

자동적응 벡터 제어를 이용한 군속도 지연선로의 고정 위상 제어기 설계

Design of Fixed Phase Control Circuit of Group Delay Line using Adaptive Vector Control

정 용 채

Yong-Chae Jeong

요 약

본 논문은 Feedforward 선형화기에서 온도영향으로 인한 군속도 지연선로의 위상 변화를 벡터 결합 이론을 이용하여 고정시키는 회로에 관한 것이다. 상온에서의 군속도 지연선로의 신호 전달특성이 항상 일정하게 유지되게 하기 위해, 온도에 따른 군속도 지연선로의 신호에 온도변화에 대해 자동 적응적으로 변하는 보정 신호를 인가하여 온도변화에도 항상 일정한 신호 특성을 얻도록 하였다. 이 전송선로에 10 dB의 동작신호 레벨 변화와 $\pm 10^\circ$ 의 위상 변화에 대해 880 MHz인 1-tone 신호는 0.06 dB의 삽입 손실 변화와 0.36° 의 위상이내에서 위상이 변했고, 877 MHz 및 882 MHz인 2-tone 신호에 대해 0.07 dB의 삽입 손실 변화와 0.35° 의 위상이내에서 위상이 변하는 특성을 얻었다.

Abstract

The phase characteristic of delay line in feedforward linearizer has been changed due to variation of operating temperature. In this paper, design method of fixed phase control circuit of group delay line using adaptive vector control is derived. To maintain transfer characteristics of nominal operating temperature, the error correlated signals which are changed adaptively due to changing of temperature are added to main signals. The proposed method maintains transfer characteristics under 0.06dB of insertion loss and 0.36° of phase variation in case of 1-tone(880 MHz) and under 0.07 dB of insertion loss and 0.35° of phase variation in case of 2-tones(877 MHz, 882 MHz) for 10dB input power dynamic range and $\pm 10^\circ$ phase variation respectively.

I. 서 론

최근 각광을 받고 있는 CDMA 방식 셀룰러 및 개인 휴대 통신의 경우 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 또는 QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying)와 같은 선형 변조 방식을 이용하고, 가입 이용자들의 폭발적인 증가는 통신 사업자들로 하여금 할당 받은 주파수 대역을 점차 모두 사용하게 하

고 있다. 선형 변조 방식과 여러 FA(Frequency Allocation) 사용은 양방향통신의 한 축인 기지국의 송신 대전력 증폭기에 매우 좋은 선형성을 요구한다. 본질적으로 비선형 특성을 갖는 대전력 증폭기가 선형성을 확보하려면 대전력 증폭기에 선형화기를 부착함으로써 가능한데 선형화기를 부착한 대전력 증폭기를 선형전력증폭기(LPA : Linear Power Amplifier) 또는 다중채널 증폭기(MCPA: Multi Channel

전북대학교 전자정보공학부 및 정보통신연구소(Division of Electronics & Information Engineering, Institute of Electronics & Information, Chonbuk National University)

· 논문 번호 : 20000626-070

· 수정완료일자 : 2000년 9월 5일

Power Amplifier)라고 한다. 선형화 방식에는 입력 전력 Back-off, Predistortion 방식, Feedback 방식, Feedforward 방식 등이 있다. 그 중 Feedforward 방식은 전력증폭기의 출력 단에서 혼변조 왜곡 신호만을 추출하여 다시 전력증폭기의 출력 단에 역 위상으로 결합함으로써 최종 출력 단에서 왜곡 성분이 억제되어 출력되게 하는 방식이다. 큰 용적을 필요로 하고 회로가 복잡하며 어느 정도의 신호 전력 손실을 동반하는 단점이 있으나 현재 가장 많이 사용하고 있는 선형화 방식이다.

기지국 대전력 증폭기는 단말기에 비해 그 혼변조 왜곡 규격이 엄격하여 Feedforward 방식을 선호하여 사용하고 있다. 그러나 기지국에서는 특정 출력 전력에서의 혼변조 왜곡 규격뿐만 아니라 출력 레벨 변화와 동작 전압 변화, 외부 온도 변화에 대해서도 모두 혼변조 왜곡 규격을 만족하는 자동적응 선형전력증폭기(Adaptive LPA)를 필요로 한다. 그림 1(a)는 대표적인 Feedforward 방식 선형전력증폭기의 기본 회로도이다. 그 동작 원리를 살펴보면 입력으로 인가된 2개의 반송파는 주 경로와 보조 경로로 전력 분배기에 의해 나누어진다. 주 경로에서는 대전력 증폭기에 의해 입력 반송파 신호들이 원하는 출력 레벨까지 증폭되며 이때 혼변조 왜곡 신호들도 함께 발생된다. 이러한 대전력 증폭기의 출력에서 출력 신호들의 일부를 추출하여 빼기 회로에 인가해 주고 보조 경로에서는 순수한 반송파만을 빼기 회로에 인가한다. 빼기 회로에서는 주 경로에서 인가된 반송파와 혼변조 왜곡 신호들 중에서 혼변조 왜곡 신호들만을 출력하게 된다. 빼기 회로에

