

IMT-2000 비동기 및 차세대 이동통신 RF 부품 기술 동향

홍헌진 · 김재영 ·
강상기 · 이형수

한국전자통신연구원

요 약

비동기 및 차세대 이동통신 시스템의 진화 과정에서 RF 관련 규격들의 변화에 대해 알아보았고, 비동기 시스템의 RF부를 제작하는데 사용하게 될 RF 부품 기술 동향을 단말기와 기지국의 경우로 나누어 분석하였다. 또한 차세대인 4세대 시스템 RF부의 진화 전망에 대해 간단히 알아보았다. 시스템이 진화할수록, 요구되는 데이터 처리 능력으로 인해 채널 대역폭은 점점 넓어지고, 기존 시스템과의 상호 간섭 방지를 위해 일반적인 RF 관련 규격 중 방사 규격과 요구되는 선형성이 엄격해진다. 앞으로의 RF 부품의 기술적 진화는 직접 변환 방식의 부품 개발로 단말기의 소형화, 저가격화를 이룰 것이고, 동작 주파수 영역을 0.8~5 GHz대로 하기 위한 광대역화, 선형화가 요구될 것이다. 또한 4세대 시스템에서는 기존의 주파수 이용 개념과 무선 전송 기술에 변화를 주게 될 SDR 기반의 다중모드/복합 다중 접속 기술을 적용하게 될 것으로 예상된다.

I. 서 론

당초 계획보다는 약간 늦어지고 있지만, 일본에서는 2001년도 가을부터 비동기 방식인 W-CDMA 시스템을 이용한 IMT-2000 상용 서비스를 계획하고 있어, 무선을 활용한 진정한 의미의 멀티미디어 서비스 실현이 눈앞에 와 있는 상태이다. 한편, 최대 전송 속도가 약 2 Mbps인 현재의 3세대 IMT

-2000 시스템 규격 작업이 마무리 됨에 따라, ITU에서는 IMT-2000 이후의 4세대 시스템에 대한 장래 발전 및 전개 방향에 대한 연구를 시작하였다.

이러한 무선 시스템의 진화 과정 상에서 RF 관련 규격들의 특징적인 변화는, 기존 서비스중인 시스템으로의 무선상 간섭을 최소화 하기 위해 스펙트럼 마스크 및 스푸리어스 규격과 같은 방사 규격이 엄격해지고 있는 점과 요구되는 선형성이 점점 커진다는 사실이다. 비동기 시스템 규격의 경우 기존의 서비스 방식과 비동기 시스템 상호간에 미치는 영향을 고려해서 규격을 정하고 있으며, 이러한 추세를 비춰 볼 때 4세대를 포함한 미래의 시스템은 사용자파수 대역 이외에서의 스푸리어스 규격이 보다 상세하고 더욱 엄격하게 적용될 것이라는 사실을 예측할 수 있다. 또한 4세대 시스템에서는 기존의 주파수 이용 개념과 무선 전송 기술에 변화를 주게 될 SDR 기반의 다중모드/복합 다중 접속 기술을 적용하게 될 것으로 예상된다^[1].

본 논문은 3세대인 IMT-2000 비동기 시스템의 RF부를 제작하는데 사용하게 될 RF 부품 기술 동향을 단말기와 기지국의 경우로 나누어 분석해 보았고, 차세대인 4세대 시스템 RF부의 진화 전망에 대해 간단히 알아보았다.

II. IMT-2000 비동기 시스템의 RF 특성

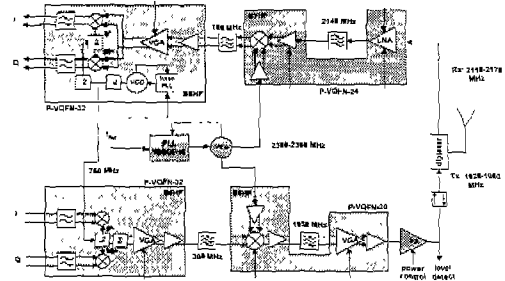
IMT-2000 비동기 시스템의 규격은 3GPP(<http://www.3gpp.org>)에서 논의하며 그 중 RF 관련 규격

