

# 위버구조 상향변환 혼합기의 스푸리어스 신호 제거 방법

## A Novel Method for Rejection of the Spurious Signal in Weaver-Type Up-Conversion Mixer

김영완 · 송윤정 · 김유신\* · 이창석\*

Young-Wan Kim · Yun-Jeong Song · Yoo-Shin Kim\* · Chang-Seok Lee\*

### 요 약

본 논문은 위버구조 low-IF 송신부를 구성하는 위버구조 혼합기의 출력단에 나타나는 스푸리어스 신호를 제거하기 위한 방법을 제안한다. 스푸리어스 신호는 고주파 혼합기를 사용한 I/Q 경로 신호의 이득 및 위상 부정합 그리고 I/Q 신호를 위한 국부 발진기의 90° 위상 부정합에 의해 위버구조 혼합기의 출력단에 나타난다. 고주파 I/Q 경로 신호의 부정합은 스푸리어스 신호로부터 진폭 부정합과 위상 부정합으로 유도되어 진폭 및 위상 부정합 정도에 의한 부호와 크기 함수로 검출하였다. 제안된 방법은 low-IF 상향 혼합기의 출력단에 나타나는 송신 신호를 부정합 검출 회로의 고주파 혼합기에 공급하여 얻어지는 하향 변환된 기저대역 신호와 디지털 신호 처리부에서 수정된 기저 대역 신호와의 상관도를 구하여 진폭 및 위상 부정합을 보상하고 스푸리어스 신호를 제거한다. 진폭 및 위상 부정합의 크기와 부호는 A/D 변환 후에 디지털 영역에서 독립적으로 결정되며, 부정합의 크기와 부호를 이용하여 디지털 신호 처리부에서 I/Q 경로 신호의 크기와 위상을 연속적으로 조절하여 스푸리어스 신호를 제거한다. 본 논문에서는 수식적 해석과 성능 시뮬레이션 통하여 제안된 방법의 타당성을 검증하였다.

### Abstract

A novel method to reject the spurious signals which are occurred at Weaver-type low-IF transmitter was proposed in this paper. The spurious signals are generated by the gain and phase imbalances of I/Q channel or imperfect characteristics of 90° phase shifter in local oscillator for I/Q channel source. By deriving the gain and phase-based functions from RF spurious signal with the channel imbalance information, the I/Q channel imbalances were deduced as functions with magnitude and sign dependent on I/Q channel imbalance degree. The proposed method compensates the estimated I/Q channel imbalances by correlation values between the down-converted signal obtained by squaring the output signal itself using a simple mixer and the modified baseband signal. By comparing two signals after A/D conversion, the magnitude and sign of each type of imbalances can be determined separately and simultaneously. Based on the I/Q channel imbalance compensation, the spurious signals can be reduced by adjusting the gain and phase values of I or Q channel signal.

The way to estimate the channel imbalances of the up-conversion mixer was presented and verified by using theoretical derivations and computer simulations.

Key words : Spurious Signal Rejection, Gain and Phase Imbalance, Channel Imbalance Compensation, Weaver Type Transmitter

한국전자통신연구원 광대역 멀티미디어연구팀(Broadband Multimedia Research Team, ETRI)

\*한밭대학교 정보통신컴퓨터 공학부(Division of Information Communication and Computer Engineering, Hanbat National University)

· 논문 번호 : 20040417-045

· 수정완료일자 : 2004년 6월 4일

## I. 서 론

무선통신 시스템에서는 특성의 우수성으로 인해 헤테로다인 방식이 선호되어 왔으나, 최근 단말기의 소형화 및 저가격화를 위해 직접변환 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[1]</sup>. 헤테로다인 방식은 수신 감도 및 혼신 방지 면에서 우수한 특성을 나타내지만, 직접변환 방식에 비해 중간 주파수용 국부 발진기와 필터 등, 중간 주파수용 부품 구성이 필요하다. 직접변환 방식은 소형화 및 저가격화할 수 있는 장점은 있으나 고주파 영역에서 I/Q 신호로 분리해야 하므로 I/Q 경로 신호의 진폭과 위상 부정합에 의해 신호의 품질이 저하될 수 있다. 또한, 직접변환 방식은 송신 신호 주파수와 동일한 주파수를 갖는 국부 발진기 신호에 의한 VCO pulling과 re-modulation 현상과 dynamic range를 넓히기 어려운 단점을 갖고 있으며, 기저대역 신호를 직접 고주파 신호로 변환하므로 주파수가 낮아질수록 전력이 커지는 1/f 잡음의 영향으로 시스템 성능이 저하된다<sup>[2]</sup>. 이러한 직접변환 방식의 단점을 보완하면서 장점을 유지하기 위하여 낮은 중간 주파수를 사용하는 low-IF 방식이 활발히 연구되고 있다<sup>[3]</sup>. Low-IF 방식은 중간 주파수 신호 및 기저대역 신호를 디지털 신호 영역에서 처리하기 때문에 추가적인 중간 주파수용 부품이 필요 없으며 반도체 기술의 발달로 낮은 주파수의 중간 주파수 신호를 디지털 회로에서 쉽게 처리할 수 있다.

