

다단 마이크로파 2-포트 회로망의 상호변조 왜곡 개선에 관한 연구

(A Study on the Improvement of Intermodulation Distortion for Multistage Microwave Two-port Networks)

朴 義 俊*

(Eui Joon Park)

要 約

두개의 서로 다른 주파수를 갖는 신호들이 입력될 때 이득과 비정합 손실을 갖는 다단 2-포트 회로망의 상호변조 왜곡 해석을, 간략화한 2-포트 회로망 해석과 통계적 방법을 사용하여 다루었다. 시스템 설계자에게 알려지지 않는 상호변조 왜곡 신호의 위상각의 불확실성을 랜덤과정을 통해 감소시킴으로써 해의 정확도를 높였다. 그리고 각 단의 제 3차 포착점의 dc 전력 의존성에 입각하여 dc 전력과 가용전력 이득 상호 관계만으로 전체 시스템 포착점의 값을 개선시킬 수 있는 새로운 방법을 제안하였다. 이론의 타당성을 검증하기 위하여 셀룰러 이동 통신용 증폭시스템을 구성하여 실험하였다.

Abstract

The analysis of the two-tone intermodulation distortion of multistage two-ports with gain and mismatching losses is presented with simplified two-port analyses and statistical viewpoint. The uncertainty obtained from unknown phase angles of the intermodulation distortion signals to the system designer is reduced using stochastic process, hence improving the accuracy of the solution. Based on the dc power dependance of third-order intercept point of each stage, the new efficient method for improving the total intercept point is also suggested with only the relation of dc power and available power gain criteria. Experimental verification on specific amplifiers used for cellular mobile communication comparing predicted and measured intercept points for various power conditions is presented.

1. 서론

마이크로웨이브 비선형 소자의 입력단에 2개 이상의 신호를 동시에 인가시키면 상호변조왜곡

(Intermodulation Distortion, IMD) 현상에 의해 광대역 통신시스템에 중요한 영향을 미치게 된다. 만약 f_1 과 f_2 의 주파수를 갖는 두개의 인접한 신호가 비선형 시스템에 입력되면 주파수 혼합의 결과로서 $2f_1$ 와 $2f_2$ 주파수에 의한 3차 IMD가 발생하게 된다. 이 주파수는 기본파 주파수에 매우 인접하게 위치하므로써 필터링에 의해 쉽게 제거될 수 없으므로 3차 IMD는 최소화 되어야 하며, 이것은 상호변조 성능 평가의 기준으로 사용되고 있다. 상호변조 성능은 3차 왜

* 正會員, 金烏工科大學校 電子工學科 助教授
(Dept. of Elec. Eng., Kumoh National
Univ. of Tech.)

接受日字 : 1993年 9月 6日

곡을 야기시키는 고조파 성분의 크기에 대한 기본파 신호의 상대적 크기를 나타내는 포착점(Intercept Point, IP)에 의해 평가되는데, GaAs MESFET, HEMT 및 HBT와 같은 능동소자의 포착점은 Harmonic-balance법, volterra 급수 전개 혹은 멱급수 전개등으로 예측할 수 있다.^[13]

고이득증폭기를 구성하기 위해서는 증폭기를 여러 단으로 직렬 연결하여 구현할 수 있고 선형적으로 동작하는 최적한 증폭 시스템을 구현하기 위해서는 높은 동작범위, 저 잡음지수 및 낮은 전력소모등이 요구된다. 그러나 이들 설계 목표치는 서로 타협이 이루어져야 하므로 목표치 설정에 부합될 수 있는 범위 내에서 최적한 값을 가져야 한다.

본 연구에서는 여러단의 증폭기가 직렬로 연결되어 있을때 전체 IMD 성능을 개선시킬 수 있는 방법을 제시하며, 특히 IMD 고려시 이득과 포착점의 크기와 위상을 고려하여 기존의 크기만을 고려한 방법을 탈피하므로써 보다 정확한 포착점의 값을 구한다. 이때 위상은 랜덤 변수로 보고 랜덤 과정을 통해 포착점의 크기의 기대치를 구하였으며 표준편차를 이용하므로써 기존의 포착점 계산법에서의 위상 변화에 의한 불확실성을 감소시켰다. 또한 직렬 연결된 2-포트 회로망 해석시 전체 시스템 이득은 전원쪽으로 향한 반사계수와 각 단의 S-파라미터만으로 가능케 할 수 있도록 직렬 연결된 2-포트 회로해석을 간략히 하였다. 그리고 각 증폭단이 서로 비정합 되었을 경우 직렬 연결된 다단 증폭 회로시스템의 전체 이득, 포착점과 dc 전력간의 상호관계를 도출하여 최적한 상태의 시스템 설계를 위한 방법을 새로이 개발하였다. 실제로 셀룰러 이동 통신용 2단 증폭기를 850.5MHz대에서 구성하여 기존의 방법에 의한 것보다 포착점의 값이 약 2dB 증가함을 볼 수 있었다.

