

# 디지털 텔레비전 옥·내외 송신설비용 고전력증폭기의 설계

(Design of a High Power Amplifier for DTV Transmission system in Indoor and outdoor)

고성원\* · 이병선

(Sung - Won Ko · Byung - Sun Lee)

## 요 약

21세기에는 컴퓨터, 지상파방송, 위성방송, CATV 등의 모든 전기통신매체를 통합한 멀티미디어 TV가 출현할 것으로 예상되고 있다. 따라서 고전력 광대역 고주파수를 동시에 수용할 수 있는 디지털 텔레비전용 전기통신설비가 필요하다. 본 연구에서 제시한 모델은 2-tone 신호에 의한 일반적인 성능평가와 실제 시스템과 동일한 경우를 고찰하기 위한 8-VSB 신호를 사용하여 측정하고 분석 및 평가하였다. 이 결과 제시한 고전력증폭기는 디지털 텔레비전 옥·내외 송신 설비용 전기통신의 주요장치에서 요구되는 고전력, 광대역, 고주파수의 규격을 동시에 만족함을 확인 하였다.

## Abstract

According to the recent developments of computer, terrestrial broadcasting, satellite broadcasting and CATV technologies, Multimedia TV application combined with such technologies will emerge. Therefore, it is demanded that high-power, wide-band, and high-frequency performance. In this paper, HPA(high power amplifier) for digital TV transmission system is proposed. The analysis and evaluation on the proposed amplifier have been performed by 2-tone signal for general performance evaluation and by 8-VSB signal for comparison with real system. In result, proposed HPA satisfies requirements of high-power, wide-band, and high-frequency performance.

Key Words : HPA(high power amplifier), IMD(inter modulation demodulation), DTV(digital television)

## 1. 서 론

현재 총 20[MHz]의 대역을 차지하고 있는 FM 방송이나, 전체 400[MHz]의 대역을 차지하고 있는 지상

파 TV 방송은 지나치게 넓은 대역을 점유하면서도 서비스 품질은 최신의 디지털 전기통신미디어에 비해 상대적으로 떨어지고 있다. 따라서 지상파 주파수 자원을 절약하고, 고품질의 다양한 서비스를 일반 대중에게 제공하기 위해서는 전기통신미디어에 디지털 기술을 도입하여 종합적인 정보를 제공할 수 있는 지상파 디지털 방송의 실현이 절실히 요구된다[1]. 지상파 디지털 방송신호는 아날로그 방송신호에 비해 전송 중에 발생하는 잡음의 영향을 최소화 할 수 있

\* 주저자 : 김포대학 전기전자계열 조교수  
Tel : 031-999-4154, Fax : 031-999-4775  
E-mail : swko@kimpo.ac.kr  
접수일자 : 2003년 5월 27일  
1차심사 : 2003년 6월 5일  
심사완료 : 2003년 7월 4일

어 신호의 복원 능력이 우수하다. 따라서 저 전력으로도 송신이 가능하며 단일 주파수 대역에 복수의 프로그램을 다중화 하여 송신할 수 있다. 또한 지상파 방송신호의 디지털화는 양방향 통신이 가능할 뿐만 아니라 여러 계층으로 다원화된 시청자들에게 200 ~ 300 개의 다중채널로 정보를 제공할 수 있다. 결정된 TV 방송방식은 한 개의 채널폭이 6[MHz]인 국내 TV 방송방식과 동일하여 채널폭의 재조정 없이도 주파수 할당이 쉽다는 장점을 가지고 있는 ATSC(advanced television system committee) 방식으로 확정하였다[2]. 지상파 방송 전기통신 송신시스템은 멀티미디어 정보의 디지털 화에 따른 처리도 중요 하지만, 처리된 신호의 안정적 송출을 위한 고전력 증폭단의 동작도 매우 중요하다. 특히 송신단의 고출력 증폭기는 방송 특성상 광대역과 고전력이 요구되며 전체 디지털 방송시스템의 성능을 좌우한다. RF나 마이크로파대역에서 동작하는 HPA (high power amplifier)는 포화영역 부근에서 동작을 하므로 이득과 위상을 왜곡시키는 비선형 특성이 나타난다. DTV송신시스템에 사용되는 HPA는 470 [MHz]에서 806[MHz]까지 채널당 6[MHz]로 할당되어 8-level의 VSB로 변조된 신호를 사용하며 평균 출력 전력은 250[W](첨두전력 1[KW])이다. 이때의 스퓨리어스(spurious) 방사강도는 평균전력보다 60[dB] 이하가 되도록 증폭하여야 한다. 특히 다수의 반송파가 입력되는 경우의 HPA는 혼변조가 예상되며 이의 경감을 위해 보통 입력신호 레벨을 수 [dB] back-off 시켜 선형영역에서 동작 되도록 한다. 그러나 혼변조는 개선되지만 출력전력이 낮아지는 단점을 갖는다[3]. 포화영역 부근에서 동작하여 발생하는 혼변조 신호들은 비선형 특성을 보상하는 선형화 방식을 시스템 특성에 맞추어 사용하게 되면 혼변조 왜곡 성분을 제거하고 원하는 출력을 얻을 수 있다.

본 연구에서는 지상파 디지털 전기통신 송신시스템의 HPA 성능개선을 위해 현재 시험사용 중인 DTV용 HPA와 동일한 성능을 갖는 HPA를 ERICSSON사의 전력증폭용 트랜지스터 PTB20190을 이용하여 구현하였다. 이 증폭기의 제작에 사용되는 소자의 성능은 DTV 방송대역인 470[MHz]에서 806[MHz]까지 걸쳐 28[Vdc]로 AB급 동작을 하

며 정격출력 175[W] 이므로 DTV용 HPA의 정격출력 125[W]를 만족한다. 제작한 HPA의 성능은 간격이 2[MHz]와 6[MHz]인 2-tone 신호 2종류와 실제 DTV 시스템에 사용되는 8-VSB 신호를 인가하여 측정된 출력 특성으로 평가하였다. 이와 같이 멀티미디어에 적합한 고전력 증폭기의 요구 성능을 만족하도록 설계하고 제작하여 멀티미디어용 지상파 디지털 방송기술 개선의 연구에 필요한 전기통신 송신기용 고전력증폭기의 모델을 제시하고자 한다.

