

CDMA 1xEV-DV 를 위한 MMSE 수신 필터 설계

안성우, 허서원, 김용석, 정상운
삼성전자 통신연구소

MMSE Receiver Filter for CDMA1xEV-DV

Seong Woo Ahn, Seo Weon Heo, Yong Suk Kim and Sang Woon Jung
Modem Algorithm LAB
Telecommunication R&D Center
SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD
E-mail : sw.ahn4u@samsung.co.kr

Abstract

본 논문에서는 3GPP2 에 명시된 전송과형 필터의 특성을 살펴보고, 기존 시스템에서 고려되지 않았던 전송과형 정합필터의 간섭특성에 의한 성능손실을 분석하고 실험을 통해 검증한다. 또한, FCC 의 요구사항을 만족하며 수신필터의 간섭을 크게 줄인 MMSE 수신필터를 제안하며, 실험과 분석을 통해 제안된 필터에 의해 SNR 손실이 크게 줄어드는 결과를 보인다..

요구사항을 높이기 위해 전송필터에 의한 간섭을 어느 정도 인정한다. 하지만, 고차변조방식에서 이런 IS-95 전송필터의 간섭특성은 전송 성능을 저하시키고 전체 시스템의 용량을 제한하게 되는 요인이 된다.

본 논문은 고속 무선 데이터 통신을 위해 제안된 1xEV-DV 시스템에서 기존의 IS-95 전송필터로 인한 수신기의 성능저하를 분석하였다. 또한, 이를 해결하기 위한 방법으로 MMSE 수신필터의 설계방법 및 실험결과들에 대해 기술하였다.

I. 서론

급증하는 이동통신망에서의 고속 무선 데이터 서비스에 대한 욕구는 기존의 무선전송방식에 대한 몇 가지 커다란 변화를 가져왔다. 대표적으로 3GPP2 에서 고속 무선 데이터 서비스를 위해 새롭게 제안된 1xEV-DV 시스템은 적응변조코딩(Adaptive Modulation and Coding : AMC), Hybrid-ARQ(HARQ), 패킷기반의 전송방식 등과 같이 무선채널의 효율성을 극대화하는 것을 특징으로 하고 있다. 특히, 높은 데이터 전송률을 위해서 8PSK 나 16QAM 등과 같은 고차변조방식이 이용되고 이들의 성능에 의해 무선채널의 용량이 크게 개선될 수 있을 것으로 예상되고 있다. 하지만, 3GPP2 에서 기존 IS-95 전송필터는 BPSK/QPSK 등의 낮은 차수의 변조방식을 가정하여 설계되었기 때문에, 인접 방해전파 제거에 대한

II. 고속 전송시스템에서 IS-95 정합필터의 문제점

고속 패킷 데이터 전송을 위한 3 세대 이동통신 시스템들은 적응변조코딩(AMC), HARQ 를 특징으로 하고 있다. 특히, 적응변조코딩(AMC)는 각 단말기의 무선환경에 따라 변조방식 및 코드율을 달리 적용하여 무선채널의 효율성을 극대화하는 것을 목표로 하고 있다. 대표적으로 1xEV-DV 시스템은 기존의 BPSK 나 QPSK 뿐만 아니라, 단말기의 채널환경에 따라 8PSK/16QAM 까지 지원한다. 또한, Hybrid ARQ 방식으로는 증가잉여(Incremental Redundancy)방식을 이용하여 재전송에 의한 유효 코드율(effective code rate)을 낮추어 코딩이득을 높이고 있다. 하지만, 1xEV-DV 시스템은 기존 시스템과의 호환성을 위해 IS-95 전송필터를 사용하고 있는데, 이에

대한 정합필터(matched filter)의 간섭특성으로 인한 고차 변조방식의 성능저하가 문제가 된다. 적응변조코딩방식에서 고차변조방식은 신호대잡음비(SNR)가 높은 환경에서 동작하므로 잡음보다 간섭에 의해 성능이 크게 영향 받게 된다. 그러므로, IS-95 정합필터의 간섭효과는 기존의 낮은 신호대잡음비를 가정하는 음성데이터위주의 시스템보다 성능에 큰 영향을 미치게 된다.

