

# 26GHz 대역용 단일 평형 주파수 혼합기의 설계 및 제작에 관한 연구

정회원 조 갑 구\*, 조 성 민\*\*, 임 재 봉\*\*, 김 형 동\*\*\*

## A Study on the Design and Fabrication of a Singly Balanced Mixer for 26GHz Band Applications

Kab-Goo Cho\*, Sung-Min Cho\*\*, Jae-Bong Lim\*\*,  
Hyung-Dong Kim\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 평면형 구조를 갖는 rat-race을 이용한 26GHz 대역용 평면형 단일 평형 주파수 혼합기를 설계, 제작하였다. 본 혼합기의 특징은 외부 바이어스를 인가함으로써 LO 전력을 4 dBm으로 줄인 것과 다이오드를 이상적인 스위칭에 가까운 동작을 할 수 있도록 하는 hyperbolic mean 기법을 이용하여 정합 회로를 설계한 것이다. 또한, 본 혼합기에서는 하우스를 제작하여 쉴딩된 상태에서 측정하였기 때문에 슈퍼헤테로다인 수신기의 혼합기에 직접 응용될 수 있다고 생각한다.

외부 바이어스는 2.6 [V], LO 전력을 4 dBm을 인가하였을 때, 본 주파수 혼합기의 측정결과는 RF 반사 손실은 10 dB 이상, 주파수 변환 손실은 10 dB 이하, 그리고 LO/RF 격리 손실은 15 dB 이상의 결과를 얻었다.

### ABSTRACT

In this paper a planar singly balanced diode mixer has been designed and fabricated using a rat-race for 26GHz band applications. The characteristics of this mixer is that LO power can be reduced to 4dBm by an external bias excitation and the matching circuits are designed using hyperbolic mean technique in order to run an approximately ideal switching operation of diodes. Moreover this mixer measured in the shielding state with the housing is to be applied directly to mixer of superheterodyne receiver.

When the external bias is 2.6 V and LO power is 4dBm, we have obtained more than 10dB, return loss in the RF port, less than 10 dB conversion loss, and more than 15 dB isolation loss of LO to RF.

### I. 서 론

무선 통신의 사용 주파수가 확장되는 추세에 따라 국내에서도 20GHz 이상의 주파수 대역에서의 무선 통신 장비의 기술 개발에 대한 연구가 시급한 실정에 있으며, 26.7GHz~27.5GHz 대역에서 무선 CATV 전

송용 주파수 서비스인 LMDS(Local Multipoint Distribution Service)를 운영할 예정이다.

따라서, 본 논문에서는 20GHz 이상의 주파수 대역용 슈퍼헤테로다인 수신기에 필요한 혼합기의 국산화를 위한 기술 축적을 위하여 26GHz 대역용 혼합기를 설계, 제작하였다. 본 혼합기는 쉴딩을 하여 측정할 수

\* 해태전자 통신기술연구소(kabgoo@hanmail.net) 정회원, \*\* 국민대학교 전자공학과: 정회원

\*\*\* 한양대학교 전자공학과: 정회원

논문번호: 98078-0220, 접수일자: 1998년 2월 20일

있도록 하우징을 제작하였으므로 슈퍼헤테로다인 수신기에 직접 응용이 가능하며, 외부 바이어스를 인가함으로써 다이오드를 펌프(pump)하기 위한 LO(Local Oscillator) 전력을 최소화하였으므로 LO를 제작하거나 제품을 선택하는데 있어 큰 전력을 필요로 하는 혼합기에 비하여 경제성면에서 유리할 것으로 생각한다. 26GHz 대역 주파수와 같은 높은 주파수에서는 회로의 설계도 중요하지만 설계 결과값에 근접한 측정 결과값을 얻기 위해서는 PCB(Printed Circuit Board)의 정밀한 제작과, 하우징을 함으로써 일어나는 불완전한 문제점들을 해결해야 하는 많은 어려움이 있다. 회로 특성에 영향을 주는 물리적인 오차의 요인은 PCB와 하우징과의 어셈블, PCB의 접지면 처리, 커넥터와 마이크로 스트립라인 사이의 전이 특성, 커넥터와 하우징과의 어셈블 등이 있다[1].

