동일채널 중계기

$$\hat{\mathbf{h}}_{fb}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}_{fb}(n) + \mu e^*(n) \mathbf{y}(n) \quad (2)$$

여기서 μ 는 스텝 크기를 의미하며, FIR필터 탭 갱신은 송출신호 벡터 $\mathbf{y}(n)$ 과 에러신호 $e(n)$ 의 곱으로 이루어짐을 알 수 있다. IC-DOCR에서 상관도 감소지연(De-correlating delay)이 없을 경우, 에러신호 $e(n)$ 이 곧 송출신호 $y(n)$ 이 되고 높은 상관도로 인해 케환채널 추정성능이 제한을 받게 된다. 따라서 IC-DOCR에서는 송출신호와 에러신호 간의 상관도를 낮추기 위해 식 (3)과 같이 상관도 감소지연을 적용한다^[4-6].

$$y(n) = e(n - \Delta) \quad (3)$$

IC-DOCR에서 상관도가 제거될 정도로 충분한 길이의 지연 시간이 보장되면 케환채널 추정 성능이 높아진다. 즉, 주 송신 채널의 상태가 열악할수록 ISI에 의해 심플 간 상관도가 높아지므로 Δ 도 증가되어야 한다. 그러나 상관도 감소지연의 길이가 길어질수록 DOCR에서의 처리시간도 함께 증가하게 되어 송출되는 신호의 전파 지연도 길어지게 된다. 이는 수신단 관점에서 긴 시간 지연을 갖는 다중 경로 신호로 간주되어 등화기에 부담이 되므로 수신기의 성능 열화 원인이 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 필터 탭을 부분갱신하는 기법이 제안되었다^[4]. 본 논문에서는 긴 지연시간으로 인한 성능저하를 피하기 위해 부분갱신 기법을 적용하였다.

III. 제안하는 동일채널 중계기

DAB시스템을 위해 고안된 IC-DOCR을 ATSC DTV시스템에 적용하기 위해서는 ATSC 규격을 고려한 시스템 설계가 필요하다. 이에 본 논문에서는 기존의 IC-DOCR을 ATSC DTV시스템에 적용하기 위해 다음과 같은 세 가지 기법을 제안한다.

1. 직류 제거기

그림 2는 제안하는 DOCR 구성도를 나타낸다. 파일럿 성분은 IF 단까지 소멸되지 않고 잔류하게 되어 주파수 오차를 계산하는데 활용되므로 8-VSB(Vestigial Side Band)시스템을 위한 IC-DOCR은 기저대역에서 파일럿 성분을 제거하는 부분이 별도로 필요하다^[7]. 또한 입력되는 직류성분은 주 송신신호와 케환신호의 합성분이기

때문에 직류성분도 케환신호의 전력에 따라 크기가 다르며, 직류 신호 크기에 대한 추정과 제거가 선행되어야 한다. 직류 성분이 제대로 제거되지 않는다면 간섭제거 이후에도 예리 값으로 잔존하므로 케환신호 제거 성능이 떨어지게 된다. 따라서 제안하는 DOCR은 MAF를 이용하여 입력신호의 직류 성분을 순시적으로 추정하고, 케환신호 제거 전에 직류 성분을 제거한다. 직류 성분의 이동 평균 추정은 다음과 같이 이루어진다.

$$R_{n+1} = R_n + \frac{Re\{x_p(n)\} - R_n}{n+1}$$

$$I_{n+1} = I_n + \frac{Im\{x_p(n)\} - I_n}{n+1}$$
(4)

여기서 $Re\{\cdot\}$ 는 실수부, $Im\{\cdot\}$ 은 허수부를 의미한다. DOCR 입력신호는 식 (5)와 같이 추정된 R_{n+1} 과 I_{n+1} 에 의해 감산연산이 이루어져 평균전력 0을 갖는 $x(n)$ 를 출력한다.

$$x(n) = x_p(n) - \{R_{n+1} + jI_{n+1}\}$$
(5)

DOCR 내에서의 기저대역 연산이 종료되면 신호 송출 전 파일럿이 다시 추가된다.