II. N-직렬 연결된 2-포트 회로망 해석

그림 1과 같이 N-직렬 연결된 회로망이 서로 비정합되어 전원과 부하에 연결되어 있다면 임의의 포트에서 부하쪽으로 본 반사계수와 전원쪽으로 본 반사계수는 각 단의 입사 및 반사파의 관계로부터 다음과 같다.^[6]

$$\Gamma_{2,+1} = S_{11,i+1} + \frac{(S_{12,i+1})(S_{21,i+1})\Gamma_{2,+2}}{1 - S_{22,i+1}\Gamma_{2,+3}} \quad (1)$$

$$\Gamma_{2,-2} = S_{22,i-1} + \frac{(S_{12,i-1})(S_{21,i-1})\Gamma_{2,-4}}{1 - S_{11,i-1}\Gamma_{2,-4}} \quad (2)$$

$$\Gamma_{2,-1} = S_{11,i} + \frac{(S_{12,i})(S_{21,i})\Gamma_{2,-}}{1 - S_{22,i}\Gamma_{2,+1}} \quad (3)$$

여기서 $i=1, 2, \dots, n$ 이며 식 (3)은 Γ_1 을 표시하기 위해 식 (1)에서 i 대신 $i-1$ 을 대입한 결과이다. i 차 포트의 입, 출력 관계가

$$b_i = a_i + \frac{S_{21,i}}{1 - S_{22,i}\Gamma_{2,+1}} \quad (4)$$

인 결과를 이용하면 i 차 포트의 출력 b_i 가 순차적으로 시스템 출력에 전송될 때 순방향 전송계수를 S 라하면 다음 관계가 성립된다.

$$S_i = \frac{b_n}{a_i} = \frac{(1 - |\Gamma_{2i-2}|^2)^{\frac{1}{2}}}{1 - \Gamma_{2i-2}\Gamma_{2i-1}} \prod_{j=i}^n \frac{S_{21,j}}{1 - S_{22,j}\Gamma_{2j+1}} \quad (5)$$

여기서 $a_i = b_{i-1}$ 의 관계가 있으므로 각 포트에서 발생한 전력이 부하에 공급될 때 부하에서의 전체 전력은

$$P = \left[|b_0|^2 |S_1|^2 + \sum_{i=1}^n |b_i|^2 |S_k|^2 \right] (1 - |\Gamma_L|^2), \quad k=i+1 \quad (6)$$

이 되며 여기서 b_0 와 b_i 는 각각 전원과 i 차 포트에서 발생한 출력이고, $|S_1|^2$ 및 $|S_k|^2$ 는 전력 전송계수가 된다.

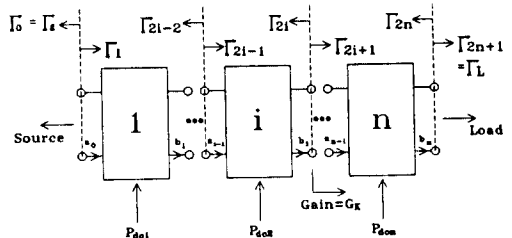


그림 1. n 2-포트의 직렬 연결

Fig. 1. Cascade connection of n two-ports.

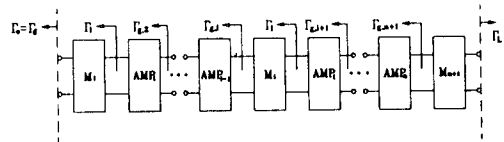


그림 2. 트랜스듀서 전력 이득을 위해 사용된 다단 증폭기

Fig. 2. The multistage amplifier used for transducer power gain.