은 TSG RAN WG4에서 연구되어진다. WG4의 결과로서 현재 FDD 방식의 기지국, 단말기 RF 관련 규격^{[2],[3]} 및 conformance 시험을 위한 시험절차서^{[4],[5]}가 제정되어 있다. IS-95 계열 시스템과 IMT-2000 비동기 시스템간의 RF 관련 차이점 중 하나는 더 엄격해진 스퓨리어스 및 방사 규격과 하나의 단말기가 사용 가능한 송신 채널 숫자의 증가에 따라서 선형성이 더 요구된다는 점이다. IS-95 계열의 경우 단말기 사용 채널이 1개였지만, 비동기 시스템의 경우는 단말기 사용 가능 DPDCH (Dedicated Physical Data Channel)이 최대 6개이다. 이렇게 사용 가능 채널이 다수이므로 신호의 PAR(Peak-to Average power Ratio) 값이 고정되어 있지 않고, 사용 채널 수 및 채널간 상대 이득 차에 따라 PAR 값이 변동하게 된다. 비동기 시스템은 기지국의 경우 PAR이 9~14 dB 이며 단말기의 경우는 3~7 dB 이다^[6]. 이 값은 최대치의 경우 IS-95 계열 시스템의 PAR 보다 1~3 dB 정도 더 큰 값으로, 비동기용 RF 부품 설계 및 RF부 제작 시 통과 신호의 큰 PAR 값을 고려해야 요구하는 선형성 관련 규격을 만족시킬 수 있다.

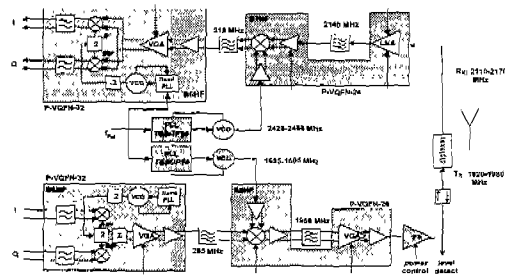
III. 단말기 RF 부품

3-1 헤테로다인 방식용 RF 부품

헤테로다인 방식은 시스템을 규격에 맞게 구현하기 쉬우며, 안정적인 동작을 하도록 할 수 있고, 시스템 설계시 유연성이 많은 장점이 있다. 그러나 IF 주파수를 사용함으로 많은 부품이 필요하게 되며, 현재 기술 발전 추세에 따라 RF 부품의 집적도를 많이 높이긴 했지만 아직까지도 부품 숫자면에서는 많은 형편이다. [그림 1]은 비동기 시스템 단말기 RF부를 상용 부품을 사용해 설계한 구조도를 보이고 있다^{[7],[8]}. 비동기 시스템에서는 송신, 수신 주파수간 간격을 기본적으로는 고정되어 있으나, 단말기



(a) 송/수신 주파수대역이 Fixed Duplex일 경우 (예)



(b) 송/수신 주파수대역이 Variable Duplex일 경우 (예)

[그림 1] 헤테로다인 구조의 단말기 RF부

수신 링크의 데이터 전송량을 크게 하기 위해 선택적으로 가변할 수 있도록 되어 있어서 (a), (b)에 각각 그 구조를 보이고 있다. 송/수신 주파수 간격 고정 방식은, 서비스 초기에는 주로 한국, 일본에서, 가변방식은 주로 유럽에서 사용될 것으로 예상된다.

고정 방식의 경우는 송신, 수신부에서 RF LO 및 IF LO를 공용으로 사용하도록 설계했으며, 가변 방식의 경우 송신, 수신부에서 각각의 LO들을 따로 사용토록 했다. [그림 1]에서와 같이 현재의 복조기 관련 부품 개발 추세는 필요한 주파수의 4 체배된 주파수를 수신 IF LO로 사용하도록 설계하므로써 복조기의 위상 에러를 최소화 하도록 하였다.

외국의 선진 업체에서는 비동기 시스템 단말기의 수신 성능을 좀 더 향상시키기 위해 [그림 2]와 같은 듀얼 IF 수신기도 개발하고 있다^[8].

