

論文99-36D-1-2

I&Q Demodulator를 이용한 RF 고정 위상 제어기 설계

(Design of a RF fixed phase control circuit using I&Q Demodulator)

朴雄熙*, 張益洙**, 許峻源*, 姜仁鎬***

(Ung Hee Park, Ik Soo Chang, Jun Won Huh, and In Ho Kang)

요 약

고주파에서 사용되는 능동소자들은 입력전력의 세기에 의하여 위상 변화량이 달라지게 된다. 특히 증폭기에 사용되는 트랜지스터는 효율을 고려하여 포화영역 근처에서 사용하게 되면, 입력전력의 변화에 따른 위상 변화량이 크게 나타난다. 본 연구는 능동소자를 통과할 때 발생하는 위상 변화량을 고정시키는 회로에 관한 것이다. 회로내의 임의의 가변 위상 변환기를 이용하여 위상을 변화시킬 시, 입력부에서 커플링 한 기준신호의 위상과 출력부의 비교신호의 위상을 비교하여 회로내의 또 다른 자동 위상 변환기를 동작하여 자동적으로 고정된 위상 변화량을 가진 신호가 출력되는 회로를 제작하였다. 약 10dB 동작 범위에서 위상이 고정됨과 2개 이상의 신호 입력과 FM 신호 입력시에도 전체회로를 통한 위상 변화량이 측정되고 또한 고정될 수 있음을 확인하였다. 실험주파수는 1960 MHz이고, 실험 기판은 두께가 31mil이고 비유전율 3.2인 테플론을 이용하였다.

Abstract

The active devices used at microwave frequency have the different phase shift according to input power. Especially, The difference of the phase shift is large in the saturation region of the amplifier. In this paper, we designed the phase control system for fixing the different phase shift at device. With the high frequency nonlinear amplifier, we fabricated such system that the phase shift to be fixed automatically using the variable phase shifter. The variable phase shifter fixed total phase variation of the circuit using the information that was obtained from the comparison of input signal phase with output signal phase. Even though the input signal is 2-tone or FM type, we could estimate and also fix the phase variation on DUT. Dynamic range is about 10dB. It has been experimented at 1960MHz using Teflon ($H=31\text{mil}$, $\epsilon_r=3.2$).

1. 서 론

능동소자 DUT(Device Under Test)는 입력신호

* 學生會員, ** 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Sogang University, Electronic Engineering)

*** 正會員, 韓國海洋大學校 電波工學科

(Korea Maritime University, Dept. of Radio Sciences & Engineering)

接受日字:1998年8月1日, 수정완료일:1998年11月23日

의 세기에 따라 출력신호의 위상이 변하게 된다. 고주파 고출력 증폭기^[1]를 사용하는 경우는 출력단에서 위상 변화량이 크게 나타난다. 고출력 증폭기의 위상 변화량을 줄이기 위해서는 입력신호를 낮추어 선형영역에서 동작시켜야 하는 데 이는 증폭기의 효율적인 측면에서 문제가 된다.

본 연구에서는 고출력 증폭기를 통과할 때의 위상 변화량을 고정시키는 회로를 제작하였다. 고출력 증폭기의 입력신호 세기에 따른 위상 변화 대신 외부에서

위상을 바꿀 수 있는 가변 위상 변환기^[2]로 위상을 변화시켜 주었고, 회로 내에 다른 가변 위상 변환기를 설치하여 위상을 고정시키는 데 이용하였다. 입력과 출력의 위상 정보를 위하여 I&Q Demodulator^[3]를 이용하였다. I&Q Demodulator는 입력 신호의 위상 변화에 따라 원을 그리며 회전하게 되는 데, 이를 이용하여 정해진 위상으로 가변 위상 변환기가 자동적으로 움직여 출력신호의 위상을 제어하게 된다. 또한, I&Q Demodulator가 위상 변화에 따라 원을 그리며 회전하는 원리로 전체 입력신호와 전체 출력신호의 위상 변화를 살펴볼 수 있다.

