

주파수 직접변환방식의 직교변조부 에러보정에 관한 연구

A Study of Error Compensation for Quadrature Modulator in Frequency Direct Conversion Method

백주기* · 이일규** · 방성일* · 진년강*

Ju-Ki Baek* · Il-Kyoo Lee** · Sung-Il Bang* · Youn-Kang Chin*

요 약

본 연구에서는 주파수 직접변환방식의 변조부의 채널이득 / 위상불균형과 국부발진누설 등의 에러보정방법을 제안하였다. 채널불균형보정은 직교변조기에서 시험신호를 전송한 후 수신된 전력을 이용하였다. 이 방법을 적용하면 전송채널의 영향을 적게 받으므로 적응알고리즘을 주파수에 따른 위상불균형변환도 쉽게 보정할 수 있다.

본 연구에서 적용한 보정 알고리즘(반복계수 = 11)은 기존의 알고리즘(반복계수 = 43)에 비해 보다 빠르게 수렴하고 있음을 확인하였다. 수치해석 결과 국부발진누설을 고려하지 않은 경우는 DC-오프셋 및 채널이득 / 위상 불균형 보정계수와 반복계수는 각각($f_1 = -0.0199999$, $f_2 = -0.050001$)과 ($C_{22} = 0.9133$, $C_{12} = -0.0524$, $N = 13$) 수렴하였으나, 국부발진누설을 고려한 경우 보정계수는($f_1 = -0.02$, $f_2 = -2.2476$)과 ($C_{22} = 0.9133$, $C_{12} = -0.0524$, $N = 16$)로 수렴하였다.

Abstract

In this study, a method of error compensation for channel gain imbalance, phase imbalance and local oscillator leakage in the modulator of frequency direct conversion is suggested. The compensation of channel imbalance can be carried out by using the received power after transmitting test signal. By applying this method, the phase imbalance conversion with frequency can be easily compensated since this method is rarely affected by the transmission channel. It is confirmed that the algorithm proposed in this study(iteration coefficient = 11) converges faster than conventional algorithm(iteration coefficient = 43). From the numerical results, the DC-offset, channel gain, phase imbalance compensation coefficient and iteration number converges into($f_1 = -0.0199999$, $f_2 = -0.050001$, $C_{22} = 0.9133$, $C_{12} = -0.0524$, $N = 13$) when the local oscillator leakage is not considered. However, it converges into($f_1 = -0.02$, $f_2 = -2.2476$, $C_{22} = 0.9133$, $C_{12} = -0.0524$, $N = 16$) when the local oscillator leakage is considered.

I. 서 론

최근 디지털 무선통신용 기기는 소형화, 저 소비 전력화, 고성능화되고 있으며 서비스도 광역화됨에 따라 직접변환 방식의 중요성이 점점 증가하고 있

「이 논문은 한국전자통신연구원 연구비 지원에 의해 연구되었음」

* 단국대학교 전자공학과(Dept. of Electronics, Dankook University)

** 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소 전파기술부(Radio Technology Department, Radio and Broadcasting Technology Lab., ETRI)

· 논문 번호 : 980416-044

· 수정완료일자 : 1998년 6월 29일

다. 현재 디지털 셀룰러시스템에서 사용하는 헤테로다인 수신방식은 성능은 우수하지만 미래의 이동통신 단말기인 PCS와 IMT-2000에 적용하게 되면 단말기의 가격이 상승할 뿐만 아니라 상대적으로 물리적 부피가 커지게 된다. 또한 헤테로다인 방식을 사용하면 IF 및 RF 처리부를 MMIC화 하기 어렵기 때문에 이를 해결하기 위한 방안으로 주파수 직접변환방식을 적용하고자 하는 연구가 필요하다^[1].

RF단의 기능과 DSP기술을 결합시킨 선형변조 방식을 적용한 주파수 직접변환 수신방식은 기존의 헤테로다인 수신방식과는 달리 중간주파수단이 생략되어 국부발진주파수의 신호가 베이스밴드로 하향되는 구조를 가진다. 이 방식의 송신기 구성은 DSP에 의해 I 및 Q 채널성분을 베이스밴드에서 생성하여 RF단으로 직교변조를 한다. 수신기에서는 수신된 RF신호를 복조시켜 DSP기술에 의해 처리될 수 있도록 하는 방식으로 디지털 신호처리기술과 집적회로기술의 발달로 수신신호에 대한 신뢰성이 높고 향후 하나의 칩으로 소형화될 것으로 전망된다^[2].

주파수 직접변환방식을 사용하면 국부발진부에 의한 DC오프셋, 국부발진누설, 변조방식에 따른 진폭 및 위상불균형문제 등이 발생한다^[3]. 이와 같은 문제를 보정하기 위해 많은 연구결과가 발표되었다^[4]~^[6]. 그 중 시험신호를 이용하여 수신된 전력으로 보정하는 방법^[5]은 전송채널의 영향을 적게 받을 뿐만 아니라 적용알고리즘을 이용하여 주파수에 따른 위상불균형의 변환도 보정할 수 있다. 기존의 연구에서는 채널이득/위상불균형 등을 고려하였지만 DC-오프셋이나 채널불균형에 따른 많은 영향을 주는 국부발진누설은 고려하지 않았다.

