

선형화기 설계방식에 대한 고찰

鄭 龍 采*, 張 益 洙**, 金 哲 東*

三星電子 情報通信本部 基幹네트워크事業部*

西江大學校 電子工學科**

I. 서 론

오늘날 인간은 항상 통신을 하면서 일상생활을 영위하고 있다고 해도 과언이 아니다. 가정과 사무실의 전화나 거리의 공중전화를 가지고 국내는 물론 해외 케이블과 통신위성을 통하여 세계의 어디든지 누구와도 쉽게 통신할 수 있다. 그러나 고정된 장소에서 통신을 하는 것보다 자동차, 기차, 선박 및 항공기에서 이동하면서 또는 보행중에도 통신을 할 수 있다면 일상생활이 더욱 편리하고 능률적일 것이다.

1921년 미국에서 디트로이트 경찰국이 경찰차에 무선 송수신기를 부착하고 근무하기 시작한 것이 이동전화의 효시이며 우리가 현재 사용하고 있는 셀룰라 이동전화는 이미 1947년 벨 연구소에서 그 이론의 대강이 정립되고 이동통신의 필요성과 편리함이 충분히 인정되었으나 1970년대 말까지는 관련 기술의 부족으로 실현하지 못하였고 1983년 미국의 시카고에서 상용화되어 우리나라에도 1984년 아날로그 방식의 이동전화 서비스가 개시되었다. 그러나 이러한 아날로그 방식으로는 주파수의 효율이 떨어져 많은 가입자들을 수용할 수 없고, 가입자의 다양한 서비스 요구에 부응할 수 없기 때문에 기존의 아날로그 방식을 디지털화하고, 사용 주파수대역도 고주파 대역을 사용하는 연구가 활발히 진행되고 있다. 1990년대 말 이후에는 전체 통신의 50% 이상이 전파통신으로 이루어질 전망이다. 이러한 전파통신기술에 대하여는 이미 그 윤곽이 결정된 상태이며 휴대용 단말기는 현재보다 훨씬 소형 경량화 될 것으로 예상된다.

II. 증폭기의 비직선 특성에 관한 이론

증폭기의 일반적인 현상중의 하나는 입력 레벨의 증가에 따라 출력의 상대 이득이 감소하는 것이다. 이것은 트랜지스터가 가지고 있는 비직선 소자들에 의한 현상으로서, 비직선 전달 특성을 입력

전압의 크기에 대한 함수로 나타낼 수 있다. 즉 출력 전압 $v_o(t)$ 은 입력 전압 $v_i(t)$ 의 power series로 표현될 수 있다^[1].

$$v_o = k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 + \dots \quad (1)$$

이때 임출력 2 단자망이 선형 전달 특성을 갖는다면 $k_i=0(i \neq 1)$ 일 것이다. 식(1)은 입력에 따른 출력에서의 위상 변화를 일으키는 2 단자망의 위상 왜곡 특성을 무시한 것이다. 혼합기와 같이 강한 비선형 전달 특성을 요구하는 2 단자망이 아닌 경우에, 식(1)은 초기 세 항만으로도 충분히 비선형 전달 특성을 표현할 수 있다. 입력 신호가 $v_i = A \cos \omega_1 t$ 라면 출력 신호는

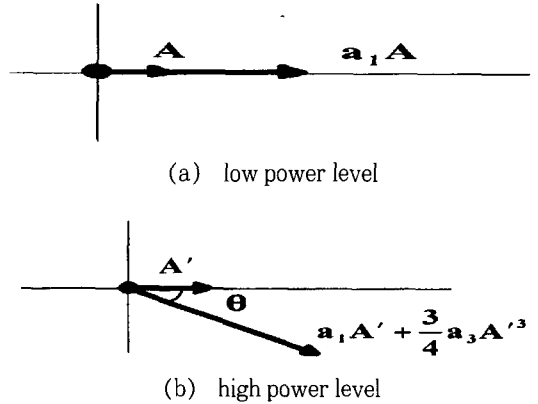
$$\begin{aligned} v_o &= k_1 \cos \omega_1 t + k_2 (A \cos \omega_1 t)^2 + k_3 (A \cos \omega_1 t)^3 \\ &= k_1 A \cos \omega_1 t + k_2 A^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) + k_3 A^3 \\ &\quad \left(\frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t \right) \quad (2) \\ &= \frac{1}{2} k_2 A^2 + \left(k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t \\ &\quad + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t \end{aligned}$$