<표 1> 직접변환 연구 개발 현황

| 연구 기관 | 적 용 | 구성 요소 | 사용 기술 및 특징 |
|---|--|---|--|
| Helsinki Univ. Finland & Nokia Tele. - Dec 1999. IEEE JSSC - Feb 1999, ISSCC | - 2GHz Wide-Band DC W-CDMA Receiver - 3 Chip set | - LNA - Quadrature Mixer - RC polyphase filter - VGA - 6-bit, 16MS/s ADC - 5th Butterworth RC filter | - 25 GHz 0.35 um Bi-CMOS Technology (RF & Baseband) - 0.5 um CMOS Tech. (ADC) - Receiver power : 128mA @2.7V - Sensitivity : -114 dBm - Three different bandwidth Control - DSB Noise Figure : 5.1dB |
| Helsinki Univ. Finland & Nokia Tele. - 2000. IEEE SOVC | - 2GHz Wide-Band DC W-CDMA Receiver - One Chip set | - LNA - Quadrature Mixer - RC polyphase filter - VGA - 6-bit, 16MS/s ADC - 5th Butterworth RC filter - 6-bit dual ADC | - 25 GHz 0.35 um Bi-CMOS Technology (RF & Baseband) - Receiver power : 128mA @2.7V - Sensitivity : -114 dBm - Three different bandwidth Control - DSB Noise Figure : 5.5dB |
| Swiss Federal Inst. Tech, - Dec 1999, JSSC | - GSM DC Receiver /Transmit - CMOS One-chip | - Phase shifter - LNA - IF Amp - RF mixer | - Low power 900MHz Transceiver - 0.25um CMOS Technology - Noise figure : 8.1dB - 19.5mA Receiver - 55mA Transmit |
| Behzad Razavi UCLA & HP - 1997, SOVC | - 900MHz DC Receiver - One-chip | - LNA - Quadrature mixer - LPF - Local oscillator - Divider | - 0.6um CMOS Technology - Noise figure : 4 dB - 90 mW at 3 Volt power - Voltage gain : 55 dB - LO leakage : -65 dBm |
| Georgia Tech & TriQuint Semi. - Feb 2000, MAGWA | - C-Band DCR - One-chip | - Active divider - LPF & HPF - Even harmonic mixer - Active balun - LO power divider | - 0.6 um GaAs MESFET Tech. - 21 mA @ 2.7 Volt - Excellent linearity (IIP3 :8dBm) - DC offset suppression (-80 dBm) |
| Analog Device - 2000. RFICS | - Multi-band GSM - One-chip | - Receiver / Transmitter - Fraction-N synthesizer | - 900 / 1800 MHz application - LO noise 150dBc/Hz - Gain control range : 45 dB - Phase noise : -92dBc/Hz @5KHz - Lock time : <220us |

전력증폭기 자체 선형화^[13] 연구가 진행 중이며, 향후에는 좀 더 높은 효율 및 선형성을 위해 시스템의 송신부와 연계된 선형화 방식 연구가 활발해질 것으로 예상된다.

3-4 주파수 합성기

집적형 RF 주파수 합성기 기술은 크게 저 위상잡음 특성을 갖는 VCO(Voltage Controlled Oscillator)

<표 2> 직접변환 시험 시제품 현황

| 회사 및 개발 시기 | 개발품 적용 | 구성 요소 | 사용 기술 및 특징 |
|---|---|--|--|
| Analog Devices (AD6523) Othello, sep 1999 | - GSM direct conversion radio chip set - Dualband - transmitter/Receiver | - Translation loop direct VCO modulator - Programmable phase detector gain - On-chip filtering of Tx products - Differential GSM LNA - Integrated active Rx channel select LPF - Programmable gain baseband amplifier - Base-band interface - On-chip low voltage regulator | - 0.6um BiCMOS process - Zero-IF Direct conversion Receiver - 28-TSSOP |
| TDK (5503DCR) Apr 2000 | - Digital Satellite - VSAT Receivers | - Wideband I/Q demodulator . AGC amplifier . I/Q Mixer . LPF and buffer . Dual VCO . PLL synthesizer . Loop filter | - 950 MHz ~ 1450 MHz - Fully programmable PLL - 48 TQFP |
| MAXIM (MAX2700/MAX2701) 2000 | - WLL - Wideband DS-SS sys. - Wideband 2.4GHz ISM radio - Digital microwave radios | - LNA - Quadrature downconverter - VGA | - Direct conversion receiver - Zero-IF - 2.7 or 3.3 Volt power supply - 48 TQFP |
| Qualcomm (RadioOne) Dec. 2001 sample 예정 | - Wireless handset - GSM | - Frequency synthesizer - Rf to IF conversion - Transmit local oscillator - PLL | - Zero IF Direct conversion |
| Phillips (TDA 8680AT) | - Satellite - Zero IF QPSK - Down Conversion | - On-chip Phase Shifter - Local Oscillator output to PLL | - Zero IF Direct Down conversion - 920 MHz~2200 MHz |
| Infineon (TUA6100) Jan 2001. | - QPSK - Satellite Receiver | - IF Base Band DCR - PLL - CX Oscillator | - IF 0~30 MHz |