서 얻어진 혼변조 왜곡 신호 성분들은 다시 주 경로에 결합되어지는데 이때 가변 감쇠기(A)는 주 경로의 혼변조 왜곡 신호와 레벨을 맞추어 주기 위한 것이고, 가변 위상 변환기(ϕ)는 주 경로에 다시 결합될 때 역(180°)의 위상을 맞추어 주기 위해 조절을 하는 것이다. 결국 주 경로에 다시 결합되기 직전의 혼변조 신호들은 주 경로에 있는 혼변조 왜곡 신호들과 크기는 같고 역위상이 되게 해 줌으로써 최종 출력은 혼변조 신호 성분들은 제거되고 순수한 반송파만이 남게 된다 이러한 자동적응 선형전력증폭기를 구현하기 위해서 기존에는 Feedforward 방식의 선형화기를 설계할 때 Pilot Tone들을 사용하였다. 그러나 Pilot Tone들을 사용하는 방식들은 기존 증폭기 업체들의 특허 내용이므로 사용하는 데 문제가 있다. 따라서 Pilot Tone들을 사용하지 않고 특정 출력 전력에서의 혼변조 왜곡 규격뿐만 아니라 출력 레벨 변화와 동작 전압 변화, 외부 온도 변화에 대해서도 모두 혼변조 왜곡 규격을 만족하는 자동적응 선형전력증폭기를 구현하는 것이 매우 시급하다^{[1],[2]}.

최근 전력증폭기는 옥외용으로 사용하고자 하는 시장의 요구와 많은 방출 열량으로 인해 매우 넓은 온도 범위에서 동작하게 되고, 증폭기 및 주변회로의 설계에 세심한 배려가 필요하다. Feedforward 방식 선형전력증폭기의 경우, 반송파 신호의 군속도 지연을 보상하기 위해 군속도 지연 선로 또는 지연 회로가 사용되는데, 이 군속도 지연 선로의 특성이 전체 선형화 성능에 많은 영향을 미친다. 특히 동축 선로를 이용한 군속도 지연 선로는 넓은 동작 온도

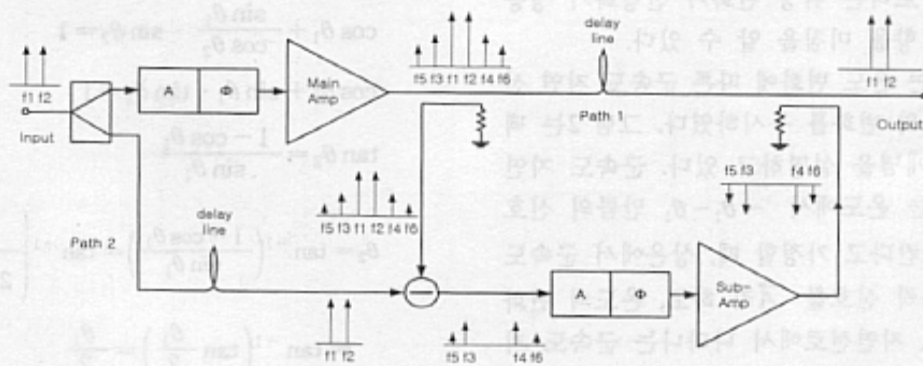


그림 1. Feedforward 방식 선형전력증폭기

Fig. 1. The block diagram of the feedforward-type LPA.

범위에서 위상의 변화를 일으키는데 이것은 직접적으로 선형화 동작에 영향을 미치게 된다. 만약 아날로그 회로를 이용하여 넓은 동작 온도범위에서 군속도 지연 선로가 일정한 신호 감쇠 특성과 위상특성을 갖는다면 Feedforward 선형화기 구현이 매우 용이할 것이다.

II. 벡터 위상 제어 회로의 동작

동축 선로를 이용한 반송파 신호 군속도 지연 선로는 넓은 동작 범위에서 전달 특성의 변화를 일으키는데 이는 동축 선로를 구성하고 있는 도체와 유전체의 온도 변화에 따른 열팽창 계수의 변화에 기인한다. 이 동축 선로를 Feedforward 방식 선형화기에 사용할 때, 동축 선로의 전달 진폭 및 위상의 변화는 신호 제거에 영향을 미친다. 일반적으로 전달 진폭 및 위상의 변화에 따른 신호 제거 변화는 다음과 같이 표현할 수 있다^[1].

$$Cancellation(dB) = 10 \log [\sin^2 \phi_e + (1 - \cos \phi_e)^2] \quad (1)$$

$$Cancellation(dB) = 20 \log \| 10^{E/20} - 1 \| \quad (2)$$

여기에서 ϕ_e 와 E 는 신호 제거를 위한 결합기에서 신호의 완전 제거를 위한 신호의 진폭 레벨 및 위상 값에서 이탈되는 진폭 및 위상 값을 나타낸다.

일반적으로 동축 선로 제조회사에서 제공하는 저위상 변화 동축 선로의 경우 $+70 \sim -55^\circ\text{C}$ 인 동작 온도에 대하여 ± 0.1 dB의 삽입 손실 변화와 $\pm 5^\circ$ 의 위상변화를 나타내고 있다^[4]. 따라서 동축 선로의 진폭 변화보다는 위상 변화가 선형화기 성능에 민감하게 영향을 미침을 알 수 있다.

