

4 TX MIMO 시스템에서 소프트웨어 기반 residual CFO 보상 기법 설계

김소연, 여유진, 이송민, 김주엽
숙명여자대학교

e-mail: sally@sookmyung.ac.kr, unyeo32@sookmyung.ac.kr, lsm0723@sookmyung.ac.kr,
jykim@sookmyung.ac.kr

A Softwarized CFO Compensation Scheme for 4 TX MIMO Systems

So-Yeon Kim, Yujin Yeo, Song Min Lee, and Juyeop Kim
Sookmyung Women's University

요약

6G 연구에 대한 관심이 증대되면서 시공간 선 부호화 (Space Time Line Code, STLC)와 같은 통신 시스템이 주목받고 있다. STLC에서는 MIMO 환경에서 CFO 등과 같은 문제를 해결하여 채널 상호성이 보장되는 것이 중요하다. 이를 위해 본 논문에서는 4 TX MIMO 환경에서 하드웨어 없이 소프트웨어의 제어만으로 residual CFO를 보상하는 알고리즘을 설계하고 그 성능을 검증하고자 한다.

I. 서론

차세대 무선 접속 기술 개발(6G) 상용화를 위한 다양한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 시공간 선 부호화 (Space Time Line Code, STLC)는 MIMO 안테나를 활용한 spatial diversity 기법을 활용하는 것이 특징이며, TX가 모든 Channel State Information(CSI)을 획득한 상황에서, RX가 CSI 없이 또는 일부만으로도 간단한 선형 결합을 통해 정보 심볼 검출이 가능하도록 하여 수신단에서 채널 추정 부하와 연산 복잡도를 동시에 줄일 수 있다.

실제 STLC 구현을 위해서는 송신단에서의 CSI 파악을 위한 채널 상호성(channel reciprocity)이 보장되어야 한다[1]-[3]. 이중 CFO는 통상적으로 coarse estimation과 residual estimation 두 단계로 추정 및 보상이 이루어진다. 이 과정을 위해 기존 1 TX의 경우에는 기지국에서 보상할 신호 대상이 하나이기 때문에 하드웨어(HW) 하나로 CFO 보상이 가능했다. 하지만 4 TX MIMO 환경에서는 4 가지 신호에 대한 CFO 보상이 다르게 이루어져야 하기 때문에 다수의 HW가 필요하다. 이에 따라, 본 논문에서는 하드웨어의 도움 없이 소프트웨어를 통해 residual CFO 보상을 수행하는 알고리즘을 제안하고자 한다.

II. 본론

2.1 CFO system model 및 가정

본 연구에서는 단말이 기지국에게 보내는 Uplink (UL) 과정을 가정하고 있다. 단말에서 CFO의 coarse CFO 보상이 완료된 후 UL 신호를 전송하며, 기지국이 수신한 UL 신호는 coarse CFO 보상이 완료되었다고 가정한다. CFO를 f_e 로, 중심 주파수를 f_c 로 가정하였다.

기지국은 UL 수신신호에 대해 residual CFO 추정 및 보상을 수행한다. 그림 1은 수신한 UL preamble을 이용하여 CFO를 추정하는 과정을 나타내고 있다. 첫 번째 시점의 preamble을 $p[n]$, Δt 가 지난 후의 preamble을 $p[n+1]$ 이라고 가정한다. 그리고 $p[n]$ 에 의해 얻어지는 채널에 대한 평균을 구하고 그 phase를 phase offset이라 가정하여, 이를 $\theta[n]$ 이라고 한다. 이때, $\theta[n]$ 은 CFO에 의해서 시간에 따라 변화하게 되며, 그

변화를 나타내는 주황색 선의 기울기는 식 (1)을 이용하여 나타낼 수 있으며, residual CFO f_e 는 식 (2)와 같은 식으로 추정이 가능하다.

$$\Delta\theta = \theta[n+1] - \theta[n] = -2\pi f_e \Delta t \quad (1)$$

$$f_e = \frac{\theta[n+1] - \theta[n]}{-2\pi \Delta t} \quad (2)$$

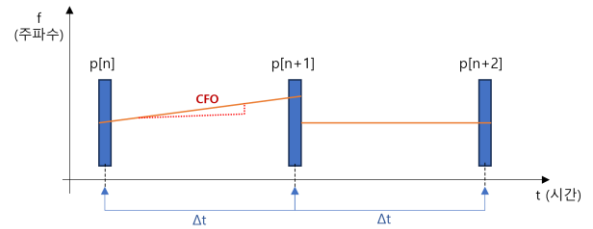


그림 1. preamble을 통한 CFO estimation 과정

2.2 Softwarized Residual CFO Estimator

2.1 절의 알고리즘을 소프트웨어로 구현하기 위해서 $p[n+1]$ 수신 시점에서의 CFO $f_e[n+1]$ 을 아래와 같은 알고리즘으로 추정하도록 반영한다.