II. I&Q Demodulator

그림 1은 일반적인 I&Q Demodulator^[3]의 회로도이다. I&Q Demodulator는 입력으로 두 개의 고주파 신호가 필요하며, 출력으로는 두 개의 고주파 신호의 차의 값이 다른 컨버팅되는 신호로 서로 위상차가 90도 나는 두 개의 출력신호를 발생한다. I&Q Demodulator 구성은 2개의 주파수혼합기, 3-dB 동위상 전력분배기, 3-dB 90도 위상차 전력분배기로 이루어 진다.

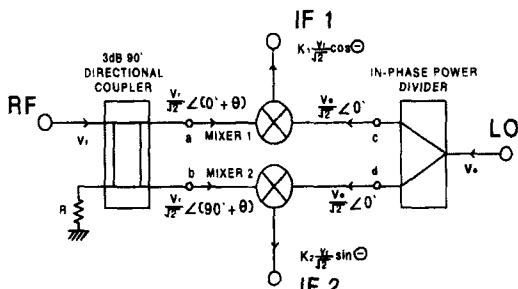


그림 1. I&Q Demodulator의 회로도
Fig. 1. I&Q Demodulator block diagram.

I&Q Demodulator의 동작은 다음과 같다. 기준 입력단으로 사용되는 LO단은 동위상 전력분배기를 거쳐 동위상의 고주파 신호로 주파수혼합기 1,2에 입력하고, 비교 입력단으로 사용되는 RF단은 90도 위상차 전력분배기를 거쳐 90도의 위상차를 가진 고주파 신호로 주파수혼합기 1,2에 입력한다. 주파수 혼합기는 두 개의 고주파 입력신호에 대한 주파수 차에 해당되는 주파수로 출력한다. 만약, 두 개의 입력주파수가 같으면 출력주파수는 직류의 값을 출력하게 된다. 본 실험에

서 I&Q Demodulator에 입력하게 되는 주파수는 전체회로의 입력과 출력이므로 같게 된다. 기준 입력단(LO) 비교 입력단(RF)의 입력신호의 위상을 변화시키면 주파수혼합기 1,2의 출력신호는 90도 위상차를 가지는 두 개의 직류값을 출력하게 된다. 즉 두 개의 출력신호는 싸인과 코싸인의 관계를 가지며 출력된다. 기준 입력단(LO)의 입력위상을 360도 변화시키고, 비교 입력단(RF)의 위상을 고정시키면서 I&Q Demodulator의 출력인 IF1과 IF2를 X-Y Plotter (코싸인 출력값을 X축, 싸인 출력값을 Y축으로 연결)로 측정하면 그림 2와 같은 원이 그려지게 된다.

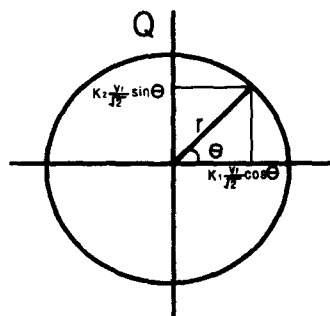


그림 2. I&Q Demodulator의 출력
Fig. 2. I&Q Demodulator output.

I&Q Demodulator의 동작을 수식적으로 살펴보면 다음과 같다.

그림 1에서 RF 입력을 v_r , LO입력의 경우를 v_o 라 하면, a,b,c,d지점의 값은 다음과 같다.

$$a = \frac{v_r}{\sqrt{2}} \angle (0^\circ + \theta), b = \frac{v_r}{\sqrt{2}} \angle (90^\circ + \theta), c = d = \frac{v_o}{\sqrt{2}} \angle (0^\circ)$$

주파수혼합기의 LO와 RF에 같은 주파수를 넣어주면 직류가 발생된다. 주파수혼합기 1,2의 변환손실을 K_1, K_2 라 하고, I&Q Demodulator의 RF와 LO의 입력 주파수를 ω_o 라 하면 IF 단자의 출력값은 식 1, 식 2와 같다.

