

## CDMA 시스템 디지털 신호처리 기술

河 舜 會

現代電子 産業電子研究所 先任研究員

### 1. 서론

애널로그 이동통신 시스템의 용량이 늘어나는 가입자 수요를 충족시킬 수 없게되어 디지털 방식의 이동통신 시스템의 연구와 개발이 급진전 되고 있다. 현재 국내에서 사용하는 AMPS(Advanced Mobile Phone System) 방식의 애널로그 이동통신 시스템에서는 한 통화 채널당 30kHz의 대역폭을 할당하고 있다. 음성 신호 고유의 주파수 대역폭은 4kHz이지만 라디오 채널이 비선형 잡음 요인이 많기 때문에 주파수 변조(FM) 방식을 사용하여 한 채널에 30kHz의 주파수 대역폭을 할당하였다. 4kHz의 음성신호를 디지털 신호로 바꿀경우 8kHz로 샘플링을 하고 한 샘플을 8비트의 PCM(Pulse Code Modulation)으로 부호화 하면 64kbps의 전송 속도가 요구된다. 그러면 애널로그 방식과 비교할 때, 디지털 방식의 장점은 무엇인가?

첫째, 8kHz의 애널로그 샘플을 8비트가 아닌 더 작은 수의 비트로 표시하는 부호화 알고리즘이 존재한다는 사실이다. 현재 한 애널로그 샘플을 평균적으로 1 비트 또는 그 이하로 부호화 하는 알고리즘이 개발되어 있으므로 실제적으로 통화 채널 하나당 8kbps의 전송속도만 필요하게 되며 시분할 방식을 사용한다고 하면, 애널로그 방식과 비교할 때 3 배의 용량 증가를 기대할 수 있게 된다. 둘째, 통화 품질의 향상을 기대할 수 있다. 애널로그 방식의 통화 품질은 전송되는 파형이 왜곡되는 정도에 따라 좌우 되는데, 라디오 채널의 특성이 시간과 주파수에 따라 왜곡 정도가 가변하기 때문에, 좋은 품질을 유지하기가 어렵다. 반면에, 디지털 방식의 경우에는 통화 품질이 비트 에러에 따라 좌우 된다. 실제로 전송되는 파형이 왜곡되었다 하여도 샘플한 값이 옳은 디지털 값으로 판단되기만 하면 에러없는 전송이 가능 하다. 더우기 비트 에러가 발생한 경우에도 에러가 난 것을 검출하고 또 일부 정정할 수 있게끔 채널 부호화(channel coding) 기술이 존재하기 때문에 애널로그 통신 방식과 비교할 때 더 좋은 통화 품질을 구현할 수 있다. 셋째, 데이터 정보를 동일한 방법으로 전송할 수 있다. 컴퓨터 데이터는 본질적으로 디지털 신호이며 컴퓨터와 광 케이블과 같은 디지털 매체와 접속할 수 있기 위해서는 음성 신호를 디지털 신호로 변환 할 필요가 존재한다. 앞으로 종합 정보 통신망에 접속 될 경우에도 디지털 방식이 더 용이하게 된다. 마지막으로 여러 신호를 다중화 하거나 스위칭 할 때에도 디지털 신호가 애널로그 신호보다 용이하다. 기존의 유선 교환기에서도 스위칭과 다중화를 위해서 PCM 방식으로 음성 신호를 부호화 한다.

이와 같이, 디지털 신호처리 기술의 발전에 따라 디지털 방식의 장점은 점점 더 부각되고 있는 추세이다. 반면에 디지털 방식이 애널로그 방식에 비해 갖는 단점들은 다음과 같다. 우선 애널로그 샘플을 양자화(quantize)할 때, 양자화 에러가 발생하게 된다. 음성신호의 경우 8 비트이상으로 양자화하면 양자화 에러에 의한 잡음신호의 크기는 통화 품질에 주는 영향을 무시할 만하다. 둘째, 애널로그 신호와 디지털 신호의 상호 변환과 디지털 신호처리를 담당하는 하드웨어가 필요한데 특히 실시간에 수행되어야 한다는 제약점이 존재한다. 또한 수신측에서 타이밍과 프레임을 동기시켜야 하는데 이는 간단한 문제가 아니다. 그러나 집적회로 기술의 비약적인 발전에 힘입어, 디지털 방식을 실용화 하기위해 요구되는 기술

적, 경제적인 어려움이 극복되고있다.

현재 개발되고 있는 디지털 방식 이동통신 시스템은 시분할 다원접속(TDMA:time division multiple access) 방식과 코드 분할 다원접속(CDMA:code division multiple access) 방식으로 크게 나뉘어 진다. TDMA 방식은 애널로그 통화 채널 하나를 시간 축에 따라 분배하여 디지털 통화 채널 여러개를 다중화 시킨 방식으로 미국의 IS-54, 유럽의 GSM, 그리고 일본의 JDC 방식으로 표준화가 이루어져 연구 개발되고 있거나 상용화 되고 있다. 반면에, CDMA 방식은 확산 대역 방식으로 각 통화 채널마다 고유의 코드를 할당하고, 그 코드끼리의 상호 상관도(cross correlation)가 매우 적은 특성을 이용하여 채널을 다중화 시키는 방식으로 켈컴사가 직접 시퀀스(direct sequence)에 의한 방식을 제안하여 현재 표준화 작업 중이다. TDMA 방식에 비하여 CDMA 방식은 시스템의 용량을 3 배이상 크게할 수 있고 핸드 오프시에 통화의 순간적인 끊어짐을 없앨 수 있는 등 기술적으로 우위에 있는 방식이므로 국내 표준으로 선정되어 개발되고 있다.