$$f_e[n+1] = \Delta \tilde{\theta}[n+1] \quad (3)$$

$$\Delta \tilde{\theta}[n+1] = \theta[n+1] - \theta[n] - \Delta\theta_{po}[n] \quad (4)$$

$$\Delta\theta_{po}[n] = -2\pi f_e[n] \Delta t \quad (5)$$

각 수신 preamble에 대한 채널의 phase offset의 차이와 더불어, HW 보상을 하지 않음으로 인해 추가적으로 발생하는 phase offset인 $\Delta\theta_{po}[n]$ 를 감안한다. 이 추가적인 phase offset $\Delta\theta_{po}[n]$ 을 반영해서 구한 phase differential $\Delta \tilde{\theta}[n+1]$ 에 대해 송신 주기로 나누면 현 상태에서의 CFO를 추정할 수 있다.

한편, phase differential 값 $\Delta \tilde{\theta}[n+1]$ 은 residual CFO만 남은 경우 $[-\pi, \pi]$ 구간에서 선형으로 완만하게 변화하게 된다. 그 기울기가 residual CFO와 같으며, phase 특성 상 π 에서 $-\pi$ 로 또는 $-\pi$ 에서 π 로 급격하게 변하는 상황이 발생한다. 이 상황에서는 $\Delta \tilde{\theta}[n+1]$ 이 실제와는 다른 값으로 얻어지면서 잘못된 CFO 추정이

이루어질 수 있다. 이에 따라 $\Delta \tilde{\theta}[n+1]$ 이 음수로 아주 큰 값일 때에는 2π 를, 반대로 양수로 아주 큰 값일 때에는 -2π 를 더하여 CFO 추정 오차가 발생하지 않도록 한다.

2.3 Low-Complexity Residual CFO Compensator

기존 방식에서는 RF 하드웨어 단에서 중심주파수를 $\pm 1\text{Hz}$ 씩 변화시키는 형태로 보상이 이루어진다. 다만 본 제안 방식에서는 추정된 CFO에 대해 RF 중심주파수를 그대로 두고 소프트웨어 상에서 샘플링된 기저대역 신호에 아래와 같이 \exp 함수를 곱하는 형태로 보상이 이루어진다.

$$\widetilde{r}[n] = r[n] \exp(j2\pi f_e t) \quad (6)$$

여기서 \exp 함수는 소프트웨어 상에서는 삼각함수 호출을 통해 계산이 이루어지며, 이는 높은 계산 복잡도를 요구하여 연산 속도가 매우 느려지는 결과로 이어진다[4]. 특히 4 TX의 경우 식 (6)과 같은 보상을 여러 안테나에 걸쳐서 수행해야 하므로 실시간 동작에 큰 문제를 야기한다. 따라서 식 (7)과 같은 table을 활용하여 보상을 수행하도록 한다. (여기서 T_s 는 sampling period 임)

$$c[f][n] = \exp(-j2\pi f T_s) \quad (7)$$

$$\widetilde{r}[n] = c[f][n]r[n] \quad (8)$$

각 CFO 값을 f 값에 따른 보상 값 $c[f][n]$ 을 table에 미리 생성하여 저장하고, 이를 수신 샘플에 곱하는 형태로 CFO를 보상한다. 이 경우 삼각함수를 실시간으로 호출하지 않고 곱셈이 가능하며, 미리 생성한 table 값에 대해 Single Instruction Multiple Data 함수를 통해 효율적으로 vectorized multiplication 수행이 가능하다.

III. 성능 분석 및 결론

본 논문에서는 제안한 알고리즘의 성능평가를 안정도로 입증하고자 한다. 시간에 따른 수신 신호의 preamble 간의 phase offset을 이용하여 두 가지 요인으로 나누어 안정성을 증명한다. 우선, 기저국이 수신하는 preamble에 대한 평균 채널 phase를 시간에 따라 그래프로 표현하여 시간에 따른 기저국에서의 CFO 보상 결과를 시각적으로 관찰한다. 이 과정에서, phase 값에 대한 분산을 비교하여 안정성을 수치적으로 확인한다. 또한 기존 방식에 해당하는 HW CFO compensation의 결과에 해당하는 CFO 추정 값 (CFO_{HW})과 제안 기법의 추정 결과값(CFO_{SW})의 비교를 통해 추정 정확도에 대해 판단한다.