$$v_{IF1} = \frac{K_1}{2} v_r v_o \cos(\omega_o t + \theta) \cos \omega_o t$$

$$= \frac{K_1}{4} v_r v_o [\cos(2\omega_o t + \theta) + \cos \theta] \cong \frac{K_1}{4} v_r v_o \cos \theta \quad (1)$$

$$v_{IF2} = \frac{K_2}{2} v_r v_o \cos(\omega_o t + \theta - 90^\circ) \cos \omega_o t$$

$$= \frac{K_2}{4} v_r v_o [\cos(2\omega_o t + \theta - 90^\circ) + \cos(\theta - 90^\circ)] \cong \frac{K_2}{4} v_r v_o \sin \theta \quad (2)$$

IF 1과 IF 2의 출력을 X-Y Plotter로 표시하면 반지름(r)과 위상각(θ)은

$$r = \frac{v_x v_o}{2} \sqrt{K_1^2 \cos^2 \theta + K_2^2 \sin^2 \theta} \quad (3)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{K_2 \sin \theta}{K_1 \cos \theta} \right) \quad (4)$$

이 되고, 여기서 변환손실이 서로 같다면($K=K_1=K_2$)

$$r = \frac{v_x v_o}{2}, \theta = \tan^{-1} \frac{\sin \theta}{\cos \theta}$$

이 된다.

즉, 두 개의 입력신호의 상대적인 위상차는 원 상에 표시됨을 알 수 있다.

실험에서 사용한 I&Q Demodulator내의 주파수혼합기는 Mini-Circuits사의 SCM-2500으로 LO와 RF 주파수를 0.5GHz~2.5GHz까지 사용할 수 있으며 Conversion loss의 평균값이 5.88dB이고, LO-RF Isolation이 35dB, LO-IF Isolation이 18dB인 값을 가진다.

III. 가변 위상 변환기를 제어하는 APC^[2] (Automatic Phase Control)

그림 3에서 보는 것처럼 I&Q Demodulator의 출력값 I(코싸인값), Q(싸인값)는 나누기 소자(Divider)를 거치면 식4와 같이 탄젠트(=싸인/코싸인) 성분의 값으로 나타난다. 주파수 혼합기용 MIXER의 변환손실이 같다면 입력되는 신호의 세기는 서로 상쇄되고 위상정보만을 가진 직류 전압값이 출력 된다. 이 값을 OP-AMP를 이용한 비교회로에 비교값으로 입력하여 기준값(원하는 위상정보에 해당하는 직류 전압값을 외부에서 인가시킴)과 비교하여 가변 위상 변환기를 동작시킨다.

그림 4는 기준 직류 전압값을 0v로 한 것으로, 비교 입력신호인 탄젠트 값이 0v를 넘을 경우 APC출력은 위상을 낮추는 방향으로 동작하여 탄젠트 값이 0v가 되도록 하고, 비교 입력신호인 탄젠트 값이 0v 보다 낮을 경우는 APC출력이 위상을 높이는 방향으로 되어 탄젠트 값이 0v가 되도록 한다. 이 위상 제어 방식은 비교 위상의 전압값을 0v로 하면 +90도부터 -90도까지 180도의 동작범위를 가지게 되며, 이 위상범위를 벗어나면 위상차가 더 커지는 방향으로 동작하게 된다.

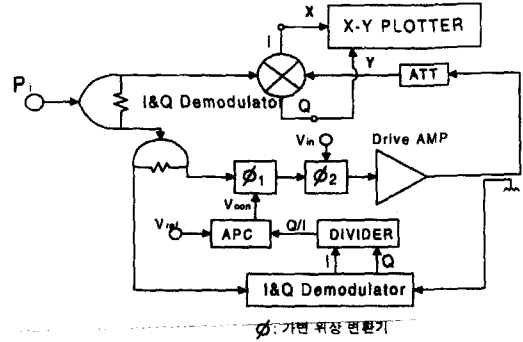


그림 3. 전체 실험 블록 다이어그램
Fig. 3. Exercise block diagram.