III. IS-95 정합필터의 성능분석

본 절에서는 앞 절에서 설명한 IS-95 필터에 의한 Rake 수신기의 성능저하를 분석한다. 이를 위해 3.1 장에서는 시스템의 수학적 모델을 정의하고 3.2 장에서는 IS-95 정합필터에 의한 성능저하를 분석한다.

3.1 고속 데이터 전송 시스템의 수학적 모델

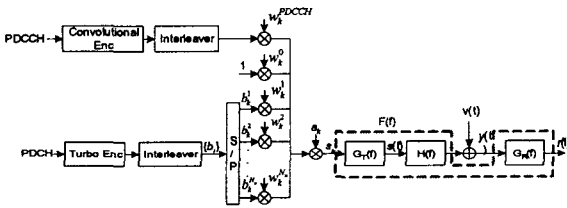


그림 1 CDMA2000 1x-EVDV 시스템 송신부

그림 1의 1xEVDV 시스템과 같이 CDMA 를 기반으로 하는 고속데이터 전송시스템은 전송율을 높이기 위해 잔여 왈시코드를 모두 패킷채널에 할당하는 다중왈시변복조방식을 사용한다.

{ b_k^u }

$$s_k = \sum_{u=1}^{N_c} c_k^u b_{k/N_c}^u \quad \text{where } c_k^u = a_k \cdot w_k^u$$

그러므로, 송신 파형 필터를 통과한 전송신호는

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k g_T(t - kT_c) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{u=1}^{N_c} c_k^u b_{k/N_c}^u g_T(t - kT_c)$$

로 표현되며, 무선채널을 거쳐 수신단에 수신되는 신호는 $y(t) = h(t) * s(t) + v(t)$ 가 된다. 송수신필터와 무선채널의 합성채널 $f(t) = g_r(t) * h(t) * g_r(t)$ 와 수신 잡음

$\eta(t) = g_r(t) * v(t)$ 을 정의하면 수신필터를 통과한 신호는 $r(t) = g_r(t) * y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \cdot f(t - kT_c) + \eta(t)$ 가 된다. 이때, 수신잡음의 전력은 $\sigma_{\eta}^2 = \sigma_v^2 \|g_r(t)\|^2 = \sigma_v^2 \int |g_r(t)|^2 dt$ 가 된다.

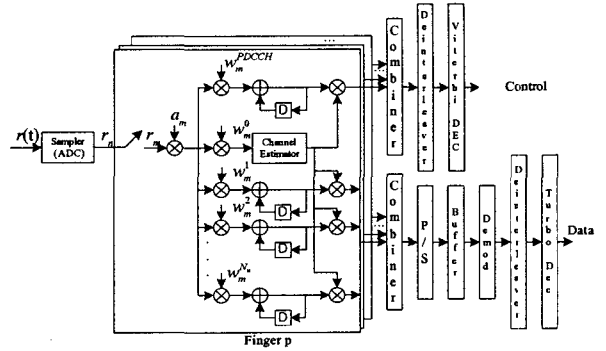


그림 2 CDMA2000 1x-EVDV 시스템 Rake 수신부

수신신호 $r(t)$ 가 ADC 에 의해 샘플링된 수신열은

$$r_m^{l,p} = r_{mN_c+l_p} = r(mT_c + l_p T) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k f((m-k)T_c + l_p T) + \eta(mT_c + l_p T) \\ = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{u=1}^{N_c} c_k^u b_{k/N_c}^u f_{m-k}^{l,p} + \eta_m^{l,p}$$

와 같이 정리된다. 이때, p 는 다중경로의 인덱스이며, l_p 는 경로 p 에 대한 샘플단위의 지연시간을, m 은 수신 칩 순열의 인덱스를 나타낸다.

3.1 IS-95 정합필터 영향에 대한 분석

IS-95 정합필터의 영향을 분석하기 위해, 수신단은 그림 2의 Rake 수신기를 가정한다. 또한, 무선채널은 N_p 개의 경로성분을 갖고, 모든 경로성분에 대해 평거가 할당된다고 가정한다. 경로 p 를 복조하는 평거 p 에서 왈시채널 u' 에 대해 복조된 심볼 $\hat{b}_{n,p}^{u'}$ 은 아래와 같이 정리된다.

