

論文98-35T-12-15

직교 동기 검파방식의 열화특성에 대한 해석 (Error Analysis of Quadrature Coherent Detector System)

白 珠 淇 * , 李 承 大 ** , 李 秉 善 *** , 陳 年 綱 *

(Joo-Ki Baek, Seung-Dae Lee, Byung-Sun Lee, and Youn-Kang Chin)

요 약

본 논문에서는 직교 동기 검파기를 모델링하여 수치해석을 통한 채널의 이득/위상 불균형등을 고려했을 때와 국부발진누설까지 고려했을 때의 에러측대파 레벨과 신호대 잡음손실의 특성을 알아보았다. 수치해석 결과, 채널 이득/위상 불균형(0.8[dB]/5[deg])을 고려했을 때와 국부발진누설까지 고려했을 때의 에러측대파 레벨과 신호대 잡음손실은 각각 (-21.322[dB], -0.0071[dB]), (-11.6839[dB], -0.0059[dB])의 특성을 보였다.

Abstract

In this paper, the error sidelobe level and signal to noise loss from the numerical analysis using the modelling of quadrature coherent detector in the case that the channel imbalance and with local oscillator leakage is considered. From the numerical results, the error sidelobe level and signal to noise loss that with the gain and phase imbalance(0.8[dB]/5[deg]) is (-21.322[dB], -0.0071[dB]), (-11.6839[dB], -0.0059[dB]) in the case that the channel imbalance and with local oscillator leakage is considered.

I. 서 론

최근 디지털 무선통신용 기기는 소형화, 저소비전력화, 고성능화되고 있으며 서비스도 광역화 됨에 따라 직교 동기검파 방식의 중요성이 점점 증가하고 있다. 현재 디지털 셀룰러시스템에서 사용하는 헤테로다인 수신방식은 성능은 우수하지만 미래의 이동통신 단말

기인 PCS와 IMT-2000에 적용하게 되면 단말기의 가격이 상승할 뿐만아니라 상대적으로 물리적 부피가 커지게 된다. 또한 헤테로다인 방식을 사용하면 IF 및 RF 처리부를 MMIC화 할 수 없기 때문에 이를 해결하기 위한 방안으로 주파수 직접변환방식을 적용하고자 하는 연구가 필요하다^[1]. 주파수 직접변환수신방식에서는 수신된 RF신호를 중간주파수단이 없이 복조시켜 DSP기술에 의해 처리될 수 있도록 하는 방식으로 향후 디지털 신호처리기술과 집적회로기술의 발달로 수신신호에 대한 신뢰성이 높고 하나의 칩으로 소형화될 것으로 전망된다^[2].

주파수 직접변환방식을 사용하면 국부발진부에 의한 DC오프셋, 국부발진누설, 변조방식에 따른 진폭 및 위상 불균형문제 등이 발생한다^[3-5]. 주파수 직접변환방식은 직교 변·복조기에 적용하기 쉽다^[3]. 기존의 연구에서 주파수 직접변환방식의 직교 동기 검파기의 에러 특성에 대한 연구가 많이 발표되었지만 에러 특성인

* 正會員, 檀國大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Eng., Dankook University)

** 正會員, 南서울大學 電子工學科

(Dept. of Electronics Eng., Namseoul University)

*** 正會員, 金浦大學 電子科

(Dept. of Electronics Kimpo College)

※ 본 논문은 단국대학교 교내 연구비에 의해 수행되었음

接受日字: 1998年11月5日, 수정완료일: 1998年12月7日

에러측대와 레벨과 신호대 잡음손실등의 수치해석시 국부발진누설을 적용하지 않았다^[6]. 또한 주파수 직접변환방식의 하드웨어 설계시에도 DC오프셋, 채널불균형, 국부발진누설등을 분석하여 하드웨어적인 설계방법을 제안하였다^[7].

본 논문에서는 주파수 직접변환방식의 검파기의 채널이득/위상불균형만 고려했을 때와 국부발진누설까지 고려했을 때의 에러 측대와 레벨과 신호대 잡음손실을 수치해석을 통하여 결과를 비교, 제시하였다.