기술과 VCO의 출력 주파수를 제어하기 위한 주파수 합성기 개발 기술로 나눌 수 있다. 최근에 LC공

진을 이용한 집적형 VCO로는 위상 특성이 126 dBc/Hz @600 kHz offset, 전력 소모가 12.7 mW

(2.7 V)인 VCO가 발표되어 GSM의 위상잡음 요구 조건(-121 dBc/Hz @600kHz offset)을 만족하는 정도에 와 있다. 그러나 생산성 있는 VCO의 개발을 위해서는 계속적인 연구가 진행되어야 하는 상황에 있다. 또한 DLL(Delay Locked Loop)를 이용해 Oscillator를 구성하여 위상잡음이 120 dBc/Hz @30 kHz offset의 특성을 가짐으로써 crystal oscillator와 잡음 특성이 거의 같은 local oscillator도 발표되었다.

주파수를 제어하기 위한 방법으로는 integer N과 fractional N방식이 있으나, fractional N 방식이 주파수 해상도가 높아 선도적인 상품의 주류가 되어 있는 상태이다. 다만 업체간에 Fractional N방식의 문제점인 Spur를 처리하는 방식에서 다소 차이를 보이고 있다. 또한 일부 업체에선 이미 완전히 CMOS를 이용한 주파수 합성기를 제품화 했으며 앞으로 CMOS를 이용하여 VCO를 On-Chip화 시키면서 성능을 향상시키는 방향으로 경쟁이 치열할 것으로 예상된다. 또한 향후에는 다중밴드 구조 속에서도

각 시스템의 위상 관련 요구 조건을 모두 만족하는 주파수 합성기 구조의 개발이 앞으로의 발전 방향이 될 것이다.

<표 3>에 상용 주파수합성기 칩의 주요 특징을 나타내었다.

불과 6~7년 전만 하더라도 CMOS 기술이 GHz 대역의 RF 주파수에 적용 가능함을 예측하지 못한 상황을 고려하면, 향후 몇 GHz까지의 RF IC에 적용 가능할가를 예측하기는 상당히 어렵다. 그러나 현재, L-band (1~3 GHz)의 CMOS IC는 제품 개발 단계이고, C-band (4~8 GHz)는 연구단계가 현재의 추세인 점을 감안하면, 10 GHz 이하의 RF CMOS IC의 가능성을 예측할 수 있다. 또한 0.15, 0.13, 0.1 cm 등 CMOS 기술이 지속적으로 발전됨에 따라 좀 더 높은 주파수에서 동작 가능한 RF CMOS IC의 구현 가능성이 높다.

<표 1, 2, 3>에서 보면 최근의 직접변환 다중밴드 및 주파수 합성기에는 BiCMOS 및 CMOS 공정이 적용되는 추세를 알 수 있다.

<표 3> 주파수합성기 제품 현황

| | Conexant | Peregrine | GCT | SiLab | NS | Phillips |
|----------------------------------|---------------------------------|----------------------|-----------------------|-----------|-----------------------|----------------------|
| Tech. | SiGe BICMOS | UTSi CMOS | 0.25CMOS | 0.35CMOS | 0.5BiCMOS | 0.5BiCMOS |
| Freq.(IF/RF1/RF2), GHz | 0.5/2.1/- | 0.55/1.8/- | 0.5/1.8/- | 1/1.8/1.5 | 0.55/1.2/2.5 | 0.55/2.5/- |
| PhaseNoise (dBc/Hz) /Offset(kHz) | -128+20logN /ln Band | -75/10 | -133/1000 | -132/1000 | -73.2/- | -77/ |
| Spur.(dBc) | -70 | -80 | | -70 | | |
| Prescaler(IF/RF) | | (16/17)/(32/33) | | | (8/9)/(16/17) | |
| Vdd(V) | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| Tclock(usec) | 100 | 1800 | 500 | 150 | | |
| Current(mA) | 12.5 | 4 | 18 | 18 | 5 | 10 |
| TSSOP(T)/SSOP(S) | 28(T) | 20(T) | | 24(T) | 24(T) | 20(T) |
| Spur. Reduction | Δ - Σ (18,10-bit) | Current Compensation | 6 Phase interpolation | | 6 Phase Interpolation | Current Compensation |
| Architecture Integer(I)/Frac.(F) | F | F | F+VCO | F+VCO | I/F | F |