본 연구에서는 주파수 직접변환방식의 변조단의 국부발진누설의 영향 정도를 알아 보고, 기존의 모델링에 국부발진누설을 추가한 모델링을 제안하였다. 또한 기존의 모델링과 제안된 모델링에 DC-오프셋과 채널불균형 보정계수를 구하는 알고리즘을 적용하여 수렴과정을 보였으며 기존의 알고리즘과 본 연구에서 적용한 알고리즘을 비교하여 수렴과정의 결과를 비교, 분석하여 그 특성을 제시하였다.

II. 직교변조방식의 채널불균형과 모델링

전체적인 시스템인 아날로그시스템의 변조부의 물리적인 모델을 나타내면 그림 1과 같다^[12]. 그림 1은 DSP를 기본으로 직교변조기로부터 들어오는 I 및 Q채널성분은 D/A변환기와 필터를 통과하여 DC오프셋과 이득의 차를 나타낸다. 국부발진신호를 이용한 위상천이기는 정확한 $\pi/2$ 의 위상차를 나타내지 못하므로 cosine과 sine의 기준은 부정확하다. 혼합기는 완벽하게 평형이 될 수 없으므로 다시 이득차를 발생한다. 또한 LO신호의 성분이 DC오프셋과 유사하게 출력신호 $v_q(t)$ 로 누설될 수 있다.

직교변조부에서의 발생되는 에러를 요약하면 다음과 같다.

- ① DC오프셋 에러 : a_1, a_2
- ② 진폭이득 : α (I-채널), β (Q-채널)
- ③ 위상분배에러 : ϕ
- ④ 이득비(gain ratio) : $\gamma = \frac{\alpha}{\beta}$
- ⑤ 이득불평형(gain imbalance) : $\varepsilon = \gamma - 1$

$v_m(t)$ 을 $[v_{m1}(t), v_{m2}(t)]^T$ 로 나타내면 직교변조조과는 식 (1)과 같다.

$$v_q(t) = \mathbf{M}(v_m(t) + \mathbf{a}) \tag{1}$$

여기서

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \alpha \cos(\phi/2) & \beta \sin(\phi/2) \\ \alpha \sin(\phi/2) & \beta \cos(\phi/2) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{2}$$

이다.

직교변조기의 채널불균형에는 구성부품에 의한 것뿐만 아니라 변조신호 자체의 진폭불균형, 위상 불균형이 발생하지만 이러한 에러는 송신측에서 제

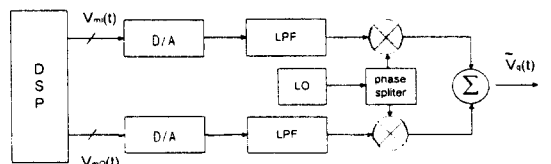


그림 1. 아날로그 시스템의 변조부의 물리적인 모델.
Fig. 1. Physical Model for modulator of analog system.

어가 가능하다. 여기에서는 구성부품에 의한 채널 불균형만 고려하였다[5].

그림 2는 채널불균형이 있는 주파수 직접변환 변조부의 직교변조과정을 묘사한 구성도이다. 직교변조기를 통과한 출력신호 V_{qr} 은 다음과 같다.

$$V_{qr} = (V_{mr} + a_1) \cdot \alpha \cos\omega_c t - (V_{mi} + a_2) \cdot \beta \sin[\omega_c t - (\phi + \delta)] \quad (3)$$

식 (3)의 동상성분과 직교성분으로 분리하여 정리하면 식 (4)와 같다.

$$V_{qr} = [\cos\omega_c t - \sin\omega_c t] \cdot \begin{bmatrix} \alpha & \beta \sin(\phi + \delta) \\ 0 & \beta \cos(\phi + \delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{mr} + a_1 \\ V_{mi} + a_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{E}_M \cdot (\mathbf{V}_m + \mathbf{A}) \quad (4)$$

여기서 \mathbf{M} 은 이상적인 직교변조과정을 나타내는 행렬, \mathbf{E}_M 은 직교변조기의 채널불균형에 따른 변조에러, \mathbf{V}_m 는 전송신호, \mathbf{A} 는 DC오프셋을 나타내는 행렬이다. 이러한 변조에러를 보정하기 위하여 본 연구에서는 그림 3과 같은 보정기를 이용하였다.

\mathbf{C}_M 은 변조에러 보정기의 보정계수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

여기서 $\gamma = \alpha / \beta$ 로서 채널간 이득불균형을 나타내며 크기인자 $1/\alpha$ 은 반복알고리즘을 사용하기 위해 1로 간소화 하였다. C_{12} 과 C_{22} 는 각각 위상보정계수

$$\mathbf{C}_M = \frac{1}{\alpha} \begin{bmatrix} 1 & -\tan(\phi + \delta) \\ 0 & \gamma \sec(\phi + \delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & C_{12} \\ 0 & C_{22} \end{bmatrix} \quad (5)$$

와 이득보정계수를 나타낸다. 그림 4는 베이스밴드의 변조에러 보정기가 있는 RF 직교변조기의 상세

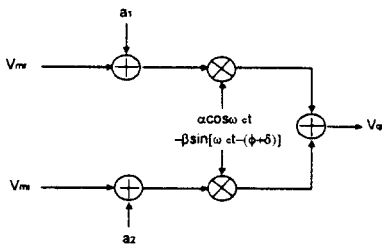


그림 2. 직교변조기의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of quadrature modulation.