II. 직교검파기의 복소포락선 해석과 에러영향 분석

그림 1은 직교 동기검파기의 일반적인 형태이다^[8]^[9]. 국부발진기(LO; local oscillator)에서 두 혼합기로 입력되는 신호는 같은 반송주파수이다. 또한 두 LO의 신호들은 동기되고 서로 위상이 직교한다. 또한 채널 A출력은 복소 입력신호 변조 $u(t)$ 의 실수부인 $u_R(t)$ 이고 Q-채널의 출력은 허수성분인 $u_I(t)$ 이다. 이러한 두 양방향 베이스밴드 신호는 복소량 $u(t)$ 를 표시된다. 그림 1에서 I-채널과 Q-채널에 있는 저역통과필터의 출력은 마치 입력신호 $u(t)$, 기준 또는 국부발진 신호 $\kappa(t)$, 그리고 위상과 이득에러 ϕ_e 와 a 를 포함한 각각의 함수로 계산된다. 혼합기의 출력은 입력신호와 기준신호를 곱한 것이다. 일반적으로 혼합기의 저역통과필터 출력에 대한 표현은 복소변조의 항으로 다음과 같다.

$$p(t) = s(t)r^*(t) + s^*(t)\kappa(t) \tag{1}$$

여기서 $p(t)$ = 출력전압이며 시간의 실함수
 $s(t)$ = 혼합기 입력신호의 복소변조
 $\kappa(t)$ = 기준 입력신호에서의 복소변조
 $r^*(t), s^*(t)$ = $\kappa(t)$ 와 $s(t)$ 의 복소공액

반송주파수는 $\kappa(t)$ 와 $s(t)$ 에서 f_0 이다. 위의 표현방법으로 변환시키면 그림 1에서 채널 A의 출력은 다음과 같다.

$$P_{I-CH}(t) = \left[\frac{u(t) + u^*(t)}{2} \right] \tag{2}$$

실수와 허수성분으로 정의된 $u(t) = u_R(t) + ju_I(t)$ 를 식 (2)에 적용하면 다음과 같다.

$$P_{I-CH}(t) = u_R(t) \tag{3}$$

같은 방법으로 Q-채널 출력은 식 (4)로 주어지고 식 (5)로 다시 쓸 수 있다.

$$P_{Q-CH}(t) = \frac{ae^{j\phi_e}u(t)e^{-j(\frac{\pi}{2})} + ae^{-j\phi_e}u^*(t)e^{j(\frac{\pi}{2})}}{2} \tag{4}$$

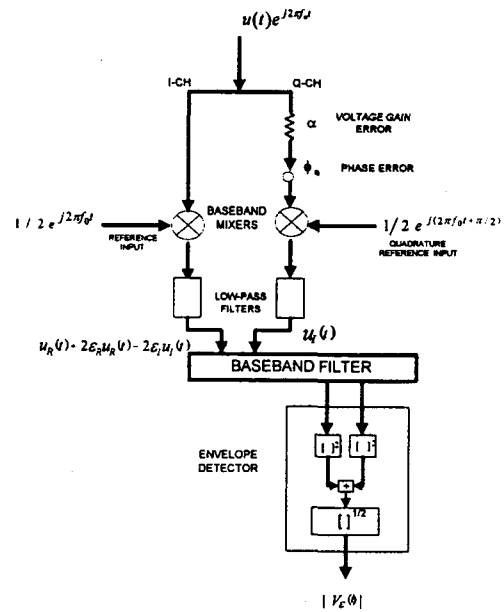


그림 1. 채널 위상/이득에러를 가진 동기검파과정
 Fig. 1. Quadrature coherent detector processor with channel phase and gain errors.

$$P_{Q-CH}(t) = u_R(t) + A u_R(t) + B u_I(t) \tag{5}$$

여기서 $A = a \cos(\phi_e) - 1$, $B = a \cos(\phi_e)$ 이다. 에러 a 가 1, ϕ_e 가 0이고 응답 $P_{I-CH}(t)$ 와 $P_{Q-CH}(t)$ 가 같을 때 수정된 입력신호를 $u_{e_0}(t)$ 로 정의한다. 에러 ϕ_e 가 없을 때 $P_{I-CH}(t)$ 와 $P_{Q-CH}(t)$ 의 값은 수정된 복소입력신호 $u_e(t) = u_{e_R}(t) + ju_{e_I}(t)$ 의 형태로 계산한다. $u_e(t)$ 에 대한 해의 형태는 다음과 같이 $u(t)$ 의 항으로 주어진다.