본고에서는 켈컴사가 제안한 CDMA 방식에서 요구하는 디지털 신호처리 기술에 대한 고찰을 해 보도록 한다. 특히, CDMA 시스템의 용량을 결정하는데 핵심이 되는 기술들을 중심으로 살펴보기로 한다. CDMA 시스템에 대한 전반적인 설명은 다른 여러 문헌에서 다루어 졌기 때문에 여기서는 생략한다. [1] [2] [3]

## II. CDMA 시스템의 용량

백색 정규 잡음(white Gaussian noise) 환경에서, 어느 주파수 대역을 통하여 정보를 전송하고자 할 때, 에러없이 전송할 수 있는 전송 속도의 상한을 채널 용량이라고 하며 Shannon 's Theory 에 의해 얻어지는 식은 다음과 같다.

$$C = B \log_2(1 + \frac{P_s}{N_o B}) \text{ b/sec} \quad (1)$$

C: 채널 용량

B: 사용 주파수 대역의 크기

N<sub>o</sub>: 단위 주파수당 잡음 전력 (잡음 전력 밀도)

P<sub>s</sub>: 신호 전력

신호 전력 P<sub>s</sub>는 단위 비트당 신호 에너지와 비트 전송 속도를 곱한 값이다. 신뢰성 있는 전송을 위해서는 비트 전송 속도를 채널 용량보다 크게할 수 없으므로, 단위 비트당 신호 에너지와 잡음 전력 밀도의 비(E/N),  $\frac{E_b}{N_o}$ 는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{P_s}{N_o R} \geq \frac{P_s}{N_o C} = \frac{SNR}{\log_2(1 + SNR)} \geq 0.693 \quad (\text{when } SNR = 0) \quad (2)$$

R: 비트 전송 속도

즉, E/N 값이 0.693 보다 작은 경우에는 아무리 우수한 채널 부호화 방법을 이용 하여도 에러 없이 전송하기란 불가능 하다. 현실적으로 채널 부호화 방법의 제약성 때문에, 신뢰성있는 전송을 위해 요구되는 E/N 값은 훨씬 크다. AMPS 방식의 애널로그 이동통신 에서는 프레임의 에러 검출율을 2% 보다 작게 하기 위해서 E/N 값이 18dB 보다 클 것을 요구한다.

AMPS나 TDMA 방식에서와는 달리 CDMA 방식은 확산 대역 방식이므로, 다른 통화 채널의 신호가 어느 특정 채널의 신호의 입장에서는 모두 정규 잡음신호로 간주된다. 이때, 기지국에서 수신되는 신호의 크기가 이동국의 위치와 관계없이 일정하게 하기 위하여 이동국의 출력 전력을 제어하여야 한다. CDMA 방식에서 사용하는 주파수 대역폭을 B 라고 할때, 한 셀에서 수신되는 잡음신호의 총합은 다음과 같다.

$$BN_o = P_s(K - 1) + BN' \quad (3)$$

K: 한 cell 에서의 총 사용자의 수

N': 배경(background) 잡음 전력 밀도

(3)식에서 우측의 첫째 항은 다른 사용자에 의한 잡음 성분이고 둘째항은 그외의 다른 잡음 요소에 의한 항이다. 일반적으로 첫째항의 크기가 둘째항에 비해 클 것이고 특히 확산 대역 통신 방식의 잇점이 배경(background) 잡음의 영향을 최소화 시키는 것이므로 (3)식에서 배경 잡음의 항을 무시한다면, 한 셀에서의 최대의 사용자 총 수 K는 (2)와 (3)식으로부터 다음과 같이 표시된다.

$$K - 1 = \frac{B}{R} \frac{1}{\frac{E_b}{N_o}} \quad (4)$$

윗 식에서는, 한 사용자가 통화중에 일정한 비트의 전송 속도를 유지하는 것으로 가정하였다. 실제적으로는, 사용자가 말을 안 하고 있는 동안에는 전송 속도를 줄이므로써, 다른 사용자에 대한 잡음 영향을 줄일 수 있다. 통화중 말을 하는 경우와 말을 안하는 경우를 구별하여 전송속도를 조절하므로써 얻어지는 평균 전송 속도의 감소율을  $d$ 라고 하면 (4)식에 의한 최대 사용자 수는  $1/d$  만큼 증가하게 된다.

애널로그 방식이나 TDMA 방식에서는 인접한 셀에서 동일한 주파수 대역을 사용할 수 없다. 그러나, CDMA 시스템에서는 인접한 셀에서도 동일한 주파수 대역을 사용하기 때문에 인접한 셀의 사용자도 잡음 신호로 작용하게 되며, (3)식의 값과 비교한 비율을 주파수 재사용 효율  $F$ 로 표시한다. 수신되는 신호의 크기는 대략 전송 거리의 4 제곱에 반비례하므로 주파수 재사용 효율은 60% 정도인 것으로 예상되며 결국 (4)식의 총 사용자 수가  $F$  만큼 감소하는 효과가 생긴다.

이동통신 시스템에서 원하는 신호는 크게하고 잡음 신호는 줄이는 목적으로 지향성 안테나를 사용하여 한 셀을 3 개의 섹터(sector)로 나누어 운영할 수 있다. AMPS 나 TDMA 시스템에서는 지향성 안테나를 사용함으로써 기대되는 용량의 증가가 거의 없으나, CDMA 시스템에서는 다른 사용자에 의한 잡음의 감소가 용량의 증가와 직접적으로 비례하므로 용량을 증대시킬 수 있다. 한 셀에 섹터를 3개 뒀으로써 얻을 수 있는 이득을 섹터화 이득  $G$ 로 표시할 때, 모의 실험과 현장 시험의 결과 2.55 정도인 것으로 밝혀졌다.

이상에서 언급한 요인들을 모두 고려하면, 사용자 총 수는 다음식으로 표시된다.

$$K-1 = \frac{B}{R} \frac{1}{E_b} \frac{1}{d} \frac{FG}{N_o} \quad (5)$$

퀵검사 방식의 CDMA 시스템에서는 우측항의 각 변수의 값들이 다음과 같이 주어진다.

$$B = 1.25M, R = 9.6k, \frac{E_b}{N_o} = 7dB \approx 5, d = 0.4, F = 0.6, G = 2.55$$

즉, 통화 채널의 주파수 대역폭이 1.25MHz 이고, 사용자가 말을 할때의 비트 전송 속도는 9.6kbps 이다. CDMA 방식에서는 AMPS나 TDMA 방식과 비교할 때, 같은 통화 품질을 위해서 작은  $E/N$  값(7 dB)이 요구되는 것으로 측정되었는데 그 이유는 우

수한 채널 부호화를 수행하여 비트에러를 줄일 수 있고, rake 수신기를 사용하여 다경로 페이딩(multipath fading)을 줄일 수 있기 때문이다. 또한 가변 비트 전송 방식 ( $d = 0.4$ )을 사용한다. 이때에, 한 셀의 용량, 즉 최대 사용자 수  $K$ 는 100 이 된다. 셀의 용량을 Erlang 단위로 표시하려고 하면, GOS(Grade of Service) 을 먼저 정의 해야 한다. GOS 는 통화 실패율로 나타내며, 이는 가입자가 통화를 할려고 했을 때 사용 가능한 통화 채널의 부족으로 통화를 못할 확률이다. 이는 Erlang B loss Formula로 이론적인 값을 계산할 수 있다.