단일 주파수 ω_1 을 갖는 입력 신호에 대해 출력단에서는 기본 주파수 ω_1 외에 dc, $2\omega_1$, $3\omega_1$ 의 spurious 신호가 동반됨을 알 수 있다. 식(2)에서 기본 주파수 ω_1 인 출력 신호의 진폭은 $k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3$

인데 $k_3 < 0$ 이면 $k_1 A > k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3$ 이 되므로 가상 선형 출력 신호($k_1 A \cos \omega_1 t$)의 진폭보다 작게 된다. 이것을 이득의 감소(gain compression) 또는 AM-to-AM 변환 특성이라고 한다. 이때 이득 감소를 표시하는 파라미터로 직선 전달 특성보다 1dB 낮은 출력 레벨을 P_{1dB} (1dB compression point)라고 한다.^[2] 또 증폭기에서는 출력 전압의 진폭뿐만 아니라 상대 위상도 지연되어 나타나는데 이것을 AM-to-PM 변환이라 하고 다음과 같이 정의되어진다.^[3]

$$\alpha = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{d\theta_p}{d(10 \log P_{in})} \quad (3)$$

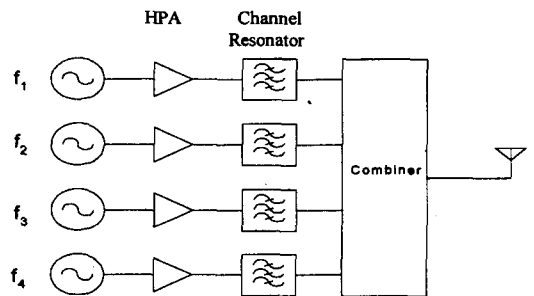
즉 α 는 입력 전력에 대한 출력 상대 위상의 slope 을 의미한다. 만일 반송파가 입력 될 때 이득과 위상의 왜곡을 vector diagram으로 나타내면 그림 1과 같다.



(그림 1) 증폭기의 이득과 위상의 왜곡에 대한 Vector Diagram

III. 아날로그 및 디지털 방식 이동전화 기지국 대전력 증폭기의 비교

그림 2는 일반적인 아날로그 방식 이동전화 기지국 대전력 증폭기의 블럭도이다. 각 송신 채널마다

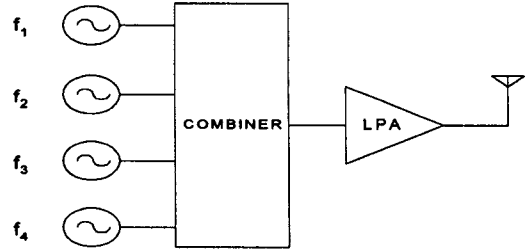


(그림 2) 아날로그 방식 이동전화 기지국 대전력 증폭기 구조

다 대전력 증폭기(High Power Amplifier)가 장착되고 증폭된 RF 신호들은 채널 공진기(Channel Resonator)를 거친 후 결합기(Combiner)에 의해서 합성된 후 안테나에 전달된다. 보통 채널 공진기는 가격이 비싸고 부피가 커서 운용자들로 하여금 이동전화 기지국 용적을 줄이고 가격을 낮추는데 어려움을 줄 뿐만 아니라 채널 주파수가 바뀔 때마다 채널 공진기의 공진 주파수를 기계적으로 조정해야 하고, 운용 채널간에 최소 주파수 간격을 유지해야 하며, 주파수 채널이 증가할 때마다 공진기를 추가해야 한다. 공진기의 삽입 손실은 증폭된 출력 전력의 심한 감소를 일으키며 출력 전력의 감소는 대전력 증폭기의 냉각이라는 새로운 문제를 기지국에 부가시킨다는 단점이 있다.