그러나 이 식들은 각 포트의 입, 출력에서 부하로 향한 반사계수와 전원으로 향한 반사계수를 동시에 사용해야 하며 각 단의 독립된 이득을 표현하기에 어려운 점이 있고, 그림 2와 같이 각 증폭단의 입, 출

력에 정합회로 혹은 감쇄기등의 추가된 회로망이 삽입되는 일반적인 경우를 생각한다면 전체 트랜스듀서 전력이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_T = \prod_{i=1}^{n+1} G_i \quad (7)$$

여기서 $i=1, 2, \dots, n$ 이며, $e_{k,i}$ 와 $S_{k,i}$ ($j, k=1, 2$)를 M_i , AMP_i 의 S-파라미터라하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} G_i &= \frac{\text{AMP}_i \text{로 부터의 가용전력}}{\text{AMP}_i \text{로 부터의 가용전력}} \\ &= \frac{(1-|\Gamma_{k,i}|^2)(1-|e_{11,i}|^2)}{|1-\Gamma_{k,i}e_{11,i}|^2} \\ &\quad \times \frac{1}{1-|e_{11,i}|^2} |e_{21,i}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_i|^2} \\ &\quad \times \frac{(1-|\Gamma_i|^2)|S_{21,i}|^2}{|1-\Gamma_i e_{11,i}|^2 (1-|\Gamma_{k,i+1}|^2)} \\ &= \frac{(1-|\Gamma_{k,i}|^2)|e_{21,i}|^2|S_{21,i}|^2}{|1-\Gamma_{k,i}e_{11,i}|^2 |1-\Gamma_{k,i+1}|^2 (1-|\Gamma_{k,i+1}|^2)} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 n 은 AMP 의 수이고 $\Gamma_{k,i}$ 는 AMP_{i-1} 의 출력에서 전원쪽으로 본 반사계수이며 I_i 는 회로망 M_i 의 출력에서 전원쪽으로 본 반사계수로서 다음과 같이 쓸 수 있다

$$\Gamma_i = e_{22,i} + \frac{e_{12,i}e_{21,i}\Gamma_{k,i}}{1-e_{11,i}\Gamma_{k,i}} \quad (9)$$

$$\Gamma_{k,i+1} = S_{22,i} + \frac{S_{12,i}S_{21,i}\Gamma_i}{1-S_{11,i}\Gamma_i} \quad (10)$$

마지막 단의 트랜스듀서 전력이득은

$$\begin{aligned} G_{n+1} &= \frac{\text{부하에 전달되는 전력}}{\text{AMP}_n \text{으로부터의 가용전력}} \\ &= \frac{(1-|\Gamma_{k,n+1}|^2)|e_{21,n+1}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_{k,n+1}e_{21,n+1}|^2 |1-\Gamma_{n+1}\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (11)$$

가 되며, 여기서 Γ_L 은 부하의 반사계수를 나타낸다.

이 식들로부터 트랜스듀서 전력이득은 I_i , $\Gamma_{k,i}$, $e_{k,i}$ 와 $S_{k,i}$ 만으로 나타낼 수 있으며, 각 단의 이득은 가용전력이득 (available power gain)으로 표시되므로 전체 시스템의 성능 파라미터와 이득간의 상호관계를 쉽게 표현할 수 있다.

i 차 증폭단만의 가용전력 이득은

$$G_i = \frac{(1-|\Gamma_i|^2)|S_{21,i}|^2}{|1-\Gamma_i S_{11,i}|^2 (1-|\Gamma_{k,i+1}|^2)} \quad (12)$$

이므로 만약 i 차 증폭기의 입력단에서 전원쪽으로 본 I_i 가 0 이라면 이득은 식 (10)을 이용하여 다음과 같이 된다.

$$G'_{i,0} = \frac{|S_{21,i}|^2}{1-|S_{22,i}|^2} \quad (13)$$

여기서 0은 I_i 을 의미한다. 만약 Γ_i 가 존재하면 식 (10)와 식 (12)으로 부터

$$G'_i = \frac{|S_{21,i}|^2(1-|\Gamma_i|^2)}{(1-|S_{22,i}|^2) + |\Gamma_i|^2(|S_{11,i}|^2 - |D_i|^2) - 2R_i(\Gamma_i M_i)} \quad (14)$$

로 표현되며 여기서

$$D_i = S_{11,i}S_{22,i} - S_{21,i}S_{12,i} \quad (15)$$

$$M_i = S_{11,i} - D_i \cdot S_{22,i} \quad (16)$$

를 의미한다. 만약 $|I_i| \ll 1$ 즉 정합이 잘 되어 있을 경우 식 (14)는 다음과 같이 간략하게 표현된다.

$$G'_i \approx \frac{G'_{i,0}}{1 - 2 \frac{R_i(\Gamma_i M_i)}{1-|S_{22,i}|^2}} \quad (17)$$