실험 환경은 그림 2와 같이 4 TX 안테나를 구현할 수 있도록 USRP B210 두 개를 하나의 octoclock에 연결하였다. 그리고 2TX인 2개 단말이 4 TX 기저국에 수신되는 신호와 지금까지 수신한 preamble에 대한 평균 채널 phase 데이터를 받아온다. 이를 통해 시간에 따른 기존 및 제안 기법의 CFO 추정 및 보상 성능을 분석한다.

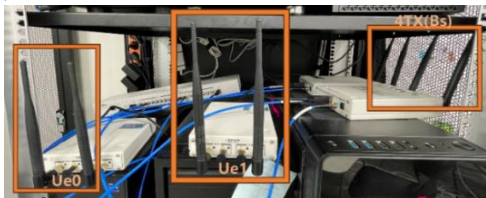


그림 2. 실험 환경

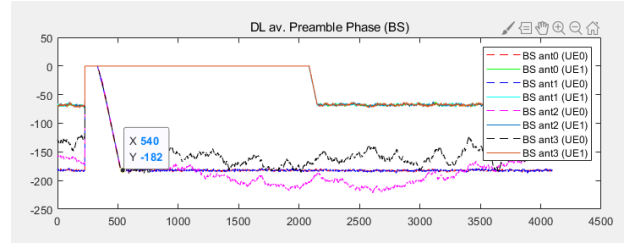


그림 3. 시간에 따른 기저국 Preamble Phase

표 1. 기법 별 평균 채널 phase의 분산

	기존	제안		기존	제안
BS ant0	1.455	2.102	BS ant2	277.5	2.130
BS ant1	1.690	2.399	BS ant3	171.9	2.636

그림 3에 제시된 결과를 통해, 제안 기법으로 CFO 보상을 진행한 경우의 CFO가 안정기에 접어든 후, HW 기반의 기존 방식보다 더 일정한 phase를 얻는 것을 시각적으로 확인할 수 있다. 실제 수치 관점에서도 표 1에서 확인할 수 있듯이, 제안 기법의 분산이 전체적으로 2~3 수준으로 작은 반면에, 기존 방식의 분산은 1~277으로 크게 나타나고 있는 것을 확인할 수 있다.

표 2. 각 안테나 쌍 별 최종 CFO 수렴 양상 비교

안테나	CFO_{SW}	CFO_{HW}	오차값
BS ant0 - UE ant0	-10504	-10505	1
BS ant0 - UE ant1	-12975	-13005	30
BS ant1 - UE ant0	-10504	-10503	1
BS ant1 - UE ant1	-12975	-13005	30
BS ant2 - UE ant0	-10492	-10523	31
BS ant2 - UE ant1	-12963	-12973	10
BS ant3 - UE ant0	-10450	-10431	19
BS ant3 - UE ant1	-12921	-12987	66

실험 종료 후 최종 수렴된 CFO_{HW} 와 CFO_{SW} 를 비교한 결과가 표 2에 나와 있는데, 최소 1에서 최대 66까지 CFO_{HW} 와 CFO_{SW} 가 차이가 난다는 것을 확인할 수 있다. 최대 차이에 해당하는 66에 대한 오차율은 $(66/12987) \cdot 100 = 0.51(\%)$ 수준이므로, 기존 및 제안 기법이 최종 수렴 값에서 차이가 거의 없음을 알 수 있다.

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2024년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원(No.2021-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발)을 받아 수행된 연구임.

참고 문헌

- [1] 여유진, 김주엽, "간섭 환경에 강인한 LTE 시스템의 반송파 주파수 오프셋 추정 기법," 한국통신학회 학술대회논문집, pp. 241-242, 2023.
- [2] S. Kim, H. G. Lee, S. Lee, J. Kim, J. Joung, J. Kim, "Single-User SFLC-OFDM System Realization Based on Channel Reciprocity Recovery," IEEE Access, 4 Oct. 2023.
- [3] 김수빈, 이한결, 이송민, 김재홍, 김주엽, 정진곤, "소프트웨어 모뎀 시공간 선 부호화 시스템의 채널 대칭성을 위한 CFO-STO-SCO 추정, 보상 기법," 한국통신학회논문지, vol. 47, no. 9, pp. 1381-1397, 2022.
- [4] S. Phalke, Y. Vaidya, S. Metkar, "Big-O Time Complexity Analysis of Algorithm", IConSIP, IEEE, 2022.