$$\hat{b}_{n,p}^{u'} = \sum_{m=nN_c+1}^{(n+1)N_c} r_m^{l,p} \cdot (c_m^{u'})^* = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_k^{l,p} \sum_{u=1}^{N_c} \chi_k^{u,u'} + w^{l,p} \\ \text{, where } \begin{cases} \chi_k^{u_1,u_2} = \sum_{m=nN_c+1}^{(n+1)N_c} c_{m-k}^{u_1} \cdot (c_m^{u_2})^* b_{(m-k)/N_c}^{u_1} \\ w^{l,p} = \sum_{m=nN_c+1}^{(n+1)N_c} \eta_m^{l,p} \cdot (c_m^{u'})^* \end{cases}$$

만약 $k=0, u_1=u_2$ 이면 $\chi_k^{u_1,u_2} = N_c b_{n/N_c}^{u_1}$ 이 되어 신호성분이 복조되며, $k=0, u_1 \neq u_2$ 이면 왈시 코드의 직교성에 의해

$\chi_k^{u,u'} = 0$ 이 된다. 만약 $k \neq 0$ 이면, 각 왈시 채널 사이에 간섭성분이 남게 되고 PN 코드에 의해 유사 랜덤 변수가 된다. 유사 랜덤변수인 간섭들의 합은 central limit 정리에 의해 $N(0, N_c P_u)$ 의 정규분포를 갖게 된다.

그림 2과 같이 Rake 수신기를 가정할 경우, 각 핑거에서 복조된 심볼들은 채널 보상되어 maximum-ratio로 합성되고 합성된 심볼들은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{b}_n^{u'} &= \sum_{p=1}^{N_p} (\tilde{f}_0^{l_p})^* \cdot \hat{b}_{n,p}^{u'} \\ &= N_c b_n^{u'} \sum_{p=1}^{N_p} (\tilde{f}_0^{l_p})^* \cdot f_0^{l_p} \\ &\quad + \sum_{p=1}^{N_p} (\tilde{f}_0^{l_p})^* \sum_{k \neq 0} f_k^{l_p} \left(\chi_k^{u,u'} + \sum_{u \neq u'} \chi_k^{u,u'} \right) + \sum_{p=1}^{N_p} (\tilde{f}_0^{l_p})^* \cdot w^{l_p} \end{aligned}$$

이때 $\tilde{f}_0^{l_p}$ 는 각 핑거에서 추정된 채널값을 나타낸다. 채널 추정에 대한 오류를 고려하지 않기 위해, 이상적인 채널 추정을 가정하면 $\tilde{f}_0^{l_p} = f_0^{l_p}$ 이 된다. 최종적으로 합성심볼 $\tilde{b}_n^{u'}$ 의 신호대 간섭잡음비(SINR)는 아래와 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} SINR &= \frac{N_c^2 P_u \left(\sum_{p=1}^{N_p} |f_0^{l_p}|^2 \right)^2}{N_c \left(P_u + \sum_{u \neq u'} P_u \right) \sum_{p=1}^{N_p} |f_0^{l_p}|^2 \sum_{k \neq 0} |f_k^{l_p}|^2 + N_c \sigma_v^2 \|g_R\|^2 \sum_{p=1}^{N_p} |f_0^{l_p}|^2} \\ &= \gamma_u N_c \frac{I_{or}}{I_{oc}} \frac{\left(\sum_{p=1}^{N_p} |f_0^{l_p}|^2 \right)^2}{\frac{I_{or}}{I_{oc}} \sum_{p=1}^{N_p} |f_0^{l_p}|^2 \sum_{k \neq 0} |f_k^{l_p}|^2 + \|g_R\|^2 \sum_{p=1}^{N_p} |f_0^{l_p}|^2} \end{aligned}$$

이때, $\gamma_u = P_u / I_{or}$ 는 왈시 채널 u' 에 할당된 전력비를 나타낸다.

송수신 필터의 영향만을 살펴보기 위해, 무선 채널은 지연 없는 하나의 경로를 갖고 계수값은 1 이라고 가정하고, 왈시 채널에 할당된 전력비가 균일하다고 가정하면, 위에서 보인 신호대 간섭잡음비(SINR)은 아래와 같이 정리된다.

$$SINR|_{\gamma_u=1, L=0}^{N_p=1, L=0} = \frac{N_c I_{or}}{N_u I_{oc}} \frac{|f_0^{l_0}|^2}{\frac{I_{or}}{I_{oc}} \sum_{k \neq 0} |f_k^{l_0}|^2 + \|g_R\|^2}$$