본 논문에서는 온도 변화에 따른 군속도 지연 선로의 삽입 손실의 변화를 무시하였다. 그림 2는 벡터 위상 제어 개념을 설명하고 있다. 군속도 지연 선로가 동작되는 온도에서 $-\theta_1 - \theta_1$ 만큼의 신호 위상을 변화 시킨다고 가정할 때, 상온에서 군속도 지연 선로의 출력 신호를 \vec{A} 라 하고, 온도의 변화에 의해 군속도 지연선로에서 나타나는 군속도 지연 선로의 출력 신호를 \vec{B} 라 할 때 지연 선로의 출력 신호 \vec{B} 에 임의의 신호 성분을 추가하면 상온에

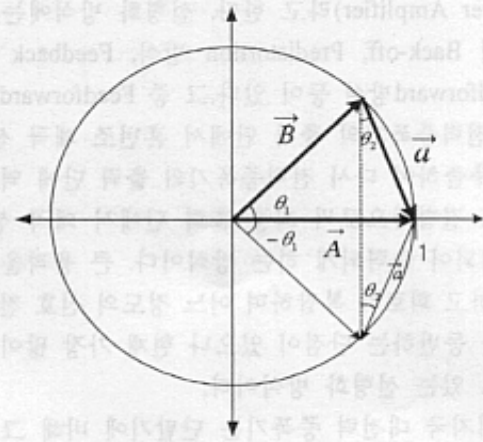


그림 2. 벡터 위상 제어의 개념도.

Fig. 2. The schematic diagram of the vector phase control.

서의 출력 신호를 복원할 수 있을 것이다. 즉,

$$\vec{A} = \vec{B} + \vec{a} \quad (3)$$

를 만족하는 신호 성분 \vec{a} 를 출력 신호 \vec{B} 에 추가하면 항상 일정한 출력신호를 만들어 낼 수 있을 것이다. 이때 각 신호들이 상온에서의 신호 \vec{A} 의 진폭으로 정규화가 되어있다면 추가 신호 성분의 정보는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\cos \theta_1 + a \cdot \sin \theta_2 = 1 \quad (4)$$

$$\sin \theta_1 = a \cdot \cos \theta_2 \quad (5)$$

$$a = \frac{\sin \theta_1}{\cos \theta_2} \quad (6)$$

식 (4)를 식 (2)에 대입하여 θ_2 를 구하면

$$\cos \theta_1 + \frac{\sin \theta_1}{\cos \theta_2} \cdot \sin \theta_2 = 1 \quad (7)$$

$$\cos \theta_1 + \sin \theta_1 \cdot \tan \theta_2 = 1 \quad (8)$$

$$\tan \theta_2 = \frac{1 - \cos \theta_1}{\sin \theta_1} \quad (9)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \cos \theta_1}{\sin \theta_1} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2 \sin^2 \frac{\theta_1}{2}}{2 \sin \frac{\theta_1}{2} \cos \frac{\theta_1}{2}} \right) \\ = \tan^{-1} \left(\tan \frac{\theta_1}{2} \right) = \frac{\theta_1}{2} \quad (10)$$

이제 추가 신호의 진폭을 구해 보면

$$a = \frac{\sin \theta_1}{\cos \frac{\theta_1}{2}} \quad (11)$$

$$|a| = 20 \log \left| \frac{\sin \theta_1}{\cos \frac{\theta_1}{2}} \right| \quad [dB] \quad (12)$$

결과적으로 군속도 지연선로의 위상이 $\theta_1 = \pm 5^\circ$ 범위에서 변화하면 $\theta_2 = \pm 2.5^\circ$ 변화를 가지면서 신호 진폭의 크기가 반송파 신호대비 $|a|_{\max} = 0.0087$ (-21.19 dB)인 부가 신호의 vector적인 합성을 통해 원래의 신호정보를 그대로 유지할 수 있다. 이때 군속도 지연회로의 위상 변화량이 작으면 부가 신호의 최대 진폭 및 위상이 작아짐을 확인할 수 있다. 그림 3은 자동적응 벡터 제어를 이용한 RF 군속도 지연선로의 고정 위상 제어 회로를 보이고 있다. 그림 3에서 모듈 F와 G 그리고 전송선로 DL3는 측정 위한 모듈로서 실제 회로에서는 포함이 되지 않는 회로들이다. 모듈 F는 일정한 출력 레벨을 갖는 1-tone 또는 2-tone 입력신호가 저위상 변화 가변 감쇠기를 통과하면서 일정한 위상을 갖는 가변 출력 레벨 1-tone 또는 2-tone 신호를 구현한 것이다. 전송선로 DL1은 Feedforward 방식 선형전력증폭기의 주경로에 위치한 군속도 지연선로를 나타내며, 전송선로 DL1의 앞 단에 위치한 가변 위상변환기 (ϕ_1)는 전송선로 DL1의 온도에 따른 위상변화를

대신 표현하기 위한 회로이다. 결합기 Coupler 1에 인가되는 최초 입력 신호는 결합기에 의해 대부분의 신호는 전송선로 DL1에 전달되어 군속도 지연이 일어나며, 결합기 1에서 일부 추출된 신호들은 전송선로 DL2를 거친 후에 분배기에 의해 신호의 일부는 가변 위상 변환기 ϕ_2 에 인가되고 이 신호는 가변 감쇠기 A1와 증폭기를 거쳐 결합기 Coupler 2에서 군속도 지연된 주 신호와 합쳐짐으로써 군속도 지연선로의 출력 신호가 일정한 진폭과 위상을 갖게 하는 것이다. 이때 지연 선로 DL2는 광대역 주파수 특성을 얻기 위한 전송선로로서 실제로 대전력 선형전력 증폭기에서는 지연선로 DL1은 삽입손실 특성이 매우 양호한 전송선로를 사용해야 하지만 지연선로 DL2는 삽입손실 특성이 나쁜 선로를 사용하여도 무방하다. 지연선로 DL2를 거친 후 분배기에서 나눈 또 다른 신호들은 진폭 및 위상을 제어하는 회로에 연결되며 그 회로 동작은 다음에 설명되어 있다. 한편 결합기 3에서는 최종 출력 신호의 일부를 추출하여 최종 출력 신호의 진폭 및 위상 정보를 제공한다.