$$P_b = \frac{A^n / n!}{\sum_{j=0}^{\infty} A^j / j!} \quad (6)$$

$$\text{또는} \quad P = e^{-A} \sum_{j=n}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \quad (7)$$

윗 식에서,  $n$ 은 셀의 총 용량을 나타내고,  $P_b$ 는 GOS (2%),  $A$ 는 Erlang 용량을 나타낸다. (6)식에서는 통화자가 통화 실패 후, 재통화를 시도하지 않는 경우의 수식이고, (7)은 통화자가 재통화를 계속 시도할 때의 수식이다. (7)의 식을 사용한 경우, 셀의 총 용량은 은 대략 76 Erlang 이 된다.

AMPS 방식에서는, 한 사용자가 30kHz의 주파수 대역을 독점적으로 점유 하기 때문에, 1.25MHz의 주파수 대역에서는 42 채널이 존재하며, 근거리의 인접한 셀에서 동일한 주파수를 사용하지 못함을 감안하면(주파수 재사용율 =  $1/7$ ), 1.25MHz 한 셀에 6 개의 채널이 존재하게 된다. GOS 2% 로 환산하면 3.6 Erlang이 된다. 이와 비교할 때, CDMA 방식이 최대 18 배 정도의 이득을 얻을 수 있다. TDMA 방식과 비교하면 6 배의 용량 증가가 기대된다. 흔히 계산상의 어려움으로 GOS를 고려 하지않고 채널의 수를 Erlang으로 표시한다.

하지만, 실제적인 CDMA 시스템의 용량은 다음과 같은 요인에 의하여 이론적인 값과 차이가 있다.

(가) 배경 잡음: 지금까지, (3)식에서의 마지막 항에 해당하는 잡음 요소는 무시하였었다. 이를 고려하면 한 섹터당  $BN'/P$ 만큼 줄게 된다.

(나) 소프트 또는 소프트 핸드오버를 지원 하기 위해서, 통화 채널의 40%을 대기 시켜야 한다. 그외에 Pilot, Paging, Access 채널과 같은 비통화 채널이 할당되어야 하므로, 유효한 통화 채널의 수는 더 적

어진다.

(다) 근접한 cell 에서 통화량이 적을 때에 (5)식에서의 F변수가 커지는 효과가 있으므로 실재용량이 증가 할 수 있다.

모든 것을 종합하여 볼 때, 한 섹터당 허용 가능한 통화 채널의 수는 대략 20 개, 핸드오프와 비통화 채널을 포함하여 대략 30 채널이 허용 됨을 예측할 수 있다. 이는 AMPS 방식의 10 배에 해당하는 용량의 증가이다. 소프트 핸드오프를 포기할 경우, 용량은 더 커지게 되므로 AMPS 방식의 3 배 용량 증가를 얻는 TDMA 방식과 비교할 때 CDMA 방식이 우월함을 알 수 있다.

CDMA 시스템의 용량을 결정하는 (5)식의 우항에서 디지털 신호처리 기술의 영향으로 변경시킬 수 있는 변수들은, 비트 전송속도 R, 가변 비트 전송 방식에 따른 전송속도 감소율 d와 E/N 값이다. 변수 R 과 d는 음성 신호의 소스 부호화 방식에 따라 정해지게 되는데 켈컴사에서는 QCELP(Qualcomm Code Excited Linear Prediction) 방식을 제안하였다. 다음장에서 QCELP 알고리즘에 대해서 알아 보기로 한다. 변수 E/N값은 통화 품질을 유지하는 범위에서 잡음신호의 허용치를 나타낸다. TDMA방식과는 달리 CDMA방식에서는 한 통화 채널에게 할당된 주파수 대역폭이 충분하므로, 우수한 채널 부호화 방식을 사용하여 잡음에 대한 특성을 좋게할 수 있다. 4장에서는 켈컴 시스템에서 사용하고 있는 채널 부호화 방식을 알아 보기로 한다.

### Ⅲ. 음성 부호화 방식 - QCELP

보내고자 하는 정보를 정보 손실의 허용치 안에서, 되도록 적은 수의 비트로 표시하는 작업을 소스 부호화(source coding)라고 하며 특별히 음성신호를 부호화 할때 음성 부호화라고 한다. 음성 신호의 정보 손실 허용치는 통화 품질에 의하여 결정되며 사용자들의 주관적인 판단에 의존하게 된다. 음성 신호를 부호화 하는 방식은 파형 부호화(waveform coding) 방식과 보코더(vocoder) 방식으로 대별할 수 있다. 파형 부호화 방식은 음성신호의 파형을 시간 대역에서 고려하는 방식과 파형을 주파수 대역에서 고려하는 방식으로 다시 나뉘어 진다. 전자의 경우는 애널

로그 음성 신호를 샘플한 샘플들간에 상호 상관도(correlation)가 큰점을 이용하여 각 샘플을 단독으로 양자화(quantize)하는 대신 과거의 샘플들로부터 추측한 값과 현재의 샘플 값을 비교하여 그 오차만 전송한다. 그 오차 신호의 에너지가 음성 신호 자체의 에너지 보다 매우 작아지게 되므로 적은 수의 비트로 오차를 전송하게 되는 것이다. 주파수 대역 방식에서는 일정한 시간 간격동안의 음성 샘플들의 주파수 스펙트럼을 구하고 주파수 대역의 샘플들을 전송하면 수신측에서 시간 대역으로 역변환하여 음성 신호를 재생한다. 짧은 시간대에서의 음성신호는 formant 성분이 저대역 신호이고 피치(pitch) 성분이 주기성 신호이기 때문에 주파수 대역에서 적은 수의 비트로 표시될 수 있다. 그러나, 파형을 직접 부호화 하는 방식들은 16kbps까지 음성 데이터를 압축할 수 있는 것으로 판명되어 왔다.

보코더 방식은 파형 자체에 대한 정보를 전송하는 대신 음성 신호를 발생하는 과정에 대한 정보를 전송하고 수신측에서 그 과정을 되풀이 함으로써 음성 신호를 합성하는 것이다. 사람이 목소리를 발생하는 과정을 all-pole 디지털 여과기와 입력 신호로 간단하게 모델한 것을 그림 1에 나타내었다.