앞에서 살펴봤듯이 1xEVDV 시스템은 항상 가용 왈시를 모두 사용하므로 실제 사용되는 왈시 채널의 개수 (N_u)는 왈시 코드의 길이(N_c)만큼을 갖게 된다. 최종적으로 송수신 필터에 의한 SNR 손실은 아래와 같다.

$$D_{SNR} = \frac{SINR}{SNR} = \frac{1}{(I_{or}/I_{oc}) \cdot I_{IS95} + 1} \quad (1)$$

$$\text{, where } \begin{cases} I_{IS95} = \sum_{k \neq 0} (|f_k^{l_0}|^2 / \|g_R\|^2) : \left(\begin{array}{l} \text{normalized interference} \\ \text{by IS-95 filter} \end{array} \right) \\ I_{or}/I_{oc} : \text{mobile geometry} \end{cases}$$

현재 사용되는 IS-95 전송필터의 신호대간섭비 ($-10 \cdot \log_{10} I_{IS95}$) 는 약 16.5dB 정도가 된다. 이 간섭특성을 상기 식 (1)에 대입하여 SNR 손실을 구해보면 그림 3와 같다. 상기 식에 알 수 있듯이, 단말기의 채널환경(즉, geometry)이 좋아질수록 정합필터의 간섭에 의한 성능 저하가 커지게 된다. 현재 1xEV-DV 시스템에서 사용되는 적응변조코딩(AMC)에 의해 고차변조방식이 선택될 채널환경은 코드율이나 인코딩 패킷크기, 가용 왈시코드의 갯수에 따라 다르겠지만, 16QAM의 경우 I_{or}/I_{oc} 가 대략 9~10 dB 이상이 될 것이다. 그러므로, IS-95 전송매치필터의 간섭에 의한 성능저하는 1 dB 이상이 된다.

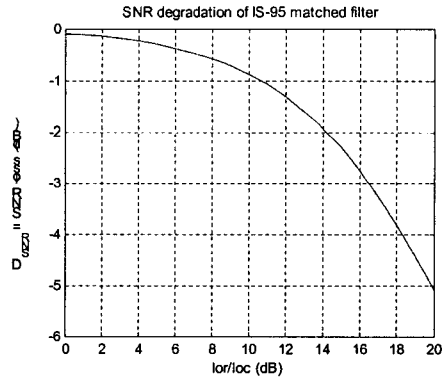


그림 3 IS-95 정합필터에 의한 SNR 손실

IV. MMSE 수신 필터

본 논문에서는 이런 IS-95 정합필터에 의한 간섭을 줄이기 위한 방법으로 MMSE (Minimum Mean Square Error) 기준을 만족하는 수신필터 및 고정등화필터 (fixed equalizing filter)의 설계방법을 제시한다.

우선 벡터화된 채널모델은 $\mathbf{r}_n = \mathbf{H}\mathbf{s}_n + \boldsymbol{\eta}_n$ 와 같다. 여기서, \mathbf{s}_n 은 송신신호이고, $\boldsymbol{\eta}_n$ 은 채널 잡음신호, \mathbf{H} 는 채널응답행렬이다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 & \cdots & \mathbf{h}_{L-1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 & \cdots & \mathbf{h}_{L-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 & \cdots & \mathbf{h}_{L-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} r_n^{N_s-1} \\ r_n^{N_s-2} \\ \vdots \\ r_n^0 \\ r_{n-N_t-1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{h}_n = \begin{bmatrix} h_n^{N_s-1} \\ h_n^{N_s-2} \\ \vdots \\ h_n^0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{s}_n = \begin{bmatrix} s_n \\ s_{n-1} \\ \vdots \\ s_{n-L-N_t-1} \end{bmatrix}$$