2-1 AGC(Automatic Gain Control)

그림 3의 모듈 B의 RF 스위치 SW1은 클럭 발생기에 의해 두 입력 단 중에 하나를 선택하여 신호

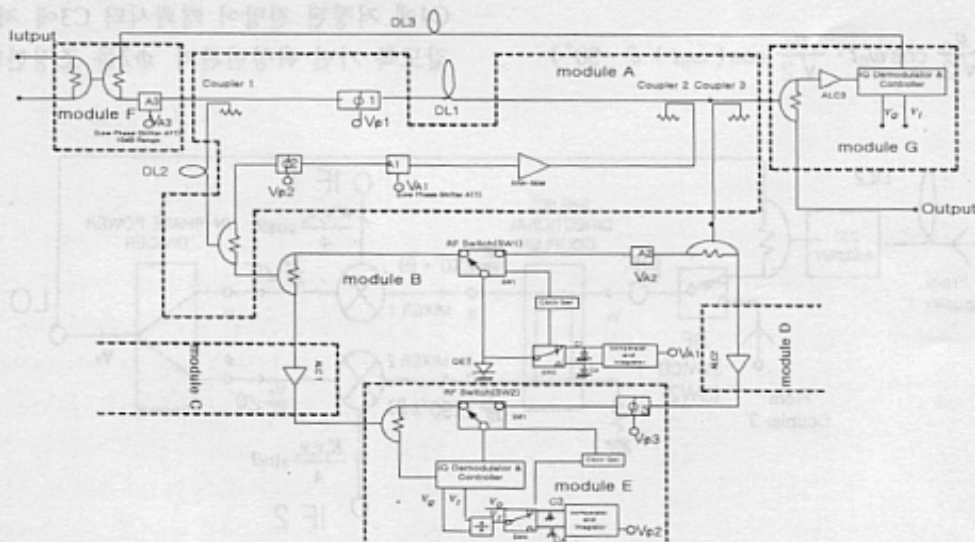


그림 3. 자동적응 vector control을 이용한 고정 위상 제어기 block diagram
Fig. 3. The block diagram of the fixed phase control circuit using adaptive vector control.

레벨 감지기(DET)에 연결하고, 신호 레벨 감지기는 RF 신호 레벨을 DC 신호로 전환한다. 만약 클럭 발생기가 low 값을 가지면 RF 스위치는 군속도 지연선로의 입력 단을 선택하게 되고, 그 입력 신호 레벨 전압을 캐패시터 C1에 저장하고, 클럭 발생기가 high 값을 가지면 RF 스위치는 군속도 지연선로의 출력 단의 결합기 3에 연결되어 최종 출력 신호 레벨 전압을 캐패시터 C2에 저장한다. 이 캐패시터 C1, C2에 저장된 전압이 비교 및 적분회로에 인가되어 출력 전압 VA1이 가변 감쇄기를 제어함으로써 전체 이득을 일정하게 한다^{[5],[6]}.

2-2 APC(Automatic Phase Control)

그림 4는 군속도 지연선로의 위상을 일정하게 유지하기 위한 회로로 일반적인 I&Q Demodulator의 회로를 이용한다. I&Q Demodulator는 입력으로 두 개의 고주파 신호를 인가하여 두 고주파 신호간의 위상정보를 추출하는 회로이다^[7].

I&Q 복조기의 RF 및 LO 단자의 입력신호를 각각 $V_r \cos(\omega t)$, $V_o \cos(\omega t + \theta)$ 이라고 할 때, I&Q 복조기의 동작을 수식적으로 살펴보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{IF1} &= K_1 \frac{v_r}{\sqrt{2}} \cos \omega_0 t \cdot \frac{v_o}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0 t + \theta) \\ &= \frac{K_1}{4} v_r v_o [\cos(2\omega_0 t + \theta) + \cos \theta] \end{aligned} \quad (13)$$

$$v_{IF2} = K_2 \frac{v_r}{\sqrt{2}} \cos \omega_0 t \cdot \frac{v_o}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0 t + \theta - 90^\circ)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{K_1}{2} v_r v_o [\cos(2\omega_0 t + \theta - 90^\circ) + \cos(\theta - 90^\circ)] \\ &= \frac{K_1}{4} v_r v_o [\cos(2\omega_0 t + \theta - 90^\circ) + \sin \theta] \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 K_1, K_2 : Conversion Factor

이때 동일한 혼합기를 사용하고 IF 출력 신호들이 매우 낮은 주파수 성분들을 통과시키는 저역 통과 여파기를 통과한다면 V_{IF1}, V_{IF2} 는 각각

$$\begin{aligned} v_{IF1} &= \frac{K_1 v_r v_o}{4} \cos \theta \\ v_{IF2} &= \frac{K_1 v_r v_o}{4} \sin \theta \end{aligned} \quad (15)$$

이 되며, V_{IF1}, V_{IF2} 를 나눈다면 RF 및 LO 단자에 인가되는 두 신호들간의 상대 위상 정보를 얻을 수 있다. 즉,

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \theta}{\cos \theta} \right) \quad [rad] \quad (16)$$

이 상대 위상 정보는 analog multiplier IC로 얻어질 수 있다.