여기서 Γ_i 와 M_i 의 상대적 위상 관계로 부터 G'_i 의 최대 및 최소치가 설정됨을 다음 식에서 볼 수 있다.

$$G'_i \approx \frac{G'_{i,0}}{1 \pm 2|\Gamma_i| \left| \frac{S_{11,i} + G'_{i,0}S_{22,i}}{S_{21,i}} \right|} \quad (18)$$

이 식은 i 차 증폭기의 S-파라미터와 입력단에서 전원쪽으로 본 반사계수만으로 이득의 최대 및 최소치를 구할 수 있음을 보이며 이것은 I_i 의 크기에 의존함을 의미한다. 실제로 각 단의 직렬연결시 식 (13)과 식 (18)로 부터 이득의 변동폭은 $S_{22,i}$ 의 영향을 제일 많이 받는다. 그리고 회로망 M_i 의 출력에서 전원쪽으로 본 반사계수 I_i 역시 $e_{21,i}$ 의 영향이 크므로 시스템 설계시 가능한 한 각 단의 출력 반사계수를 작게해야만 이득의 위상에 의한 변동폭을 줄일 수 있게 되어 보다 정확한 시스템을 구현할 수 있다.

한편 비선형적으로 동작하는 각 포트내의 기본파와 고조파간의 상호변조에 의해 야기되는 3차 왜곡 신호의 위상을 고려한 전체 출력 $P_{3,T}$ 는 식 (5)로 부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{3,T} = \left| \sum_{i=1}^n |b_i| e^{j\theta_i} |S_k| e^{j\phi_k} \right|^2 = \sum_{i=1}^n |b_i|^2 |S_k|^2 + 2 \sum_{i>j}^n |b_i| |S_k| |b_j| |S_m| \cdot \cos(\theta_i - \theta_j + \phi_k - \phi_m) \quad (19)$$

여기서 $k=i+1$, $m=j+1$ 이며 $b_j = |b_j| e^{j\theta_j}$, $S_j = |S_j| e^{j\phi_j}$ 로 둔다. 식 (6)은 위상을 고려하지 않았을 경우 부하에 공급되는 전력을 나타내고 있으나 상호변조에 의해 발생하는 3차 왜곡신호를 만드는 $2f_1+f_2$ 혹은 $2f_2+f_1$ 주파수 신호의 경우, 위상은 전체 출력에 영향을 줄 수 있다는 것을 식 (12)에서 보이고 있다. 그러므로 직렬 연결된 2-포트 회로망 시스템의 전체 3차 포착점 IP_3 는 그림 3으로 부터 다음과 같이 결정된다.

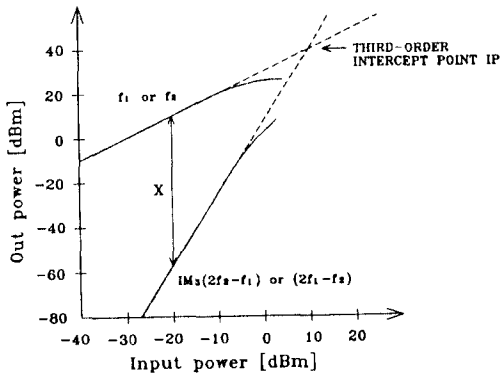


그림 3. 비선형 소자의 제3차 포착점
Fig. 3. Third-order intercept point for a nonlinear component.

i 차 단의 3차 포착점은

$$IP_i = x_i^{1/2} P_o \quad (mW) \quad (20)$$

와 같이 정의될 수 있으며^[7], 여기서 P_o 는 기본파 출력 레벨을 나타내고, x_i 는 해당 기본파 출력레벨에 대한 3차 주파수 신호레벨 $|b_i|^2$ 의 상대적 차 즉 $x_i = P_o / |b_i|^2$ 을 의미한다.

i 차 출력 포트에서 전체 시스템 출력으로 전송되는 기본파 전력을 P_o 라면

$$P_o = P_i \sum_{i=1}^n |S_k|^2 \quad (21)$$

가 되므로 전체 시스템의 3차 포착점은 식 (20)과 식 (21)로 부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$IP_T = x_T^{1/2} \cdot P_o = \left[\frac{P_{3,T}}{P_o} \cdot P_o^2 \right]^{1/2} \quad (22)$$

식 (19)를 이용하면 다음식이 유도된다.