2. 위상 전 왜곡 보상 기법

기존 DOCR에서 사용되는 심볼 타이밍 동기는 가장 큰 전력을 갖는 신호에 맞추어 샘플링 연산이 동작된다. 하지만 더 큰 전력의 케환신호가 DOCR의 입력으로 유입되면 DOCR은 자동적으로 케환신호의 타이밍에 맞추어 심볼을 샘플링한다. 이 경우, DOCR의 8-VSB 변/복조 역시 케환신호가 입력되는 타이밍에 맞추어 이루어지므로 식 (6)과 같이 주 송신신호의 위상이 회전되는 왜곡이 발생한다.

$$y'(n) = y(n) \exp(-j2\pi(f_1 + f_2)\tau)$$
(6)

여기서 τ 는 신호 간 불일치되는 동기 오차 심볼 개수, $y(n)$ 은 동기 일치 시 DOCR 기준신호, $y'(n)$ 은 동기 불일치 시 DOCR 기준신호를 나타낸다. 그리고 f_1, f_2 는 VSB 변조주파수이다. DOCR에서 송출 될 심볼이 위상회전된 상태이므로 이를 보상해주지 않으면, 송신 신호가 다시 케환신호로 재입력되면서 왜곡이 누적된다.

제안하는 DOCR은 신호 간 타이밍 오차 τ 를 이용해 왜곡되는 위상의 양을 식 (6)과 같이 계산한 후, 케환채널 추정기로 기준신호 $y(n)$ 이 입력될 때 위상 회전되는 크기만큼 위상 전 왜곡을 수행한다. 이때 위상 전 왜곡을 통해 제대로 된 성능 이득을 얻기 위해선 정확한 심볼 동기 오차를 계산하는 과정이 필수적이다.

3. 케환신호 지연시간 추정 기법

부분갱신 기법 사용 시, 케환신호의 지연시간 τ 를 제대로 추정하

표 1. 전산 모의실험 환경

파라미터	값
주 채널	브라질 A 채널
케환신호 지연시간	약 5 us
FIR필터 탭 개수	150
적용형 알고리즘	LMS
스텝 크기	0.00001 / 0.000001
D/U비	-20dB

지 못하여 지나치게 많은 구간동안 필터 탭을 갱신하지 못하면 케환신호 제거 성능이 감소하게 된다.^[4] 그리고 위상 전 왜곡을 통해 케환채널 추정 성능이득을 얻기 위해선 지연시간에 대한 정보가 필수적이다. 제안하는 DOCR에서는 송출신호와 수신신호 간의 상관도를 기반으로 케환신호 지연시간을 추정한다. DOCR에서 송출되고 수신되는 신호는 그림 2에서와 같이 각각 ADC(Analog-to-Digital Conversion)되어 케환신호 지연시간 추정기(Feedback Delay Estimator)로 입력된다. 추정기에서는 샘플단위로 입력되는 각 심볼 값들을 버퍼에 저장하고, 각 버퍼에 저장된 심볼벡터를 식 (7)과 같이 슬라이딩시키면서 두 벡터 간의 상관도를 측정한다.

$$R_{xy}[m] = \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{y}_{IF}[n] \mathbf{x}_{IF}[n+m]$$
(7)

여기서 $\mathbf{y}_{IF}[n]$, $\mathbf{x}_{IF}[n]$ 은 각각 버퍼에 저장된 DOCR 송출신호 벡터와 수신신호 벡터이다. $\mathbf{x}_{IF}[n]$ 은 $m = \tau$ 에서 케환신호 $\mathbf{y}_{IF}[n]$ 성분을 포함하고 있으므로 추정기는 최대값을 출력하게 되고, 해당 인덱스를 통해 케환신호의 지연시간 τ 를 추정할 수 있다.