이에 대한 MSE (Mean Square Error)를 최소화하는 최적화 문제는 $\min_{\mathbf{g}} E \left\{ \left[\mathbf{f}^H (\mathbf{H}\mathbf{s}_n + \mathbf{n}_n) - \delta_D \mathbf{r}_n \right]^2 \right\}$ 와 같이 모델링 된다. 상기 최적화 문제의 해답은 이미 많이 알려져 있듯이 $\mathbf{f} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_n)^{-1} \mathbf{H} \delta_D$ 가 된다. 이때, 채널 응답행렬 \mathbf{H} 를 IS-95 전송필터로 모델링하면 필터 \mathbf{f} 는 MMSE 수신필터가 되고, \mathbf{H} 를 IS-95의 송신 및 수신 정합필터의 합성응답(composite response)로 모델링하면 필터 \mathbf{f} 는 고정등화필터가 된다. 또한, 상기 최적화 문제에서 필요에 따라 제한조건을 두어 필터 \mathbf{f} 를 구할 수도 있다. 본 논문에서는 IS-98D에 언급된 단일톤 상호변조 시험(single tone inter-modulation test)를 만족시키기 위한 조건을 두어 필터 \mathbf{f} 를 구하였다.(그림 4)

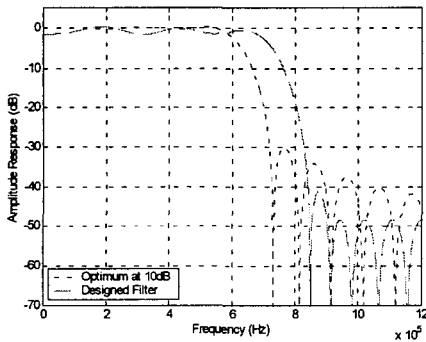


그림 4 MMSE 수신필터의 주파수 응답

그림 5는 기존의 IS-95 정합필터와 본 논문에서 제안하는 MMSE 수신필터에 대한 성능을 보여주고 있다. 실험환경은 인코딩 패킷크기는 3864, 코드율은 0.7188 이고, 변조 방식으로 16QAM 을 사용하였다. 그림 3의 분석결과에서 Ior/Ioc 가 12dB 일 때 약 1.4 dB 정도의 SNR 손실이 있음을 보여주는데, 그림 5의 실험결과를 보면 동작환경이 12 dB 정도일 때, 1.4dB 정도의 성능차이를 갖는 것을 볼 수 있다. 이 실험결과를 통해 본 논문에서 제안된 MMSE 필터가 정합필터의 간섭을 거의 완벽하게 제거하고 있음을 알 수 있다.

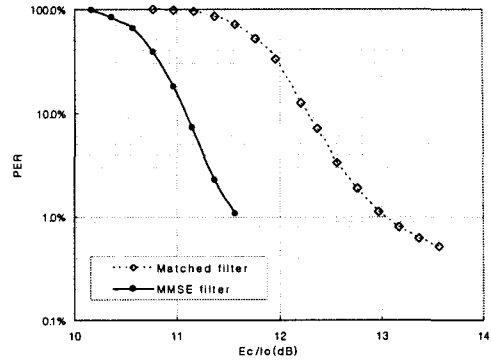


그림 5 정합필터와 MMSE 필터의 PER 곡선

V. 결론

본 논문에서 3세대 고속 패킷데이터 전송 시스템인 1xEV-DV에서 기존의 IS-95 정합필터의 문제점과 성능에 미치는 영향에 대해 살펴보았고, 이에 대한 해결책으로 새로운 MMSE 수신필터 및 등화필터의 설계 방법을 제안하였다. 제한된 무선자원에서 고속 데이터에 대한 요구가 높아질수록 채널이용의 효율성도 매우 높은 수준으로 요구되고 있다. 향후 고속데이터 통신의 실용성을 위해서는 IS-95 전송필터와 같이 기존의 시스템의 호환성으로 인한 문제점들을 찾아내고 이에 대한 해결방법을 모색하는 노력이 필요할 것이다.

참고문헌

- [1] T. P. Krauss, M. D. Zoltowski and G. Leus, "Simple MMSE equalizers for CDMA downlink to restore chip sequence: Comparison to zero-forcing and RAKE," Intl. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Istanbul, Turkey, pp. 5-9, June 2000.
- [2] A. Das, F. Kahn, A. Sampath and H. S. Ju, "Performance of hybrid ARQ for high speed downlink packet access in UMTS," in Vehicular technology conference, pp. 2133-2137, Fall 2001.
- [3] B. Classon, K. Blankenship and V. Desai, "Channel coding for 4G systems with adaptive modulation and coding," IEEE Wireless Commun., vol. 9, pp. 8-13, April 2000.
- [4] 3GPP2. C.S0024, "cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification", Dec 2001.
- [5] 3GPP2.C.S0002-C, "Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems Release C", Feb 2002.