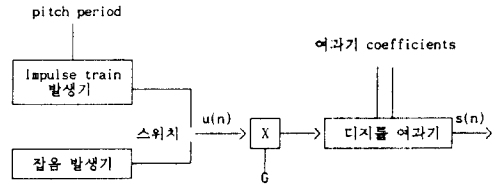


그림 1. 음성 발생과정의 간단한 모델

연속적인 음성 샘플들을 일정한 시간 간격(QCELP 에서는 20ms:160 샘플)으로 나누어 프레임임으로 구분한다. 프레임이 유성음에 대한 프레임이면 스위치를 윗쪽으로 연결하여 피치주기(pitch period)에 해당하는 주기를 갖는 impulse가 여과기를 통과하는 것으로 모델하고, 무성음에 대한 프레임이면 잡음 신호가 여과기를 통과 하는 것으로 모델한다. 디지털 여과기는 허파로부터 시작해서 입술까지의 경로를 all-pole 여과기로 모델한 것이다. 그림 1의 모델에서는 피치 주기와 이득(G), 그리고 여과기 계수(coefficients)들로써, 한 프레임의 음성 신호를 표시한다. 이 정보량은 파형을 부호화하는 경우에 비

해 매우 적어지며 4kbps 이하까지 비트 전송 속도를 줄일 수 있으나, 모델의 정확도에 한계가 있기 때문에, 좋은 품질의 통화를 기대할 수 없다.

그림 1 에서 디지털 여과기의 특성 함수를  $H(z)$ 라고 할 때,

$$GU(z) = S(z) \frac{1}{H(z)} \tag{8}$$

이다. 여과기  $H(z)$ 가 minimum phase 여과기이면, 그의 역여과기(inverse filter)  $1/H(z)$ 가 존재하고 이것은 all-zero 여과기이다.  $1/H(z)$ 의 특성 함수식을 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\frac{1}{H(z)} \equiv A(z) = 1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k} \tag{9}$$

원칙 우변의 둘째 항은 다름아닌  $s(n)$ 의 예상 여과기(prediction filter)를 나타낸다고 볼 수 있다. 즉 과거의  $p$  샘플들로 부터 현재의 샘플값을 예상하는 여과기이다. 여과기  $A(z)$ 는  $s(n)$ 의 실제값과 예상치와의 차이를 얻는 여과기이므로 예상 에러 여과기(prediction error filter)라고 한다. 그림 1 의 모델을 역방향으로 해석하면, 한 프레임에서의 음성 신호가 예상 에러 여과기를 통과 하면 그 출력 에러 신호는 음성음의 경우에는 피치 주기를 갖는 impulse train으로, 무성음의 경우에는 잡음 신호로 근사 시킬 수 있다. 즉 예상 에러 여과기는 프레임에서 formant 성분을 제거하는 역할을 한다고 볼 수 있으며 그의 역여과기  $H(z)$ 를 formant 합성 여과기(formant synthesis filter)라고 한다. 예상 에러 여과기는 출력 에러의 에너지를 최소화 시키도록 설계되며, 한 프레임에서는 동일한 특성 함수를 갖는다. 이와 같이 예상 에러 여과기를 이용하는 부호화 방식을 LPC (Linear Predictive Coding)-based 부호화 방식이라고 한다.

디지털 이동통신에서와 같이 적은 비트 전송 속도로 양질의 통화 품질을 유지해야 하는 경우에는 보코더 방식과 파형 부호화 방식을 혼합한 방식을 주로 사용한다. 즉 예상 에러 여과기를 통과한 출력 에러의 파형을 보코더 방식에서 보다 더 정확히 근사시키는 여러 테크닉을 사용하는데 그중에 가장 널리 쓰이는 방식이 CELP (Code Excited Linear Predictive coding) 방식이다(그림 2).

부호화기에서 예상 에러 여과기를 통과한 출력 에

러는 무성음인 경우에는 잡음 신호로 근사하기 위해 적합한 잡음 발생기의 파라미터를 추출한다. 유성음인 경우에는 보코더 방식에서와 같이 피치 주기를 갖는 impulse train으로 근사하기 위해 피치 여과기의 지연 시간과 이득을 추출한다. 피치 여과기의 특성 함수는 다음과 같다.

$$\frac{1}{P(z)} = \frac{1}{1 - bz^{(-L)}} \tag{10}$$

b: 이득, L: 주기

지금까지는 보코더 방식과 같기 때문에 CELP 방식도 보코더 방식의 일종으로 보는 것이 일반적인 견해이다. 통화의 품질을 향상시키기 위해서, CELP 방식에서는 여과기  $P(z)$ 를 통과한 에러 신호에 대한 정보를 덧붙여 전송한다. 이 에러 신호는 코드북에 등록된  $N$  개의 정해진 파형중 가장 근사한 파형에 대한 지표와 이득을 전송하는 벡터 양자화(VQ: vector quantization) 방식으로 전송된다. VQ는 파형 부호화 방식으로 분류 될 수 있으므로 CELP 방식을 엄밀히 혼합 방식으로 분류한 것이다. CELP 방식으로는 8kbps까지 비트 전송 속도도도 양질의 통화 품질을 구현할 수 있는 것으로 알려져 있다.

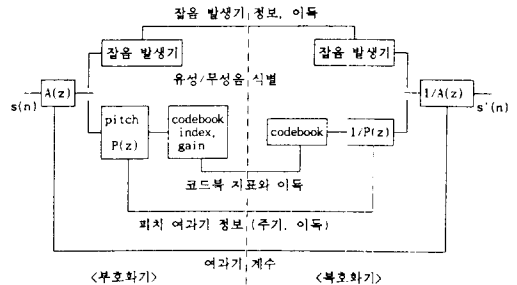


그림 2. CELP 방식의 부호화기와 복호화기

미국의 TDMA 방식 디지털 이동통신 시스템에서는 Motorola에서 제안한 VSELP (vector-sum excited linear predictive coding)가 음성 부호화 방식의 표준으로 채택되었고, CDMA 시스템에서는 Qualcomm에서 제안한 QCELP(Qualcomm-CELP)가 표준으로 제안되었는데, 이들은 모두 CELP 방식을 근간으로 하는 여러 부호화기들 중의 일부이다. 여기서는 QCELP 방식에 대해 설명하기로 한다.