이 위상 제어 회로에서 RF 스위치를 결합기 1 쪽으로 선택해 놓으면 입력 단으로부터 인가되는 입력 신호의 위상 정보가 추출되어 이것을 캐패시터 C3에 저장하고, RF 스위치를 결합기 3 쪽으로 선택해 놓으면 출력 단으로부터 인가되는 위상 정보가 C4에 저장된 전압이 캐패시터 C3에 저장된 전압과 같도록 가변 위상변환기 ϕ_2 를 조정한다면 항상 일

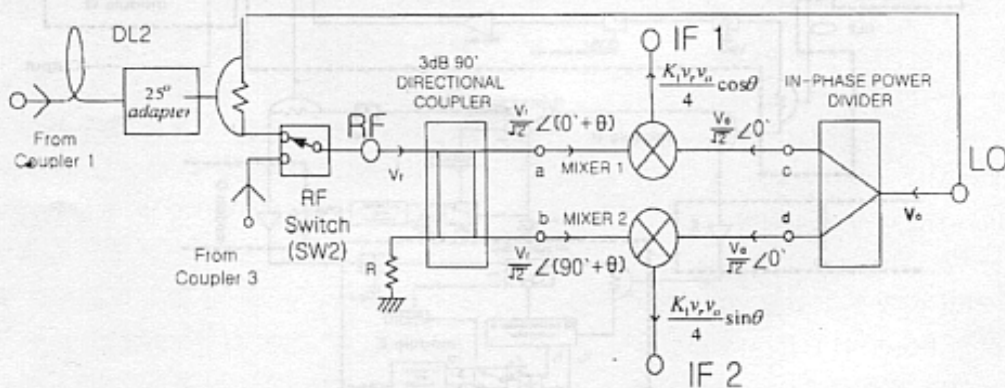


그림 4. 위상의 제어회로도

Fig. 4. The diagram of phase control circuit.

추출되고 이것을 캐패시터 C4에 저장하여 캐패시터 정한 위상이 유지될 것이다. 이때 전송선로 DL2는 광대역 위상제어 특성을 얻기 위한 균속도 지연 선로인데, 이 지연선로 역시 온도 변화에 따라 위상변화를 일으킨다. 그러나 입력 신호의 위상 정보를 추출할 때 위상 변화된 입력 신호가 동시에 I&Q 복조기의 RF 및 LO단자에 동시에 입력되므로 기준 위상정보를 추출하는 데에는 문제가 없다.

2-3 ALC(Automatic Level Control)

ALC 회로에 입력된 RF 신호들은 감쇠기와 증폭기를 거쳐 출력되는데 출력 신호의 일부가 분기되어 신호 검출기에 인가됨으로써 DC 전압으로 변환시킨다. 즉 검출 전압 V_d 는 ALC 출력단에서 출력시키고자 하는 RF 신호 레벨에 대응하는 검출전압 V_{ref} 와 비교함으로써 현재 출력 신호 레벨이 목표 신호 레벨보다 작으면 감쇠기의 감쇠량을 줄이므로 출력 신호 레벨을 키우고, 검출 전압 V_d 가 비교 전압 V_{ref} 보다 크면 감쇠기의 감쇠량을 키우므로 출력 신호 레벨을 줄여서 출력 전력이 일정하게 되도록 한다. 이런 과정을 통하여 검출 전압 V_d 와 비교 전압 V_{ref} 가 같게 된다^[3]. 이 ALC 회로에 사용된 감쇠기와 다른 모듈에 사용된 감쇠기는 신호 감쇠 시에 위상의 변화를 최소화 시킨 저위상 변화 감쇠기로써, 감쇠기에서 발생하는 위상변화가 위상 측정 시에 문제가 되지 않게 하였다^[8].

III. 실험 및 결과

자동적응 벡터 제어를 이용한 RF 균속도 지연선로의 고정 위상 제어기법의 타당성을 보이기 위해 본 논문에서는 셀룰러 이동전화 기지국 송신대역 주파수인 869~894 MHz 대역을 동작 주파수로 설정하였으며, Feedforward 방식 선형전력증폭기에 쓰이는 주 경로의 균속도 지연선로의 온도에 따른 위상변화를 최소화 시키는 것을 목표로 하였다. 사용된 균속도 지연선로는 RG-0.141/U를 사용하였으며 균속도는 12.87nsec이며, 길이는 2.6 m이다. 기존 동축선로 제조업체에서 제공하는 저위상 변화 동축선로의 경우 +/- 5° 변화를 보증하고 있다. 출력 신호의

분석은 진폭의 경우 스펙트럼 분석기로 그 변화를 확인하였고, 위상의 경우에는 I&Q 복조기로 위상변화를 확인하였다. 입력 전력에 관계없이 일률적으로 위상변화를 확인하기 위해 I&Q 복조기 앞에는 ALC회로를 두어 입력 전력 변화에 따른 위상변화를 동시에 측정할 수 있게 하였다.