본 혼합기는 슈퍼헤테로다인 수신기에 들어오는 입력 주파수( $f_{RF}$ : 26~27 GHz)에서 국부 발진 주파수( $f_{LO}$ : 25~26 GHz)를 뺀 주파수 즉, 중간 주파수( $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ : 1 GHz)를 얻는 주파수 하향 변환기이다.

구조는 rat-race 결합기를 이용한 평면형 단일 평형 구조로써 단일 종단 혼합기에 비하여 RF와 LO 각각의 포트에 여파기를 사용하지 않고도 각 포트간에 우수한 격리 특성을 얻을 수 있으며 스푸리어스 응답이 우수하다. 이중 평형 혼합기에 비교하면 DC 바이어스 인가가 쉽고, 다이오드 수는 절반 밖에 필요하지 않고, 적은 LO 전력을 필요로 하며, 크기가 작은 장점이 있다. 이러한 이유로 제작 및 경제성을 고려하여 평면형 단일 평형 구조를 갖는 혼합기를 설계, 제작하였다[2].

## II. 기본 이론

주파수 혼합기는 두 개의 입력 신호의 주파수의 합 또는 차의 주파수를 얻는 디바이스로 합의 주파수를 얻는 것을 주파수 상향 변환기, 차의 주파수를 얻는 것을 주파수 하향 변환기라고 한다. 여기서는 모든 혼합기의 기본이 되는 단일 다이오드 혼합기를 가지고 혼합기의 기본적인 이론을 설명한다.

### • 단일 다이오드 혼합기

다이오드의 비선형 등가 회로는 그림 1과 같고 대신호를 인가하였을 경우 다이오드의 I/V 특성 곡선은 식(1)과 같다[3].

$$I_j = I_s [e^{aV_j} - 1] \quad (1)$$

여기서,  $I_j$ : 순시 전류,  $I_s$ : 다이오드 역포화 전류,  
 $a = e / \eta kT$ ,  $V_j$ : 다이오드 접합 전압,  
 $e$ : 전하량 =  $1.6021917 \times 10^{-19}$  C  
 $k$ : Boltzman 상수 =  $1.380622 \times 10^{-23}$  Joule/K  
 $kT/e = 0.025248V$ , 293K  
 $\eta$ : ideality factor, 전형적인 값 1~1.5

I/V 특성 곡선에는 별 영향을 주지 못하는 작은 소신호( $V_s \cos \omega_s t$ (RF: Radio Frequency))를 함께 다이오드에 인가하면 식(1)은 Taylor의 전개 정리에 따라 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I(V) = I_0 + I_s \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a^n}{n!} [V_s \cos(\omega_s t) + V_p \cos(\omega_p t)]^n \quad (2)$$

여기서,  $V_s$  = 입력 신호(RF)의 크기(소신호),  
 $\omega_s$  = 입력 신호 주파수  
 $V_p$  = LO의 크기(대신호),  $\omega_p$  = LO의 주파수

위 식(2)으로부터 생성되는 주파수는 다음과 같다.

$$f_{IF} = mf_{RF} + nf_{LO} \quad (3)$$

여기서,  $m, n$  = 정수이며  $-\infty$ 에서  $+\infty$  값을 갖는다.

단일 다이오드 혼합기의 간단한 블럭도를 그림 2에 나타내었다. 다이오드는 인가된 두 신호  $f_{RF}$ ,  $f_{LO}$ 와 관련된 중간 주파수(IF: Intermediate Frequency),  $f_{IF}$ 를 생성하기 위한 비선형 소자이다. 대부분의 경우 IF는 입력 신호와 LO 주파수와의 차( $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ )와 같다. 여파기는 각 포트 사이를 격리시키고 필요한 주파수 이외에 발생한 모든 다른 주파수를 제거하는 역할을 한다. 필요한 이외의 주파수는 정합 회로 및 여파기를 이용하여 각 포트에 흘러가지 못하게 함으로써 혼합기의 성능을 향상시킬 수 있다. 혼합기 변환 손실의 정의식은 다음과 같다.

