

# IQ 불일치 모델에 의한 LTE-A용 CA 단말의 디지털 보정

박성정<sup>°</sup>

## Digital Calibration Based on IQ Mismatch Model for LTE-A CA-Supporting Transceivers

Chester Sungchung Park<sup>°</sup>

### 요 약

본 논문에서는 LTE-A용 Carrier Aggregation 지원 단말의 IQ 불일치 (IQ Mismatch)를 분석하고 아날로그 블록 각각에 대해 IQ 불일치 모델을 수학적으로 유도한다. 그리고 이에 근거하여 디지털 보정 알고리즘을 제안하고 모의 실험을 통해 수신 성능을 평가한다.

**Key Words** : Carrier Aggregation, IQ Mismatch, Digital Calibration

### ABSTRACT

In this letter, IQ mismatch of a CA-supporting terminal for LTE-A is analyzed and each of the analog blocks is modeled mathematically. Based on the model, a new digital calibration algorithm is proposed and verified using simulation results.

### 1. 서 론

이중 주파수 대역 묶음 기술 (CA)은 전송 속도 증가와 주파수 이용 효율을 개선시킬 수 있는 LTE-A의 핵심 기술이지만<sup>[1]</sup>, 두 개 이상의 반송파들을 동시에 송수신하기 때문에 CA 지원 단말, 특히 초고주파 회로의 설계에 많은 어려움이 따른다. 최근 CA를 효율적으로 지원하기 위한 새로운 단말 구조가 제안되었

는데, 이 구조의 단점 중 하나가 IQ 불일치에 의한 수신 성능 저하이다<sup>[2]</sup>. 이를 해결하기 위해 [3]과 그 참조 논문들에서 다양한 연구가 발표됐지만, IQ 불일치 모델 및 관련 디지털 보정 연구는 아직 미흡하다. 본 논문에서는 CA 지원 단말에 대한 IQ 불일치 모델을 제시하고 이를 바탕으로 디지털 보정 알고리즘을 제안하고자 한다.

### II. IQ 불일치 모델

그림 1은 [2], [3]에서 가정한 단말 구조의 아날로그 기능 블록들을 보여주고 있다. 두 개의 반송파들을 수신하여 초고주파 믹서를 통해 IF (중간 주파수)로 낮추고 이를 IF 필터를 거친 후 IF 믹서를 통해 각 반송파를 DC로 분리한다<sup>[3]</sup>. 이후 아날로그-디지털 변환기 (ADC)를 통과시킨 후 디지털 필터와 OFDM 복조를 담당하는 기저대역 모뎀이 따른다. 그림 1의 각 아날로그 기능 블록의 IQ 불일치는 두 반송파들의 (주파수 영역) 기저대역 입력 신호  $X_1(f)$ 와  $X_2(f)$ , 출력 신호  $Y_1(f)$ 와  $Y_2(f)$ 에 대해 아래 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} Y_1(f) \\ Y_2(f) \end{pmatrix} = \mathbf{M}(f) \begin{pmatrix} X_1(f) \\ X_1^*(-f) \\ X_2(f) \\ X_2^*(f) \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{M}(f) = \{M_{i,j}(f), i=1,2, j=1,\dots,4\}$ 는 주파수 영역에서 정의된  $2 \times 4$  행렬로,  $M_{1,1}(f)$ 와  $M_{2,3}(f)$ 는 각각 제1 반송파와 제2 반송파의 이득을 의미하고 나머지 원소들은 원하지 않는 간섭을 의미한다.

초고주파 믹서의 IQ 이득 불일치  $g$ 와 위상 불일치  $\varphi$ 는 두 반송파들 간의 간섭을 일으킬 수 있는데, 초고주파 믹서의 IQ 불일치 모델은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{M}_{RFm}(f) = \begin{pmatrix} K_1 & 0 & 0 & K_2 \\ 0 & K_2 & K_1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

여기서  $K_1$ 와  $K_2$ 는 아래와 같이 주어진다<sup>[3]</sup>.