가변 감쇠기 및 가변 위상 변환기는 좋은 반사 특성을 얻기 위하여 반사형 구조를 채택하였으며, 사용된 다이오드는 각각 Microsemi사의 UPP-9401과 Sony사의 1T362이다. 3 dB 분배기는 RF Power사의 S03A888N1을 사용하였다. IQ 복조기를 구현하는데 사용된 혼합기는 Mini-circuit사의 TUF-2SM로 구현하였다. 제작된 가변 위상변환기의 특성은 표 1과 같다.

동작 온도에 따른 균속도 지연선로 DL1의 위상변화를 등가적으로 나타내기 위해 제작된 가변 위상변환기 $\phi 1$ 와 균속도 지연선로 DL1은 가변 위상변환기 제어 전압이 8V일 때를 상온특성으로 하였고, 제어전압을 9V 및 7V일 때 위상변화를 고온 및 저온에서의 균속도 지연선로의 위상변화로 간주하였으며 제어전압 +9V~+7V일 때 위상의 변화가 약

표 1. 가변 위상 변환기의 위상 변화 특성
Table 1. The phase variation characteristics of variable phase shifter.

인가 전압[V]	Phase [deg]
0	0
2	23
4	43.1
6	62.8
7	73.2
8	84
9	95.1
10	102
12	123
14	140
16	152
18	161

21.9도 임을 알 수 있다.

또한 ALC 회로 내에 존재하거나 독립적으로 사용된 저위상 변화 가변감쇠기의 특성은 표 2에 나타내었다. 감쇠기의 제어전압이 0~7V에서 신호감쇄가 약 24 dB 정도 발생하며 위상의 변화는 약 2° 정도 변함을 알 수 있다. 이 논문에서는 입력 신호의 변화를 10 dB로 설정하였고 각 모듈에서 사용된 가변감쇠기의 감쇄 범위를 20 dB보다 작게 잡았으므로 신호 변화에 따른 위상의 변화는 거의 무시할 수 있다.

그림 4에 나타낸 위상 제어 회로에서는 균속도 지연회로에서 광대역 주파수 특성을 얻기 위해 전송선로 DL2를 사용하였는데, 이 전송선로 역시 외부의 동작온도에 따라 위상이 변한다. 그러나 기준 위상을 측정할 때 위상 변화된 신호가 RF 및 LO 단자에 들어가며 따라서 전송선로 DL2에서의 위상 변화는 무시할 수 있게 된다. 표 3과 표 4는 각각 RF 신호가 각각 1-tone과 2-tone일 때 신호레벨의 변화와 위상을 25° 변화시켰을 때의 위상특성을 I&Q 복조기로 측정한 것이다. 측정결과는 위상변화가 거의 나타나지 않음을 보이고 있다.

입력 신호에 따른 출력 신호의 특성을 측정하기 위해 그림 3과 같이 연결하고, 입력 신호는 880 MHz인 1-tone CW일 때와 877 MHz와 882 MHz인 2-tone 일 때로 구분하여 측정하였고, 선형전력증폭기의 출력레벨이 변하는 것을 감안하여 신호레벨이 각각 10 dBm, 5 dBm, 0 dBm로 변할 때를 측정하였

표 2. 저위상 가변 감쇠기의 감쇠 특성

Table 2. The attenuation characteristics of low phase shifting attenuator.

인가 전압 [V]	Attenuation[dB]
0	0
1	-1.2
2	-3.6
3	-6.2
4	-9
5	-12.3
6	-16.7

표 3. 전송선로 DL3의 위상변화에 따른 위상 고정 회로의 기준위상 측정결과(1-tone case)

Table 3. Reference phase measurement results of APC according to phase variation of transmission line DL3 (1-tone case).

Power [dBm]	1-tone[880 MHz]			
	IF1[mV]		IF2[mV]	
	25도 변화 전	25도 변화 후	25도 변화 전	25도 변화 후
-15	1.1	1.1	2.3	2.3
-11	2.8	2.9	5.0	5.0
-7	7.2	7.2	10.1	10.1
-3	16.2	16.3	17.7	17.8
1	29.7	29.7	27.0	27.1
5	46.0	46.0	37.3	37.4
10	81.0	81.0	55.4	55.4

표 4. 전송선로 DL3의 위상변화에 따른 위상 고정 회로의 기준위상 측정결과(2-tone case)

Table 4. Reference phase measurement results of APC according to phase variation of transmission line DL3 (2-tones case).

Power [dBm]	2-tone[877 MHz, 882 MHz]			
	IF1[mV]		IF2[mV]	
	25도 변화 전	25도 변화 후	25도 변화 전	25도 변화 후
-15	4.9	4.9	2.9	2.8
-11	10.9	10.8	8.2	8.1
-7	20.0	20	20.0	19.9
-3	30.0	30	35.2	35.1
1	40.3	40.2	51.2	51.1
5	53.0	52.9	74.8	74.7
10	80	79.9	124.2	124.1

다. 상온에서의 특성을 균속도 지연선로 DL1의 앞에 달려 있는 가변 위상변환기의 제어 전압을 +8V로 하였고 고온 및 저온에서의 특성을 각각 가변 위

표 5. 군속도 지연선로의 고정 위상 제어기 특성(1-tone인 경우)

Table 5. Fixed phase control circuit characteristics of group delay coaxial cable (1-tone case).