CELP 방식에서 전송되는 정보 중에서 첫째가 예상 에러 여파기의 계수들이다. 여파기의 차수는 클수록 좋겠으나, 비트 전송 속도를 줄이기 위해서 애널로그 음성 신호의 샘플링 주파수 1kHz당 1개에다, 2-4개를 더한 값으로 주로 정하며 QCELP 방식에서는 10이다. 출력 에러의 에너지를 최소화하는 여파기의 계수는 주로 Levinson-Durbin 알고리즘에 의해 얻는다.<sup>[5]</sup> 그러나, 이 여파기의 계수들을 직접 양자화 해서 전송하는 방식은 사용하지 않는다. 그 이유는 양자화 에러나 전송에러에 의해 실제 계수의 값이 조금 변화하여도 여파기의 특성이 많이 변화할 수 있고 특히 불안정한 여파기(unstable filter)가 될 수 있기 때문이다. 둘째로, 복호화기에서 음성 신호를 프레임 단위로 재생할 때, 프레임간의 급격한 변화를 줄이기 위해서 여파기의 특성을 interpolate 하는 것이 바람직한다. 여파기 계수들을 interpolate 함으로써 여파기의 특성을 interpolate 하는 것이 가능하지 않다. 그러므로, VSELP 방식에서는 Levinson-Durbin 알고리즘 과정에서 계산되는 반향 계수(reflection coefficients)들을 전송하며 복호화기에서 이들 반향 계수들로부터 여파기 계수들을 계산하여 얻는다. 모든 반향 계수들이 1 보다 작으면 항상 안정한 여파기(stable filter)를 얻을 수 있다. 반면에, QCELP 방식에서는 여파기의 계수들을 LSP(line spectrum pairs)라고 하는 주파수 값들로 변화하여 그 주파수 값들을 전송한다.<sup>[6]</sup> 10개의 주파수 값이 크기 순으로 배열되는 한 그로부터 계산된 여파기는 안정한 것이 보장된다. 반향 계수를 얻는 것보다 LSP 주파수 값을 얻는 것이 많이 복잡하지만, LSP 주파수를 interpolate 함으로써 두 여파기의 특성을 interpolate 하는 특성이 VSELP보다 우수한 장점이 있다.

두번째, 전송되는 정보는 프레임의 전송 속도이다. QCELP의 가장 큰 특징이 가변 부호화기라는 것인데, 한 프레임을 유성음, 무성음으로 이분하는 것이 아니라, 프레임의 에너지와 3가지 문턱값을 비교하여 프레임을 4 종류로 분류한다. 프레임 에너지가 모든 3 문턱값보다 작을 경우 rate 1/8 프레임이라 하며 무성음의 프레임과 침묵(silence)하는 동안의 프레임이 여기에 주로 해당된다. 프레임 에너지가 모든 문턱값들보다 클 경우에는 rate 1 프레임이라 하며 유성음의 프레임이 주로 해당된다. 프레임 에너지가 오직 1 문턱 값보다 클 경우엔 rate 1/4 프레임, 2

문턱값보다 클 때에는 rate 1/2 프레임이라 하여 rate 1 프레임과 rate 1/8 프레임의 전이 과정중에 있는 프레임이 여기에 해당된다. 전 프레임 에너지에 따라 문턱 값들이 변화하기 때문에, 프레임의 분류는 소리의 크기에는 관계 없고, 소리의 성질에 좌우되는 것이다. 프레임당 전송되는 정보량은 프레임의 분류 명칭과 같이 rate 1 프레임이 8kbps, rate 1/2 프레임이 4kbps, rate 1/4 프레임이 2kbps, rate 1/8 프레임이 1kbps으로 가변한다. 통화중 침묵하는 시간을 고려하면 제 2 장에서 언급한 바와 같이 평균 4kbps 미만의 비트 전송 속도를 갖는 부호화 알고리즘이다.

Rate 1/8 프레임의 경우, 복호기에서는 20ms 프레임 동안 잡음 발생기를 formant 합성 여파기의 구동 입력으로 사용한다. 부호화기에서 잡음 발생기의 이득과 seed를 결정하여 한 프레임동안의 잡음신호의 에너지와 예상 에러 여파기의 출력 에러의 에너지가 같도록 근사하고 그 잡음 신호 발생기의 이득(2 비트)과 seed(4비트)를 전송한다. 예상 에러 여파기의 계수를 위한 LSP 주파수들은 1 bit DPCM(Differential PCM)으로 양자화 되기 때문에 10 비트로 다 표시된다. 따라서 20 ms 한 프레임당 16 비트의 압축을 실현한다.

다른 3 종류의 프레임은 모두 피치 여파기에 대한 정보와 코드북에 대한 정보를 이용하여 예상 에러 여파기의 출력 에러 신호를 근사한다. 짧은 시간동안 피치가 변화하는 것을 보상하기 위해서, rate 1 프레임에서는 한 프레임을 4 개의 피치 프레임으로 세분하고, rate 1/2 의 경우엔 2 개의 피치 프레임으로 나눈다. 한 피치 프레임에 대해서 피치 주기와 이득을 결정하는데 Analysis-Synthesis 방법을 사용한다. 즉, 피치 주기 17 에서 143 까지의 값과 이득 8 개 값의 각 조합을 이용하여 합성한 파형과  $P(z)$  입력 파형을 비교하여 가장 적합한 피치 주기와 이득을 구한다. 각 피치 프레임에 대한 정보량이 갖기 때문에, 프레임 종류에 따른 피치에 대한 정보량은 한 프레임당 피치 프레임의 갯수에 비례하게 된다. 또한  $A(z)$ 를 나타내는 LSP 주파수를 DPCM 방식으로 부호화할 때, 비트 수가 rate 1, 1/2, 1/4 프레임에 대하여 각각 4, 2, 1 이므로 한 프레임의 전체 정보량도 피치 프레임의 갯수에 비례하는 것이다.