## 2. DTV용 HPA의 설계와 제작

보통 송신기의 최종 단에서 전력증폭기의 출력은 사용소자의 비선형 특성으로 인해 최대의 왜곡이 발생하므로 설계시 세심한 주의를 요한다.

우선 HPA는 하나의 레벨 제어부와 동일한 세 개의 증폭기 모듈로 구성되어 있는데 각 모듈은 드라이브 증폭단, 전력분배기, 종단 증폭단, 전력합성기, 전력검출회로, 온도 검출회로로 구성되어 있으며 이에 대한 구성도는 그림 1과 같다.

레벨 제어부로부터 받은 입력전력은 드라이브단 증폭기에 의해 1차 증폭된 후 전력분배기에 의해 전력이 3개로 분배되어 3개의 종단증폭기에 입력된다. 3 개의 종단증폭기에 의해 최종적으로 증폭된 전력은 전력합성기 No.2에 의해 모아져 최종적으로 하나의 출력포트로 출력된다. 여기에 사용하는 전력분배기 및 합성기는 고전력에서 동작하므로 규정된 삽입손실 이하의 손실특성을 가져야 한다. 출력 검출부는 각 증폭기 모듈의 출력을 검출하여 레벨을 측정하는 기능을 한다. 이렇게 측정된 출력은 증폭기 모듈의 레벨 안정화를 위한 제어전압 생성과, 정상 동작여부를 판단하는데 이용한다. 온도 검출부는 각 증폭단을 구성하는 판(shelf) 내의 온도를 측정하는 기능을 한다. 이렇게 측정된 온도는 과열 방지를 위한 전원차단 또는 출력 전력을 감소시키기 위한 제어전압 레벨설정을 위한 판단자료로 이용된다. 이는 온도에 의한 비선형 특성이 강하기 때문에 전력 증폭기에서는 반드시 점검해서 시스템의 열화를 막도록 고려되어야 하기 때문이다.

전력증폭단의 구성은 그림 2와 같이 구성되어 있다

[4]. 전력증폭단의 구성은 레벨제어부와 드라이브단, 출력단, 여파기로 구성되어 있으며, 드라이브단과 주 출력단은 여러개의 증폭단이 병렬로 결합되어 있다.

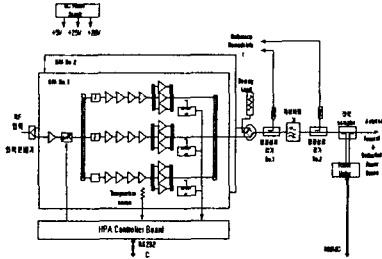


그림 1. HPA 서브시스템의 모듈구성.  
Fig. 1. Module of HPA subsystem.

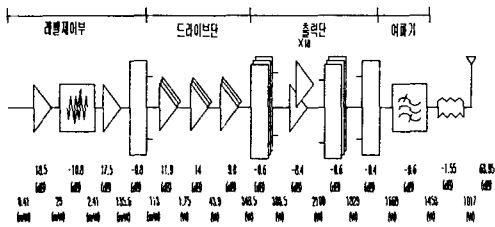


그림 2. 전력증폭단의 구성.  
Fig. 2. System structures of HPA.

### 1.1 설계와 제작

본 연구에서 제시한 고전력증폭기는 그림 2의 전력 증폭단의 구성에서 최종 출력단에 해당하는 전력 증폭기이다.

HPA 서브시스템의 기능은, 8-VSB 방식으로 변조되고 DTV 방송대역인 UHF(470~806 MHz)로 상향 변환된 RF 신호를 규정전력 레벨로 증폭시켜야 하며, 출력 레벨을 규정된 범위 내에서 항상 일정하게 유지하여야 한다. 또한 인접채널의 간섭을 줄이기 위하여 스퓨리어스 고조파 성분을 억제하고, 자체적인 회로감시기능, 과열, 과전류, 안테나 임피던스 부정합 등의 전력반사에 대한 보호기능 등이 필요하다.

그외 부가적으로 국부 또는 원격으로 시스템의 각 기능을 제어하는 기능 및 이중화에 의한 송신 중단 방지기능 등이 요구된다. HPA 서브시스템의 전기적

인 요구규격을 보면 표 1.과 같다. 전기적 성능은 입력조건으로 입사전력 0[dBm], 입력임피던스 50[Ω], 입력 VSWR 1.2 이하이어야 하며, 출력성능은 동작 주파수 범위는 470~806[MHz]까지 대역에서 AM/PM Distortion은 정하여지지 않았지만, 이득은 62.1[dB]를 만족하고 평균출력전력은 250[W] (첨두 전력1000[W])이상이며, 출력안정도는  $\pm 5\%$  이내로 매우 안정적으로 유지되어야 한다.