	P_{in} [dBm]	위상변화 [V [(deg)]]	출력 위상				P_{out} [dBm]
			I [mV]	Q [mV]	Q/I	PHASE[deg]	
1-tone [880 MHz]	0	9(+10)	18.9	10.2	0.540	28.37	-11.2
		8(0)	19	10.4	0.547	28.71	-11.2
		7(-10)	19	10.3	0.542	28.48	-11.2
	5	9(+10)	18.8	10.3	0.548	28.73	-5.17
		8(0)	19	10.4	0.547	28.71	-5.17
		7(-10)	19	10.3	0.542	28.48	-5.23
	10	9(+10)	19	10.3	0.542	28.48	-1.17
		8(0)	19	10.3	0.542	28.48	-1.17
		7(-10)	19	10.3	0.542	28.48	-1.23
오차					0.36	0.06 dB	

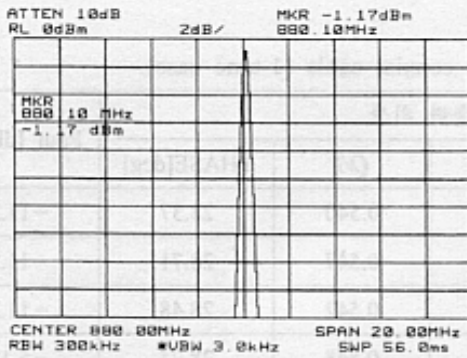
표 6. 군속도 지연선로의 고정 위상 제어기 특성(2-tone인 경우)

Table 6. Fixed phase control circuit characteristics of group delay coaxial cable (2-tones case).

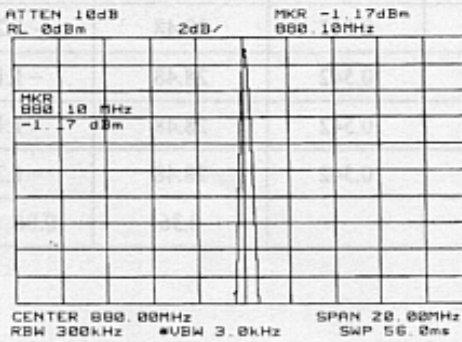
	P_{in} [dBm]	위상변화 [V [(deg)]]	출력 위상				P_{out} [dBm]	
			I [mV]	Q [mV]	Q/I	PHASE[deg]	877MHz	882MHz
2-tone [877 MHz, 882 MHz]	0	9(+10)	158	35	0.222	12.50	-11.23	-11.23
		8(0)	158	35	0.222	12.50	-11.23	-11.23
		7(-10)	158	35	0.222	12.50	-11.23	-11.20
	5	9(+10)	158	34	0.222	12.15	-6.20	-6.20
		8(0)	158	35	0.222	12.50	-6.27	-6.27
		7(-10)	158	35	0.222	12.50	-6.20	-6.20
	10	9(+10)	158	34	0.222	12.15	-1.20	-1.20
		8(0)	158	35	0.222	12.50	-1.20	-1.20
		7(-10)	158	35	0.222	12.50	-1.23	-1.23
오차					0.35	0.07 dB		

상변환기의 제어 전압을 +7V 및 +9V 로 치환하였다. 이 경우 위상변화는 각각 +/-10° 에 해당된다. 측정 결과는 표 5, 표 7에 요약하였고, 진폭 출력 특성 변화에 대해서는 그림 5, 6에 나타내었다. 1-tone인 경우에는 10dB 전력변화와 +/-10°의 위상변화에 대해 0.06dB와 0.36°의 삽입손실 변화 및 위상변

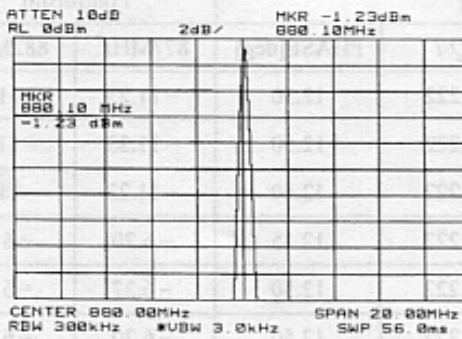
화를 일으켰으며, 2-tone의 경우에는 0.07dB와 0.35°의 삽입손실 변화 및 위상변화를 일으킴을 볼 수 있었다. 그림 7은 제작되어진 자동적응 벡터 제어를 이용한 군속도 지연선로의 고정 위상 제어기의 실험을 사진으로 찍은 것이다.



(a)



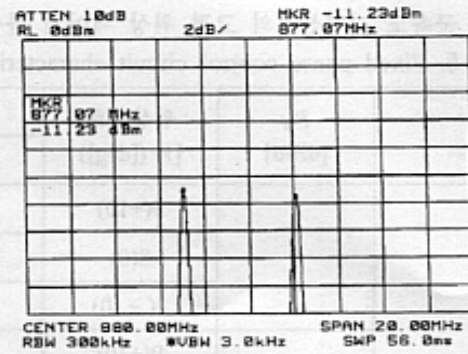
(b)



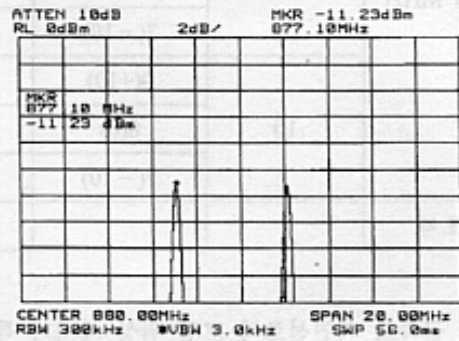
(c)