이러한 아날로그 방식 기지국 증폭기의 문제점을 해결함으로써 기지국의 크기를 줄이고 주파수 할당의 제한을 해결하는 방법으로 제기된 것이 디지털 방식 기지국에서 사용되는 선형전력증폭기(Linear Power Amplifier : LPA) 또는 다중 채널 전력증폭기(Multi Carrier Power Amplifier : MCPA)이다. 즉 여러 채널의 신호들을 미리 결합시킨 후 혼변조 왜곡(Intermodulation Distortion)이 매우 작은 선형전력증폭기에 인가하여 공동 증폭시키는 방식이다. 이러한 선형전력증폭기를 사용하면 기존의 증폭기보다 여러 장점을 가진다. 첫째 증폭기에서 발생하는 진폭 및 위상 왜곡 특성을 감소시킬 수 있으며 AMPS, TDMA, CDMA, FHMA 등 통신 방식에 제약을 받지않는다. 둘째로 여러 채널 신호들을 동시에 증폭이 가능하며 설정되어진 모든 대역의 주파수를 모두 쓸 수 있다는 것이다. 셋째로 채널 공진기 및 결합기가 제거되고 시스템 전체의 용적이 줄어들며 주파수 할당의 용이성이 확보된다는 것이다. 그림 3은 디지털 방식 이동전화 기지국에서 사용되고 있는 선형전력 증폭기의 구조이다.

선형전력 증폭기의 기술적인 어려움은 증폭기에 사용된 트랜지스터의 비선형 특성에 기인되는 혼변조 왜곡 신호들의 제거와 안정적인 선형동작으로 요약될 수 있다. 즉 식 (1)에 주파수는 ω_1, ω_2 이면서 동일 진폭을 갖는 정현파 $v_i = A(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)$



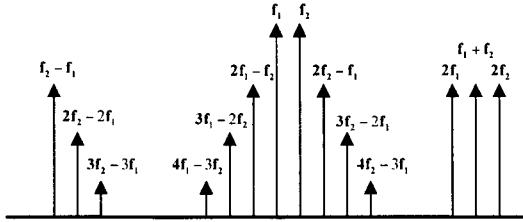
(그림 3) 디지털 방식 이동전화 기지국 대전력 증폭기 구조

가 입력되면 출력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 v_o &= k_1 A (\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) + k_2 A^2 (\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) \\
 &\quad + k_3 A^3 (\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) \\
 &= k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (k_1 A + \frac{4}{9} k_3 A^3) \cos\omega t \\
 &\quad + (k_1 A + \frac{4}{9} k_3 A^3) \cos\omega t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos \\
 &\quad (2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (4) \\
 &\quad + k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \\
 &\quad \cos 2\omega t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos \\
 &\quad (2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega t
 \end{aligned}$$

기본 주파수가 ω_1, ω_2 인 입력 신호에 대해 출력 단에서는 기본 주파수 ω_1, ω_2 외에 dc, 2차 하모닉 주파수 $2\omega_1, 2\omega_2$ 와 3차 하모닉 주파수 $3\omega_1, 3\omega_2$ 와 2차 혼변조 주파수 $\omega_1 \pm \omega_2$ 와 3차 혼변조 주파수 $2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1$ 인 출력 신호가 얻어진다. 여기서도 기본 주파수 ω_1, ω_2 의 출력 신호 진폭은 $k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3$ 로써 $k_3 < 0$ 에 의해서 이득의 감소가 동일하게 일어남을 볼 수 있다.

보통 증폭기의 동작 주파수 대역은 octave 대역보다 작으므로 spurious 신호중 dc, $\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2, 2\omega_2 + \omega_1, 3\omega_1, 3\omega_2$ 인 주파수 성분은 동작 주파수 대역의 외부에 위치하므로 적당한 여파기를 쓰면 제거할 수 있으나 3차 혼변조 신호 $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$ 은 기본 주파수 ω_1, ω_2 에 인접해서 위치하므로 기본 주파수에 왜곡을 주게 된다.