복호기에서는 음성 신호를 합성할때, formant 합성 여파기가 프레임 단위로 급격히 변하는 것을 피하

기 위하여 전 프레임과 현재 프레임의 LSP 주파수 값을 각 피치 프레임단위로 interpolate 한다. Levinson-Durbin 알고리즘을 사용하여 여과기 계수를 구할때, 샘플들의 autocorrelation을 구하기 위해서 Hamming Window를 사용한다. Rate 1 프레임의 경우 4 번째 피치 프레임의 중심에 Hamming Window의 중심을 위치하므로써, 처음 3 피치 프레임에 해당하는 LSP 주파수들은 전 프레임의 값과 현 프레임의 LSP 주파수 값을 연결하는 선상에서 유추하는 것이다.

각 피치 프레임에서  $P(z)$  여과기의 출력 에러는 코드북을 이용한 VQ(vector quantization)으로 부호화 한다. 코드북을 구성하는 방식이 여러개 있는데, VSELP 방식에서는  $n$ 개의 코드 벡터를 더하거나 빼는 조합을 수행하여 실질적으로  $2^n$ 개의 코드 벡터를 구현하는 vector sum codebook 방식을 이용한다. 반면에, QCELP 에서는 여러개의 코드 벡터를 한개의 긴 코드 벡터로부터 추출해내는 sparse recursive codebook 을 사용한다.

QCELP 알고리즘에서는 한 피치 프레임을 2 개의 코드북 프레임으로 다시 세분하여 한 피치 프레임 내에서 에러를 두개의 코드 벡터로 근사 시키므로써 통화 품질의 향상을 기한다. 한 코드 벡터를 구하기 위해서 역시 Analysis-Synthesis 방법을 사용한다. 즉, 128 개의 코드 벡터를 이용하여 음성 파형을 합성한 다음 원 파형과 비교하여 LMS(least mean square) 에러를 얻는 코드 벡터를 선정하는 것이다. 코드 벡터의 이득은 8 개의 값들 중에서 한 값을 고르게 된다.

이상에서 설명한 바와 같이 부호화기에서 Analysis-Synthesis 방식을 취하기 때문에, 부호화하는 과정 중에 다수번의 복호화 과정을 수행하게된다. 따라서 부호화 하는데 소요되는 시간이 복호화하는 소요 시간보다 훨씬 크다.

QCELP 방식이 CDMA 디지털 이동통신 방식의 표준 음성 부호화 방식이 된다고 하여도 국내에서는 반드시 이 방식을 사용하여야 하는 것은 아니다. 8kbps 이하의 비트 전송속도를 구현하는 음성 부호화 방식이면 국내의 표준 부호화 방식으로 결정될 수 있다. QCELP의 경우 가변 전송률 방식으로 평균 전송 속도가 4kbps이하가 되는 큰 장점이 있지만, 반면에 계산 요구량이 많아서 부호화 하는데 소요되는 시간이 크고, 이를 구현하는 하드웨어가 복잡해지

단점이 있다. 최근에 디지털 이동통신을 위하여 8kbps 이하의 전송 속도를 실현하는 여러 부호화 방식<sup>[9] [10]</sup> 이 개발되고 있기 때문에 그러한 방법들을 잘 고려하여 가장 적합한 방식을 결정하는 일이 필요하다 하겠다.

#### IV. 채널 부호화

공중 무선 채널은 기상의 변화나 방해물등과 같은 가변, 비선형 감쇄, 간섭요인이 많아서 애널로그 이동통신의 경우는 파형의 왜곡을, 디지털 이동통신의 경우는 비트 에러를 가져오게 된다. 애널로그 방식이나 TDMA 방식에서는 통화 채널당 주파수 대역폭이 적게 할당될 수록 좋기 때문에, 단위 비트 에너지당 잡음 전력 밀도의 비( $E/N$ )를 18dB 정도로 크게하여야 좋은 통화 품질을 유지할 수 있다. 하지만 CDMA 방식에서는 한 통화 채널이 차지하는 주파수 대역이 방대하므로 비트에러가 발생하여도 이를 정정할 수 있도록 부호화 하는 채널 부호화 방식을 사용함으로써  $E/N$  비가 7dB 인 경우에도 애널로그 방식이나 TDMA 방식에서와 같은 통화 품질을 유지할 수 있다. 이 경우 채널 부호화에 의한 전체 코딩게인(coding gain)은  $18-7 = 11$  dB 가 된다. CDMA 시스템에서는 3가지 종류의 채널 부호화 방식이 이용되는데 이에 대해서 알아보기로 한다.

##### 1. Cyclic Code

전장에서 설명한 바와 같이 QCELP 방식에서는 프레임의 에너지에 따라 프레임의 전송 속도를 가변한다. 특히 통화 중에는 rate 1 프레임이 주로 전송되므로 양질의 통화를 유지하기 위하여 특별히 rate 1 프레임중에서 음질에 큰 영향을 주는 18 비트에 대한 parity 비트 11 개를 첨부하여 비트 에러를 검출하고 정정할 수 있게 한다. 이때 사용하는 부호화 방식이 (28, 18) cyclic code 이고 부호화의 결과로 얻어지는 28 비트에 대한 parity를 추가하여 (29, 18)를 형성한다. 채널 부호화되는 18 개의 비트는 LSP 주파수의 MSB(most significant bit) 10 개와 8 개의 코드 벡터의 이득의 절대치를 나타내는 MSB 들로 구성된다. 이들을 2진수의 필드인  $GF(2)$ , 2 원소의 Galois Field, 에서의 다항식  $A(x)$ 로 표시한다.

$$A(x)=LSP_1x^{17}+LSP_2x^{16}+\dots+CBG_7x+CBG_8 \quad (11)$$

LSPk: k 번째 LSP 주파수의 MSB

CBGk: k 번째 코드북 프레임의 코드 벡터 이득의 MSB

Cyclic code의 생성 다항식을 10차 다항식인  $g(x)$ 라 하자.

$$\frac{A(x)x^{10}}{g(x)} = Q(x) + \frac{R(x)}{g(x)} \quad (12)$$

윗식에서와 같이  $A(x)x^{10}$  을  $g(x)$ 로 나눈 몫을  $Q(x)$ 라고 하고 나머지를  $R(x)$ 라고 하면  $R(x)$ 가 10개의 parity 비트들을 나타내고,  $A(x)x^{10} + R(x)$  다항식의 계수들이 부호화된 28개의 비트를 나타낸다. 즉,

$$Y(x) \equiv A(x)x^{10} + R(x) = Q(x)g(x) \quad (13)$$

수신측에서는 채널부호화된 18개의 비트와 10개의 parity 비트를 추출하여 다항식  $Y(x)$ 를 구성하고 생성 다항식인  $g(x)$ 로 나누어 본다. 만약, 비트에러가 발생하지 않았다면, 식(13)에서와 알 수 있는 바와 같이 나머지가 0이 될 것이다. 나머지가 0이 아닌 경우에는 비트에러가 발생한 것을 검출할 수 있고, 그 나머지를 신드롬 다항식(syndrome polynomial)이라고 하며, 이 다항식을 가지고 에러가 발생한 비트의 위치를 발견하는 알고리즘들이 개발되어 있다.<sup>16)</sup> 예를 들어, 한 비트에서 에러가 발생한 경우를 가정하여 보자.