- 그림 5. (a) $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=0$ 일 때의 1-tone 출력신호 특성
 (b) $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=+10^\circ$ 일 때의 1-tone 출력신호 특성
 (c) $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=-10^\circ$ 일 때의 1-tone 출력신호 특성

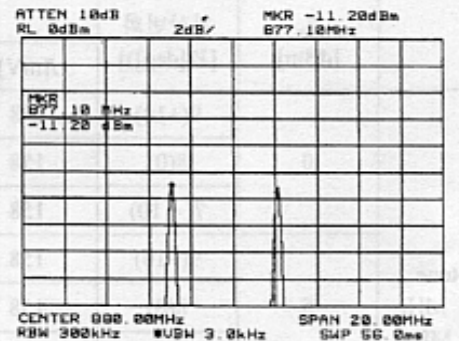
Fig. 5. (a) The 1-tone output signal waveform (@ $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=0^\circ$)
 (b) The 1-tone output signal waveform (@ $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=+10^\circ$)
 (c) The 1-tone output signal waveform (@ $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=-10^\circ$)



(a)



(b)



(c)

- 그림 6. (a) $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=0$ 일 때의 2-tone 출력신호 특성
 (b) $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=+10^\circ$ 일 때의 2-tone 출력신호 특성
 (c) $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=-10^\circ$ 일 때의 2-tone 출력신호 특성

Fig. 6. (a) The 2-tones output signal waveform (@ $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=0^\circ$)
 (b) The 2-tones output signal waveform (@ $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=+10^\circ$)
 (c) The 2-tones output signal waveform (@ $P_{in}=10$ dBm, $\Delta\phi=-10^\circ$)

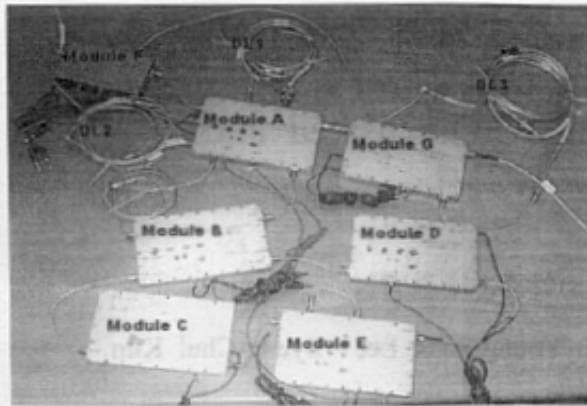


그림 7. 제작되어진 자동적응 벡터 제어를 이용한 군속도 지연선로의 고정 위상

Fig. 7. The photograph of the fixed phase control circuit of group delay line using adaptive vector control.

IV. 결 론

대전력 증폭기의 비선형 특성을 효과적으로 선형화 시키는 Feedforward 기법은 기본적으로 Loop 경로간의 지연시간을 맞추어주기 위해 군속도 지연 전송선로가 사용된다. 이 군속도 지연선로는 외부의 동작온도에 따라 전달 위상 특성이 변하게 되며 이는 전체적인 신호제거 특성에 영향을 미치게 된다. 본 논문에서는 자동적응 벡터 제어 방법에 의한 보정 신호를 군속도 지연선로 출력 단의 신호에 인가함으로써 군속도 지연선로의 위상 특성이 일정하게 유지되게 하였고 이는 군속도 지연 선로의 전달 특성을 일정하게 할 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 방법을 이용할 경우 군속도 지연선로의 전달특성을 일정하게 유지할 수 있다. 외부 환경 변화에 대해서 Feedforward 선형화 특성을 일정하게 유지시킬 수 있다는 점에서 사용 가치가 매우 높다고 할 수 있겠다.

참 고 문 헌

[1] Derek L. Tattersall, "Feed Forward Amplifier Network with Frequency Swept Pilot Tone", US Patent no.5130663, 1992.

[2] Shoichi Narahashi, Toshio Nojima, Makoto Maeta, "Feed-Forward Amplifier", US Patent no. 5166634, 1993.

[3] A. K. Talwar, "Reduction of noise and distortion in amplifiers using adaptive cancellation", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 6, June, 1994.

[4] Insulated Wire Incorporated Databook.

[5] 정용채, "Pilot tone들을 사용하지 않는 자동적응 선형전력 증폭기용 주 신호 제거회로 설계", *대한전자공학회논문지 제36권 D편 제9호*, pp. 6-12, 1999.

[6] In-ho Kang, Ik-soo Chang, Yong-chaе Jeong, Sang-won Yun, "The Design of Automatic Gain and Phase Controlled Amplifier", *APMC*, pp.18-21, 1995.

[7] Walter Joswick, "I/Q Networks deliver various modulation formats", *Microwave&RF*, vol. 33, pp.81-94, March, 1994

[8] 강민수, 강원태, 장익수, "반사형 저위상 변화 감쇠기의 설계", *대한전자공학회논문지, 제34권 D편 제9호*, pp.1-5, 1997.

정 용 채



1963년 7월 15일생
 1989년 2월: 서강대학교 이공대학 전자공학과(공학사)
 1991년 2월: 서강대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1996년 8월: 서강대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자(주) 정보통신본부 선임연구원
 1998년 2월~현재: 전북대학교 공과대학 전자정보공학부 조교수
 현재: 전북대학교 정보통신연구소 연구원