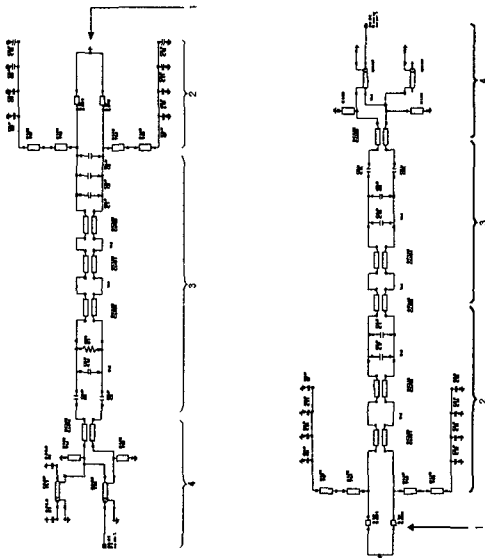
고조파 레벨과 스퓨리어스 레벨은 -60[dB] 이하, 중심주파수에 대해  $\pm 3$ [MHz] offset 주파수에서 IMD는 -36[dBc] 이하등의 전기적 성능이 요구되고 있다[5].

본 연구에서는 효율은 우수하지만 복잡한 하모닉 로드(harmonic load) 방법보다 간단하게 구현할 수 있는 로드-풀(load pull) 방법을 이용하여 입출력 정합을 하였다.

로드-풀 방식은 대신호 전력 증폭기에서 최적부하를 찾아내는 방법으로 튜너(tuner)를 사용하여 스미스 도표상의 모든 부하 값에 대해 출력전력을 측정 후 최대 출력을 얻는 부하를 선택하는 방식으로 많은 측정 장비와 반복된 측정과정이 필요하다. 출력단은 전력정합을 하며 입력단에서는 이득정합을 하는 것이지만 대신호 전력이득은 주로 입력단의 정합에 의해 결정된다. 이와 같이 부하를 사용하여 조정하는 경우에 기본 주파수에 대해서만 부하를 가지고 고조파에 대하여는 단락회로로 보이게 되므로 고조파성분이 출력단에 나타나지 않게 된다. 이상적인 경우 이러한 조정된 부하를 사용하면 이론상으로 78.5%까지 최대의 드레인 효율을 가지며 순저항성 부하를 사용하는 것보다 매우 높은 효율을 얻을 수 있다[6]. 실제로 드레인-소오스 간에 커패시턴스 성분이 존재하므로 높은 주파수 성분에 대해서는 단락회로로 보이게 되어 조정부하(tuned load)를 사용한 효과를 얻을 수 있다.

그림 3은 본 연구에서 설계한 주 전력증폭기의 회로도이다. 설계된 회로구성의 특징을 살펴보면 다음과 같다. 그림 3 (a)는 주 증폭기의 입력단에 해당하는 회로이며 각부의 배치는 다음과 같다. 그림 3 (a)에 보인 입력단의 블록 1은 사용 능동소자가 배치될 곳이며, 블록 2는 bias를 위한 회로이다. 블록 3은 매칭을 위한 회로이며, 블록 4는 벌룬(BALUN

; balance and unbalance)을 사용하여 대역폭을 넓히기 위한 회로도이다. 그림 3 (b)는 주 증폭기의 출력단에 해당하는 회로이고, 출력단의 블록 1은 사용 능동소자가 위치할 곳이며, 블록 2는 입력단과 마찬가지로 바이어스를 위한 회로이고, 블록 3은 매칭을 위한 회로이다. 블록 4는 벌룬을 사용하여 대역폭을 확장하기 위한 회로도이다. 여기서 사용한 벌룬은 입력단의 임피던스가 너무 작아 Q 값은 떨어지나 연구의 필요상 대역폭을 넓게 하여야 하므로 파장의 0.25 배하여 케이블을 사용했다. 전력용 트랜지스터는 입력 임피던스가 매우 낮기 때문에 이로 인한 입력 정합회로의 구성에 있어서 아주 큰 값의 인덕턴스나 커패시턴스가 필요하게 된다. 이때 마이크로 스트립 선로를 사용한 정합 회로 설계시 선로의 길이가 길어져 회로의 소형화에 불리한 요소로 작용하므로 저항성 부하를 사용하여 유손실 정합회로를 만들어 대역 특성의 개선과 아울러 증폭기가 안정영역에서 동작되도록 할 수 있다. 그러나 역시 이 회로도 손실회로 이므로 전력효율이 저감될 수 있는 여지를 가지고 있다.



(a) 입력단 회로도 (b) 출력단 회로도

그림 3. 설계된 주증폭기 회로도  
Fig. 3. Designed main amplifier circuit

매칭회로상의 커패시턴스는 블록킹용으로 사용되

며 이 때의 값은 제공된 데이터로부터 변수를 테이블로 지정하고 최적 값을 찾도록 시뮬레이션 한 다음 허용오차를 입력하여 다시 최적의 값이 얻어지도록 반복 작업에 의해 얻어진 결과이다. 또한 바이어스 회로가 증폭기에서 가장 중요한 부분의 하나로 증폭기가 발진하지 않도록 대역폭의 상하를 억제하기 위한 댐핑(damping)용 저항과 커패시턴스를 조정해야 하며, 저항을 연결하여 전류의 흐름을 제어할 때 IMD의 특성에도 영향을 미치므로 적절히 조정된 값을 사용하였다.

그의 커패시터가 결정되면 상하의 높고 낮은 종류의 커패시터를 첨부하여 발진의 경우에 대비하여 사용하였다. 그림 4는 그림 3 입력단의 회로를 Eesof사의 Libra를 이용하여 시뮬레이션 한 입 · 출력반사계수이다. 그림 4에서 보면 입력단의 입력반사계수가 470[MHz]~550[MHz]까지 대역범위 내에서 -13[dB] 이하의 특성을 보였으며 그림 5에서 보면 출력반사계수는 같은 범위 내에서 -12[dB] 이하의 특성을 보이고 있다.