$$Y(x)+x^m=q'(x)g(x)+R'(x) \quad (14)$$

m 번째 비트에 에러가 발생한 경우 신드롬 다항식을  $R'(x)$ 라고 하면,  $R'(x) x^n$ 을  $g(x)$ 로 나눈 나머지와  $x^{m+n}$  을  $g(x)$ 로 나눈 나머지와 같아진다. 만약  $x^l$ 을  $g(x)$ 로 나눈 나머지를 이미 알고 있다면, n을 증가 시켜서  $R'(x) x^n$  을  $g(x)$ 로 나눈 나머지가 이와 같아지도록 한다. 그 때, 비트 에러가 난 위치 m은  $m = L-n$ 에 의하여 얻어질 수 있다.

### 2. 길쌈 부호화 (Convolutional Coding)

부호화기를 통하여 20ms의 프레임이 완성되면, 이 동국에서 기지국으로(역방향), 혹은 기지국에서 이동국(순방향)으로 프레임을 구성하는 비트들이 연속적

으로 전송된다. 4.1.절에서 설명한 Cyclic code는 프레임내에서 몇몇 중요한 비트들에게 채널 부호화를 수행한 것인 반면 이 절과 다음절에서 설명할 부호화 방식은 모든 비트에게 다 적용이 되는 것들이다. 순방향과 역방향 모두에게 적용되는 부호화 방식은  $(1/N)$  길쌈 부호화인데 순방향인 경우에는  $N = 2$ , 역방향인 경우에는  $N = 3$  이다.

$(1/N)$  길쌈 부호는 현재의 비트와  $K-1$  개의 과거 비트들을  $N$ 개의 모듈로 2 (modulo 2) 가산기를 통하게하여 현재 비트 대신  $N$ 개의 가산기 출력 비트들을 보내는 방식이다. 이때  $K$ 를 제약 길이(constraint length)라고 한다.  $K$ 가 3이고  $N$ 이 2인 길쌈부호의 한 예를 그림 3에서 보았다.

그림 3의 길쌈 부호기에서 메모리의 값이  $B(k-1) = 0$ ,  $B(k-2) = 0$  이라고 하자. 현재 비트의 값  $B(k)$ 가 0인 경우에는 두 가산기의 출력  $C_1$ ,  $C_2$ 는 각각 0, 0 이 되고 메모리가 0, 0 이 되는 반면에,  $B(k)$ 가 1인 경우에는 출력은 각각 1, 1 이 되고 메모리가 1, 0 이 된다. 그 다음에 비트 1이 입력되면, 전자의 경우에는 출력이 1, 1 이 되고, 후자의 경우에는 1, 0 이 된다. 이와 같이 길쌈부호기는 입력 비트가 여러 출력 비트에 영향을 미치며 입력과 출력의 관계를 FSM(Finite State Machine)에서 State 간의 천이도로(state transition diagram) 표시할 수 있다.

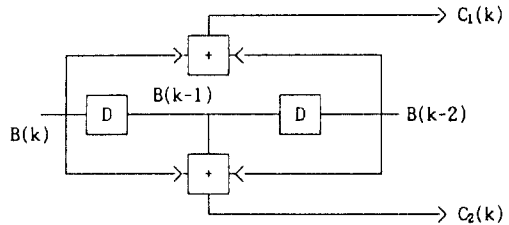


그림 3. constraint length가 3 인  $(1/2)$  길쌈 부호화기의 예

수신기에서는 수신된 비트들을 길쌈부호화기의 출력으로 생각할 때 그와 같은 출력을 발생할 확률이 가장 큰 입력 비트들의 비트열(bit sequence)를 Viterbi 복호 방법에 의해 추산한다. 복호 방식은 경성 복호기(hard decoder)와 연성 복호기(soft decoder)로 구분되는데<sup>3) 7)</sup>, 경성 복호기의 경우, 각 비트당 수신된 비트에 해당하는 애널로그 값을 정



해진 문턱 값과 비교하여 1 이나 0 으로 판정을 내린 다음, 판정한 비트에 에러가 있을 경우 그러한 판정 에러를 발생할 확률이 가장 큰 입력 비트열을 추산한다. 따라서 에러를 정정하는 효과를 갖는다. 반면에, 연성 복호기에서는 수신된 애널로그 값들과 가장 오차가 적은 문턱 값을 생성하는 입력 비트열을 구하여, 수신한 비트들의 판정을 일시에 내리므로 에러를 방지하는 효과를 갖는다.

길쌈부호기의 제약 길이 K가 클 수록 에러 정정률이나 에러 방지율(혹은 코딩계인)이 높아지는데, 이는 한 입력 비트의 영향이 더 많은 출력 비트에 끼치기 때문이다. 하지만 FSM의 state수가 많아지기 때문에 복호화기의 복잡도가 지수함수 적으로 증가한다. 음성 부호화할 때와는 반대로 채널 부호화할 때는 부호화기는 간단하여도 복호화기가 복잡해진다. 실제적으로 K가 10 이상이 되면, Viterbi 복호화를 실시간에 수행하는 것은 어려운 일이다. CDMA 시스템에서는 순방향, 역방향 모두 제약 길이를 9로 한 부호화기를 사용한다. 또한, 한 입력 비트당 발생하는 출력 비트의 수 N이 클 수록 코딩계인이 증가하고 반대로 부호화는 복잡하여 진다. 이동 통신 시스템에서 이동국 하드웨어의 복잡도를 줄이는 것이 필요하므로 순방향 채널에서는 (1/2) 길쌈부호화를 사용한다. 역방향 채널에서는 코딩계인을 늘리기 위하여 (1/3) 길쌈부호화를 사용한다.