Low-IF 방식의 송신부 혼합기의 경우 스퍼리어스 신호 주파수와 원하는 RF 신호 주파수의 차이가 작을 뿐 아니라 스퍼리어스 신호 주파수가 송신 주파수 대역 내에 위치하여 있기 때문에 필터를 사용하여 스퍼리어스 신호를 제거하는 것은 불가능하다. 따라서, 일반적으로 스퍼리어스 신호를 원리적으로 제거할 수 있는 이미지 제거 혼합기(IRM: Image Rejection Mixer)가 사용되고 있다. 이미지 제거 혼합기는 위버(weaver) 구조와 하트레이(hartley) 구조가 있으며, 회로 구조가 복잡하지만 넓은 대역폭 특성을 나타내는 위버구조 혼합기가 많이 사용되고 있다<sup>[4]</sup>. 그러나, 이미지 제거 혼합기를 사용하는 low-IF 방식의 송신부에서 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합 및 위상 부정합이 발생하면 신호의 품질이 열화되

고, 스퍼리어스 신호의 제거 특성이 저하된다. 이러한 열화 보정으로는 특정한 보정 신호를 이용하여 고주파 I/Q 신호 경로의 부정합을 추정하고 이를 이용하여 신호를 보상하는 방법이 제안되었다<sup>[5]</sup>. 기존의 제안된 방법은 송신부의 스퍼리어스 신호를 기저대역 신호 처리부에서 보상하지만, 신호의 송신 시간 전에 별도의 보정 신호와 보정 시간이 필요하며, 보정을 한 경우에도 동작 중 온도의 변화나 채널 변화 등에 의해 스퍼리어스 제거 특성이 열화되는 단점이 있다.

본 논문에서는 송신되는 고주파 신호를 실시간으로 분석하여 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 및 위상 부정합을 보상하여 스퍼리어스 신호를 연속적으로 제거할 수 있는 새로운 방법을 제안한다. Low-IF 상향 혼합기의 출력단에 나타나는 송신 신호는 부정합 검출 회로의 고주파 혼합기에 의해 하향 변환되며, 하향 변환된 기저대역 신호로부터 진폭과 위상 부정합 성분을 갖는 신호로 유도된다. 채널 부정합 검출 회로에서 산출된 진폭과 위상 부정합 정도를 검출하기 위하여 디지털 송신 신호 처리부는 유도된 진폭과 위상 부정합 신호 성분과 상관성을 갖는 신호를 발생하는 회로 구성을 갖는다. 디지털 영역에서 보정된 송신 신호는 유도된 진폭 및 위상 부정합 신호와 상관성이 분석되어 부정합의 크기와 부호가 각각 결정된다. 따라서, 송신 신호의 분석으로 얻어진 진폭 및 위상 부정합의 크기 및 부호를 이용하여 I/Q 경로 신호 크기와 위상을 연속적으로 조절함으로써 송신단의 스퍼리어스 신호를 실시간으로 제거할 수 있다. 또한, 유도된 진폭과 위상 부정합은 독립적인 상관성을 갖고 있으므로 진폭과 위상을 연속적으로 검출하여 보정할 수 있으며, 제안된 방법은 수식적 해석과 성능 시뮬레이션을 통하여 타당성을 검증하였다.

## II. 위버구조 Low-IF 송신기와 스퍼리어스 신호 제거

### 2-1 위버구조 Low-IF 송신기

그림 1은 위버구조 low-IF 송신기를 보여준다<sup>[6][7]</sup>. 송신하고자 하는 기저대역 신호는 적절한 필터를 통과한 후 디지털 영역에서 IF 신호로 상향 변환된다.

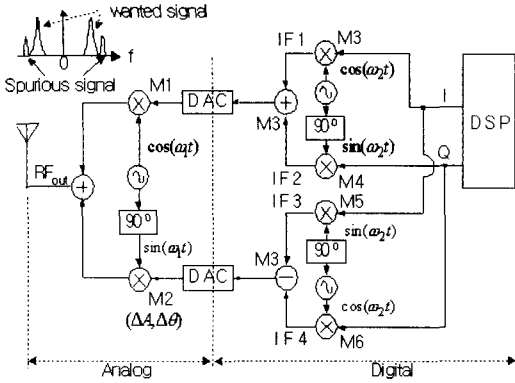


그림 1. 위버구조 low-IF 송신기  
Fig. 1. Weaver type low-IF transmitter.