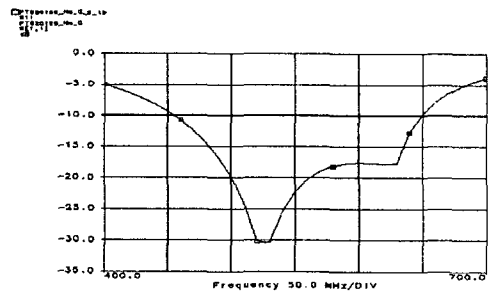


그림 4. 시뮬레이션한  $S_{11}$ .  
Fig. 4. Simulated  $S_{11}$ .

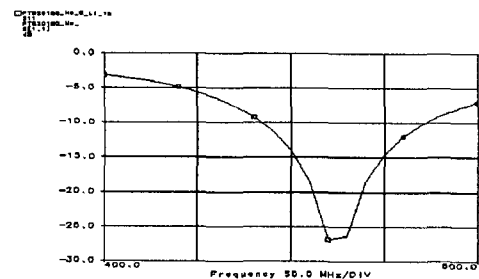


그림 5. 시뮬레이션한  $S_{22}$ .  
Fig. 5. Simulated  $S_{22}$ .

디지털 텔레비전 옥·내의 송신설비용 고전력증폭기의 설계

그림 5는 그림 3인 출력단의 회로를 Eesof사의 Libra를 이용하여 시뮬레이션한 입·출력반사계수이다. 그림 4에서 보면 입력단의 입력 반사계수가 470[MHz]~550[MHz] 까지 대역범위 내에서 -18[dB] 이하의 특성을 보였으며 그림 5에서 보면 출력반사계수는 같은 범위 내에서 -9[dB] 이하의 특성을 갖고 있다. 제작시 사용한 기판은 Rogers 사의 유전률 3.38 두께 32 mils의 동유전판을 사용하였다. 그림 6은 제작한 증폭기의 실물도이다. 그림 왼쪽이 입력단을 나타내고 오른쪽이 출력단으로 증양을 중심으로 대칭의 형태를 취하고 있다. 그림 7과 8은 위의 회로를 측정된 입·출력반사계수의 특성을 보인 것이다. 이 특성은 고주파 회로에서 가장 널리 사용되는 S (scattering) 파라미터를 사용하는 회로상의 결과 값이다. S 파라미터의 정의는 극히 간단한데, 주파수분포상에서 입력전압 대 출력전압의 비를 의미한다. 그림 7은 증폭기의  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 을 측정된 경우이며 이때의 특성을 살펴보면,  $S_{11}$ 이 작아야 되고  $S_{21}$ 이 큰 경우이다.  $S_{11} = -6.451$ [dB]이고  $S_{21} = 7.3204$ [dB]이다. 그림 8은 출력단의  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 를 측정된 경우이고  $S_{11}$ 이 커야 하며  $S_{22}$ 가 작아야 하는 경우이다.  $S_{11} = -6.46$ [dB]이고  $S_{22} = -7.2174$ [dB]이다. 이러한 값들은 시뮬레이션 값과 차이가 많은데 그 이유는 원하는 이득을 얻도록 튜닝을 통하여 나온 값이기 때문이다.

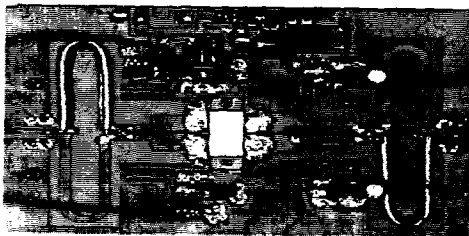


그림 6. 제작한 증폭기.  
Fig. 6. Fabricated power amplifier.

$S_{21}$ 은 소자의 라이브러리 부족으로 직접 시뮬레이션하지 못하였고, 측정된 값으로부터 피팅(fitting)한 다음 수치해석을 하여 시뮬레이션에 사용하였다. 그림 9는 실제로 제작하여 측정된 증폭기 출력단의 스펙트럼 특성을 보인 것이다. 이때 스퓨리어스 특성이 -7.73[dB]의 특성을 보이고 있어 고조파에 의한 스퓨리어스 특성을 줄이기 위한 연구가 필요하다.

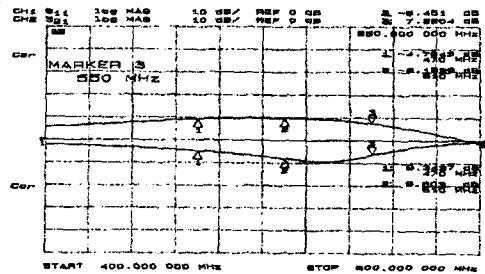


그림 7. 측정된  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ .  
Fig. 7. Measured  $S_{11}$  and  $S_{21}$ .

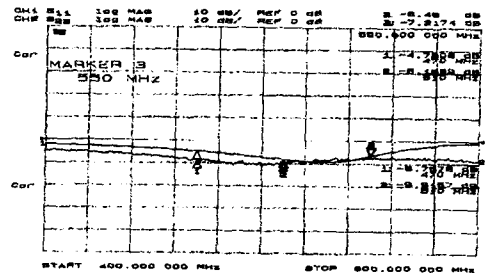


그림 8. 측정된  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ .  
Fig. 8. Measured  $S_{11}$  and  $S_{22}$ .

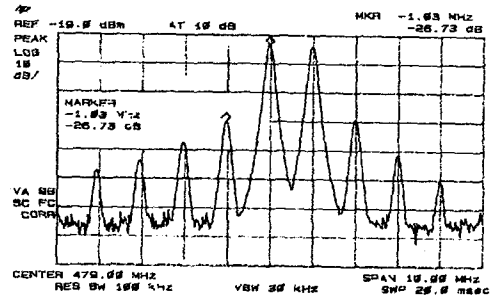


그림 9. 측정된 전력증폭기의 출력신호.  
Fig. 9. Measured output signal of power amplifier.