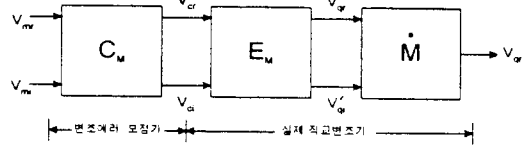


그림 3. 변조에러 보정기
Fig. 3. Compensator for modulation error.

도로서 전송신호를 실제의 직교변조기에 직접 입력시키는 대신, 변조에러보정기를 거쳐 전치왜곡시킨 후 입력함으로써 실제의 직교변조기에서 발생하는 변조에러를 보정하는 구조를 가진다.

이러한 구조는 보정기가 베이스밴드에 위치하므로 구현하기가 용이할 뿐만 아니라 실제의 직교변조기의 진폭 및 위상불균형 성분들이 주파수나 주위온도변화와 같은 동작 환경에 따라 변하더라도 적응 알고리즘을 이용하여 보정계수를 구하는데 적합한 구조이다.

III. 직교변조기의 에러영향 분석과 수정된 직교변조기의 모델링

측정시스템을 이용하면 반송파, 불요 측대파, 상향변환된 변조신호의 고조파, 그리고 변조된 반송파의 고조파들에 대한 특성을 알 수 있다. 불요 측대파 억압 및 반송파 억압과 같은 파라미터들 중 일부는 식 (3)에 의해 나타낼 수 있으며 이것은 위상 에러, 진폭 불균형, 그리고 DC오프셋에러를 결합시킨 것이다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

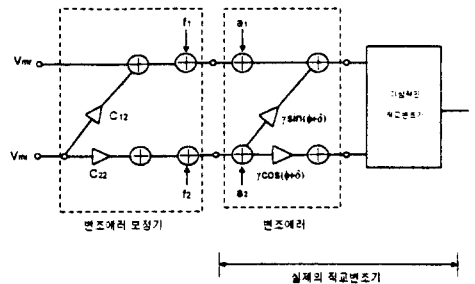


그림 4. 보정기가 있는 RF 직교변조기
Fig. 4. RF quadrature modulation with compensator.

$$v(t) = \{K_c K_m [\sin(\omega_c t + \alpha) + D_{c_1}] [\sin(\omega_m t + \beta) + D_{m_1}] + [\cos(\omega_c t) + D_{c_2}] [\cos(\omega_m t) + D_{m_2}]\} \quad (6)$$

여기서 α = 캐리어 위상에러, β = 변조 위상에러, K_c = 반송파 진폭균형을 (amplitude-balance ratio), K_m = 변조신호 진폭균형을, D_c = 반송파에서 침두 전압의 진동에 의해 분할된 DC오프셋, D_m = 변조신호에서 침두전압진동에 의해 분할된 DC오프셋이다. 원하는 측파대항은 $\omega_c - \omega_m$ 의 함수로 결정하면 원하는 측파대의 벡터상태 진폭에러 ([dB])와 벡터상태 위상에러 (deg.)는 다음과 같이 주어진다^{[8],[9]}.

$$a(t)_{error} = 10 \log \left\{ \frac{1}{2} [1 + 2K_m K_c \cos(\alpha - \beta) + K_m^2 K_c^2] \right\} \quad (7)$$

$$\phi(t)_{error} = \tan^{-1} \left[\frac{-K_m K_c \sin(\alpha - \beta)}{1 + K_m K_c \cos(\alpha - \beta)} \right] \quad (8)$$

그림 5, 6, 7, 8에서 보듯이 진폭불균형은 진폭에러, 위상불균형은 위상에러에 많은 영향을 준다. 또한 위상불균형이 진폭에러에 영향을 주는 것보다 진폭불균형이 위상에러에 영향을 주는 정도가 크다는 것을 알 수 있다. 국부발진누설은 식 (7)에서의 진폭([dB])과 식 (8)에서의 위상을 가진 일정한

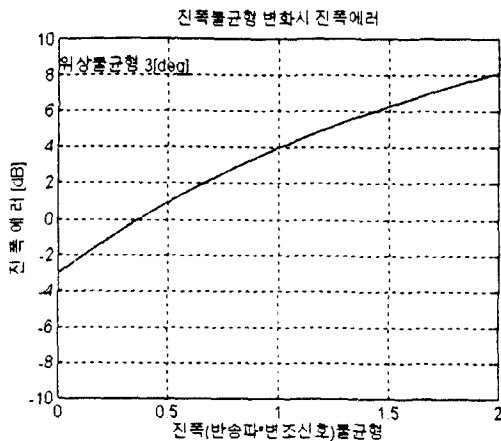


그림 5. 진폭불균형의 변화시 진폭에러
Fig. 5. Amplitude error that amplitude imbalance varied.