$$IP_T^{1/2} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{IP_i^2 |S_k|^4} + 2 \sum_{i>j}^n \sum_{j=1}^n \frac{\cos(\phi_i - \phi_j + \theta_k - \theta_m)}{IP_i IP_j |S_k|^2 |S_m|^2} \quad (23)$$

식 (5)로 부터 i 차 포트 출력 b_i 가 시스템 출력쪽으로 전송될 때의 순방향 전달이득은 $G_{ik} = |S_k|^2$ 이 되므로 식 (23)에서 $|S_k|^2 = G_{ik}^2$ 으로 되어 전체 IP_T 는 각 단의 IP 와 순방향 전달이득으로서 표현됨을 알 수 있다. 여기서 식 (7), (8), (11)을 이용하면 각 단의 독립적인 이득을 표현할 수 있으므로 이득 계산에 편리하게 적용할 수 있다. 즉, $G_{ik} = G_{i+1} \cdot G_{i+2} \cdot \dots \cdot G_n$ 으로 표현된다.

한편 i 차 포트내에서 발생하는 잡음전력을 N_i 전원으로 부터 입력되는 전력을 N_k 라고 표시하면 출력되는 전체 잡음전력은 식 (6)으로 부터

$$P_N = N_k S_i^2 + \sum_{i=1}^n N_i |S_k|^2, \quad k = i+1 \quad (24)$$

가 되므로 전체 시스템의 잡음지수는 정의에 의해 각 단의 잡음지수를 F_T 로 두면 다음과 같다.

$$F_T = \frac{1 + \sum_{i=1}^n (F_i - 1) G_{ii}}{G_{ii}} \quad (25)$$

위에서 구한 IP_T 와 F_T 로 부터 동적범위를 구할 수 있다. 그러나 최적한 시스템 구현시 필요한 요인은 이득, 잡음지수, 대역폭, IP 및 dc 전력소모 등으로 이들을 목표치에 부합시킬 수 있는 최적한 IP의 설정은 전체 시스템 구현에 새로운 변수로 활용할 수 있다.

III. IP의 최대치 구현

증폭기와 같은 비선형 디바이스에서 고조파 왜곡을 최소화시켜 선형적으로 동작하는 범위를 넓히는 것은 매우 중요한 일이다. 3차 포착점 IP 는 dc 전력을 증가 시킴으로서 증가하기 때문에 IP / dc 전력비 (mW)는 유용한 지표로서 사용될 수 있다.^[8] 그리고 직렬 연결된 다단 증폭기의 경우 입력신호의 이득이 계속 커져갈 수는 없기 때문에 IP/P_{dc} 비를 최대화할 수 있는 각 포트 간의 최적한 dc 전력비가 이루어져야 한다.

각 단의 IP 가 가해지는 dc 전력이 비례한다면

$$IP_i = \beta_i P_{dc_i} \quad [mW] \quad (26)$$

가 되는데 여기서 β 는 i 차 포트에서의 출력 선형계수를 나타낸다. 식 (23)에서 IP_T 의 최소치는 \cos 항이 1인 경우이므로 정리하면 통상 사용하고 있는 IP_T 의 식이 다음과 같이 유도된다.^[9]

$$\frac{1}{IP_T} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{IP_i G_{\beta_i}} \quad (27)$$

식 (23)과 식 (26)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{P_{dc1} + P_{dc2} + \dots + P_{dcn}}{IP_T} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{K_{i,j}}{\beta_i G_{\beta_i}} \quad (28)$$

여기서

$$\begin{aligned} K_{ii} &= K_{jj} = 1 \\ K_{ij} &= \frac{1}{K_{ji}} = \frac{P_{dcj}}{P_{dci}} \end{aligned} \quad (29)$$

임을 나타내는데 K_{ij} 의 적절한 값을 선택함으로써 IP_T 를 최대화시킬 수 있다는 것을 보이고 있다.