IF 신호의 주파수는 기저대역 신호의 최대 주파수 상분의 수 배 정도이므로 디지털 영역에서 처리 가능하다. 기저대역 I/Q 신호에 IF 신호의 sin 성분과 cos 성분을 각각 곱하고 적절히 조합한 다음 고주파 국부발진기 신호의 sin 성분과 cos 성분을 곱하여 더함으로써 이미지 성분이 상쇄되는 구조를 나타낸다. 위버구조 혼합기는 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합과 위상 부정합으로 인하여 스푸리어스가 발생할 수 있으며, 고주파 회로에서 부정합 특성은 일반적으로 40 dBc 이상으로 제작하기 어렵다<sup>[6]</sup>.

그림 1에서 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합  $\Delta A$ 와 위상 부정합  $\Delta\theta$ 가 나타날 경우, 송신되는  $RF_{out}$  신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 RF_{out} &= (D_I \cos \omega_2 t + D_Q \sin \omega_2 t) \cdot \cos \omega_1 t \\
 &+ (D_I \sin \omega_2 t - D_Q \cos \omega_2 t) \cdot (1 + \Delta A) \cdot \sin(\omega_1 t + \Delta\theta) \\
 &= \frac{1}{2} \{ D_I \cos \omega_{rf} t + D_I \cos \omega_{sp} t - D_Q \sin \omega_{rf} t \\
 &+ D_Q \sin \omega_{sp} t + D_I \cos(\omega_{rf} t + \Delta\theta) - D_I \cos(\omega_{sp} t + \Delta\theta) \\
 &- D_Q \sin(\omega_{sp} t + \Delta\theta) + D_I \Delta A \cos(\omega_{rf} t + \Delta\theta) \\
 &- D_I \Delta A \cos(\omega_{sp} t + \Delta\theta) - D_Q \Delta A \sin(\omega_{sp} t + \Delta\theta) \\
 &- D_Q \Delta A \sin(\omega_{rf} t + \Delta\theta) \} - D_Q \sin(\omega_{rf} t + \Delta\theta) \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기서  $D_I$ 와  $D_Q$ 는 각각 I 경로 기저대역 신호와 Q 경로 기저 대역 신호이고,  $\omega_1$ 은 IF에서 RF로 상향 변환하기 위해 필요한 국부 발진기 신호이며  $\omega_2$ 는 기저대역에서 IF로 상향 변환하기 위해 필요한 국부 발진기 신호이다. 또한,  $\omega_{rf}$ 는 원하는 RF 신호이고  $\omega_{sp}$ 는 스푸리어스 신호로 표현할 수 있다.

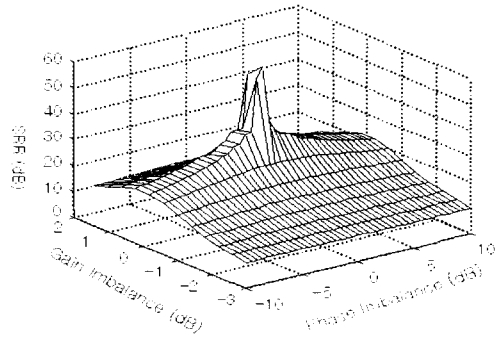
따라서, 식 (1)과 같이 송신되는  $RF_{out}$  신호에는 원하는 송신 신호 이외에 스푸리어스 신호가 나타난다.

그림 2는 위버구조 low-IF 송신기에서 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합과 위상 부정합이 나타날 때 스푸리어스 제거 비율(SRR: Spurious Rejection Ratio)을 나타낸 것으로 다음과 같이 정의한다.

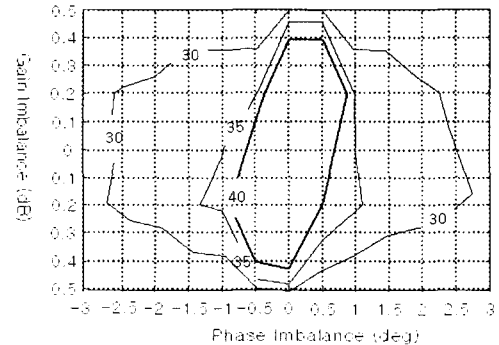
$$SRR = \frac{P_{signal}}{P_{spurious}} \quad (2)$$

여기서,  $P_{signal}$ 은 원하는 송신 신호 전력이고,  $P_{spurious}$ 는 스푸리어스 신호 전력이다.

그림 2(a)에서 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합( $\Delta A$ )은 0.5(-3 dB)~1.5(2 dB) 범위에서, 그리고 고주파 I/Q 경로 신호의 위상 부정합( $\Delta\theta$ )은  $-10^\circ \sim 10^\circ$  범위에서 스푸리어스 제거 비율을 나타내었으



(a) SRR 특성  
(a) SRR characteristics



(b) 요구 SRR 대 부정합 특성  
(b) Imbalance values vs. required SRR

그림 2. 진폭 부정합과 위상 부정합에 따른 SRR 특성

Fig. 2. SRR characteristics according to gain and phase imbalances.