$$u_e(t) = u(t) + \epsilon u(t) + \epsilon^* u^*(t) \tag{6}$$

식 (5)에서 A 와 B 항은 ϕ_e 와 a 의 함수로서 주어진다. 첫번째 에러항은 복소 에러계수 ϵ 의 실수성분에 의해 곱셈한 $u(t)$ 의 실수성분이다. 두번째 에러항

은 ϵ 의 허수성분에 의해 곱셈한 $u(t)$ 의 허수성분이 다. ϵ 은 그 값이 위상에러인 ϕ_e 와 이득에러 a 에 의해 좌우되는 위상이며 다음과 같이 정의 된다^[9].

$$\epsilon = \epsilon_R + j\epsilon_I \quad (7)$$

여기서 $\epsilon_R = \frac{a \cos \phi_e - 1}{2}$, $\epsilon_I = \frac{a \sin \phi_e}{2}$ 이다.

식 (6)은 Q-채널의 수정된 복소입력 형태이며 식 (6)은 식 (6)에 포함된 에러항을 복소형태로 나타낸 것이다.

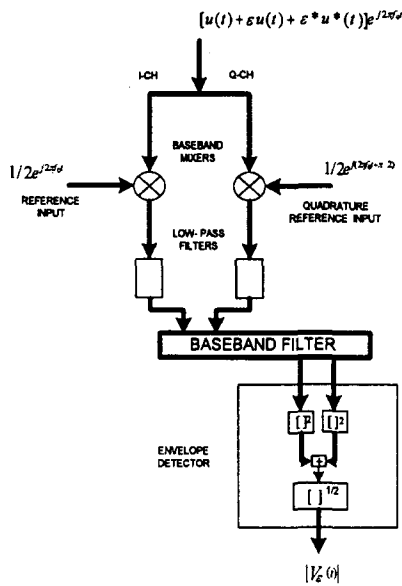


그림 2. 채널 이득/위상불균형을 가진 동기검파과정의 등가 분석모델

Fig. 2. Equivalent model of quadrature coherent detector processor with phase and gain errors.

a 는 I-채널과 Q-채널사이의 상대적인 전압이득비이고 ϕ_e 는 채널들간의 상대적인 위상에러이다. 이상적인 상태에서는 $\phi_e=0$ 이고 $a=1$ 이면 결과적으로 $\epsilon = 0$ 이며 I-채널 출력은 $u_R(t)$ 이다. 그림 1은 동기 검파과정의 등가분석 모델이다. 그림 1의 출력은 그림 2의 출력과 같다. 이 등가 분석모델은 그림 2에서 적용한 수정된 입력신호로서 에러가 없는 이상적인 복조기의 모델로서 입력만 다르다는 차이점을 가지고 있다. 일반적인 경우 공액신호 변조에 근사화된 필터응답은 직관적으로 평가할 수 있다. 이와 같은 왜곡된 출력은

에러 출력 $u_e(t)$ 을 얻기 위해 이미 알고 있는 출력 $(1 + \epsilon_0)u(t)$ 에 추가시킬 수 있다. 시간 측대파 레벨의 증가는 ϵ 의 크기와 입력파형을 만드는 시간 대역폭에 의존하는 압축펄스의 최대치와 관련이 있다. 식 (8)은 큰 시간-대역폭 시스템에서 에러 측대파 레벨 (SL;sidelobe level)과 압축된 펄스 최대치사이의 근사적 관계를 갖는다^[9].

$$SL \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{1}{\tau B} \right) \times \left(\frac{1 - 2a \cos(\phi_e) + a^2}{1 + 2a \cos(\phi_e) + a^2} \right) \quad (8)$$

시간-대역폭이 약 100보다 작은 (τB)을 경우 표현의 정밀도는 다소 떨어지지만 여전히 성능이 좋은 측대파 특성을 표시할 수 있다. SL (dB)의 양은 필터의 $(1 + \epsilon_0) u(t)$ 입력에 의해 발생된 압축펄스 최대치와 관계있는 $\epsilon^* u^*(t)$ 에 응답하는 필터의 출력비율(데시벨로 표현된)이다. 식 (7)는 ϕ_e 와 a 의 항목들로 ϵ 를 치환함으로써 다음의 비로 계산된다^[9].

$$LSN \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{1}{2} \right) \times \left(\frac{1 + 2a \cos(\phi_e) + a^2}{1 + a^2} \right) \quad (9)$$

LSN (dB)는 에러 ϕ_e 와 a 가 존재할 때의 비율에 대한 에러가 없을 때 필터출력 신호대 잡음손실이다.