IV. 전산 모의실험 결과

전산 모의실험은 제안하는 DOCR의 채널추정 성능 및 케환신호 제거 성능을 평가하기 위해 수행되었다. 주 채널은 브라질 A 채널로 모델링하였으며^[8], 케환채널은 성긴(sparse)특성을 가진다는 사실에 기반하여 단일 경로 임펄스 응답으로 모델링하였다^[9]. 그리고 케환채널 추정을 위한 FIR필터 탭 갱신은 LMS알고리즘을 적용하였다. 또한 주 송신신호보다 큰 케환신호에 대한 간섭제거능력을 보이기 위해 수신안테나에서의 D/U비(Desired signal-to-Undesired signal ratio)는 평균적으로 -20dB라고 가정하였다. 실험에 사용된 주요 파라미터는 표 1과 같다.

그림 3은 위상 전 왜곡 기법 적용 여부에 따른 케환채널 추정 성능을 나타낸다. 그림 3에서와 같이 케환채널이 성긴 특성을 갖더라도 동기가 일치하지 않으면 전혀 다른 임펄스 응답이 추정된다. 반면 제안한 기법을 적용한 경우, 케환채널 추정기의 입력 신호를 미리 위상 회전시켜 심볼 타이밍 오차로 인한 위상 회전을 보상함으로써 제대로 된 케환채널 추정 성능을 얻을 수 있었다.

직류 제거기의 유/무에 따른 케환채널 추정 성능을 확인하기 위하여 RFP(Residual Feedback Power) 성능을 확인하였다. RFP는 식 (8)과 같이 정의된다.

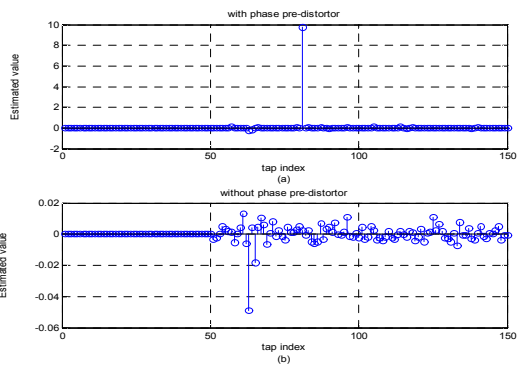


그림 3. 채널 추정 응답

(a) 위상 전 왜곡 적용 시 (b) 위상 전 왜곡 미적용 시

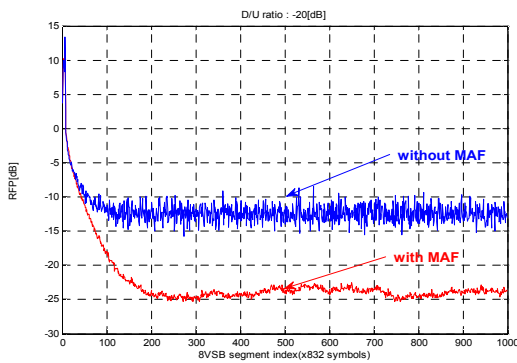


그림 4. 직류제거기 유/무에 따른 RFP 성능 비교

$$RFP = \frac{((\hat{s}(n) - s(n))^* (\hat{s}(n) - s(n)))}{E[s(n)^* s(n)]} \quad (8)$$

여기서 $s(n)$ 은 기저대역 주 송신신호를 $\hat{s}(n)$ 은 감산연산 이후의 기저대역 DOCR신호를 나타낸다. 그림 4를 통해 직류 제거기 도입에 RFP 성능이 약 10dB 개선됨을 확인하였다.