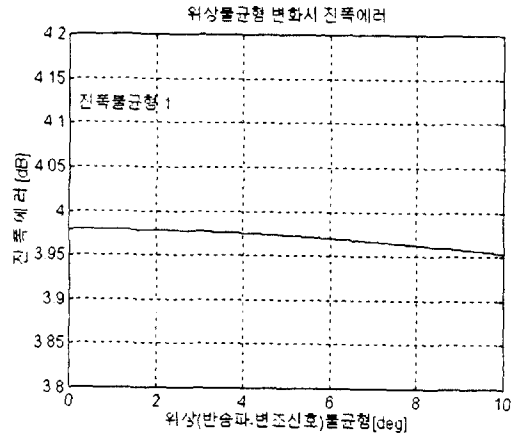


그림 6. 위상불균형의 변화시 진폭에러
Fig. 6. Amplitude error that phase imbalance varied.

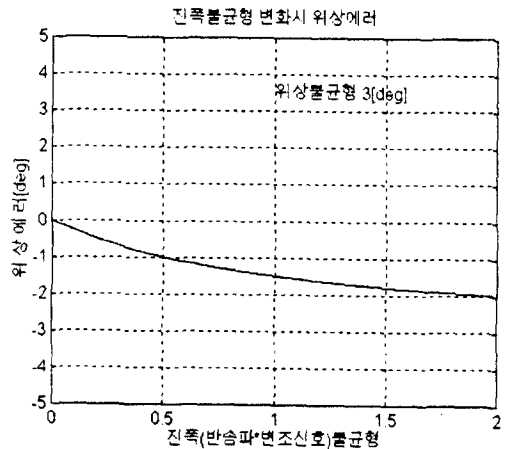


그림 7. 진폭불균형의 변화시 위상에러
Fig. 7. Phase error that amplitude imbalance varied.

벡터로 $a(\theta)$ 와 $\phi(\theta)$ 에 의해 정의된다. 반송파 전송 벡터는 $a(t)$ 와 $\phi(t)$ 의 정적인 (static) DC측정에서 에러소스로 포함된다. 이 벡터에서 남아 있는 에러는 $a(t)_{error}$ 와 $\phi(t)_{error}$ 이다. 이러한 국부발진누설의 함을 추가하면 다음과 같은 보정기가 있는 RF 직교변조기로 수정할 수 있다. 여기서 I-채널을 이상적인 채널로 가정하였다.

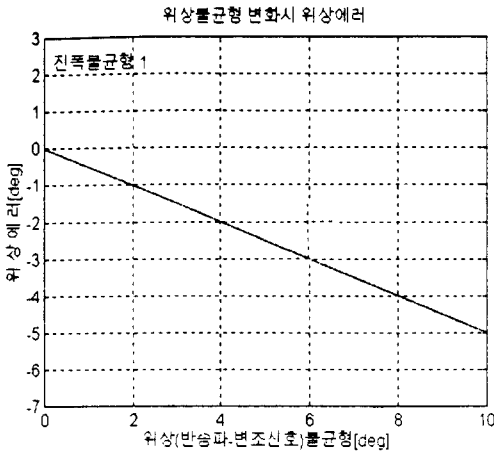


그림 8. 위상불균형의 변화시 위상에러
Fig. 8. Phase error that phase imbalance varied.

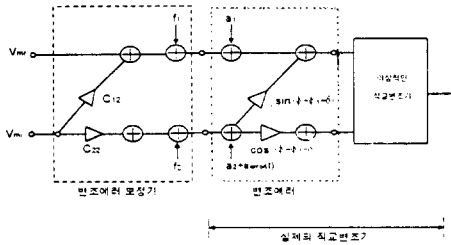


그림 9. 수정된 보정기가 있는 RF 직교변조기
Fig. 9. RF quadrature modulation with modified compensator.

IV. 시뮬레이션 결과

동상채널과 직교채널간의 이득과 위상불균형, DC오프셋을 위하여 본 연구에서는 시험신호와 적응 알고리즘을 이용하여 변조에러 보정계수를 구했다. 시험신호를 변조에러 보정기에 입력시킨 후 주어진 보정계수에 의해 추정된 전송값이 실제의 RF 직교 변조기에 입력된다. 검출된 전력은 적응화 알고리즘에 입력되어 변조에러 보정기의 이득과 위상, DC오프셋 보정계수를 구했다. DC오프셋을 보정하기 위하여 사용한 시험신호는 다음과 같은 신호를 사용하였다.

$$V_m^{(1)} = [V_{mr} \ V_{mi}]^T = [0 \ 0]^T \quad (9)$$

이득과 위상보정계수인 C_{22} 와 C_{12} 는 각각 "1"과 "0"으로 두었다. 이 때 직교변조기의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_k(f_1, f_2) &= v_{qr}^2 + v_{qi}^2 \\ &= [(f_1 + a_1) + \gamma \sin(\phi + \delta) \cdot (f_2 + a_2)]^2 \\ &\quad + [\gamma \cos(\phi + \delta) \cdot (f_2 + a_2)]^2 \end{aligned} \quad (10)$$