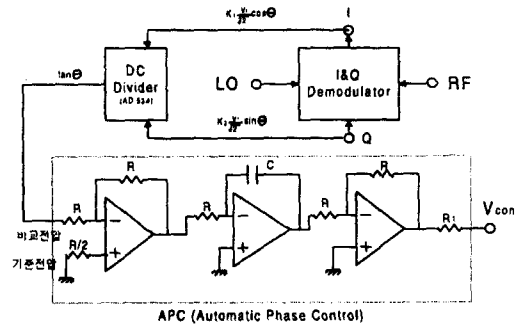


그림 4. APC 회로도
Fig. 4. APC circuit.

IV. 위상 제어 회로의 동작^[4]

그림 3은 실험의 전체회로도이다. 외부의 전원을 이용하여 직류 전압값을 가변 위상 변환기 2에 인가하면 전체회로의 위상 변화량이 변하게 된다. 전체회로의 입력과 출력의 신호를 커플링하여 이 신호를 I&Q Demodulator의 두 입력으로 사용하게 된다. 입력부에서 커플링한 신호는 I&Q Demodulator내의 주파수혼합기 RF단으로 입력시키고, 출력부에서 커플링한 신호는 I&Q Demodulator내의 주파수혼합기 LO단으로 입력시킨다. 전체회로에 입력되는 고주파 신호가 2-tone이상일 경우 출력쪽에서 커플링한 신호에 IM (Intermodulation Distortion)이 존재할 수 있으나 주신호와 IM이 10dBc 이상 차이 나면 전체회로 동작에 큰 영향을 주지 않는다.

또한, 실험시 입력부에서 커플링한 신호와 출력부에서 커플링한 신호의 지연시간에 대한 고려가 있어야 한다. 출력부에서 I&Q Demodulator에 입력되는 신호의 전체회로의 입력부터 I&Q Demodulator의 입력

까지의 지연시간을 기준으로, 전체회로의 입력부터 I&Q Demodulator의 입력부까지의 지연시간을 일치시키기 위해 지연선로를 삽입시킨다. 서로 같은 지연시간을 가지고 I&Q Demodulator에 입력된 입력부와 출력부에서 얻어낸 신호는 같은 주파수 성분으로 이루어져 있으므로 I&Q Demodulator의 출력에서는 90도 위상차를 가진 두 직류값으로 출력된다. 만약, 전체회로의 입력으로 2-tone이상의 주파수가 이용되면 서로간의 주파수 차에 의한 신호가 I&Q Demodulator의 출력으로 발생할 수 있으므로 I&Q Demodulator의 출력부에 직류 전압값 만을 얻기 위해 저역통과 여파기를 이용한다.

I&Q Demodulator의 출력값(I와 Q)을 직류 전압 나누기회로를 이용하여 나누게 되면(본 실험에서는 ANALOG DEVICE사의 AD534JH를 이용), 입력부의 위상에 대한 출력부의 위상이 얼마나 변화하였는가를 탄젠트 값 출력으로 얻을 수 있다. 예로 0v의 값은 입력부와 출력부의 위상 변화가 하나도 없거나 180도의 위상차가 존재함을 나타낸다. 나누기소자의 출력은 입력부와 출력부의 위상차이를 탄젠트 값으로 나타내지만 나누기소자의 출력값은 나누기소자의 동작전압(+12v부터 -12v) 안에서만 출력된다. 나누기소자의 동작 전압값은 위상 제어 범위를 제한하게 되는 데, 회로소자와 탄젠트 특성에 의해 본 위상 제어 방식의 위상 제어 범위는 약 -85도부터 +85도까지 가능하게 된다.