부분갱신 기법을 적용하였을 때, 케환신호 지연시간보다 적은 수의 탭 길이만큼 갱신을 억제하게 되면 주어진 조건에서 최적의 간섭제거 성능을 얻을 수 없다^[6]. 또한 지연시간보다 많은 수의 탭 길이만큼 갱신을 억제하면 주 경로 탭의 갱신도 억제해버리므로 채널 추정이 이루어지지 않는다. 그림 5는 부분갱신 적용여부와 제한한 케환신호 지연시간 추정여부에 따른 RFP 성능을 보여주고 있다. 케환신호 지연시간 추정 정보를 이용해 필터 탭을 부분갱신 한 경우, 그렇지 않은 경우와 대비하여 RFP 성능이 약 3dB 개선되었다.

V. 결론

본 논문은 간섭제거 기반 동일채널 중계기를 제안하였고, 지상과 DTW 시스템에 적용하여 전산 모의실험을 통해 그 성능을 검증하였다. 제안한 위상 전 왜곡기법, 직류 제거기, 상관도 기반 케환신호 지연시간 추정기법의 적용을 통해 케환채널 추정 성능 및 RFP 성능이 개선됨을 확인하였다. 또한 주 송신신호보다 20dB 큰 간섭신호가 존재하는 환경에서 제안한 동일채널 중계기의 간섭제거 능력

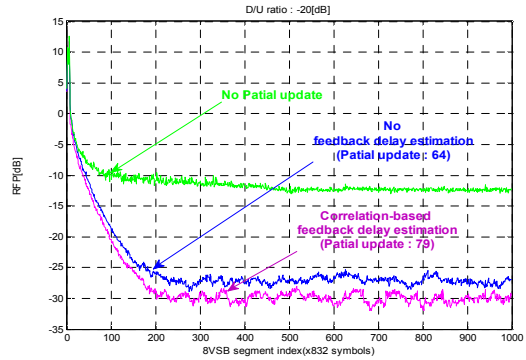


그림 5. 케환신호 지연시간 추정에 따른 RFP 성능

을 확인함으로써 EDOCR에서 문제되었던 송출전력 제한 문제를 크게 완화시킬 수 있었다. 따라서 제안하는 동일채널 중계기를 통해 지상과 DTW 방송망의 효율적인 운용 및 양질의 서비스가 가능할 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] ATSC Recommended Practice : Design of Synchronized Multiple Transmitter Networks, Doc. A/111, Sept. 2004.
- [2] W. Kim, Y. T. Lee, S. I. Park, H. M. Eum, J. H. Seo and H. M. Kim, "Equalization Digital On-Channel Repeater in the Single Frequency Network," IEEE Trans. Broadcast., vol. 52, no. 2, pp. 181-184, Mar. 2005.
- [3] Y. W. Suh, J. K. Lee, J. Y. Choi, J. S. Seo, "A novel data synchronization method for ATSC distributed translator," IEEE 20th International symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 2847-2850, sept. 2009.
- [4] J. K. Hong, J. Y. Choi, Y. W. Suh, J. K. Lee, and J. S. Seo, "De-corellating Patial Update Technique for Feedback Channel Estimator in 8VSB DTV DOCR," ICCE 2010, Jan. 2010.
- [5] A. Wiewiorka and P. N. Moss, "R&D White Paper WHP 120: Digital On-Channel Repeaters for DAB, " Research & Development, British Broadcasting Corporation, Sept. 2005
- [6] 최진용, 홍진규, 허민성, 서영우, 서중수, " 지상파 DMB 디지털 동일 채널 중계기에서의 간섭 제거 기법," 방송공학회 논문지, 제14권, 제2호, 2009년 3월.
- [7] R. Citta, G. Sgrignoli, " ATSC transmission system: VSB tutorial," Montreux Symposium, June. 1997.
- [8] Mackenzie, ABERT, and SET, 'General description of laboratory test,' DTV Field Test Report in Brazil, July 2000
- [9] H. Deng and M. Doroslovacki, "Improving convergence of the PNLMS algorithm for sparse impulse response identification," IEEE Trans. Signal Process. Letters, vol. 12, no. 3, pp. 181-184, Mar. 2005.