식 (11)과 같이 시험신호 [0 0]을 전송하면 채널 불균형이 없는 이상적인 경우 출력전력은 '0'이 되지만 DC 오프셋 a_1 과 a_2 , 이득불균형 γ , 위상불균형 ϕ 와 δ 가 있는 경우 출력전력은 변하게 되며 DC오프셋 값을 구하기 위해서는 해석적 방법을 적용하면 $f_1 = -a_1$, $f_2 = -a_2$ 이다. 이때 이득과 위상불균형 값이 변하더라도 DC오프셋 보정계수는 이와 무관하게 구할 수 있다. 최적화 알고리즘은 다음 식과 같은 Gauss-Newton 방법^{[10],[11]}을 사용하였다. Gauss-Newton법에서는 탐색방향 d_k 가 선형 최소자승법의 해인 주 반복계산 k 마다 얻어진다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Minimize } & \|J(x_k)d_k - f(x_k)\|_2^2 \\ x \in & R^n \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $J(x_k)$ 는 $f(x)$ 의 $m \times n$ Jacobian 행렬이다. 탐색방향 d_k 는 매 반복계산 때마다 함수 $f(x)$ 가 감소한다는 보장을 하기 위한 선형탐색의 일부로 사용하였다. 이를 적용한 f_1 과 f_2 의 수렴과정은 그림 10에 보였다. 그림 10에 보인 바와 같이 f_1 과 f_2 의 보정계수는 발산없이 수렴하였다. 수정된 Gauss-Newton법은 기존의 참고문헌^[5]에서 수렴과정인 그림 11에 보인 알고리즘에 비해 수렴속도가 빠르며 안정하게 수렴하고 있음을 보여주고 있다. 또한 본 연구에서의 $f_1 = -0.0199999$ 와 $f_2 = -0.050001$ 로 수렴하였으며, 참고문헌^[5]에서 적용한 알고리즘의 보정계수는 $f_1 = -0.0200014$ 와 $f_2 = -0.0499985$ 의 값으로 수렴하였다. 하지만 계산하는 과정이 참고문헌^[5]보다 복잡하다는 단점을 가지고 있다. 수치해석상의 허용오차는 10^{-8} 으로 하였다. 채널이득과 위상의 불균형을 보정하기 위하여 사용한 시험신호는 각각 $V_m^{(1)}$ 과 $V_m^{(2)}$, $V_m^{(3)}$ 과 $V_m^{(4)}$ 로서 각각을 정의하면 다음과 같다^[4].

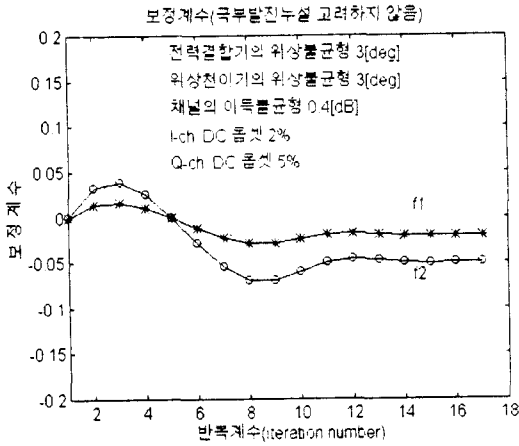


그림 10. DC-오프셋 보정계수의 수렴
Fig. 10. Convergence of DC-offset.

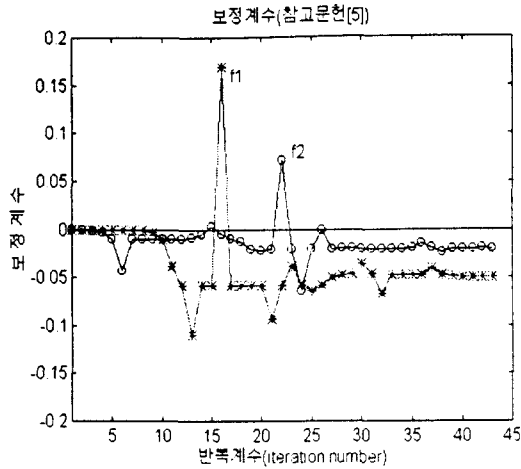


그림 11. 참고문헌^[5]에서의 보정계수의 수렴
Fig. 11. Convergence of DC-offset compensation coefficient in reference^[5].

$$\begin{aligned} V_m^{(1)} &= [0 \ A], V_m^{(2)} = [A \ 0], V_m^{(3)} = [A \ A], \\ V_m^{(4)} &= [-A \ A] \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $V_m^{(1)}$ 과 $V_m^{(2)}$ 는 각각 위상도의 동상채널과 직교채널축상의 값으로서 이상적인 RF 직교변조기의 경우 두 시험신호의 출력전력이 동일하게 나타난다. 또한 이득불균형이 있으면 그 양만큼 출력전력의 차가 발생한다.

따라서 두 시험신호를 전송한 후 RF직교변조기의 출력전력이 동일하도록 하는 이득보정계수를 구

하여야 한다. 그리고 $V_m^{(3)}$ 과 $V_m^{(4)}$ 는 다원형태의 위상도에서 장축과 단축 근방의 값으로서 위상불균형에 의하여 장축과 단축의 길이가 다르게 나타나므로 이 값을 동일하게 하는 위상보정계수를 구할 때 사용한다. 그림 12는 이와 같은 시험신호의 위상도를 보인 것이다.