CMOS 공정의 저전력, 고집적 특징은 이동 통신 단말기의 요구조건과 일치한다. 특히 RF front-end 부분을 CMOS 공정으로 제작하게 되면 기저대역 DSP과 one-chip으로의 집적이 가능하다. 이러한 장점으로 인하여 최근에 업계 및 학계에서 CMOS 공정 기반의 직접 변환 다중밴드 칩 연구 및 개발이 활발히 진행되고 있다.

IV. 기저국 RF 부품

4.1 선형 전력 증폭기

현재의 경우 송신 시스템 전체보다는 전력증폭기 자체의 선형화에 주 관심사를 두고 있으나, 미래의 기저국 송신기에 대한 스펙트럼 마스크 규격이 보다 엄격하게 될 것을 고려하면 선형의 기저국 송신 시스템을 구현하기 위해 송신시스템 전체를 선형화하는 방법으로 발전할 것으로 예상된다.

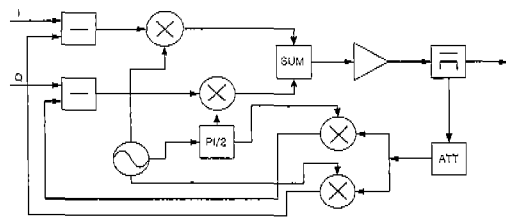
현재의 선형화 방식인, 전력증폭기 자체를 선형화하는 방법에는 아날로그 피드백, 아날로그 전치왜곡(predistortion), LINC(Linear amplification with Nonlinear Component), 피드포워드(Feedforward) 등의 방법이 있다. 현재 주로 사용하고 있는 선형화 방식은 아날로그 전치왜곡 방식과 피드포워드 방식이지만, 앞으로의 선형화 방법은 두 가지 이상의 선형화 방식을 혼합한 선형증폭기가 주가 될 것이다. 두 가지 이상의 선형화 방식의 사용은 선형화 성능과 선형증폭기의 가격 측면에서 유리한 잇점이 있다.

3G 송신시스템에서는 전력증폭기 자체의 선형화 방법을 주로 사용할 것으로 예상되며, 선형화 성능면에서 피드포워드 선형증폭기를 사용할 것이다. 초기 셀룰라용 피드포워드 선형에 실장되는 주 증폭기(main amplifier)와 에러증폭기(error amplifier)는 바이폴라 트랜지스터(BJT) 또는 전계효과 트랜지스

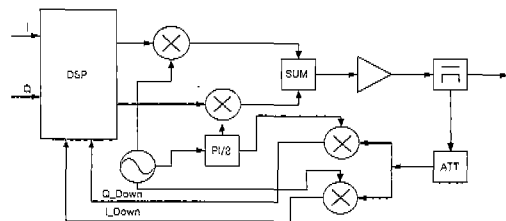
터(FET)를 사용하였다. 그러나 최근에 이들 트랜지스터의 혼변조 왜곡 특성과 출력 전력이 중간 특성을 갖는 LDMOS가 출시됨으로써 이동통신에서는 LDMOS와 전계효과 트랜지스터를 주로 사용하고 있다. 각각의 장점은 LDMOS의 경우 입력력 임피던스가 크고 하나의 전원으로 바이어스가 가능하다는 것이며, 전계효과 트랜지스터는 넓은 대역에서 정합회로의 구현이 가능하다는 점이다. 단점은 LDMOS는 사용 시간에 따라서 바이어스 전류가 변하는 전류 드리프트(drift) 현상이 있고, 전계효과 트랜지스터는 열에 의한 thermal runaway 특성을 갖는다는 점이다. 피드포워드 선형증폭기를 구현하는 경우, 바이어스의 문제를 제외한다면 주 증폭기에는 LDMOS를 사용하고 에러증폭기에는 전계효과 트랜지스터를 사용하는 것이 효과적일 수도 있다.