(그림 4) 두 개의 반송파가 인가된 증폭기의 출력 주파수 스펙트럼

식(4)에서는 3차항까지만 고려하였는데 n차항까지 고려한다면 n차 혼변조 신호중 $n\omega_1 - (n-1)\omega_2$, $n\omega_2 - (n-1)\omega_1$ ($n > 1$)인 주파수를 갖는 혼변조 신호들이 기본 주파수 ω_1 , ω_2 에 인접하게 된다. 그림 4는 두 개의 반송파가 인가된 증폭기의 출력 주파수 스펙트럼을 나타내고 있다.

기본 주파수 외에 생기는 spurious 주파수 신호들은 증폭기가 낼 수 있는 에너지를 소모하므로 기본 주파수 신호들의 출력을 저하시킨다. 특히 대역 내 위치하는 3차 혼변조 신호 성분($2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$)들의 영향이 가장 크기 때문에 기본 주파수 신호와 3차 혼변조 신호 레벨의 비로써 왜곡정도를 많이 판단하는데 이것을 보통 $(C/I)_{3rd}$ (Carrier to 3rd order Intermodulation ratio)라고 한다.

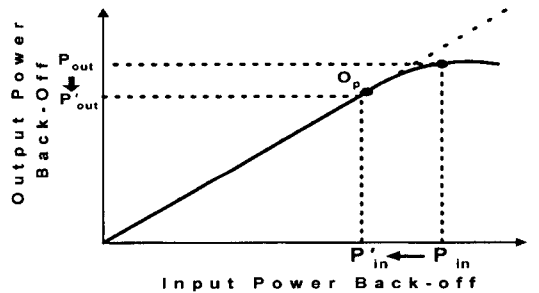
증폭기는 입력 전력 레벨에 따라 비선형 특성이 달라지고, 동작온도의 변화와 증폭기 기구물의 열화(aging)에 따라 증폭기의 비선형 특성을 선형화하기 위해 설계된 선형화기의 이득과 위상특성이 달라지는데, 높은 안정성을 가지면서 자동적으로 증폭기의 비선형 특성을 선형하는 기술 역시 선형 전력 증폭기의 주요 기술이다.

IV. 증폭기의 선형화 방식

지금까지 위성 지구국용, 이동통신 지구국용, 지상M/W 중계기용, 위성 장비용 대전력 증폭기의 비선형 특성을 선형화하는 방법으로 개발된 방식으로는 입력 전력의 Back-off, Feed-Forward 방식, Feedback 방식, Predistortion 방식이 있다.

1. 입력 전력 Back-off

트랜지스터의 비선형 특성으로 인해 대전력 증폭기에서는 입력 레벨을 낮추어서 왜곡의 정도를 허용할 수 있는 비교적 선형적인 영역에서 동작시키게 된다. 이것을 입력 전력 back-off라고 한다. 그림5에서 입력 전력을 back-off했을 때의 전력 레벨 O_p 를 동작점이라 한다. 그러나 포화 영역의 출력 전력을 증대하기 위해서는 여러 대전력 증폭기를 병렬 접속 구동해야 한다. 이럴 경우 전체 전력 증폭기의 부피가 증가하고 전력 효율의 감소에 따른 방열 문제와 더 큰 용량의 전원 공급기가 필요해지는 단점이 발생한다⁽⁴⁾.