III. 국부발진누설의 에러영향 분석

I-채널에서 국부발진신호의 누설을 나타내면 식 (10)과 같다^[6].

$$\beta_i \cos(\omega_{LO} t + \phi_i) \quad (10)$$

입력신호는 본래의 신호에 국부누설 발진신호가 추가되어 다음과 같은 형태를 갖는다.

$$x_i''(t) = x(t) + \beta_i \cos(\omega_{LO} t + \phi_i) \quad (11)$$

출력신호의 결과는 주파수 $\omega_c + \omega_{LO}$ 및 $2\omega_{LO}$ 을 무시하고, Q-채널에서 입력신호를 적용하여 이득과 위상 에러의 결과를 포함한 출력신호의 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_i''(t) &= (1+a) \text{Im} \left[\frac{\hat{x}}{2} e^{j(\omega_c - \omega_{LO})t} e^{j\phi_i} \right] + (1+a) \text{Im} \left[\frac{\beta_i}{2} e^{-j\phi_i} \right] \\ &= y_i'(t) + (1+a) \text{Im} \left[\frac{\beta_i}{2} e^{j(\phi_c - \phi_i)} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $y'_q(t) = (1+a) \operatorname{Im} \left[\frac{\tilde{x}(t)}{2} e^{j(\omega_c - \omega_{LO})t} e^{-j\phi_e} \right]$ 이며 이상적인 복조기에서 위상에러 ϕ_e 가 있을 때의 Q-채널 출력이다. 복조 출력신호를 산출하기 위해 결과를 조합하면 다음과 같다.

$$y''(t) = y'_i(t) + j y'_q(t) = y_{i(t)} + j y_{q(t)} + \operatorname{Re} \left[\frac{\beta_i}{2} e^{j\phi_i} \right] + j(1+a) \operatorname{Im} \left[\frac{\beta_q}{2} e^{j(\phi_q - \phi_e)} \right] \quad (13)$$

$$y''(t) = y'(t) + \beta_{LO} \quad (14)$$

β_{LO} 는 국부발진누설에 의한 복조값을 가진 윗셋에러이다. 이 윗셋을 추가하면 I와 Q 베이스밴드 채널에서 DC윗셋에 따라 다른 복조 윗셋에러가 발생된다. 따라서 그 결과는 다음 식과 같다^[6].

$$y''(t) = y'(t) + \beta_{LO} + \beta_{DC} \quad (15)$$

$$\beta_{LO} = \frac{\beta_i}{2} \cos \phi_i + j(1+a) \frac{\beta_q}{2} \sin(\phi_q - \phi_e) \quad (16)$$

그림 3과 4는 진폭불균형과 위상불균형에 따른 국부발진누설을 식 (15)와 (16)을 통하여 그 특성을 나타낸 것이다. 그림 3과 4에서 보듯이 국부발진누설에 의한 검파기의 진폭불균형은 위상에러보다 국부발진누설에 많은 영향을 받는 것을 알 수 있다. 위상에러에 의한 영향은 국부발진누설에 대한 영향이다. 이러한 결과를 기초로 하여 DC에서 총 출력은 LO(local oscillator)누설과 DC윗셋의 결과의 합이다.

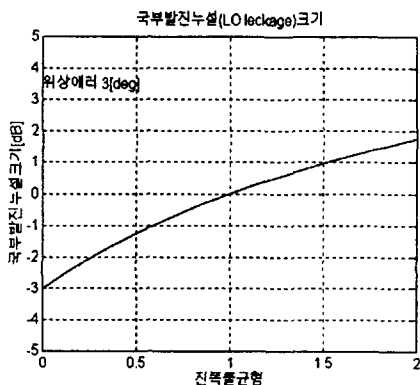


그림 3. 진폭불균형 변화시 국부발진 누설 진폭
Fig. 3. Amplitude of local oscillator leakage with amplitude varied.