### 3. 선형 블럭 코딩 - Hadamard Coding

순방향 채널, 즉 기지국에서 이동국으로의 통화채널은 직교 특성이 있는 Walsh 함수에 의해 구분된다. Walsh 함수는 Hadamard 행렬의 행(row) 벡터가 주기적으로 반복되는 함수이다. 반면에 역방향 채널에서는 이동국의 고유 번호가 서로 작은 상관관계를 갖는 것을 이용하여 통화 채널을 구분한다. 그 대신 Walsh 함수를 발생하는 Hadamard 행렬을 이용하여 채널 부호화를 수행함으로써 역방향 채널의 코딩계인을 더욱 늘린다.

Hadamard 행렬  $M_n$  은 0과 1로만 구성된  $n \times n$  행렬로 각 행끼리 정확히  $n/2$  위치의 원소들의 값이 서로 다른 특성을 갖는다. 차수가  $n$ 인 Hadamard 행렬은 차수가  $n/2$ 인 Hadamard 행렬로부터 다음과 같이 recursive 하게 얻어 진다.

$$H_1 = [1], H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & H_N \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서,  $\overline{H_N}$ 은  $H_N$ 의 각 원소를 역을 취한 행렬을 나타낸다. CDMA 시스템에서는  $64 \times 64$  Hadamard 행렬을 사용하여 6개의 입력 비트를  $2^6=64$ 개의 출력 비트로 변환한다. 6개의 입력비트는 2진수로 Hadamard 행렬의 행의 위치를 나타낸다. 이 Hadamard 행렬로부터 얻어지는 코드 벡터끼리의 최단 해밍 거리(hamming distance)는  $d=n/2=32$ 이므로  $d/2 - 1$  즉 15개의 비트 에러를 정정할 수 있는 부호화 방식이다.

## V. 결론

반도체 공정과 집적회로 기술의 발전에 따라 복잡한 디지털 신호처리 기술들이 실시간에 그리고 적은 부피의 하드웨어로 구현 가능하게 되었다. CDMA 이동통신 방식은 이러한 기술의 추이를 최대한도로 이용하여 기존의 애널로그 방식의 10배, TDMA 방식에 비해 3배 이상의 용량을 갖는 시스템을 가능하게 한다. 본 고에서는 CDMA 이동통신 시스템에서 사용하는 디지털 신호 처리 기술들의 기본적인 내용들을 알아보고 그 기술들이 시스템의 용량에 어떻게 영향을 미치는 가를 고려하였다. 우선 CDMA 방식에서는 통화 채널당 할당된 주파수 대역폭이 크므로 여러 채널부호화 방식들을 사용함으로써 잡음에 대한 특성을 개선할 수 있었음을 검토하였다.

동일한 양의 정보를 보다 적은 수의 비트로 표시하려는 노력은 자원이 넉넉하지 않은 무선 채널을 이용하여 통신을 하려는 이동 통신 시스템이나 정보를 저장하려고 하는 시스템에서 계속 추구되어 왔다. Qualcomm 사가 CDMA 방식의 음성 부호화 방식으로 개발한 QCELP 알고리즘은 가변 부호화 방식으로 평균 음성 신호를 4 kbps 이하로 전송할 수 있게 하였다. 반면에, 4kbps 가량의 전송 속도를 구현하는 다른 여러 부호화 알고리즘도 연구되고 있는 바, 국내에서도 외국의 기술 장벽으로 인한 불이익을 줄이기 위해서는 독자적인 부호화 방식을 연구하여 국내 표준화 하는 것이 필요하다 하겠다.

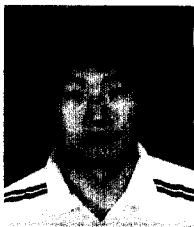
복잡한 디지털 신호처리 기술들을 실제로 구현하는 기술은 알고리즘 자체를 개발하는 것 만큼이나 중요한 일이다. 특히 이동국이나 기지국의 채널 카드, 셀렉터 카드들은 CDMA 시스템의 용량에 비례하여 갓

수가 늘어나야 하는 하드웨어 들이다. 빠른 시간안에 CDMA 시스템에서 사용되는 디지털 신호처리 기술 들을 완전히 습득하여 국내 기술로 개발하고 구현하는 일이 시급한 일일 것이다.

參 考 文 獻

[ 1 ] 전자공학회지, 이동통신 특집, 제 19권 제9 호, 1992. 9.  
 [ 2 ] 전자공학회지, CDMA 이동통신 기술 특집, 제 21권, 제 1호, 1994. 1.  
 [ 3 ] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, "Digital Communication", Kluwer Academic Publishers, 1988.  
 [ 4 ] G. R. Cooper and C. D. McGillem, "Modern Communications and Spread Spectrum", McGraw-Hill, 1986.  
 [ 5 ] L. R. Rabiner and R. W. Schafer, "Digital Processing of Speech Signals", Prentice Hall, 1978.  
 [ 6 ] F. Itakura, "Line Spectrum Representation of Linear Predictive Coefficients of Speech Signals", *J. Account. Soc. Am.*, 57, 1975.  
 [ 7 ] J. G. Proakis, "Digital Communication", McGraw-Hill, 1989.  
 [ 8 ] S. Lin and D. J. Costello, "Error Control Coding: Fundamentals and Applications", Prentice-Hall, 1983.  
 [ 9 ] J. C. Hardwick and J. S. Lim, "A 4800 bps Improved Multi-Band Excitation Speech Coder", Proc. of IEEE Workshop on Speech Coding for Telecommunication, Vancouver, Canada, Sept. 5-8, 1989.  
 [ 10 ] R. J. McAulay and T. F. Quatieri, "Speech Analysis/Synthesis Based on a Sinusoidal Representation", *IEEE Trans. ASSP*, 1986.  
 [ 11 ] TIA/EIA Interim Standard TIA/EIA/IS-95. ☼

筆 者 紹 介



河 舜 會  
 1963年 1月 11日生  
 1985年 2月 서울대학교 전자공학과  
 1987年 2月 서울대학교 전자공학과(석사)  
 1992年 5月 University of California, Berkeley(박사)

1992年 5月 ~ 1993年 5月 U. C. Berkeley Post-doc.  
 1993年 6月 ~ 현재 현대전자산업주식회사 산업전자연구소 선임연구원

주관심 분야 : 디지털 신호처리 시스템 개발을 위한 CAD 병렬연산, 스케줄링, 이동무선통신