특히 다수의 반송파가 입력되는 경우의 고전력증폭기는 혼변조가 예상되며 포화영역 부근에서 동작하여 발생하는 혼변조 신호들은 비선형 특성을 보상하는 선형화 방식을 시스템 특성에 맞추어 사용하게 되면 혼변조왜곡(inter-modulation distortion; IMD) 성분을 제거하고 원하는 출력을 얻을 수 있다 [7],[8],[9].

현재 DTV 방송을 위한 송신시스템의 안정적 동작에 가장 문제가 되고 있는 것은 IMD 특성이다. 이 IMD 특성을 개선하기 위한 연구가 다각적으로 진행되고 있으나 아직까지 뚜렷한 성과를 얻지 못하고 있는 실정이다.

IM(Inter-modulation)은 두개 이상의 주파수가 비선형 시스템 혹은 회로를 통과할 때 출력단에 입력에 없던 신호가 상호변조로 인하여 발생되는 것을 의미하고, IMD는 그러한 혼변조(IM)성분에 의한 왜곡(distortion) 그 자체를 의미한다. 이러한 IMD가 중요한 이유는, CDMA와 같은 디지털 시스템은 아날로그 시스템과 달리 한 신호가 하나의 주파수, 즉 한채널을 사용하는 것이 아니라 대역폭을 넓게 하여 여러 채널이 신호를 공유하기 때문이다.

두개의 주파수  $f_1$  과  $f_2$ 의 예를 든다면, 출력에는 여러가지 혼합된 신호가 나오지만  $2*f_1$ ,  $3*f_2$  와 같은 정수배 하모닉 성분은 필터로 제거할 수가 있지만 문제가 되는 것은 3차항, 즉  $2*f_1-f_2$  와  $2*f_2-f_1$  성분인데, 이것은  $f_1$ 과  $f_2$  신호에 아주 밀접하여 필터로 제거하기가 어렵다.

입력 신호가  $v_i = A \cos \omega_1 t$  라면 출력 신호는

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

가 되며, 단일 주파수  $\omega_1$  을 갖는 입력 신호에 대해 출력단에서는 기본 주파수  $\omega_1$  외에 DC,  $2\omega_1$ ,  $3\omega_1$  의 스퓨리어스 신호(spurious signal)가 동반됨을 알 수 있다. 주파수는  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  이면서 동일 진폭을 갖는  $v_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$  인 신호가 입력되면 출력은 다음과 같이 표현된다.

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

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

기본 주파수가  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  인 입력 신호에 대해 출력단에서는 기본 주파수  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  외에 DC, 2차 고조파  $2\omega_1$ ,  $2\omega_2$  와 3차 고조파  $3\omega_1$ ,  $3\omega_2$  와 3차 혼변조 주파수  $2\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $2\omega_2 \pm \omega_1$  등이 포함된 출력 신호가 나타난다. 여기서도 기본 주파수 출력 신호 진폭은  $k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3$  로  $k_3 < 0$  에 의해 이득의 감소가  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  일 때 동일하게 일어남을 볼 수 있다[10].

보통 증폭기의 동작 주파수 대역은 옥타브(octave)대역보다 작으므로 스퓨리어스 신호 중 DC,  $\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $2\omega_1$ ,  $2\omega_2$ ,  $2\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $2\omega_2 \pm \omega_1$ ,  $3\omega_1$ ,  $3\omega_2$  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  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  에 인접해서 원하는 대역내에 위치하므로 기본 주파수에 왜곡을 주게 된다. 식 (2.4)에서는 3차 항까지만 고려하였는데  $n$ 차 항 ( $n > 1$ ) 까지 고려한다면  $(2n+1)$ 차 혼변조 신호인  $n\omega_1 - (n-1)\omega_2$ ,  $n\omega_2 - (n-1)\omega_1$  중 일정주기를 갖는 혼변조 신호들이 기본 주파수  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  에 인접하게 된다. 그림 10은 두 개의 반송파가 인가된 경우의 증폭기 출력으로 고차성분의 고조파가 포함된 IMD의 관계를 갖는 스펙트럼을 나타내고 있다.

기본 주파수 외에 부가적으로 발생하는 스퓨리어스 신호들은 전력증폭기의 전체 전력의 일부를 소모하므로 기본 주파수 신호들의 출력전력을 감소시키는 요인이다. 특히 대역 내에 위치하는 3차 혼변조 신호 성분들 ( $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_2 - \omega_1$ ) 의 영향이 가장 크기 때문에 기본 주파수 신호와 3차 혼변조 신호 레벨의 비로써 왜곡정도를 평가하며 보통 (C/I)3rd (carrier to 3rd order inter-modulation ratio)로 표현하여 사용한다.

IMD가 주로 지칭하는 것은 주로 이러한 3차 혼변조 성분 때문이며, 그래서 보통 IMD라 부르는 신호들은 3rd-order IMD를 의미한다.

특히 이 3rd-order IMD는 수식적으로 풀어보면 입력신호가 증가함에 따라 3제곱으로 늘어나기 때문에, 처음에는 IMD가 작지만 입력신호를 증폭하는 경우 원신호보다 훨씬 빠른 기울기로 증가면서 원신호의 전력보다 더 커지는 경우까지 발생한다. 이때 특성 곡선의 지점을 바로 IP3(3rd intercept point)라 한다.

즉 IMD란 혼변조로 인하여 신호의 왜곡이 일어나는 정도를 의미하며 실제 제품의 규격이나 측정기준치의 성능지수로 활용하고 있다.

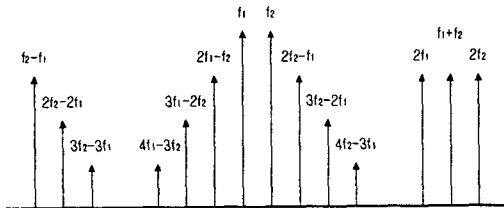


그림 10. 두 신호가 인가된 증폭기의 출력 스펙트럼  
Fig. 10. Amplifier output spectrum with two signal.