$$K_1 = 1 + g \exp(-j\varphi) \quad (3)$$

$$K_2 = 1 - g \exp(+j\varphi) \quad (4)$$

<sup>°</sup> First Author and Corresponding Author : Department of Electronics Engineering, Konkuk University, [chester@konkuk.ac.kr](mailto:chester@konkuk.ac.kr), 종신회원

논문번호 : KICS2014-03-099, Received March 22, 2014; Revised April 3, 2014; Accepted April 3, 2014

마찬가지로 IF 필터의 IQ 불일치는 두 반송파들 간의 간섭을 일으킬 수 있는데, IF 필터의 IQ 불일치 모델은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{M}_{IFf}(f) = \begin{pmatrix} H_c(f) & 0 & 0 & H_d(f) \\ 0 & H_d^*(-f) & H_c^*(-f) & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

여기서  $H_c(f)$ 와  $H_d(f)$ 는 각각 두 IF 필터들 간의 공통 인자와 불일치 인자를 의미한다. 식 (5)에서 초고주파 믹서와 달리 IF 필터의 IQ 불일치는 일반적으로 주파수에 따라 달라짐을 알 수 있다.

IF 믹서의 IQ 이득 불일치  $h_1 \sim h_3$ 와 위상 불일치  $\theta_1 \sim \theta_3$ 는 두 반송파들 간의 간섭을 일으킬 수 있는데, IF 믹서의 IQ 불일치 모델은 다음과 같다.

$$\mathbf{M}_{IFm}(f) = \begin{pmatrix} J_1^+ & J_3^+ & J_2^+ & J_4^+ \\ J_2^- & J_4^- & J_1^- & J_3^- \end{pmatrix} \quad (6)$$

여기서 새 함수  $J(p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, q)$  를 정의하자.

$$J(p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, q) = p_1 \alpha h_1 e^{jq\theta_1} + p_2 h_2 e^{jq\theta_2} + \alpha h_3 e^{jq\theta_3} + p_3 - j\delta(p_4 + p_5 h_2 e^{jq\theta_2}) \quad (7)$$

이 때  $J_1^+ \sim J_4^+$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} J_1^+ &= J(+1, +1, +1, +1, +1, -1) \\ J_2^+ &= J(-1, -1, +1, +1, -1, +1) \\ J_3^+ &= J(-1, +1, -1, -1, +1, +1) \\ J_4^+ &= J(+1, -1, -1, -1, -1, -1) \end{aligned} \quad (8)$$

$J_1^- \sim J_4^-$ 는 [3]에서 보였듯이 식 (8)의  $J_1^+ \sim J_4^+$  각각에 대해  $q$ 의 부호를 반전시켜 얻을 수 있다. 식 (7)은 [3]에서와 달리 디지털 보정 회로 이득  $\alpha$ 와  $\delta$ 를 포함한다. 식 (6)에서 IF 믹서엔 반송파들 간 간섭 뿐 아니라 자체 간섭 (Image)도 가능함을 알 수 있다.

끝으로 아날로그 기저대역 필터의 IQ 불일치 모델은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{M}_{BBf}(f) = \begin{pmatrix} H_{1c}(f) & H_{1d}(f) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & H_{2c}(f) & H_{2d}(f) \end{pmatrix} \quad (9)$$

여기서  $H_{1c}(f)$ 와  $H_{1d}(f)$  (혹은  $H_{2c}(f)$ 와  $H_{2d}(f)$ )는 각각 제 1 반송파 (혹은 제 2 반송파)의 두 필터들 간의 공통 인자와 불일치 인자를 의미한다. 식 (9)에서 이 필터들은 자체 간섭만 발생시킴을 알 수 있다.