며, 진폭 부정합과 위상 부정합이 작은 범위에서 스퓨리어스 신호가 양호하게 제거되는 것을 보여준다. 그림 2(b)는 소자의 불균일도 및 layout의 정밀도를 고려하여 설계했을 때 얻을 수 있는 스퓨리어스 제거 비율을 나타낸 것으로, 일반적으로 40 dBc 이상으로 설계하여야 할 경우 진폭 부정합은 0.4 dB, 위상 부정합은  $-0.8^{\circ} \sim 0.8^{\circ}$  이내이어야 함을 알 수 있다<sup>[5]</sup>.

### 2-2 기존 위버구조 송신기의 스퓨리어스 신호 제거 방법

무선통신 시스템에서 발생하는 진폭 및 위상 부정합을 보상하여 스퓨리어스 신호를 제거하기 위하여 특정한 보정 신호를 이용하여 고주파 I/Q 경로 신호의 부정합을 추정하고, IF 신호를 보상하는 방법이 연구되고 있다<sup>[5]</sup>. 그림 3은 특정한 보정 신호를 이용하여 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합과 위상 부정합을 디지털 영역에서 추정하여 부정합을 보상하여 스퓨리어스 신호를 제거하는 회로 구성도를 보여준다.

송신하고자 하는 기저대역 I, Q 신호는 적절한 필터를 통과한 후 디지털 영역에서 IF로 상향 변환된다. 상향 변환된 IF 신호에 진폭 부정합과 위상 부정합을 가진 보정 신호를 미리 삽입하고 고주파 국부 발진기 신호의 sin 성분과 cos 성분을 곱하여 더함으로써 RF 신호로 상향 변환된다. 진폭 및 위상 부정합 성분 보상을 위하여 그림 3과 같이 RF 출력 신호

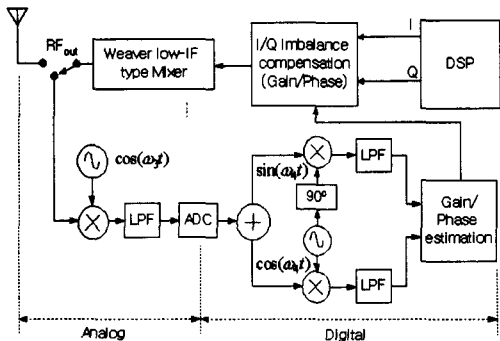


그림 3. 부정합 보정 신호를 이용한 스퓨리어스 신호 제거 구성도

Fig. 3. Block diagram for rejection of spurious signals using a specified imbalance compensation signal.

는 전송 신호 송신 시간 전에 고주파 하향 변환 혼합기에 공급되고, 이 신호는 송신 경로의 발진기와 다른 고주파 국부 발진기 주파수 신호( $\omega_3$ )와 곱해져 제 1차 IF로 하향 변환된다. 하향 변환된 신호는 저역 통과 필터에 의해 여과되고 A/D 변환되어 디지털 영역에서 제 4의 국부 발진기 신호( $\omega_4$ )의 sin 성분과 cos 성분을 곱하여 제 2차 IF I/Q 신호로 하향 변환된다. 부정합 추정 회로는 부정합 성분을 갖는 하향 신호로부터 IF단 I 경로 신호와 IF단 Q 경로 신호를 각각 제공한 후, 양 신호를 더하여 의도적으로 삽입된 IF단의 진폭 부정합과 위상 부정합을 독립적으로 변화시켜 가면서 최적의 조건을 찾아낸다. 산출된 최적의 조건을 이용하여 부정합 보상 회로에서 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합과 위상 부정합을 보정한다. 그러나, 기존 방법은 요구되는 전송 신호의 송신 시간 전에 보정 시간이 필요하며, 보정 회로에 추가적인 고주파 국부 발진기가 요구되는 단점이 있다. 또한, 진폭 및 위상 부정합을 보상한 경우에도 동작 중 온도의 변화나 채널 변화 등에 의해 스퓨리어스 제거 특성이 열화되는 단점이 있다.