### 3. 성능평가

본 연구에서 제작한 그림 6의 증폭기는 DTV 송신기의 전력증폭기의 구성중 9[dB]의 이득특성을 가진 증폭기이다. 실제 적용 가능한 DTV용 전력증폭기의 특성을 알아보기 위해 한국전자통신연구원에서 제작한 60[dB]의 이득특성을 갖는 전력증폭단에 적용하여 IMD 특성을 확인하였다. 측정하기 위한 증폭기의 구

성은 그림 11과 같이 구성되었다. 그림 12는 전력증폭기의 입력에 인가된 8-VSB 신호의 스펙트럼을 보인 것이다. 제작된 전력증폭기의 특성을 보기 위하여 2 [MHz]와 6[MHz]의 간격을 갖는 -15[dBm]인 2-tone 신호 및 8-VSB 신호를 입력하였을 때 출력특성을 그림 13에 보였다. 이때 증폭기의 출력이 43.1[dBm]이 되도록 조정하여 출력한 특성이다.

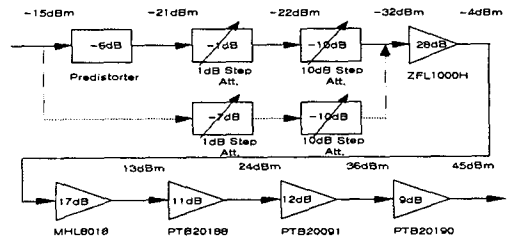


그림 11. 측정을 위한 전력증폭단.  
Fig. 11. Amplifiers block for measurement.

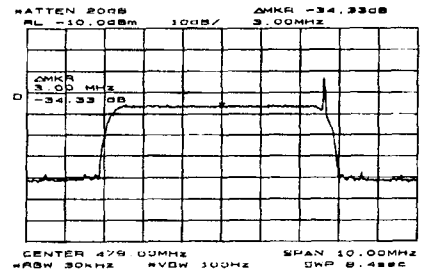
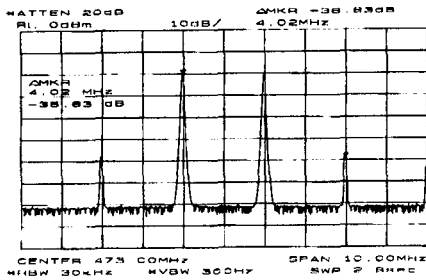


그림 12. 8-VSB 입력신호.  
Fig. 12. 8-VSB input signal of power amplifier.

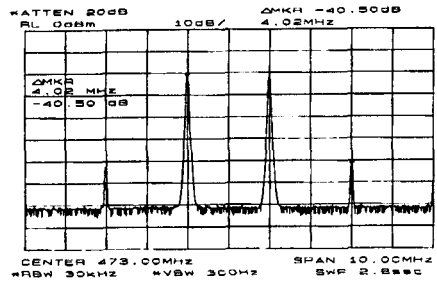
그림 13 (a)는 2-tone 신호의 간격이 2[MHz]인 경우의 출력 스펙트럼 특성으로 3차 IMD는 -42.00 [dB]이다. 그림 13 (b)는 2-tone 신호의 간격이 6 [MHz]인 경우의 증폭기의 출력스펙트럼 특성으로 3차 IMD 특성이 -37.33[dB]임을 보였다. 8-VSB신호를 인가할 경우는 그림 13 (c)에서 보듯이 증폭기의 출력 스펙트럼 특성에서 3차 IMD는 -35.50[dB]임을 보였다. 이 결과 채널의 대역폭이 클수록 IMD는 점점 커지며 8-VSB 신호를 인가할 경우에 2-tone 신호의 간격이 6[MHz]인 경우보다 IMD가 1.83[dB] 커지고 있음을 확인하였다. 그림 14는 전력증폭기의 출력이 44.1[dBm]이 되도록 조정하여 출력한 특성이다. 그림 14 (a)는 2-tone 신호의 간격이 2[MHz]

인 경우의 출력 스펙트럼 특성으로 3차 IMD는 -40.50[dB]이다. 그림 14 (b)는 2-tone 신호의 간격이 6[MHz]인 경우의 증폭기의 출력스펙트럼특성으로 3차 IMD 특성이 -35.83[dB]임을 보였다. 8-VSB 신호를 인가할 경우는 그림 14 (c)에서 보듯이 증폭기의 출력 스펙트럼 특성에서 3차 IMD는 -35.34[dB]임을 보였다. 이 결과 신호의 간격이 넓을수록 IMD는 점점 커지며 8-VSB 신호를 인가할 경우에서 2-tone 신호의 간격이 6[MHz]인 경우보다 IMD가 0.67[dB] 커지고 있음을 확인하였다.

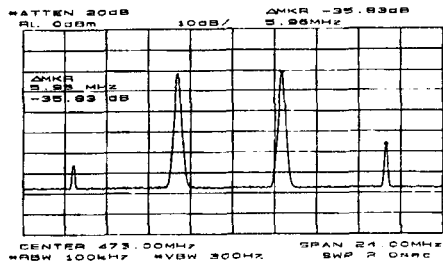
따라서 IMD는 DTV에 사용되는 8-VSB 신호가 2-tone 신호에 비해 많은 영향을 받음을 알 수 있었다. 그림 15는 전력증폭기의 출력이 45.1[dBm]이 되도록 조정하여 출력한 특성이다.