그림 1의 단말의 IQ 불일치 모델을  $2 \times 4$  행렬  $\mathbf{M}_{RX}(f) = \{M_{RXi,j}(f), i=1,2, j=1, \dots, 4\}$ 로 표현할

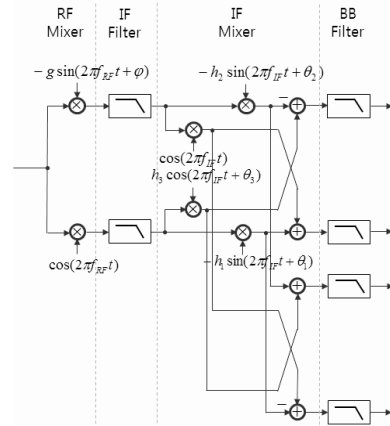


Fig. 1. CA-supporting transceiver

때 이 행렬은 식 (2), (5), (6)과 (9)의 4개의 행렬들에 의해 아래와 같이 주어진다.

$$\mathbf{M}_{RX}(f) = \mathbf{M}_{BBf}(f) \widetilde{\mathbf{M}}_{IFm}(f) \widetilde{\mathbf{M}}_{IFf}(f) \widetilde{\mathbf{M}}_{RFm}(f) \quad (10)$$

여기서  $4 \times 4$  행렬  $\widetilde{\mathbf{M}}(f)$ 은  $2 \times 4$  행렬  $\mathbf{M}(f)$ 로부터 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\widetilde{M}_{2i-1,j}(f) = M_{i,j}(f), i=1,2, j=1, \dots, 4 \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{M}_{2i,1}(f) &= M_{i,2}^*(-f), \widetilde{M}_{2i,2}(f) = M_{i,1}^*(-f), \\ \widetilde{M}_{2i,3}(f) &= M_{i,4}^*(-f), \widetilde{M}_{2i,4}(f) = M_{i,3}^*(-f), \end{aligned} \quad (12)$$

$i=1,2$

### III. 디지털 보정 알고리즘

IF 믹서, IF 필터와 기저대역 필터에 IQ 불일치가 없도록 설계되었거나 별도의 디지털 보정 알고리즘을 통해 IQ 불일치가 제거되었다 가정하자. 식 (5), (7)과 (9)에서  $H_d(f) = H_{1d}(f) = H_{2d}(f) = 0, h_i = 1, \theta_i = 0, i=1, \dots, 3$  이 성립한다. 이 때  $\mathbf{M}_{RX}(f)$ 의 0 아닌 원소들은 아래 같이 주어진다.

$$M_{RX1,1}(f) = (J_1^+ K_1 + J_4^+ K_2^*) H_c(f) \quad (13)$$

$$M_{RX1,4}(f) = (J_1^+ K_2 + J_4^+ K_1^*) H_c(f) \quad (14)$$

$$M_{RX2,2}(f) = (J_1^- K_2 + J_4^- K_1^*) H_c(f) \quad (15)$$

$$M_{RX2,3}(f) = (J_1^- K_1 + J_4^- K_2^*) H_c(f) \quad (16)$$

여기서부터는 IF 믹서의 이득  $\alpha$ 와  $\delta$ 를 통해 RF 믹서의 IQ 불일치를 제거하는 디지털 보정 알고리즘을 유도하고자 한다.

디지털 보정 알고리즘은 아래 식 (17)와 같이 두 반

송파들 간의 간섭의 제거를 목표로 한다.

$$M_{RX1,4}(f) = M_{RX2,2}(f) = 0 \quad (17)$$

따라서 식 (14)과 (15)에 의해 식 (18)을 얻게 된다.

$$-J_1^+ / J_4^+ = -J_1^* / J_4^* = K_1 / K_2^* := R \quad (18)$$

이는 디지털 보정을 위해선 먼저  $R$ 을 추정해야 함을 의미한다. 이를 위해 디지털 보정 기능을 비활성화한다. 따라서  $\alpha = 1, \delta = 0$ 이 성립하고 식 (7)과 (8)에 의해  $J_1^+ = J_1^- = 1, J_4^+ = J_4^- = 0$ 이므로, 추정값  $\hat{R}$ 은 식 (13)과 (15)에 의해 아래와 같다.

$$\hat{R} = \frac{\sum_{n=1}^N \widehat{M}_{RX1,1}[n]}{\sum_{n=1}^N \widehat{M}_{RX2,2}^*} \quad (19)$$

여기서  $\widehat{M}_{RXi,j}[n]$ 는  $n$ 번 째 부반송파에 대한 두 반송파들 간 간섭의 추정값으로서 파워롯 혹은 별도의 테스트 신호를 제 1 반송파에만 적용하고 기저대역 모델의 FFT 출력에서 얻는다.

$$\widehat{M}_{RXi,j}[n] = M_{RXi,j}(n\Delta f) + W[n] \quad (20)$$

여기서  $\Delta f$ 는 각 부반송파 간 주파수 간격이고,  $W[n]$ 는 열잡음과 양자화 및 이산시간 변환 오류를 포함한다.