본 연구에서는 시험신호의 A값을 '1'로 정규화하여 수치해석을 수행하였다. 이득보정계수와 위상보정계수를 구하기 위한 보정알고리즘은 다음과 같다.

$$C_{2z}(k+1) = C_{2z}(k) + \gamma_1(R_G - P_G) \quad (13)$$

$$C_{12}(k+1) = C_{12}(k) + \gamma_2(R_G - P_G) \quad (14)$$

여기서 γ_1 와 γ_2 는 감쇄정수이고 $C_{2z}(0)=1$, $C_{12}(0)=0$ 이며 R_G 와 R_P 는 각각 이득과 위상전력의 최종치값으로서 '0'과 '1'이다. 이득전력 R_G 와 위상전력 R_P 는 다음 식과 같이 정의한다^[4].

$$P_G = P[0 \ A] - P[A \ 0] \quad (15)$$

$$P_P = \frac{P[A \ A] - P[-A \ A]}{P[-A \ A]} \quad (16)$$

여기서 RF 직교변조기의 출력전력은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} P[j \ k] &= v_{qr}^2 + v_{qi}^2 \\ &= (j + C_{12}k)^2 + 2\gamma(j + C_{12}k)\sin(\phi + \delta) \\ &\quad C_{22}j + \gamma^2 C_{22}^2 k^2 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 j, k 는 각각 입력 시험신호의 실수부와 허

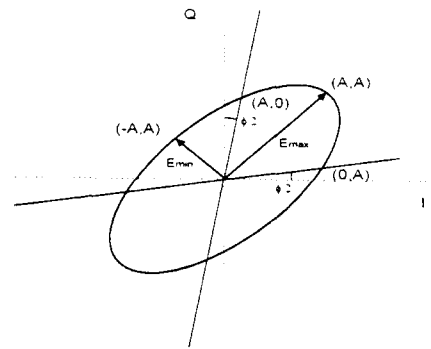


그림 12. 시험신호의 위상도
Fig. 12. Phase of test signals.

수부이다. 두 시험신호의 이득과 위상전력이 동일하게 될 때까지 보정 알고리즘은 수행하게 되며, gain(수렴속도를) 작은 값으로 할 경우 수렴속도가 느리게 되며, 큰 값으로 할 경우 해를 찾지 못하고 발진하게 되므로 적절하게 정하여야 한다. 그림 13은 이득불균형은 0.4[dB], 90° 위상차이기의 예러가 3 [deg]일 때 채널의 이득과 위상보정계수의 수렴과정을 보인 것이다. 이득보정계수(C₂₂)와 위상보정계수(C₁₂)는 11번 반복 후 수렴하였으며 수렴값은 각각 0.9133, -0.0524이다. 그림 14는 전력결합기의 위상불균형 2[deg]를 추가하였을 경우 수렴과정을 보인 것이다. 수렴값은 그림 13과 같으나 반복값이 13이었다.

국부발진누설항을 추가한 경우 이득과 위상보정계수인 C₂₂와 C₁₂는 각각 "1"과 "0"으로 두었을 때 직교변조기의 출력은 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned}
 P_k(f_1, f_2) &= v_{qr}^2 + v_{qi}^2 \\
 &= [(f_1 + a_1 + a_{error}(t)) + \gamma \sin(\phi + \delta + \delta_1) \\
 &\quad \cdot (f_2 + a_2 + a_{error}(t))]^2 \\
 &\quad + [\gamma \cos(\phi + \delta + \delta_1) \\
 &\quad \cdot (f_2 + a_2 + a_{error}(t))]^2 \quad (18)
 \end{aligned}$$

DC오프셋을 보정한 후 채널의 이득과 위상에러를 보상하기 위한 RF 변조기의 출력은 다음과 같다.

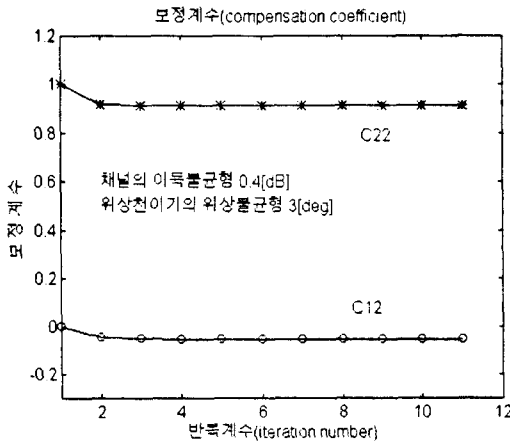


그림 13. 이득(C₂₂)과 위상(C₁₂)보정계수의 수렴
Fig. 13. Convergence of gain(C₂₂) and phase(C₁₂) compensation coefficient.