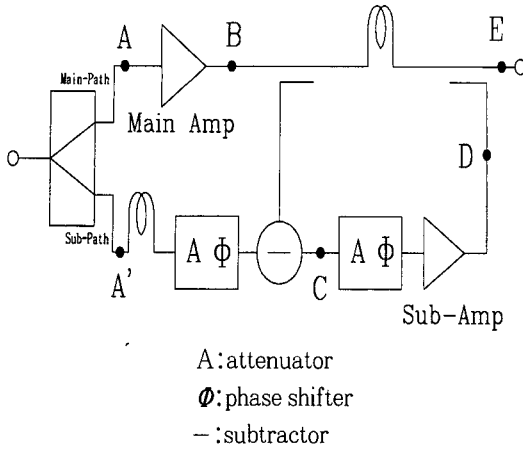


(그림 5) 입력 전력 back-off와 동작점

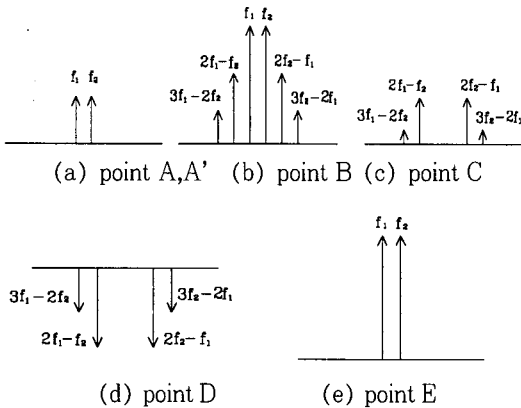
2. Feedforward 방식

이 방식은 위성 지구국용, 혹은 이동 통신 지구국용으로 많이 사용되어지는 것으로 타 방식에 비해 개선 효과가 뛰어나지만 큰 용적과 용량을 필요로 하고 회로가 복잡하며 선형화기에서 어느 정도의 신호 전력의 손실이 발생하는 단점이 있다. 전력 합성 과정에서 손실이 많은 단일 채널 증폭기와는 달리 다중 채널 증폭기를 사용하는 송신단에서는 3차 혼변조 신호 왜곡(3rd order Intermodulation Distortion)이 심각한 문제가 된다. 그림 6에 그려진 Feedforward 방식은 증폭기의 출력에서 혼변조 왜곡 신호만을 추출하여 다시 증폭기의 출력에 역위상으로 결합시킴으로써 C/I 비를 개선시키고자 하는 것이며 동작 원리는 다음과 같다.

입력으로 인가된 2 개의 반송파는 주 경로와 보조 경로(그림6)로 전력 분배기에 의해 그림7(a)



(그림 6) Feedforward 방식의 기본 회로도



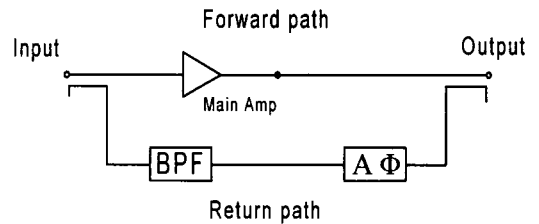
(그림 7) Feedforward 방식의 동작 원리

처럼 똑같은 크기와 위상을 갖게 나누어진다. 주 경로에서는 대전력 증폭기에 의해 그림7(b)와 같이 원하는 출력 레벨까지 증폭이 되면서 혼변조 왜곡 신호들도 함께 발생된다. 이러한 출력에서 반송파와 혼변조 왜곡 신호 성분들을 일부 추출하여 빼기 회로에 인가해 주고 보조 경로에서는 순수한 반송파만을 빼기 회로에 인가한다. 빼기 회로에서는 주 경로에 생긴 반송파와 혼변조 왜곡 신호들 중에서 혼변조 왜곡 신호들만을 출력하게 된다. 빼기 회로에서 얻어진 혼변조 왜곡 신호 성분들은 다시 주 경로에 결합되어지는데 이때 가변 감쇠기(A)는 대전력 증폭기에서 나타나는 혼변조 왜곡 신호의 레벨을 맞추어주기 위한 것이고, 가변 위상

변환기(Φ)는 주 경로에 다시 결합될 때 역(180°)의 위상을 맞추어주기 위해 미세 조정을 하기 위한 것이다. 결국 주 경로에 다시 결합되기 직전의 혼변조 신호 레벨 크기와 위상이 그림7(d)와 같아 해 줌으로써 선형화기의 최종 출력은 그림 7(e)와 같이 혼변조 신호 성분들은 제거되어지고 순수한 반송파만이 남게 된다.