3세대 이후 시스템의 서비스 대역은 점점 광대역화 되어갈 것이기 때문에 현재 구현되고 있는 피드포워드 선형증폭기의 선형화 대역폭 20 MHz보다 더 넓은 선형화 대역이 필요할 것으로 예상되며, 이는 앞으로 등화기 기술의 진보와 주, 에러증폭기 구현 기술의 진보로 대역 확장이 가능해질 것이다^[14].

송신시스템 전체를 선형화하는 방법으로는 아날로그 피드백 방법의 변형인 카테지안 피드백(Cartesian Feedback), 폴라 피드백(Polar Feedback), 기저대역 전치왜곡(Baseband Predistortion)이 있다^[15]. 카테지안 피드백과 폴라 피드백 방식은 아날로그 피드백 방식의 표본 신호를 중간 주파수 또는 기저대역 D/A 변환기까지 주파수 변환하여 피드백 신호로 사용하는 방법으로, 피드백 경로의 지연 때문에 아날로그 피드백 방식과 마찬가지로 선형화 대역폭이 수십 kHz로 제한된다. 반면에 기저대역 전치왜곡 방식은 피드백 신호를 록업(Look-up) 테이블을 만들거나 전치왜곡기의 training 시간에만 사용하고, 표본 신호의 지연 시간 평가(delay estimation)를 통해서 지연 시간을 보상하기 때문에 선형화 대



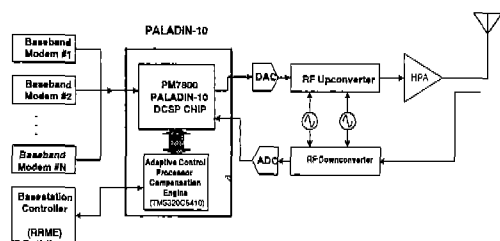
(a) 카테지안 피드백



(b) 기저대역 전치왜곡 (DPS는 Delay estimation 기능 수행)

[그림 3] 카테지안 피드백과 기저대역 전치왜곡 방식의 구성도

역폭이 수십 MHz로 상기 방식보다 선형화 대역이 넓다^{[16],[17]}. [그림 3]에는 카테지안 피드백과 기저대역 전치왜곡 방식의 구성도를 나타내었다. 현재 기저대역 전치왜곡 방식을 위한 상용 제품이 출시되고 있으며, [그림 4]에는 PMC Sierra Inc.사의 PALADIN-10의 응용 예를 나타내었다. 미래의 선형화 방법은 기저대역 사전왜곡 방식이 주가 될 것으로 예상된다. 기저대역 전치왜곡 방식과 같은 송신시스



[그림 4] PMC Sierra Inc. 사의 PALADIN-10 의 기저대역 응용의 예

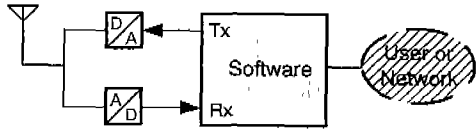
템 전체의 선형화 방법이 전력증폭기 자체를 선형화 하는 방법보다는 상당히 매력적인 방법이며, 이러한 선형화 방법을 사용하기 위해서는 시스템 설계 단계에서부터 선형화 방식에 대한 결정이 이루어져야 한다.

송신 시스템 전체를 선형화하는 경우, 주의할 사항은 기저대역(또는 중간 주파수) 전치왜곡 방식이라는 점이다. 따라서 표본 신호를 기저대역(또는 중간 주파수)으로 주파수 변환 시 피드백 경로에 포함되는 소자에 의한 왜곡이 없어야 하며, 전력증폭기에서 왜곡된 신호가 여파기 등에 의해서 제거되지 않아야 한다. 또한 전치왜곡된 신호가 송신시스템을 통과하면서 여파기 등에 의해서 제거되지 않아야 한다.