에러는 직교검파기를 가진 시스템에서 중요하게 규정하고 있다. 주파수 직접변환방식은 정확한 부품의 구성을 요구할 뿐만 아니라 AGC (automatic gain control)나 A/D (analog-to-digital) 변환기의 동작 영역의 제한 때문에 주파수 직접변환방식에 국부발진 누설이나 DC 윗셋, 채널불균형등은 시스템 성능의 중요한 요인이 되고 있다. 이러한 시스템의 성능시스템의 성능을 향상시키기 위해서는 영상신호와 국부발진 신호를 제거하는 것이 중요하다.

만약 각 채널에서 위상, 이득의 불균형, 그리고 윗셋은 다음과 같은 특징을 가지고 있다^[7].

① 영상신호(image signal)의 크기는 위상과 이득의 조정에 의존하고 있으나 윗셋은 독립적이다.

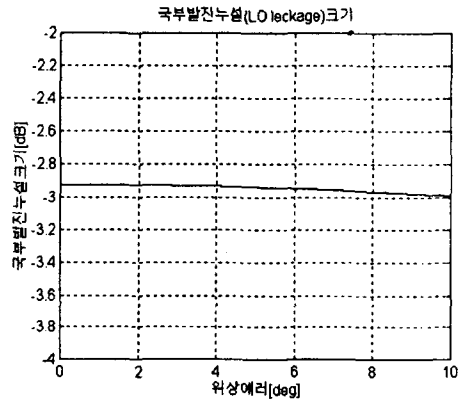


그림 4. 위상불균형 변화시 국부발진 누설 진폭
Fig. 4. Amplitude of local oscillator leakage with phase varied.

② 이득과 위상에러에 기인한 영상신호는 90° 이상에서 존재한다. 그러므로 정확한 수정값은 반복적인 조정에 수정해야 한다.

③ 윗셋 수정은 국부발진 누설과 DC-윗셋에러를 0으로 하며 각각에 독립적이다.

④ 국부발진누설에 따른 에러는 처음 조정된 위상에러에 영향을 받는다.

⑤ 국부발진누설은 또한 이득조정에 의해 영향을 받는다. 잘 설계된 회로에서 윗셋의 정확성과 이득 조정은 독립적이다.

이와 같은 국부발진누설을 이용하여 식 (8)과 (9)를 이용하여 국부발진누설과 DC윗셋을 적용하면 에러측 대파 레벨과 신호대 잡음비의 손실특성은 식 (17), 식 (18)로 수정할 수 있다. 여기서 국부발진주파수의 침투치는 1로 정규화 하였으며 국부발진누설의 위상은

영향정도가 적기 때문에 고려하지 않았다.

$$SL(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{1}{\tau B}\right) \times \left(\frac{1 - 2(\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e) \cos \phi_e + (\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e)^2}{1 + 2(\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e) \cos \phi_e + (\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e)^2}\right) \quad (17)$$

$$LSN(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{1}{2}\right) \times \left(\frac{1 + 2(\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e) \cos \phi_e + (\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e)^2}{1 + (\alpha + (1 + \alpha) \cos \phi_e)^2}\right) \quad (18)$$

그림 5, 6은 국부발진누설을 적용하지 않은 경우를 식 (8)과 (9)를 이용하여 특성을 제시한 것이다. 그림 6과 8은 국부발진누설을 적용하였을 경우를 식 (17)과 (18)을 이용하여 특성을 나타낸 것이다.

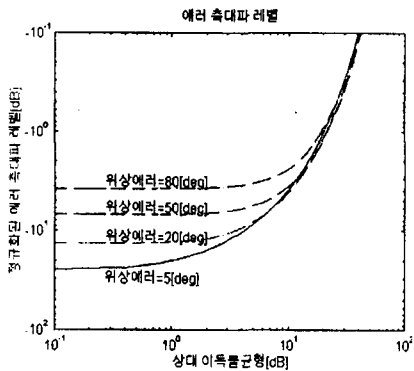


그림 5. 에러 측대파 레벨
Fig. 5. Error sidelobe level.