$$Loss = 10 \log \left[ \frac{P_{out}}{P_{av}} \right] \quad [dB] \quad (4)$$

여기서,  $P_{out}$ : IF 주파수의 출력 전력  
 $P_{av}$ : 입력 주파수의 인가 전력

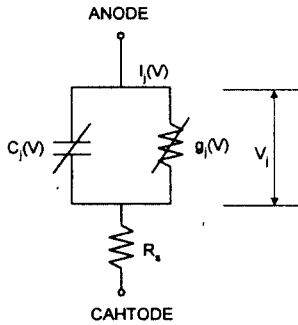


그림 1. 다이오드의 비선형 등가 회로  
 $C_j(V)$ : 접합 커패시턴스,  $g_j(V)$ : 접합 컨덕턴스,  
 $R_s$ : 직렬 저항  
 Fig. 1 Nonlinear equivalent circuit of diode  
 $C_j(V)$ : junction capacitance,  
 $g_j(V)$ : junction conductance,  $R_s$ : series resistance

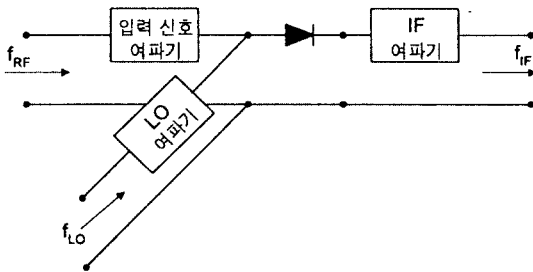


그림 2. 혼합기의 기본 블럭도  
 $f_{RF}$ : RF 주파수 신호,  $f_{LO}$ : LO 주파수 신호  
 Fig. 2 Basic block diagram of mixer  
 $f_{RF}$ : signal of RF frequency,  
 $f_{LO}$ : signal of LO frequency

### III. 혼합기 회로 설계

설계는 비선형 해석기법인 하모닉-밸런스 기법을 이용하여 설계하였다. 이용한 시뮬레이터는 eesof 3.5 Libra이며, 비선형 기법을 이용하여 설계함으로써 선형 해석법에 비하여 설계 단계에서부터 혼합기의 특성을 더욱 정확하게 고려하여 설계할 수 있고 제작 과정에서의 미세 조정을 최소화 할 수 있다.

혼합기의 설계는 LO 하모닉과 원하지 않는 혼합된 주파수 즉, RF와 IF 이외의 주파수에서는 다이오드를 터미네이션하면서 RF 입력과 IF 출력을 펌프된 다이오드에 정합시키는 과정과 같다[4]. 그리고 입력(RF), LO 그리고 출력(IF) 포트들 사이를 격리 하는 것 또

한 중요한 설계 과정이다. 보통의 경우, 터미네이션은 여파기와 평형 구조 또는 두 가지 모두를 이용하여 설계하는 경우가 많다.

본 논문에서는 rat-race를 이용하여 두 개의 단일 다이오드 혼합기를 결합한 단일 평형 구조로 설계하였다.

#### 1. 설계시 사용한 재료

혼합기를 설계하는데 필요한 기판과 다이오드의 특성은 다음과 같다.

##### 1.1 기판

기판은 손실 계수가 작고, 35 GHz 주파수에서도 사용 가능하며, 주파수의 변화에도 유전율이 일정한 TACONIC사의 TLY-5A-0100-CH/CH를 사용하였다.

기판의 두께는 방사 손실을 고려하여 되도록이면 작은 것을 사용하여야 하지만, DC-Block 제작 과정에서 유전체의 두께와 마이크로스트립의 폭과 밀접한 관련이 있어 무조건 두께를 작은 것을 사용할 수 없어, DC-Block를 수작업으로 제작이 가능한 두께가 10 mil 인 기판을 선택하였다[5]. 시뮬레이션에 필요한 기판 특성은 다음과 같다.