### III. 제안된 스퓨리어스 제거 위버구조 Low-IF 송신기

그림 4는 본 논문에서 제안한 위버구조 스퓨리어스 제거 혼합기를 사용한 low-IF 송신 구조를 보여준다. 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 및 위상 부정합을 추정하기 위하여 그림 4와 같이 두 개의 신호를 사

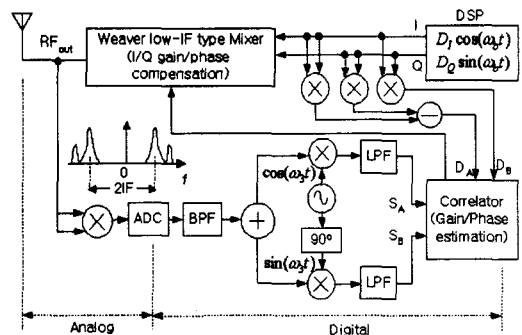


그림 4. 제안된 스퓨리어스 제거 위버 구조 low-IF 송신기

Fig. 4. Proposed weaver type low-IF transmitter for rejection of spurious signals.

용하여 진폭 및 위상 부정합을 보상하고 스푸리어스 신호를 제거한다.

고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합과 위상 부정합 성분을 포함하고 있는 위버구조 low-IF 송신기 출력 단의 송신 고주파 신호(RF<sub>out</sub>)는 진폭 및 위상 부정합을 추출하기 위하여 그림 4와 같이 고주파 하향 변환 혼합기의 두 입력 단에 공급된다. 하향 변환 혼합기는 입력되는 고주파 신호를 제공하는 역할을 하며, 하향 변환된 신호는 A/D 변환되어 디지털 영역에서 두 배의 IF 성분만을 대역 통과하는 여과기 출력 신호로 디지털 처리된다. 즉, 두 배의 IF 국부 발진기 신호( $\omega_3$ )의 sin 성분과 cos 성분을 곱하여 기저대역 I/Q 신호로 하향 변환하면, 식 (1)으로부터 다음과 같은 기저대역 I 경로  $S_A$  신호와 기저대역 Q 경로 신호  $S_B$ 를 각각 얻을 수 있다.

$$S_A = -\frac{1}{2} \sin(\Delta\theta) D_{Iw} D_{Qw} (1 + \Delta A) - \frac{1}{8} (D_{Iw}^2 - D_{Qw}^2) \Delta A (2 + \Delta A) \quad (3)$$

$$S_B = -\frac{1}{4} \sin(\Delta\theta) (D_{Iw}^2 - D_{Qw}^2) (1 + \Delta A) - \frac{1}{4} D_{Iw} D_{Qw} \Delta A (2 + \Delta A) \quad (4)$$

여기서,  $D_{Iw}$ 와  $D_{Qw}$ 는 디지털 신호 처리부에서 레이지드 코사인(raised cosine) 여과기를 통과한 신호에 다음과 같은 weighting 함수를 갖는 신호이다.

$$D_{Iw} = D_I \cdot \cos \omega_b t$$

$$D_{Qw} = D_Q \cdot \sin \omega_b t \quad (5)$$

여기서, weighting 함수의 주파수  $f_b$ 와 전송 신호  $D_I$  및  $D_Q$ 의 데이터율( $T_s = 1/f_s$ )과는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$f_b = k f_s = k \cdot (1/T_s)$$

$$k = \text{integer} (k > 0) \quad (6)$$

식 (3)과 (4)로부터 기저대역 I 경로 신호  $S_A$ 와 기저대역 Q 경로 신호  $S_B$ 에 진폭 부정합  $\Delta A$ 와 위상 부정합  $\Delta\theta$ 가 나타남을 알 수 있다. 식 (3)과 (4)의 전항은 진폭과 위상 부정합 성분을 포함하고 있으나, 후자의 항은 진폭 부정합 성분을 나타내고 있다. 즉, 기저대역 I 경로 신호  $S_A$ 와 기저대역 Q 경로 신호

$S_B$ 에 위상 부정합 성분을 무시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_A = -\frac{1}{8} (D_{Iw}^2 - D_{Qw}^2) \Delta A (2 + \Delta A)$$

$$S_B = -\frac{1}{4} D_{Iw} D_{Qw} \Delta A (2 + \Delta A) \quad (7)$$

식 (7)은 진폭 부정합 성분만 포함하고 있으므로 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합 성분을 추정할 수 있다. 진폭 부정합 성분을 보정하면 식 (3) 또는 (4)의 전항으로부터 위상 부정합 성분을 추정할 수 있다.