나누기소자의 출력값은 I&Q Demodulator에 입력되는 입력부의 고주파 신호와 출력부의 고주파 신호의 상대적인 위상차에 대한 정보를 나타낸다. 이 값을 OP-AMP로 구성된 APC회로부 그림 4에 입력시킨다. APC의 회로는 기준 전압과 나누기회로의 출력값을 비교하는 회로와 그 값을 적분시키는 회로, 그리고 적분된 전압을 가변 위상 변환기 동작에 알맞은 극성으로 변화시키는 회로로 구성된다. 예로 나누기회로의 출력값이 0v보다 높을 경우 회로의 동작을 살펴보면 다음과 같다. APC 회로부의 첫 번째 OP-AMP는 나누기소자의 출력값과 0v의 기준 전압과의 차에 해당되는 값을 음의 부호로 출력하게 된다. 두번째 OP-AMP는 그 값을 인버팅하여 적분하게 되므로 OP-AMP 동작 전압인 +12v를 출력하게 된다. 세번째 OP-AMP는 인버팅 회로로 -12v를 출력하여 가변 위상 변환기 1에 인가시킨다. 이 값에 의해 가변

위상 변환기는 위상을 감소시키는 방향으로 동작하게 되어, 전체회로의 위상 변화량은 감소하게 된다. 출력부에서 얻어낸 신호의 위상 변화량이 작아지므로 나누기회로의 출력값은 음의 값으로 존재하게 된다. 음의 값을 입력한 APC회로의 출력은 +12v가 되어 가변 위상 변환기 1의 위상 변화를 증가시키게 된다. 이러한 동작은 탄젠트 값이 0v가 되는 지점에서 고정되어 버린다. 즉, 가변 위상 변환기 2에 의해 외부에서 위상 변화량을 변화시켜도 전체 입력과 출력의 위상을 점검하여 가변 위상 변환기 1을 이용, 전체회로의 위상 변화량을 일정하게 유지시킨다.

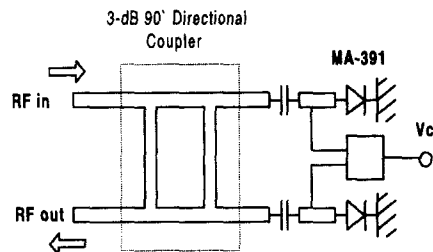


그림 5. 가변 위상 변환기 회로도
Fig. 5. Variable phase shifter circuit.

그림 5는 본 실험에서 사용된 가변 위상 변환기의 회로도이고, 표 1은 가변 위상 변환기의 특성이다. 가변 위상 변환기에 사용된 다이오드는 Panasonic사의 MA-391이다.

표 1. 가변 위상 변환기 특성
Table 1. Variable phase shifter characteristic.

인가전압(V)	위상변화량(도)	S21 (dB)	S11 (dB)
0	0	-1.24	-18.3
1	17.3	-0.72	-18.5
2	37.2	-0.72	-18.5
3	65.2	-0.7	-18.4
4	94.2	-0.71	-18.5
5	110.3	-0.69	-18.6
6	119.2	-0.68	-18.6
7	124.9	-0.68	-18.6
8	128.8	-0.66	-18.6
9	131.3	-0.66	-18.5
10	132.9	-0.66	-18.6

V. 실험 결과

그림 6은 전체회로에 하나의 신호가 인가되었을 경

우의 결과이다.

원은 전체회로의 출력부에서 커플링한 신호를 360도 변화시킬 시 I&Q demodulator의 두개의 출력을 X-Y Plotter에서 측정한 것이다. 가변 위상 변환기(ϕ_2)에 바이어스 전압을 0,1,2,3,4,5V로 변화시키고, 가변 위상 변환기(ϕ_1)에 일정 전압만을 인가시켜 동작을 고정시키면 그림 6.(a)의 결과처럼 전체회로의 위상이 변함을 볼 수 있다. 위의 전체회로에 고정 위상 제어 회로를 동작시키면, 가변 위상 변환기(ϕ_1)가 전체회로의 위상 변화량을 일정하게 유지시켜 그림 6.(b)처럼 전체회로의 위상 변화량이 한 점에 고정됨을 알 수 있다.