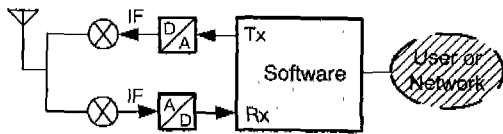
V. 차세대 이동통신 시스템용 RF부

현재 2 GHz대의 IMT-2000 주파수 대역으로는 다양한 데이터 및 멀티미디어 서비스를 하는데 한계가 있다고 보고되고 있으며, 많은 전문가들에 의해 이의 해결책을 찾기 위한 연구가 진행되고 있다. 그 중 하나의 방법으로 제시되고 있는 것이 5 GHz대 무선 LAN과의 접목을 통한 데이터 서비스 대역 확장이다. 이 경우 향후에는 2 GHz대와 5 GHz대 겸용의 단말기가 필요하게 될 것으로 예상되어 국내에서 5 GHz대 부품 연구를 더욱 활발히 할 필요가 있다. 가까운 장래에는 주파수대별 다중 신호 경로를 갖는 RF 부품을 개발해 단말기 RF부를 구성함으로써 요구를 충족시키겠지만, 먼 장래에는 0.8~5 GHz대까지의 다중 모드/ 다중 접속 서비스를 지원하기 위한 SDR 개념의 단말기가 등장하게 될 것으로 예상된다.

실제 SDR을 연구하는 그룹들의 개발 계획에 따르면 2004년경까지 2 GHz대에서 동작할 수 있는 A/D 컨버터, D/A 컨버터를 개발하는 것으로 되어



[그림 5] 이상적인 SDR 단말기 구조



[그림 6] High IF SDR 단말기 구조

있다. 만일 계획대로 연구가 진행된다면, anti-aliasing을 위한 아날로그 필터를 제외한 나머지는 디지털 신호 처리로서 동작되는 [그림 5]와 같은 2 GHz 대 단말기가 등장하게 될 것으로 예상된다. 그러나, 외국에서는 단말기에 SDR 개념을 더욱 빨리 적용키 위해 [그림 6]과 같은 IF 주파수대에서 A/D 컨버터, D/A 컨버터를 통해 디지털 하향변환, 디지털 상향변환 하는 High IF SDR 방식의 단말기 연구가 진행 중에 있다^[18].

이러한 방식의 RF부 개발 시 주의해야 할 점은, 다중모드 송수신을 위해 서비스 대역별 RF BPF나 듀플렉서를 사용하지 못함에 따라 대역내로 들어오는 영상(Image) 신호 제거 문제와 수신부로 누설되는(feedthrough) 송신 신호의 역압(송/수신간 isolation) 문제이다. 누설된 송신 신호를 60 dB 정도 억압시키지 못할 경우에는 수신 경로의 IIP3에 따라 저잡음증폭기 등에서 왜곡 신호를 발생시킬 수 있다. 또한 이러한 시스템의 RF부에 사용될 부품들의 특성은 광대역용 RF 부품이 필요하며, 신호 경로내에서 필터링을 못함으로 여러 스퓨리어스 신호들의 영향을 최소화 하기 위한 각 단 부품들의 선형성 확보가 될 것이다.

VI. 결 론

3세대인 IMT-2000 비동기 시스템의 RF부를 제작하는데 사용하게 될 단말기용 RF 부품 중 헤테로 다인 방식용 RF 부품과 직접 변환 방식용 RF 부품, 주파수 합성기, 전력증폭기의 기술 동향에 대해 알아보았고, 기지국의 경우 RF 핵심 소자인 선형 전력증폭기의 기술 동향에 대해 알아보았다. 또한 차세대인 4세대 시스템 RF부의 진화 전망에 대해 간단히 알아보았다.

곧 상용서비스 예정인 비동기 방식의 IMT-2000 시스템은 기존의 IS-95 계열의 시스템보다 요구되는 선형성 및 방사 규격이 엄격해져서, RF 부품을 개발하는 측면에서는 더 까다로워진 것이 사실이다. 그러나 이 같은 추세는 시스템이 진화할 수록(4G) 더욱 심해질 것으로 예상된다. 또한 향후에는 5 GHz 대 무선 LAN과의 접목을 통한 데이터 서비스 대역 확장이 예상되어 멀티 모드용 단말기가 필요하게 될 것으로 예상되며 국내에서도 5 GHz대 부품을 더욱 활발히 개발할 필요가 있다. 이러한 단말기로서 최종적으로는 0.8~5 GHz대까지의 다중 모드/ 다중 접속 서비스를 지원하기 위한 SDR 개념의 단말기가 등장하게 될 것이지만, 그 중간 단계로서 High IF SDR 방식의 단말기가 사용할 것으로 예상되며 이 단말기를 개발하는데 사용될 RF 부품들의 요구 사항으로는 광대역 및 선형성 확보가 될 것이다.