식 (3) 또는 (4)로부터 독립적인 진폭 부정합 및 위상 부정합 성분을 추정하기 위하여, 관련식의 전항과 후자의 항의 상관 값(correlation)이 직교의(orthogonal) 관계를 갖는 기저대역 신호를 발생한다. 즉, 식 (5)와 식 (3) 또는 (4)로부터  $D_{Iw} \cdot D_{Qw}$ 와  $D_{Iw}^2 - D_{Qw}^2$  성분을 갖는 기저대역 신호를 갖는 회로를 구성한다.

$$D_A = D_{Iw}^2 - D_{Qw}^2$$

$$D_B = D_{Iw} \cdot D_{Qw} \quad (8)$$

여기서, 식 (5)와 (6)으로부터 식 (8)은 직교 관계를 갖는 것을 알 수 있다.

$$\int_{-\pi}^{\pi} D_A \cdot D_B d\theta = 0 \quad (9)$$

따라서, 진폭 부정합 성분은 식 (8)의  $D_A$  신호와 식 (3) 또는 식 (8)의  $D_B$  신호와 (4)의 correlation에 의해 식 (3)과 (4)의 후항인 진폭 부정합 성분이 독립적으로 추정될 수 있으며, 추정된 진폭 부정합 성분을 보정한 후, 동일한 관계에서 식 (3)과 (4)의 전항의 위상 부정합 성분을 연속적으로 추정하여 보상할 수 있다. 여기서, 출력 신호의 스푸리어스 신호를 제거하기 위해서는 진폭 부정합과 위상 부정합의 크기 이외에도 부호 성분을 구하여 I 또는 Q 채널의 진폭과 위상을 보정한다.

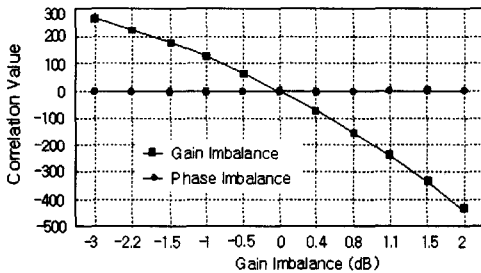
#### IV. 스푸리어스 제거 성능 및 결과

위버구조 low-IF 송신기의 스푸리어스 제거 성능은 제안된 식 (3), (4)와 (8)을 이용하여 평가하였다. 즉, 기저대역에서 얻어진 출력 신호  $S_A$ 와  $S_B$  그리

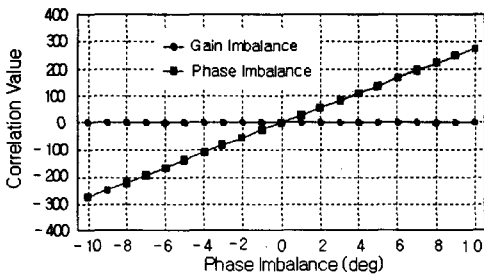
고, 수정된 기저대역 송신 신호  $D_A$ 와  $D_B$ 를 비교하여 진폭과 위상 부정합의 크기와 부호를 찾아내기 위하여 디지털 상관기(correlator)를 설계하였다.

출력 신호로부터 유도된 기저대역 신호  $S_A$ 와  $S_B$ 의 크기를 기저대역 신호  $D_A$ 와  $D_B$ 의 크기와 일치시키기 위하여 그림 4의 디지털 영역에서 저역 통과 필터링한 후에 이득이 조절되었다. 따라서, 디지털 상관기를 사용하여 비교된 두 파형의 형태가 같고 시간적으로 일치하는 정도에 따라 부정합의 크기와 부호를 추출할 수 있다.

그림 5는 위상 부정합과 진폭 부정합이 I/Q 경로 신호에 나타났을 때 상관 값의 크기와 부호를 나타낸 것으로, 그림 5(a)는 I 경로 신호 파형  $S_A$ 와 수정된 기저대역 신호 파형  $D_A$ 를 비교하여 나타나는 진폭 부정합의 크기와 부호를 보여준다. 여기서, 식 (3)의 전항은 진폭 및 위상 부정합을 포함하고 있으나, 식 (9)의 관계로부터  $S_A$ 와  $D_A$ 의 상관 값은 진



(a)  $S_A$ 와  $D_A$ 의 상관 값  
(a) Correlation for  $S_A \cdot D_A$

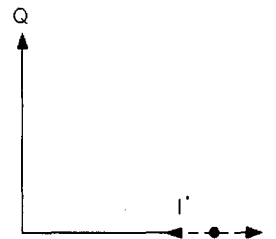


(b) 진폭 보정 후  $S_A$ 와  $D_B$ 의 상관 값  
(b) Correlation for  $S_A \cdot D_B$  after gain imbalance compensation

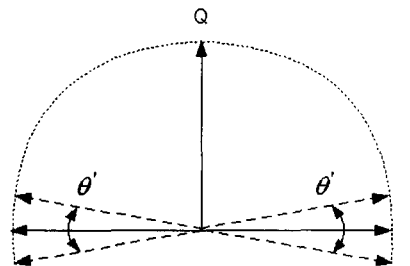
그림 5. 진폭 및 위상 부정합의 상관 값  
Fig. 5. Correlation values for gain and phase imbalance.