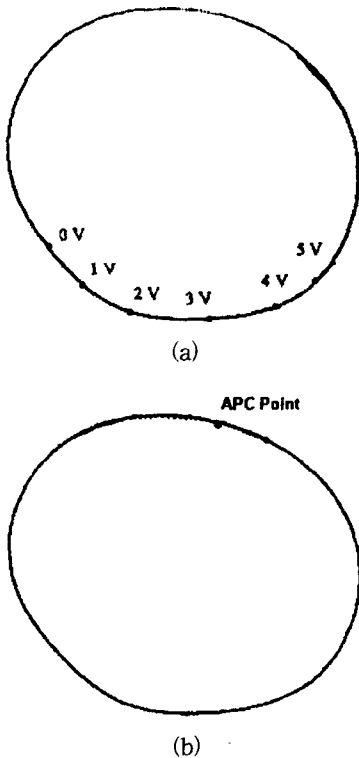


그림 6. 한 개의 신호가 입력될 시
(a) APC 되기 전 (b) APC된 후
Fig. 6. 1-tone input.
(a) Before APC (b) After APC

그림 7과 그림 8은 두 개의 신호가 입력되었을 경우와 FM 신호가 입력되었을 경우의 위상 제어 결과로, 위상 제어가 원활히 됨을 알 수 있다. 표 2는 벡터 회로망 분석기로 측정한 전체회로의 위상 제어 결과이다.

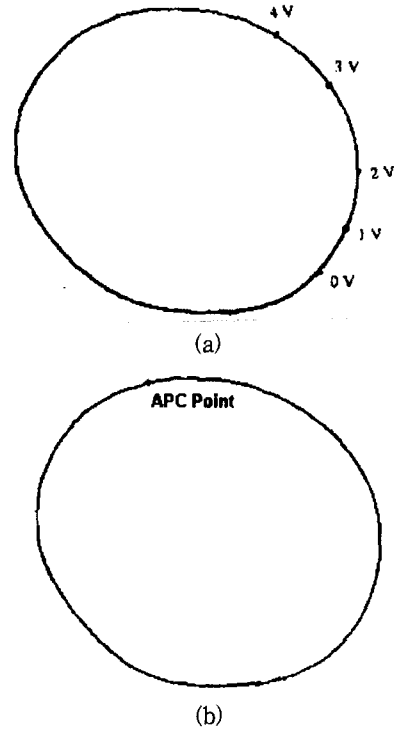
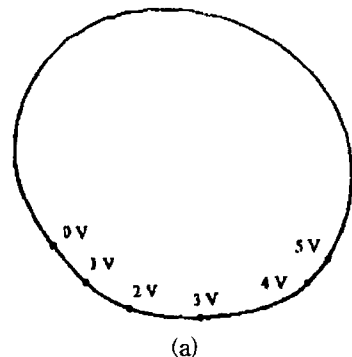


그림 7. 두 개의 신호가 입력될 시
(a) APC 되기 전 (b) APC된 후
Fig. 7. 2-tone input.
(a) Before APC (b) After APC

표 2. 벡터 회로망 분석기로 측정한 전체회로의 위상 제어 결과

Table 2. Phase control data using vector network analyzer(HP-8510C).

가변 위상 변환기 2의 전압(V)	9dBm		0dBm	
	측정 위상 (도)	위상차 (도)	측정 위상 (도)	위상차 (도)
1	-99.4	-0.1	-67.8	0.2
2	-99.5	0	-67.6	0
3	-99.5	0	-67.4	-0.2
4	-99.5	0	-67.6	0



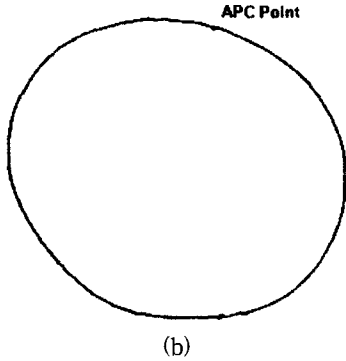


그림 8. FM 신호가 입력될 시
(a) APC 되기 전 (b) APC된 후
Fig. 8. FM signal input.
(a) Before APC (b) After APC

그림 9는 본 실험에서 사용된 위상 측정 회로로 I&Q Demodulator와 나누기 회로, APC회로로 구성 되어 있다.