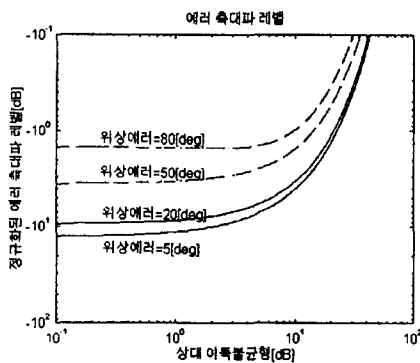


그림 6. 에러 측대파레벨(국부발진누설고려함)
Fig. 6. Error sidelobe level.(with local oscillator leakage)

그림 5에서 에러측대파 레벨의 특성을 나타내기 위

해 τB 로 정규화하였으며, 에러 측대파레벨을 결정하기 위하여 LSN 신호와 관계하며 $10 \log(\tau B)$ 특성을 그림 5, 7의 수직좌표에 추가하였다. 두 그림은 특성을 편리하게 하기 위해서 위상과 이득에러를 암시하며 심각한 파형 왜곡 이외에는 양호한 특성을 나타내고 있다. 또한 에러측대파 레벨은 주어진 위상과 이득에러로 곱한 τB 와 반비례한다.

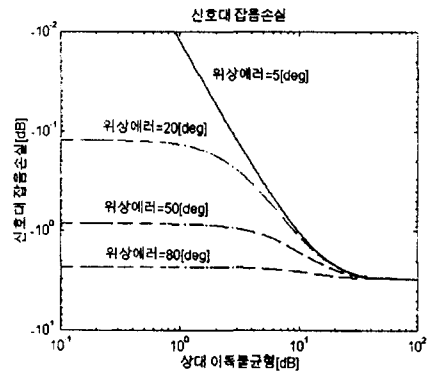


그림 7. 신호대 잡음손실
Fig. 7. Signal to noise loss.

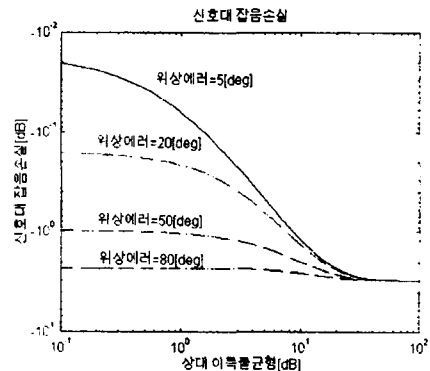


그림 8. 신호대 잡음손실(국부발진누설고려함)
Fig. 8. Signal to noise loss.(with local oscillator leakage)

표 1. 에러 측대파 레벨(상대이득불균형 0.8 [dB])
Table 1. Error sidelobe level.(relative gain error 0.8 [dB] reference)

위상에러[deg]	국부발진누설 고려안함[dB]	국부발진누설 고려함[dB]
5	-0.0071	-0.0519
20	-0.1316	-0.2020
50	-0.8514	-1.0307
80	-2.3073	-2.3050

두 특성의 결과를 표로 나타내면 표 1, 2와 같다.

표 2. 신호대 잡음손실(상대이득불균형 0.8 [dB] 기준)

Table 2. Signal to noise loss.(relative error (relative gain error 0.8 [dB] reference)

위상에러[deg]	국부발진누설 고려안함[dB]	국부발진누설 고려함[dB]
5	-21.3220	-11.6839
20	-13.1922	-7.7424
50	-6.8999	-3.4112
80	-3.7926	-1.5075

그림 5 및 6과 표 1에서 보면 위상에러가 적을 경우 국부발진누설을 고려하지 않은 경우는 에러측대파 레벨이 작지만 국부발진누설을 고려한 경우는 상대적으로 에러측대파 레벨이 커짐을 알 수 있다. 위상에러가 클 경우는 국부발진누설을 고려하지 않은 경우에 비해 국부발진누설을 고려한 경우에 에러측대파 레벨은 커지지만 두 레벨차는 작아진다는 것을 알 수 있다. 그림 7 및 8과 표 2에서 보면 신호대 잡음손실도 국부발진누설을 고려한 경우는 고려하지 않은 경우에 비해 신호대 잡음손실이 작아지고 손실차도 커지지만 위상에러가 클수록 레벨차는 유사함을 알 수 있다. 또한 국부발진누설을 고려하지 않은 경우는 상대이득불균형이 낮을 때에는 커질수록 에러측대파 레벨이나 신호대 잡음손실의 변화량이 작아짐을 알 수 있으나 상대이득 불균형이 높을 때에는 변화량이 커짐을 알 수 있었다. 국부발진누설을 고려한 경우는 고려하지 않은 경우보다 변화폭이 작음을 알 수 있었다.