참고문헌

- [1] 최재익, 김재명, "무선통신(방송 서비스 및 기술 발전 전망", ETRI 주간기술동향, 제1000호, pp.76~92, 2001.6.13.
- [2] TS25.104 Technical Specification Group Radio Access Networks; UTRA (BS) FDD; Radio

-
- transmission and Reception.
- [3] TS25.101 Technical Specification Group Radio Access Networks; UE Radio transmission and Reception (FDD).
- [4] TS25.141 Technical Specification Group Radio Access Networks; Base station conformance testing (FDD).
- [5] TS34.121 Technical Specification Group Terminal; Terminal Conformance Specification; Radio transmission and reception (FDD).
- [6] Linus Maurer, "3GPP System Specifications", *International Microwave Symposium Workshop*, May, 2001.
- [7] Josef Fenk, "Evolution from 2G to 3G Transceiver Architectures", *International Microwave Symposium Workshop*, May, 2001.
- [8] W. Thomann, "Commercial Bipolar W-CDMA IF-Receiver and IF-Transmitter", *International Microwave Symposium Workshop*, May, 2001.
- [9] Nan-Lei Larry Wang, "Transistor Technologies for RFICs in Wireless Application", *Microwave Journal*, pp. 98-110, Feb., 1998.
- [10] S. Hsiao and N. Wang, "Modulation Schemes Affects the Linearity of an HBT Amp", *Microwave and RF*, August, 2000.
- [11] Sirikiat Ariyavitakul and Ting-Ping Liu, "Characterizing the Effects of Nonlinear Amplifiers on Linear Modulation for Digital Portable Radio Communications", *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 39, no. 4, pp. 383-389, Nov., 1990.
- [12] J. Staudinger, "Applying Switched Gain Stage Concepts to Improve Efficiency and Linearity for Mobile CDMA Power Amplification", *Microwave Journal*, Sep., 2000.
- [13] Toshihiko Yoshimasu, M. Akagi, and N. Tanba, "An HBT MMIC Power Amplifier with an Integrated Diode Linearizer for Low-Voltage Portable Phone Applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 9, pp. 1290-1296, Sep., 1998.
- [14] Y. K. G. Hau, V. Postoyalko and J. R. Richardson, "Compensation of amplifier non-linear phase response to improve wideband distortion cancellation of feedforward amplifiers", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 500-502, March, 1997.
- [15] A. Bateman, D. M. Haines, and R. J. Wilkinson, "Linear Transceiver Architecture", *38th Vehicular Technology Conference*, pp. 478-484., 1998.
- [16] Y. Nagata, "Linear Amplification Technique for Digital Mobile Communications", *IEEE Vehicular Technology Conf.*, San Fransisco, pp 159-164, May, 1989.
- [17] James K. Cavers, "Amplifier Linearization Using a Digital Predistortion with Fast Adaptation and Low Memory Requirements", *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 39, no. 4, pp. 374-382, Nov., 1990.
- [18] W. Schacherbauer, A. Springer, T. Ostertag, C. C. W. Ruppel, and R. Weigel, "A Flexible Multiband for Software Radios using High IF and Active interference Cancellation", *International Microwave Symposium Digest*, May, 2001.

= 필자소개 =

홍 현 진

1986년 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년~현재 한국전자통신연구원 RF기술연구팀장



강 상 기

1988년 단국대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 단국대학교 전자공학과 (공학석사)
1994년~현재 한국전자통신연구원 RF기술연구팀 선임연구원



김 재 영

1990년 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1992년 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1996년 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1996년~1999년 대우전자 AF팀 선임연구원
1999년~현재 한국전자통신연구원 RF기술연구팀 선임연구원



이 형 수

1980년 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1996년 성균관대학교 전자공학과 (공학박사)
1984년~현재 한국전자통신연구원 전파기술연구부장