폭 부정합 성분만 나타남을 알 수 있다. 진폭 부정합 크기 0.5(-3 dB)에서 1.5(2 dB) 범위에서 상관 값의 부호가 +부호에서 -부호로 변한 것은 식 (3)에서 진폭 부정합  $\Delta A$ 의 부호가 변했기 때문이다.

I 경로 신호 파형  $S_A$ 와 수정된 기저대역 신호 파형  $D_B$ 를 비교하여 나타나는 상관 값은 식 (3)의 전항에 진폭 부정합 성분과 위상 부정합 성분을 포함하고 있으므로 진폭 부정합의 영향을 받는다. 그러나, 진폭 부정합 성분은 그림 5(a)와 같이  $S_A$ 와  $D_A$ 의 상관 값으로부터 추출되어 진폭 부정합 값이 보정되므로 식 (3)의  $S_A$  신호와  $D_B$  신호의 상관 값은 위상 부정합의 성분으로 유도될 수 있다. 그림 5(b)는 그림 5(a)의 진폭 부정합 성분이 보정된 후,  $S_A$ 와  $D_B$  신호의 상관 값인 위상 부정합 성분의 크기와 부호를 보여준다. 여기서, 식 (3)의 후자 항의 진폭 부정합 성분은 그림 6(a)와 같이 직교 관계로부터 이에 대한 영향이 나타나지 않는다. 그리고,  $-10^\circ$ 에서  $10^\circ$ 의 위상 부정합 범위에서 상관 값의 부호가 +부호에서 -부호로 변한 것은 식 (3)에서 위상 부정합  $\Delta \theta$ 의 부호가 변했기 때문이다. 송신 출력 신호



(a) 진폭 부정합  
(a) Gain imbalance



(b) 위상 부정합  
(b) Phase imbalance

그림 6. 고주파 I/Q 경로 신호 부정합 보상  
Fig. 6. Imbalance compensation of I/Q channel.

호로부터 유도된 식 (4)와 수정된 기저대역 신호 식 (8)을 사용한 상관 값은 식 (3)과 식 (8)을 사용한 결과 그림 5와 같은 상관 값을 갖는다. 따라서, 유도된 식 (3) 또는 (4)와 기저대역 신호로부터 수정된 식 (8)을 사용하여 진폭 부정합 성분을 추출하여 보정하고, 진폭 부정합 보정 후 위상 부정합 성분을 추출하여 보정한다.

그림 6은 고주파 I/Q 경로 신호의 부정합(진폭 부정합, 위상 부정합)을 보상하는 방법을 보여준다. 그림 6(a)에서와 같이 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 부정합은 디지털 상관기에서 분석된 상관 값의 크기가 + 부호를 가지면 기저대역 I 또는 Q 신호의 크기를 줄이고 - 부호를 가지면 기저대역 I 또는 Q 신호의

크기를 증가시켜 보상될 수 있다. 진폭 부정합이 보상된 후, 그림 6(b)와 같이 위상 부정합은 분석된 상관 값의 크기가 + 부호를 가지면 I 또는 Q 신호의 위상 크기를 조절하여 신호의 위상을 느리게 하고 상관 값의 크기가 - 부호를 가지면 위상을 빠르게 하여 위상 부정합을 보상할 수 있다.

그림 7은 제안된 I/Q 경로 신호의 진폭 및 위상 부정합 보정 방법에 의한 스퓨리어스 신호 제거 성능을 보여준다.

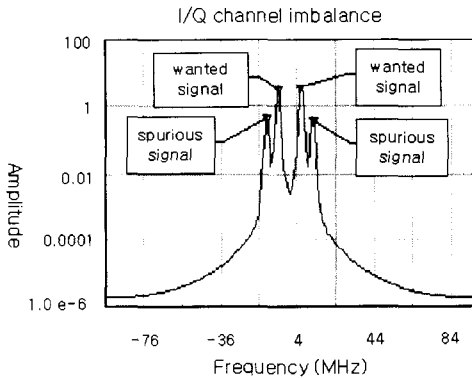
그림 7(a)는 진폭 및 위상 부정합에 의해 RF 출력 신호에 스퓨리어스 신호가 발생함을 보여준다. 그리고 그림 7(b)로부터 RF 출력 신호에 발생하는 스퓨리어스 신호는 제안된 방법으로 I/Q 경로 신호의 진폭과 위상 부정합 성분을 보정함으로써, 스퓨리어스 신호를 효과적으로 제거함을 알 수 있다.