IV. 결 론

본 연구에서는 시스템의 소형화와 디지털 직교변조 방식등의 PCS, IMT-2000에 응용할 수 있는 주파수 직접변환방식의 복조부에 문제인 채널이득/위상불균형, 국부발진누설 에러보정 등을 보상하기 위한 직교 동기 검파기의 에러영향을 분석하였다. 또한 직교검파기를 모델링하여 국부발진누설을 고려하지 않은 경우와 국부발진누설을 고려한 경우의 에러 측대파 레벨과 신호대 잡음손실 특성을 이득 및 채널불균형에 따른 영향 정도를 제시하였다.

채널 이득/위상불균형을 고려했을 때의 에러측대파

레벨은 위상불균형의 변화에 비해 진폭불균형에 의한 보다 많은 영향에 의해 특성을 악화시켰으며 국부누설 발진까지 고려했을 경우는 에러측대파 레벨이 커짐을 알 수 있었다. 채널의 이득불균형을 0.8 [dB]로 하고 위상불균형을 5 [deg]로 했을 경우의 채널 이득/위상불균형을 고려했을 때와 국부발진누설까지 고려했을 때의 에러측대파 레벨과 신호대 잡음손실은 각각 (-21.322 [dB], -0.0071 [dB]), (-11.6839 [dB], -0.0059 [dB])의 특성을 보였다.

차후에 주파수 직접변환방식에 직교동기검파 방식을 적용할 경우 국부발진누설에 대한 영향을 많이 받으므로 이를 반드시 고려하여 적용해야 함을 확인할 수 있었다. 향후 이를 확인하기 위해 실제를 시스템을 제작하여 그 특성을 확인하여 평가하는 것이 앞으로의 과제이다.

참 고 문 헌

- [1] P. Estabrook, B. B. Lusignan, "The design of a mobile radio receiver using direct conversion architecture," *IEEE Veh Technol. Conf.*, pp. 63-72, 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] P. Estabrook, B. B. Lusignan, "The design of a mobile radio receiver using direct conversion architecture," *IEEE Veh Technol. Conf.*, pp. 63-72, 1989.
- [5] K. Takahashi, M. Mimura, "A direct conversion receiver utilizing a novel FSK demodulator and a low-power-consumption quadrature mixer," *IEEE Veh Technol. Conf.*, pp. 910-915, 1992.
- [6] SINSKY, A.I., and WANG, P.C.P., "Error analysis of a quadrature coherent detector processor," *IEEE Trans.*, AES, pp. 880-883, 1974.

- [7] Behzad Razavi, " Design Condisiderations for Direct Conversion Receivers," *IEEE Transactions circuits & Systems II: Analog & Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6, June. 1997.
- [8] 진년강, *아날로그와 디지털통신*, 청문각, 1996
- [9] S.J. Roome, MSc, CEG, "Analysis of quadrature detectors using complex envelope natation," *IEE proceeding*, vol. 136, Pt.F, no. 2, Apr., 1989.

저 자 소 개



白 珠 淇(正會員)
 1965년 6월 15일생. 1987년 2월 서울산업대학교 전자공학과(공학사). 1995년 2월 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1995년 9월 ~ 현재 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 디지털 이동통신기술, 초고주파회로 및 시스템

李 乘 善(正會員) 第 11卷 2號 參照



李 承 大(正會員)
 1963년 1월 28일. 1990년 2월 단국대학교 전자공학과(공학사). 1992년 2월 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1992년 9월 ~ 현재 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 1994년 4월 ~ 현재 남서울대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는 디지털 이동통신 시스템(CDMA)

陳 年 鋼(正會員) 第 31卷 A編 參照