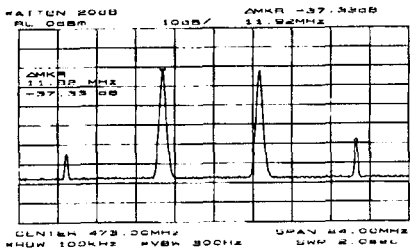
(a) 입력 2[MHz] 2-tone의 출력 스펙트럼



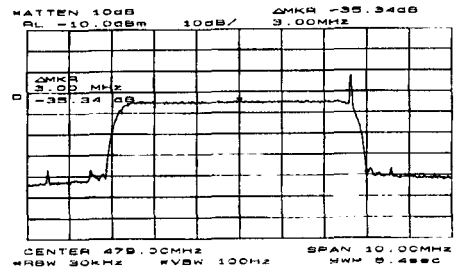
(a) 입력 2[MHz] 2-tone의 출력 스펙트럼



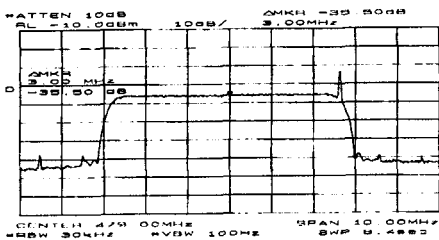
(b) 입력 6[MHz] 2-tone의 3차 IMD 출력 스펙트럼



(b) 입력 6[MHz] 2-tone의 출력 스펙트럼



(c) 8-VSB 인가시 증폭기 출력 스펙트럼



(c) 8-VSB 인가시 증폭기 출력 스펙트럼

그림 13. 43.1[dBm] 출력시 IMD 특성.  
Fig. 13. IMD with 43.1[dBm] output.

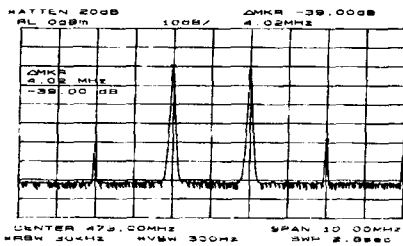
그림 14. 44.1[dBm] 출력시 IMD 특성.  
Fig. 14. IMD with 44.1[dBm] output

그림 15 (a)는 2-tone 신호의 간격이 2[MHz]인 경우의 출력 스펙트럼 특성으로 3차 IMD는

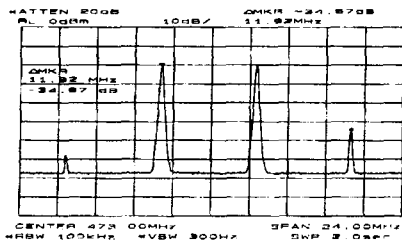


디지털 텔레비전 옥내외 송신설비용 고전력증폭기의 설계

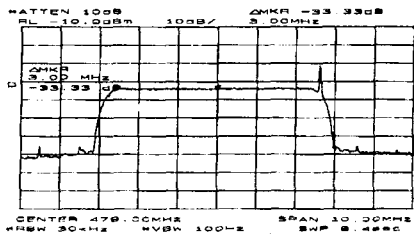
-39.00[dB]이다. 그림 15 (b)는 2-tone 신호의 간격이 6[MHz]인 경우의 증폭기의 출력스펙트럼특성으로 3차 IMD 특성이 -34.67[dB]임을 보였다. 8-VSB 신호를 인가할 경우는 그림 15 (c)에서 보듯이 증폭기의 출력 스펙트럼 특성에서 3차 IMD는 -33.33[dB]임을 보였다. 이 결과 채널의 대역폭이 클수록 IMD는 점점 커지며 8-VSB 신호를 인가할 경우에서 2-tone 신호의 간격이 6[MHz]인 경우보다 IMD가 1.34[dB] 커지고 있음을 확인하였다. 따라서 IMD는 DTV에 사용되는 8-VSB 신호가 2-tone 신호에 비해 많은 영향을 받음을 알 수 있었다. 그림 16은 전력증폭기의 출력이 46.1[dBm]이 되도록 조정하여 출력한 특성이다.



(a) 입력 2[MHz] 2-tone 출력 스펙트럼



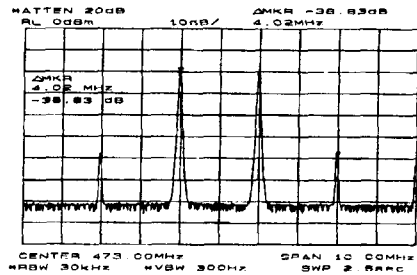
(b) 입력 6[MHz] 2-tone의 출력 스펙트럼



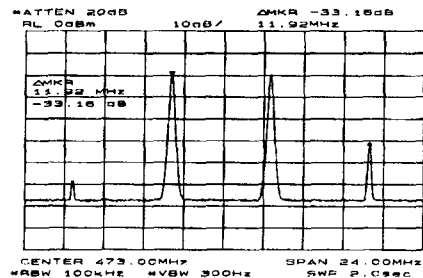
(c) 8-VSB 인가시 증폭기 출력 스펙트럼

그림 15. 45.1dBm 출력시 IMD 특성.  
Fig. 15. IMD with 45.1 dBm output.

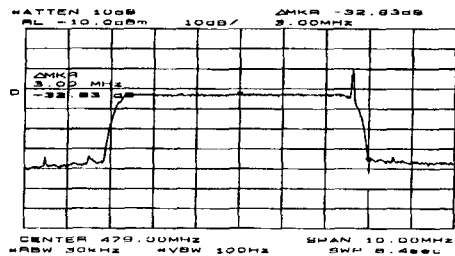
그림 16 (a)는 2-tone 신호의 간격이 2[MHz]인 경우의 출력 스펙트럼 특성으로 3차 IMD는 -38.83[dB]이다. 그림 16 (b)는 2-tone 신호의 간격이 6MHz인 경우의 증폭기의 출력스펙트럼특성으로 3차 IMD 특성이 -33.16[dB]임을 보였다. 8-VSB신호를 인가할 경우는 그림 16 (c)에서 보듯이 증폭기의 출력 스펙트럼 특성에서 3차 IMD는 -32.83[dB]임을 보였다.