### V. 결 론

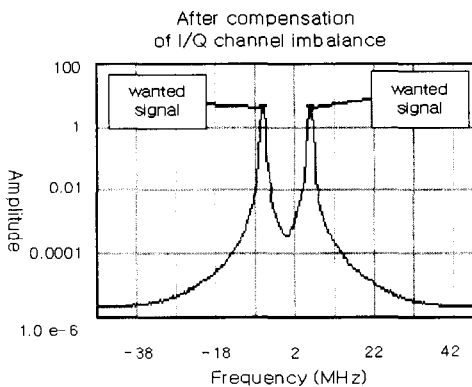
본 논문에서는 위버구조 low-IF 송신기에서 위버구조 혼합기의 출력 단에 나타나는 스퓨리어스 신호를 제거하는 새로운 방법을 제안했다. 제안된 방법은 송신되고 있는 고주파 신호의 일부를 실시간으로 분석하여 얻어진 기저대역 신호 파형과 디지털 신호 처리부에서 수정된 기저대역 신호 파형을 디지털 영역에서 상관기로 비교하여 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭과 위상 부정합의 크기와 부호를 연속적으로 추정 및 보상하여 출력 신호에 발생하는 스퓨리어스 신호를 제거한다. 제안된 방법은 고주파 I/Q 경로 신호의 진폭 및 위상 부정합에 따라 기저대역 I 또는 Q 경로 신호의 크기 또는 위상을 줄이거나 증가시켜 진폭 부정합 성분과 위상 부정합 성분을 연속적으로 보상하여 스퓨리어스 신호를 줄일 수 있는 간단한 구조를 갖는다.

### 참 고 문 헌

[1] Kang-Yoon Lee, Seung-Wook Lee, Yido Koo, Hyoung-Ki Huh, Hee-Young Nam, Jeong-Woo Lee, Joonbae Park, Kyeongho Lee, Deog-Kyoon Jeong and Wonchan Kim, "Full-CMOS 2-GHz WCDMA direct conversion transmitter and receiver", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1,



(a) 부정합이 존재하는 I/Q 경로 신호  
(a) I/Q channel signal with imbalance

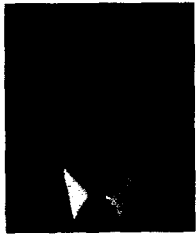


(b) 부정합이 보상된 I/Q 경로 신호  
(b) Compensated I/Q channel signal

그림 7. I/Q 경로 신호의 부정합 보상 성능  
Fig. 7. Compensation performance of I/Q channel imbalances.

- pp. 43-53, 2003.
- [2] Aravind Loke, Fazal Ali, "Direct conversion radio for digital mobile phones-design issues, status, and trends", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 11, pp. 2422-2435, 2002.
- [3] Adiseno, Mohammed Ismail and H kan Olsson, "A wide-band RF front-end for multiband multistandard high-linearity low-IF wireless receivers", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 9, pp. 1162-1168, 2003.
- [4] Jian Xu, Jin Chen and Jiang Zheng, "Design of weaver topology", *IEEE Electronics Letters*, vol. 37, no. 8, pp. 1133-1135, 2001.
- [5] Youngjin Kim, Sangho Shin and Kwyro Lee, "Architecture and algorithm for high precision image rejection and spurious rejection mixers using digital compensation", *IEEE MTT-S*, pp. 799-802, 2002.
- [6] Mostafa A. I. Elmala, Sherif H. K. Embabi, "A self-calibration technique for mismatches in image-reject receivers", *IEEE Custom IC Conf.*, pp. 251-254, 2002.
- [7] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR, 1998.

김 영 완



1983년 2월: 경북대학교 공과대학  
전자공학과 (공학사)  
1985년 2월: 경북대학교 대학원 전  
자공학과 (공학석사)  
2003년 2월: 충남대학교 대학원 전  
자공학과 (공학박사)  
1992년~현재: 한국전자통신연구원

책임연구원

[주 관심분야] 디지털 전송, 디지털 위성통신/방송시스템,  
Microwave devices 등

김 유 신



2000년 2월: 한밭대학교 정보통신공  
학과 (공학사)  
2002년 2월: 한밭대학교 정보통신  
전문대학원 (공학석사)  
2002년 3월~현재: 한밭대학교 정보  
통신전문대학원 박사과정  
[주 관심분야] 고주파 집적회로(MM-  
IC)설계

IC)설계

송 윤 정



1987년 2월: 경북대학교 공과대학  
전자공학과 (공학사)  
1990년 8월: 경북대학교 공과대학  
전자공학과 (공학석사)  
2004년 2월: 충남대학교 전자공학  
과 (공학박사)  
1990년 7월~현재: 한국전자통신연

구원 선임연구원

[주 관심분야] 디지털 신호처리, 디지털 모뎀, 위성통신/방  
송시스템

이 창 석



1984년 2월: 경북대학교 전자공학  
과 (공학사)  
1986년 2월: 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과 (공학석사)  
1996년 2월: 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과 (공학박사)  
1986년 2월~1998년 3월: 한국전자

통신연구원 책임연구원

1998년 4월~현재: 한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 부  
교수

[주 관심분야] 고주파 집적회로(MMIC)설계