2단 증폭기의 경우 식 (23)으로부터 $n=2$ 인 경우이므로 식 (28)의 좌변을 최소화, 즉 IP_T 를 최대화시키려면

$$\frac{P_{dc2}}{P_{dc1}} = \sqrt{\frac{\beta_1 G_{\beta_1}}{\beta_2}} \quad (30)$$

가 성립되어야 한다. 이때 IP_2 는 다음과 같다.

$$IP_2 = P_{dc1} \sqrt{\beta_1 \beta_2} G_{\beta_2} = \sqrt{\frac{\beta_2 G_{\beta_2}}{\beta_1}} IP_1 \quad (31)$$

식 (31)로부터 이득 G_{β_2} 를 이용하여 IP_T 의 최대치를 구현할 수 있다. 만약 각 단의 β 및 이득이 같다고 가정하면 $G_{\beta_1} = G_{\beta_2}$ 이 되므로 식 (27)과 식 (28)로부터 최대 IP_T 는 다음과 같다.

$$IP_T = \frac{P_{dc1} \beta}{G} = \left[\frac{\sqrt{G} - 1}{\sqrt{G} - 1} \right]^2 \quad (32)$$

고이득 증폭시스템을 구성할 경우 증폭기 모듈은 직렬 연결할 때 정격범위 내에서 IP_T 의 값은 dc 전력, 선형계수 및 이득에 의해 결정될 수 있음을 보이고 있다.

한편 $n=2$ 일때 식 (23)은 다음과 같이 된다.

$$IP_T = \frac{A}{\sqrt{B + \cos(\theta_1 - \theta_2 + \phi_2)}} \quad (33)$$

여기서

$$A = \sqrt{\frac{IP_1 IP_2 G_{\beta_1}}{2}}, \quad B = \frac{1}{2} \left(\frac{IP_2}{IP_1 G_{\beta_1}} + \frac{IP_1 G_{\beta_2}}{IP_2} \right) \quad (34)$$

이며, ϕ_2 는 회로망 분석기등으로 측정 가능하지만 θ_1 는 측정이 어려운 문제가 있으므로 \cos 항을 랜덤변수로 보고 IP_T 의 근사적 값을 랜덤과정을 통해 계산할 수 있다. 먼저 θ_1 과 θ_2 는 0과 2π 사이에서 균일하게 분포된 독립 랜덤변수로 두면 $x = \cos(\theta_1 - \theta_2 + \phi_2)$ 로 표현할 수 있으며 확률밀도함수는 다음과 같다.^[10]

$$f_1(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}}, \quad |x| < 1 \quad (35)$$

IP_T 의 기대치는

$$\begin{aligned} E(IP_T) &= \int_{-1}^1 \frac{A}{\sqrt{B+x}} \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}} dx \\ &= \frac{2A}{\pi \sqrt{B+1}} K \left(\sqrt{\frac{3}{B+1}} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

가 되는데 여기서 $B > 1$ 이고, K 는 제1종 완전 타원적분을 나타낸다. IP_T 의 제곱 평균치는

$$\begin{aligned} E(IP_T^2) &= \int_{-1}^1 \frac{A^2}{(B+x)^2} \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}} dx \\ &= \frac{2A^2}{\pi \sqrt{B^2+1}} \left[\tan^{-1} \frac{B+1}{\sqrt{B^2+1}} - \tan^{-1} \frac{1-B}{\sqrt{B^2+1}} \right] \end{aligned} \quad (37)$$

가 유도되며 IP_T 의 variance는 $\sigma^2 = E(IP_T^2) - E^2(IP_T)$ 가 되고 여기서 σ 는 표준 편차를 나타낸다.

본 연구에서는 시스템 설계시 IP 최대치 구현에 주목적이 있으므로 dc 변화에 따른 잡음지수 변화의 영향이 전체 동적범위에 미치지 되는 점은 고려하지 않았으나 dc 변화는 이득의 변화를 가져오므로 dc 전력은 변화시키지 않고 감쇄기를 이용하면 이득의 변화를 가져올 수 있다.

본 논문의 결과로부터 2단 증폭기의 IP_T 는 식 (23), (31) 및 (36)를 이용하여 구할 수 있으며 이때 식 (31)로부터 IP_1 과 IP_2 의 관계에 의해 최대치가 구현될 수 있음을 볼 수 있고 그 관계는 둘째단의 이득 혹은 가해지는 전력에 의해 설정될 수 있음을 볼 수 있다.

IV. 실험 및 결과 고찰

본 연구의 타당성을 검증하기 위해 셀룰러 이동 통신에서 사용되는 주파수 대역에서 JANEL사의 모델 PF805H를 드라이버 증폭기로, 모델 PA9142를 둘째단 증폭기로 사용하였으며 둘째단의 이득 조정을 위해 감쇄기를 부착하였다(그림4). 두개의 입력 주파수는 각각 820.7MHz와 850.5MHz이며 $2f_1 - f_2$ 는 790.9MHz, $2f_2 - f_1$ 은 880.3MHz이다. 그림 5는 둘

제단의 dc 전력 변화에 대한 기본파와 고조파의 변화를 중복시켜 나타낸 그림이다. 첫 제단은 20V, 200mA로 고정시키고, 둘째단에는 20V, 1200mA에서 8.7V, 910mA로 변화시켰으며 이때 dc 전력의 감소에 의해 3차 주파수에 해당하는 고조파의 크기가 상대적으로 증가함으로써 IP_T 의 감소가 예상됨을 볼 수 있다.