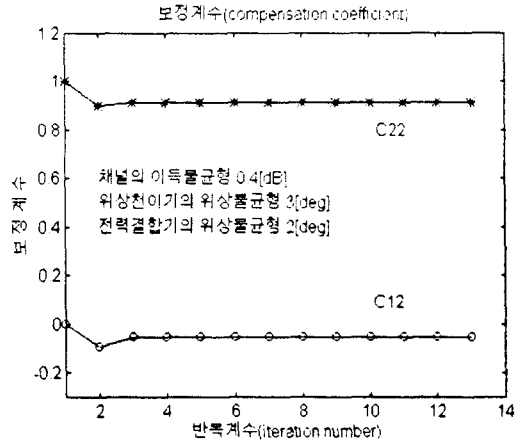


그림 14. 이득(C₂₂)과 위상(C₁₂)보정계수의 수렴
Fig. 14. Convergence of gain(C₂₂) and phase(C₁₂) compensation coefficient.

$$\begin{aligned}
 P[jk] &= v_{qr}^2 + v_{qi}^2 \\
 &= (j + C_{12}k)^2 + 2\gamma(j + C_{12}k) \\
 &\quad \sin(\phi + \phi_1 + \delta)C_{22}j + \gamma C_{22}^2 k^2 \quad (19)
 \end{aligned}$$

그림 15는 수정된 Gauss-Newton 방법을 사용한 경우 f₁과 f₂의 수렴과정을 보인 것이다. 그 결과 국부발진누설은 DC-오프셋보정계수에 많은 영향을 주며 보정계수값의 수렴과정도 불안함을 보이고 있다. DC-오프셋보정계수 f₁ = -0.02에 수렴하고 있지

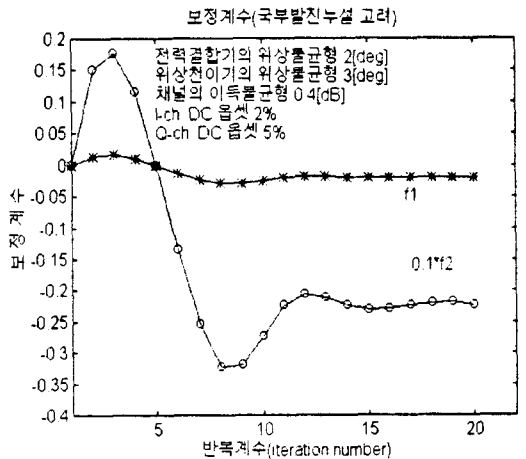


그림 15. DC-오프셋 보정계수의 수렴
Fig. 15. Convergence of DC-offset compensation coefficient.

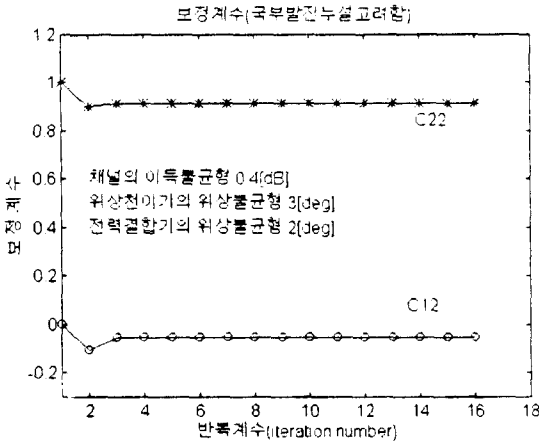


그림 16. 이득(C_{22})과 위상(C_{12})보정계수의 수렴
 Fig. 16. Convergence of gain(C_{22}) and phase(C_{12}) compensation coefficient.

만 $f_2 = -2.2476$ 에 수렴하였다. 그림 15에서 f_2 의 보정계수를 f_1 에 비해 너무 크기 때문에 0.1을 곱하여 표시하였다.

그림 16은 수정된 모델링에 이득 불균형은 0.4 [dB], 90° 위상천이기와 전력결합기의 위상불균형이 각각 3° 와 2° 일 때 채널의 이득과 위상보정계수의 수렴과정을 보인 것이다. 이득보정계수(C_{22})와 위상보정계수(C_{12})는 11번 반복 후 수렴하였으며 참고문헌[5]에서는 15번 반복수보다 빠르게 수렴함을 알 수 있었다. 참고문헌[5]보다 빠르게 수렴하는 이유는 감쇄정수 γ_1 과 γ_2 를 각각 다르게 설정하여 발산하지 않고 빠르게 수렴하도록 조정함으로써 얻을 수 있었다. 국부발진누설을 고려하지 않은 경우는 고려한 경우와 오차가 적음을 알 수 있었다. 국부발진누설을 고려한 경우의 이득/위상보정계수와 국부발진누설을 고려하지 않은 경우의 이득/위상보정계수는 각각 $C_{12} = -0.0524$ 과 $C_{22} = 0.9133$ 이었으나 반복수는 각각 16, 13이었다. 따라서 이득/위상보정계수는 에러영향을 고려시에 수렴속도에 문제에만 영향을 주고 수렴값에는 영향이 없었다. 수치해석상의 허용오차는 10^{-8} 로 하였다.

VI. 결 론

본 연구에서는 시스템의 소형화와 디지털 직교변조방식 등의 PCS, IMT-2000에 응용할 수 있는 주파수 직접변환방식의 변조부에 문제인 채널 이득/위상불균형, 국부발진누설에러를 보정하는 에러보정방법을 개선시켰다. 이를 위해서 시스템 내의 입력에 시험신호를 입력하고 출력된 신호전력을 적용 알고리즘을 통하여 채널간의 이득/위상불균형과 국부발진누설 등을 보정하였다.