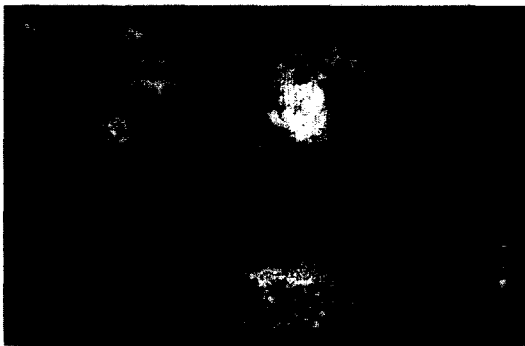


그림 9. 위상 측정 회로 (가로 140mm,세로 80mm)
Fig. 9. Artwork of the phase estimation circuit(size: 140mm x 80mm).

VI. 결 론

모든 소자는 입력전력이 증가함에 따라 비선형적인 특성을 가지게 되어 위상의 변화가 발생한다. 본 논문에서는 외부에서 위상을 변화시키고, 그 위상 변화를 보상할 수 있는 지에 대하여 실험하였다. 본 실험에서의 위상 제어 영역은 탄젠트 함수의 특성과 나누기소자의 동작 전압에 의한 제한으로 -85도부터 85도 까지인 170도 범위이다. 출력 30W급 증폭기의 출력전력에 따른 위상변화량은 약 20도 정도이므로, 170도 위상 보정 양은 증폭기 등의 비선형 소자의 위상 변화를 제어하는 데 충분하리라 생각한다.

또한, I&Q Demodulator를 이용하여 위상 제어 뿐만 아니라 전체회로의 위상변화량을 측정할 수 있음을 보였다. 통상 위상 변화량의 측정은 벡터 회로망 분석기로 가능하지만, 이는 입력으로 벡터 회로망 분석기의 입력원을 이용하여야만 한다. 본 실험에서는 I&Q Demodulator 를 이용하여 전체회로의 입력주파수가 2개 일때와 FM 신호일 때도 전체회로의 위상 변화량을 측정할 수 있음을 살펴보았다. 또한, 피드백워드 방식을 이용한 선형증폭기의 빼기회로(왜곡 성분이 없는 신호와 왜곡이 포함된 신호가 입력되어 왜곡 성분의 신호만을 추출하는 회로)의 왜곡 성분 추출시, 두 입력신호의 위상을 동일하게 만들어 줄 수 있다.

추후 보완해야 할 점으로는 I&Q Demodulator 내 주파수 변환기의 비선형성에 의해 전체 동작범위가 약 10dB정도로 제한되는 데, 동작범위의 확대에 대한 연구가 필요하리라 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] Tri T. Ha, "Solid-State Microwave Amplifier Design", John Wiley & Sons, 1981.
- [2] S.K. Koul, B.Bhat, "Microwave and millimeter wave phase shifter", Artech House, 1991.
- [3] Walter Joswick, "I/Q Networks deliver various modulation formats, Microwave &RF", vol. 33, pp. 81-94, March. 1994.
- [4] David A, Bell, "Operational amplifiers", Prentice Hall, 1990.
- [5] 강인호, 이창복, 정옥현, 장익수, 윤상원, "Quadrature mixer를 이용한 S-parameter의 측정", 대한 전자공학회 마이크로파 연구회 학술 발표회 논문집, pp. 166-168, 1994

저 자 소 개



朴 雄 熙(學生會員)

1969年 3月 3日生 1994年 2月 서강대학교 전자공학과 졸(학사). 1996年 2月 서강대학교 전자공학과 졸(석사). 1997年 2月 서강대학교 전자공학과(박사과정). 1996年 3月 1997年 10月 KMW근무. 주관심분야는 초고

주파 부품설계 및 회로설계

張 益 洙(正會員) 第 31卷 A編 第 5號 參照



許 峻 源(學生會員)

1968年 11月 2日生 1994年 2月 서강대학교 전자공학과 졸(학사). 1996年 2月 서강대학교 전자공학과 졸(석사). 1997年 2月 서강대학교 전자공학과(박사과정). 1996年 3月 ~

KMW근무. 주관심분야는 초고주파 회로설계 및 증폭기 설계

姜 仁 鎬(正會員) 第 34卷 D編 第 12號 參照