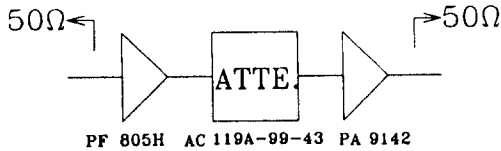


그림 4. 실험을 위해 사용된 직렬 연결된 증폭시스템의 블록도

Fig. 4. Block diagram of cascaded amplifier system for experiment.

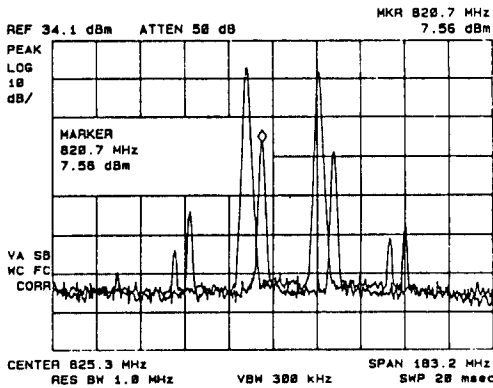


그림 5. dc 전력에 의한 기본파 및 제 3차 응답의 레벨 변화

Fig. 5. Fundamental and third-order response showing level variation by dc power

그림 6은 감쇄기를 이용하여 둘째단의 이득의 변화에 대한 IP_T 의 최대치, 최소치 및 기대값을 나타내고 측정치와 비교한 것이다. 여기서 이 감쇄기는 완전 정합된 제품으로서 가용전력 이득은 1이다. 식 (24)에 측정된 값 $\beta_1=0.780$, $\beta_2=1.817$ 및 $IP_1=38.2$ [dBm], $IP_2=45.1$ [dBm]을 대입하면 IP_T 의 최대치는 $Gf_2=G_2=10.33$ [dB]에서 45.26 [dBm]을 얻을 수 있다. 이는 그림 6에서 IP_T 의 기대치가 10 [dB] 근처에서 최대가 되는 것과 일치함을 보이고 있다. 여기서 G_2 의 최적치가 9.25 및 14.25 사이에

존재하도록 도시한 것은 20V, 1200mA에서 29.25 [dB]의 이득을 가지므로써 1 [dB] 단위로 감쇄시킬 수 있는 감쇄기를 사용하였기 때문이다. 그림 7은 주파수 변화에 대한 IP_T 의 크기를 G_2 의 변화에 따라 나타낸 것인데 $G_2=9.25$ [dB]에 대한 IP_T 의 표준편차를 점선으로 표현하였다. 그림 6으로부터 측정치는 거의 이론치에 근접하므로써 기존의 IP_T 계산 결과에 비해 크기와 정확도가 향상 되었음을 그림 6과 그림 7에서 보여주고 있다. 왜냐하면 기존의 IP_T 의 이론치는 그림 6에서 보여진 $Min IP_T$ 로 나타나므로 본 연구에서의 정확한 IP_T 의 규명 및 개선책은 직렬 연결된 다단 증폭시스템 설계에 매우 유용하게 사용될 수 있다.

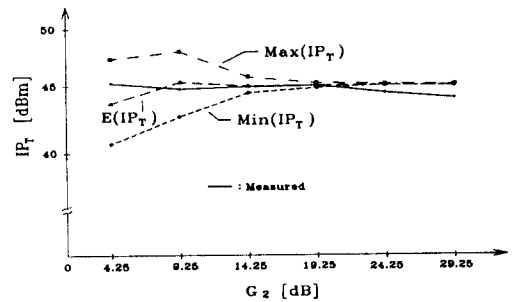


그림 6. 둘째단 증폭기의 이득 변화에 대한 포착점의 경계치와 기대치 및 측정치

Fig. 6. Calculated bounds and expected value of the intercept point as well as measured values with second amplifier gain variation.