수치해석결과에 대한 허용오차는 10^{-8} 로 하였으며 DC-오프셋의 보정계수를 구하는 알고리즘은 국부발진누설을 고려하지 않은 경우는 참고문헌[5]에서 적용한 알고리즘과 본 연구에서 적용한 알고리즘과 비교한 결과 반복수가 각각 43, 17이고, 수렴된 보정계수의 최종치는 각각 ($f_1 = -0.0199999$, $f_2 = -0.050001$)와 ($f_1 = -0.0200014$, $f_2 = -0.0499985$)로 본 연구에서 적용한 알고리즘이 반복계수도 적고 비교적 안정하게 수렴하였으며 수렴된 보정계수는 서로 유사하다는 것을 알 수 있었다. 국부발진누설을 고려한 경우의 본 연구에서 적용한 알고리즘으로 수치해석한 결과 DC-오프셋 보정계수는($f_1 = -0.02$, $f_2 = -2.2476$)이며 반복수 20으로 국부발진누설을 고려하지 않은 경우보다 수렴속도가 조금 늦었으며 수렴과정은 안정하지 못하고 보정계수 f_2 값의 변화폭이 많았다. 채널이득 및 위상불균형 보정계수는 국부발진누설을 고려한 경우와 고려하지 않은 경우의 수치해석결과는 서로 같은 $C_{12} = -0.0524$ 과 $C_{22} = 0.9133$ 이었고 수렴속도는 각각 13, 16이었다.

따라서, 국부발진누설이 주는 영향은 DC-오프셋에러에 많은 영향을 주었고 이득/위상보정계수에는 수렴속도에 영향을 주고 있음을 확인하였다. 이 결과를 토대로 직접변환방식에서 보정알고리즘 적용시 반드시 DC-오프셋보정과 채널이득/위상불균형보상시에 국부발진누설을 고려해야 함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] A. Bateman, D. M. Haines, "Direct conversion transceiver design for compact low-cost portable mobile radio terminals," *IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 57-62, 1989.

- [2] R. Pyndiah, R. Leblanc, J. P. Ballage, "GaAs MMIC direct linear vector modulators in digital radio links," *Microwave Journal*, pp. 136-144, Mar. 1990.
- [3] J. K. Cavers, M. W. Liao, "Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion receiver," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 4, pp. 581-588, 1994.
- [4] M. Faulker, T. Mattsson, W. Tates, "Automatic adjustment of quadrature modulators," *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 3, pp. 214-216, Jan. 1991.
- [5] 정창규, 박한규, "직교변·복조기의 채널불균형 보정특성," 한국통신학회 논문지, vol. 21, no. 8, pp. 2055-2062, Aug. 1996.
- [6] R. Pyndiah, R. Leblanc, J. P. Ballage, "GaAs MMIC direct linear vector modulators in digital radio links," *Microwave Journal*, pp. 136-144, Mar. 1990.
- [7] M. Faulker, T. Mattsson, W. Tates, "Automatic adjustment of quadrature modulators," *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 3, pp. 214-216, Jan. 1991.
- [8] R. Umstattd, "Quadrature Modulators, part 1 : Assay quadrature modulators for PCS application," *Microwave & RF.*, pp. 90-102, Aug. 1993.
- [9] R. Umstattd, "Quadrature Modulators, part 2 : Assay quadrature modulators for PCS application," *Microwave & RF.*, pp. 129-134, Aug. 1993.
- [10] J. J. More, "The Levenberg-Marquardt Algorithm : Implementation and theory," *Numerical Analysis*, ed. G. A. Watson, Lecture Notes in Mathematics 630, Springer-Verlag, pp. 105-116, 1977.
- [11] J. E. Dennis, Jr. "Nonlinear Least Squares", *State of the Art in Numerical Analysis* ed. D. Jacobs, Academic Press., pp. 269-312, 1977.
- [12] 진년강, 아날로그와 디지털통신, 청문각, 1996년.

백 주 기



1965년 6월 15일생
 1987년 2월 : 서울산업대학교 전자공학과(공학사)
 1995년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1995년 9월~현재 : 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 이동통신기술, 초고주파회로 및 시스템

이 일 규

1967년 12월 11일생
 1992년 2월 : 충남대학교 전자공학과(공학사)
 1994년 2월 : 충남대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1994년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소 전파기술부 RF소자개발팀 선임연구원
 [주 관심분야] 이동통신, RF회로설계 및 시뮬레이션, 비선형 회로설계, MMIC

방 성 일

1957년 2월 24일생

1984년 2월 : 단국대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1986년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1992년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1992년 3월~1994년 2월 : 대기정보통신(주) 책임연구원

1994년 3월~현재 : 단국대학교 공과대학 전자컴퓨터공학부
조교수

[주 관심분야] 디지털 이동통신 기술

진 년 강

1934년 3월 11일생

1957년 3월 : 국립항공대학 통신과(공학사)

1979년 6월 : 미국 오레곤 주립대학교 대학원(공학석사)

1982년 6월 : 미국 오레곤 주립대학교 대학원(공학박사)

1963년 3월~1977년 4월 : 한국항공대학 전자과 교수

1982년 8월~1983년 9월 : 미국 CUBIC 전자통신회사
Senior Engineer

1985년 1월~1986년 12월 : 한국통신학회 회장

1983년 9월~현재 : 단국대학교 공과대학 전자컴퓨터공학부
교수

[주 관심분야] 디지털 이동통신 기술, 초고주파 회로 및 시스템