3. Feedback 방식

이 방식은 negative feedback방식을 이용하는 기법으로써, 전송대역폭에 따른 시간 지연을 보상하기 위한 장치가 요구되며 전송대역폭이 협대역인 경우에 국한하여 사용할 수 있는 방식이며 어느 정도의 용적과 용량이 요구되어진다. 그림 8은 Feedback 방식 선형화기의 기본 회로도를 보이고 있다.

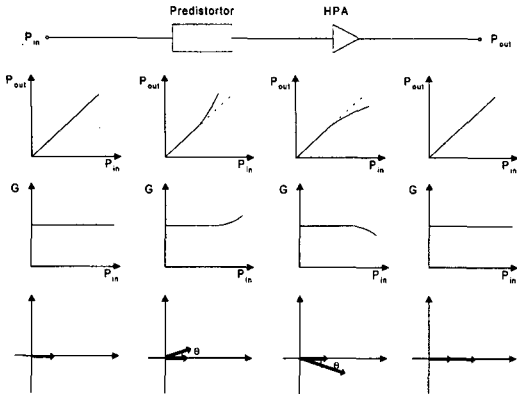


(그림 8) Feedback 방식 선형화기의 기본 회로도

입력으로 인가된 반송파들은 증폭기를 통과하면서 혼변조 왜곡 신호들을 발생시킨다. 이 신호들은 hybrid 결합기에 의해 return path로 흐른다. 이 신호들은 가변 감쇠기와 가변 위상 변환기를 통과하면서 forward path에 역으로 합쳐져 결국 출력에 나오는 신호들 중에 혼변조 왜곡 신호들은 감소하게 된다. 이 방식의 단점은 출력 전력의 일부를 부궤환(negative feedback)시킴으로써 전체 증폭 이득이 감소하고, feedback 회로의 긴 지연시간으로 인해 feedback 회로의 180°위상 편이값 유치가 협대역에서만 가능하며, feedback loop에 의한 발진 가능성이 항상 존재하여 발진 방지를 위한 대책 제한 여파기가 항상 필요하다는 것이다.

4. Predistortion 방식

Predistortion 방식의 선형화기는 입력 RF 신호가 주 증폭기에서 만들 왜곡 성분을 고려하여 이



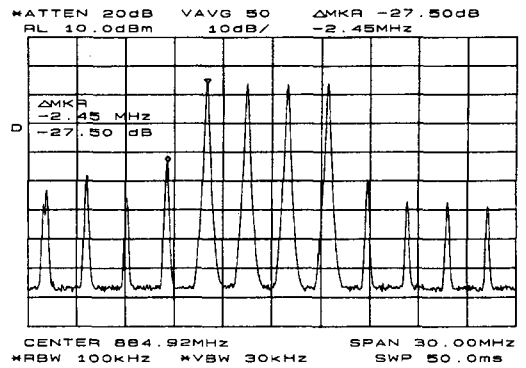
〈그림 9〉 Predistortion 방식의 선형화기 동작원리

것과 역의 왜곡 특성을 갖는 Predistortion 회로를 미리 대전력 증폭기의 입력측에 부가하여 대전력 증폭기의 왜곡 성분을 상쇄시키는 방식이다. 즉 주 증폭기에서 입력 전력 레벨의 증가에 따른 이득의 감소 및 위상의 지연을 보상하게끔 Predistortion에서 입력 전력 레벨의 증가에 따라 상대 이득의 증가와 위상의 선행이 이루어지면 출력 특성은 선형화될 것이다. 이 방식은 광대역 폭과 넓은 동작 범위를 갖는 특성을 갖으며, 회로 구성이 간단하여 경량, 소형으로 구현할 수 있으나 개선 효과는 Feedforward 방식보다 좋지 않다. 그림9는 Predistortion 선형화 방식의 동작 원리이다.