(a) 입력 2[MHz] 2-tone의 출력 스펙트럼.



(b) 입력 2[MHz] 2-tone의 출력 스펙트럼



(c) 8-VSB 인가시 증폭기 출력 스펙트럼

그림 16. 46.1(dBm) 출력시 IMD 특성.  
Fig. 16. IMD with 46.1(dBm) output.

이 결과 채널의 대역폭이 클수록 IMD는 점점 커지며 8-VSB 신호를 인가할 경우에서 2-tone 신호의 간격이 6[MHz]인 경우보다 IMD가 0.33[dB] 커지고 있음을 확인하였다. 따라서 IMD는 DTV에 사용되는 8-VSB 신호가 2-tone 신호에 비해 많은 영향을 받음을 알 수 있었다.

그림 13, 14, 15, 16을 비교해 보면 전력증폭기의 출력이 증가할수록 IMD가 점점 악화됨을 알 수 있고, 2-tone 신호와 8-VSB 신호와의 비교를 통하여 8-VSB 신호일 때 IMD가 더 나쁨을 알 수 있다. 그러나 전력증폭기의 출력을 증가시켰을 때 그 출력특성이 조금씩 변화하나 큰 차이는 없었다. 이러한 측정결과를 표 1에 기록하였다.

표 1. 전력증폭기의 IMD 비교  
Table 1. IMD comparison of power amplifier.

단위 [dB]

출력전력	2-tone (2MHz)	2-tone (6MHz)	8-VSB	IMD비교 (2M-6M)	IMD비교 (2M-8VSB)	IMD비교 (6M-8VSB)
43.1dBm	-42.00	-37.33	-35.50	4.67	6.50	1.83
44.1dBm	-40.50	-35.83	-35.34	4.67	5.16	0.49
45.1dBm	-39.00	-34.67	-33.33	4.33	5.67	1.34
46.1dBm	-38.83	-33.16	-32.83	5.67	6.00	0.33

#### 4. 결론

모든 컴퓨터, 지상파방송, 위성방송, CATV 등의 전기통신매체를 통합한 디지털 텔레비전 방송설비의 개별적인 연구에 필수적인 송신설비용 전력증폭기를 설계 제작하였으며, 전기통신 송신설비 시스템의 성능개선에 필요한 고전력 광대역 증폭기의 모델을 제시하기 위해 구현된 장치의 성능을 측정에 의해 분석하고 해석하였다.

구현된 고전력증폭기는 DTV 송신설비용 전력증폭기의 구성 중 9[dB]의 이득특성을 가진 증폭기이다. 성능평가를 위해 입력신호 간격이 2[MHz], 6[MHz]인 2-tone 신호를 사용했을 때와 실제 사용신호와 유사한 8-레벨의 잔류측파대 신호를 사용한 경우를 비교하였을 때의 성능을 표 3에 정리 하였다. 전력증폭기의 출력이 증가할수록 IMD가 점점 악화됨을 알 수 있고, 2-tone 신호와 8-레벨의 잔류측파대 신호와의 비교를 통하여 8-레벨의 잔류측파대 신호일 때 IMD가 더 나쁨을 알 수 있다. 그러나 전력증폭기의 출력을 증가시

켰을 때 그 출력특성이 조금씩 변화하나 큰 차이는 없어 안정적으로 동작함을 알 수 있다.

본 연구에서 제시한 송신설비용 고전력 증폭기의 모델을 이용하여 디지털 텔레비전 방송 송신 시스템의 성능개선 및 비선형 특성의 해석 등에 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 2003학년도 김포대학의 연구비 지원에 의해 연구되었습니다.

#### References

- (1) 이용희, "방송의 Digital 화(1),(2)," 1995년 통권 39-40호, 방송과 기술.
- (2) 조선일보, 1997년 11월 20일.
- (3) John L. B. Walker, High Power GaAs FET Amplifier, (Artech House, 1993), pp. 315-351.
- (4) 송명선, "'98 디지털 방송기술 워크샵 및 전시회", 한국통신학회, Nov. 1998.
- (5) ETRI, "Design Specification of HPA Subsystem for a Terrestrial DTV transmitter, ETRI, 8. 1998.
- (6) K. Feher, "Digital Communications : Microwave Applications," Prentice-Hall Inc., 1987.
- (7) G. Satoh, "MC Linearizer for Satellite Communications," Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan, Vol. J67-B No. 6, pp. 630-637, June 1984.
- (8) R.S. Tucker, "Third-order Intermodulation Distortion and Gain Compression in GaAs FET's," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-27(5), pp. 400-408, May, 1979.
- (9) D. M. Snider, "A theoretical Analysis and Experimental Confirmation of the Optimally Loaded and Overdriven RF Power Amplifier", IEEE Trans. Electron Devices, vol.14, no.12, pp.851-857, Dec.1967.
- (10) V. Volterra, Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations, (Dover, 1959).

#### ◇ 저자소개 ◇

##### 고성원 (高成元)

1960년 8월 6일생. 1983년 2월 한양대학교 전자 공학사. 1995년 2월 한양대학교 대학원 공학석사. 1986- 1995 한국통신 통신망 연구소. 1995-1997 영월전문대학교 전자과 전임강사. 현재 김포대학 전기전자계열 조교수.

##### 이병선 (李秉善)

1968년 8월 5일생. 1985년 2월 서울산업대학 전자 공학사. 1992년 3월 건국대학교 대학원 공학석사. 2000년 2월 단국대학교 대학원 공학박사. 1994-1997 경북전문대학 전자과 전임강사. 현재 김포대학 전기전자계열 조교수.