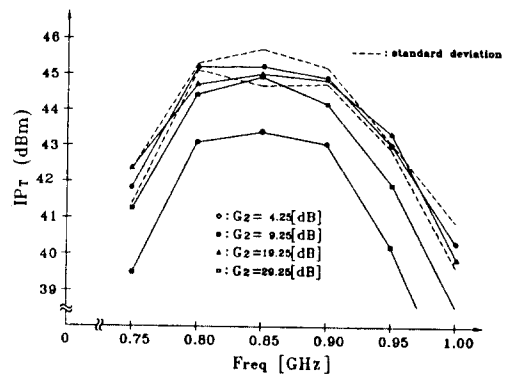


그림 7. 이득과 주파수 변화에 대한 포착점의 기대치 및 표준편차

Fig. 7. Expected value and standard deviation of the intercept point with gain and frequency variation.

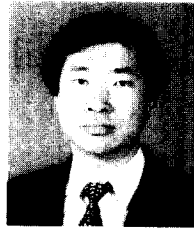
V. 결론

본 연구에서는 고이득 증폭을 위한 다단 증폭기 구성시 전체 IMD성능을 개선하기 위하여 능동소자에 가해지는 dc 전력과 3차 포착점과의 비례적 관계로부터 각단의 최적이득을 구현하기 위한 이론적 방법을 제시하고, 기존의 전체 시스템의 3차 포착점 IP_3 계산법을 탈피하여 고조파 위상을 고려한 통계적 방법으로부터 보다 정확한 IP_3 계산을 하였다. 또한 직렬 연결된 2포트 회로망 해석시 전체 시스템 성능을 표현하는데 있어서 전원쪽으로 향한 반사계수와 각단의 S-파라미터만으로 가능케 할 수 있도록 2-포트 회로 해석을 간략화하였다. 통상 각 단의 동적 범위 때문에 입력 신호의 크기가 제한되어 있고 2단 전력 증폭을 실제적으로 많이 사용하고 있기 때문에 본 연구에서는 셀룰러 이동통신에서 사용될 수 있는 2단 전력증폭기를 직렬 연결하여 실험하였다. 그 결과 기존의 IP_3 계산치 보다 최적점에서 약 2dB의 개선을 관찰할 수 있었고 이 결과는 시스템 생산시 수율 향상에도 도움이 되리라 생각된다. 그리고 마이크로파 능동소자를 이용한 다단증폭기 설계시 비선형 마이크로파 회로 해석법과 병행하여 사용할 수 있고, 이득, 잡음지수, 대역폭, VSWR 등의 매개변수 값의 타협에 본 연구에서 제안한 3차 포착점 계산방법을 추가하여 최적한 시스템 구현을 위한 변수로서 3차 포착점을 활용할 수 있으리라 생각한다.

參考文獻

- [1] R. S. Tucker, "Third-order intermodulation distortion and gain compression in GaAs FET's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-27, no.5, May, 1979.
- [2] R. A. Minasian, "Intermodulation distortion analysis of MESFET amplifiers using the volta:ra series representation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, no.3, Jan. 1980.
- [3] S. A. Maas, B. L. Nelson, and D. L. Tait, "Intermodulation in hetero-junction bipolar transistors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-40, no.3, pp.442-448, March 1992.
- [4] J. A. Higgins and R. L. Kuvas, "Analysis and improvement of intermodulation distortion in GaAs power FET's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-28, no.1, pp.9-17, Jan. 1980.
- [5] A. Ushida and L. O. chua, "Frequency domain analysis of nonlinear circuits driven by multi-tone signals," *IEEE Trans. Syst.*, vol.CAS-31, p.764-772, April 1984.
- [6] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1984.
- [7] S. E. Wilson, "Evaluate the distortion of modular cascades," *Microwaves*, pp.67-70, Mar 1981.
- [8] M. E. Kim, A. K. Oki, G. M. Gorman, D. K. Umemoto, and J. B. Camou, "GaAs heterojunction bipolar transistor device and IC technology for high-performance analog and Microwave applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-37, pp.1286-1303, Sep 1989.
- [9] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, p.127, 1988.
- [10] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 1984.
- [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, 1990.

著 者 紹 介



朴 義 俊(正會員)

1958年 4月 2日生. 1983年 2月
동아대학교 전자공학과 졸업.
1986年 8月 고려대학교 대학원 전
자공학과 석사학위 취득. 1990年
2월 고려대학교 대학원 전자공학
과 박사학위 취득. 1990年 4月 ~
현재 금오공과대학교 전자공학과 조교수. 주관심 분
야는 마이크로파 소자 모델링, 비선형회로 CAD, 위
성 및 이동통신 등임.