$R$ 을 추정하고 나면 새로 정의한  $\hat{A} = 2/(1 + \hat{R})$ 에 대해 디지털 보정 기능을 아래처럼 활성화한다.

$$\hat{\delta} = \text{Im}\{\hat{A}\} / (1 - \text{Re}\{\hat{A}\}) \quad (21)$$

$$\hat{\alpha} = (1 - \text{Re}\{\hat{A}\})(1 + \hat{\delta}^2) \quad (22)$$

식 (7)~(8)에 의해  $R$ 의 추정 오류가 없을 때 식 (21)~(22)가 (18)을 만족함을 확인할 수 있다.

#### IV. 성능 평가

본 논문의 모의 실험에서 가정된 RF 믹서의 IQ 불일치 ( $g = 0.1, \varphi = 3^\circ$ )는 두 20 MHz LTE 반송파들에 대해 25 dB의 이미지 제거비 (Image Rejection Ratio)에 해당한다. 그림 2는 신호대 열잡음비에 따른  $\hat{R}, \hat{A}, \hat{\alpha}$ 와  $\hat{\delta}$ 의 추정 오류와 디지털 보정 후의 이미지 제거비를 보인다. 100개 OFDM 심볼들에 대해 디지털 보정을 수행할 경우 (실선), 신호대 열잡음비가 10 dB 이상이면 50 dB 이상의 이미지 제거비를 얻을 수 있다. 1000개 심볼들을 이용할 경우 (점선), 10 dB 이상의 추가적인 이미지 제거비 개선이 가능하다. 또

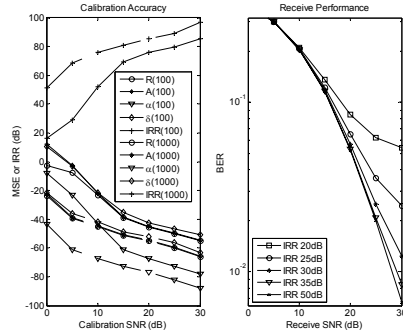


Fig. 2. Simulation of digital calibration

한 LTE Release 10의 물리 계층에 대해 EVA (Extended Vehicular A) 채널에서 이미지 제거비에 따른 수신 성능을 평가했다. 여기서 두 반송파들은 수신 전력이 같고 디지털 필터의 IQ 불일치와 양자화 오류, 동기 및 채널 추정오류는 무시했다. 그림 2에서 보듯이, 이미지 제거비가 35 dB 이상이면 IQ 불일치에 의한 성능 열화가 거의 없다. 반송파들 간 수신 전력이 다를 경우 이미지 제거비가 추가로 요구되는데, 이는 신호대 열잡음비와 심볼 수에 따라 극복이 가능하다.

#### V. 결론

본 논문에선 CA 지원 단말의 IQ 불일치 모델을 수학적으로 유도하고 디지털 보정 알고리즘을 새롭게 제안하고 이를 모의 실험을 통해 이미지 제거비와 수신 성능이 크게 향상됨을 확인하였다. 이는 기저대역 모델에서 FFT 출력 신호를 이용해 IQ 불일치를 추정하고 이에 기반하여 아날로그 블록인 IF 믹서의 이득을 조절하는 형태로 구현될 수 있다.

#### References

- [1] J.-H. Kim, "Core technologies & further development perspectives of LTE/LTE-Advanced," *IEEK*, vol. 49-TC, no. 6, pp. 8-14, Jun. 2012.
- [2] C. S. Park et al., "Carrier aggregation for LTE-Advanced: Design challenges of terminals," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 12, pp. 76-84, Dec. 2013.
- [3] C. S. Park and F. S. Park, "Digital compensation of IQ imbalance for dual-carrier double conversion receiver," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E-95B, no. 5, pp. 1612-1619, May 2012.