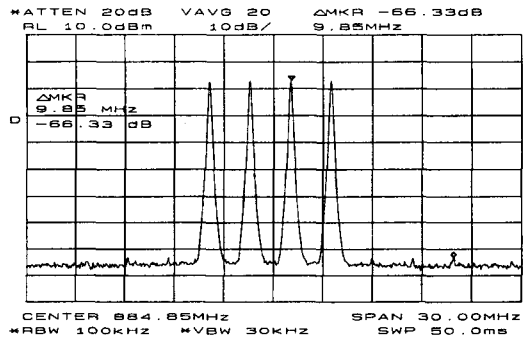
대표적인 Predistortion 선형화기의 종류로는 Schottky 다이오드에 인가되는 전압 레벨에 따라 다이오드의 동적 저항(dynamic resistance)이 비선형적으로 변화하는 원리를 이용한 비선형 특성을 이용한 선형화기^[3,4], FET 포화 영역의 비선형성을 이용한 선형화기^[5,6], Dual-Gate MESFET의 pinch-off 영역에 대한 비선형성을 이용하는 선형화기 등이 있다.

5. Hybrid 방식

시스템의 규격 조건이 엄격한 혼변조 특성을 요구할 경우에는 앞에서 언급한 선형화 방식을 서로 결합하여 규격 조건을 만족시키게 된다. 이것은 시스템 구성 요소들의 구현 편이성과 규격 조건의 엄격성 등을 고려하여 선택하게 된다. 그림 10은



(a) 선형화 하기 전의 대전력 증폭기의 특성



〈그림 10〉 (b) 선형화기로 대전력 증폭기를 선형화한 증폭기의 출력 특성

삼성전자에서 디지털 셀룰러 기지국에 장착한 선형전력증폭기의 특성이다. 여기에 사용된 선형화 방식은 Predistortion 및 Feedforward 방식이며 입력 전력 레벨의 변화와 외부 온도 및 Bias 조건의 변화등 여러 변화에도 능동적으로 선형화 되도록 하였다. 그림 10의 (a)는 선형화 되기 이전의 대전력 증폭기의 출력 특성이고 그림 10의 (b)는 선형화기로 대전력 증폭기를 선형화한 특성이다. 선형화 되기 이전의 혼변조 신호와의 레벨차가 27.5 dBc 인 반면 선형화한 후의 혼변조 신호와의 레벨차가 66.33 dBc로 변화하였음을 알 수 있다.

V. 결 론

통신 수요의 증가와 이 수요를 충족시키기 위한

통신 기술의 발전은 필연적으로 여러 채널의 신호를 동시에 처리할 수 있는 통신 장비를 낳게 되었다. 본 논문에서는 증폭기의 일반적인 비직선 특성인 이득의 감소 및 위상의 지연에 대해 고찰하였고 여러 채널의 신호들을 증폭시킬 때 증폭기의 비직선 특성에 기인된 혼변조 왜곡 특성과 이를 선형화하기 위한 선형화 방식에 대해 살펴보았다. 사용의 예로써 선형화기를 사용하지 않은 디지털 이동통신 기지국의 대전력 증폭기의 multi-channel 출력 특성과 선형화기를 사용한 대전력

증폭기의 multi-channel 출력 특성을 제시하였다. 이러한 선형화기 설계 방식은 CDMA 또는 TDMA 방식을 이용한 디지털 셀룰라 통신뿐만 아니라 위성을 이용한 Multi-carrier TDMA 방식 통신, VSAT 서비스, SCPC 방식을 이용한 소용량 서비스, Multi-Carrier FM 비디오 전송방식등 여러 통신방식에 쓰일 수 있으며 앞으로도 계속 다수 반송파가 전력 증폭기에 입력되어 공동 증폭시 발생하는 혼변조 특성을 개선시키는 기술 또한 계속적으로 발전할 것이다.

저 자 소 개

鄭 龍 采

1963年 7月 15日

전자공학회 논문지 제33권 A편 제9호 참조
현재 삼성전자 정보통신본부 근무 중

張 益 洙

1943年 1月 19日

전자공학회 논문지 제 31권 A편 제5호 참조
현재 서강대학교 전자공학과 교수

金 哲 東

1949年 1月 6日

전자공학회 논문지 제33권 A편 제9호 참조
현재 삼성전자 정보통신본부 상무