유전율	손실상수	도체 두께	기판 두께	RHO*
2.17	0.001	0.018 mm	0.254 mm	0.686

\* metal bulk resistivity normalized to gold.

##### 1.2 다이오드

혼합기에 사용되는 비선형 소자는 우수한 비선형성과 각 소자들 사이에 일정한 전기적 특성, 저잡음, 적은 왜곡, 적당한 주파수 응답을 가져야 한다. 본 논문에서는 밀리미터파대역에서 혼합기의 성능에 뛰어난 GaAs Schottky barrier 다이오드를 사용하였다. 일반적으로 GaAs Schottky barrier 다이오드는 작은 접합 커패시턴스와 접합 저항과 직렬 저항을 가지고 있기 때문에 본 논문의 사용 주파수에서 적합하다. 사용한 다이오드는 Alpha사의 DMK2790이다. 설계에 필요한 다이오드 모델의 파라미터 값은 Alpha사에서 제공한 값을 이용하였고 이들의 값은 표 1과 같다.

#### 2. 단일 평형 혼합기 설계

국내에서 무선 CATV 전송용 주파수(LMSD : 26.7 ~ 27.5 GHz) 및 24 GHz 대역의 가입자 회선서비스

표 1. 다이오드 파라미터

Table 1. Parameters of diode

NAME	MEANING	UNIT	VALUE
BV	Reverse breakdown voltage	V	3
CJO	Zero-bias junction capacitance	pF	0.055
EG	Energy gap	eV	0.69
FC	Coefficient for forward-bias depletion capacitance	-	0.5
IBV	Current at reverse breakdown voltage	A	10e <sup>-9</sup>
IS	Saturation current	A	2.6560e <sup>-15</sup>
N	Ideality factor	-	1
RS	Ohmic resistance	ohms	7
VJ	Junction potential	V	0.7
XTI	Saturation-current temperature exponent with EG	-	2.0

(WLL)에 대한 연구와 20 GHz 이상의 주파수 대역의 혼합기에 대한 기술 축적의 필요성이 부각됨에 따라 본 논문에서는 RF 주파수 대역(26~27 GHz)과 LO 주파수 대역(25~26 GHz)을 이용하여 IF 주파수, 즉 1 GHz를 얻을 수 있도록 한 주파수 하향 변환기를 설계, 제작하였다.

2.1 기본적인 단일 평형 혼합기의 구조

기본적인 rat-race을 이용한 단일 평형 혼합기의 구조는 그림 3과 같다[5],[6]. 그림 3에서 볼 수 있듯이 본 구조는 두 개의 단일 다이오드 혼합기를 병렬로 연결한 것과 같음을 알 수 있다. 혼합기를 설계하기 위해서는 먼저, 부분별로 설계를 하고 나서 그것들을 조합하여야 한다. 비선형 소자가 필요 없는 부분(rat-race, IF 여파기, DC-block, 단락 회로)은 eesof 3.5 Libra의 해석 방법 중 선형 해석법으로 설계하였고, 비선형 해석을 필요로 하는 부분(정합 회로)은 비선형 해석 기법

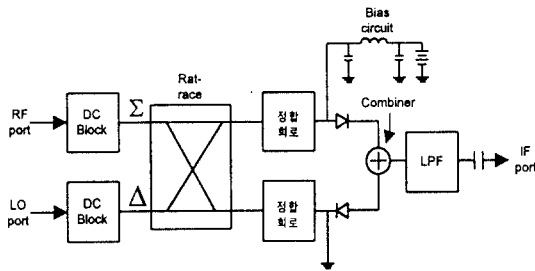


그림 3. 일반적인 단일 평형 혼합기 구조  
Fig. 3 Structure of general single balanced mixer

인 하모닉-밸런스 해석법을 이용하여 설계하였다. 또한 전체 혼합기 특성의 해석도 하모닉-밸런스 해석법을 이용하였다.

2.2 RAT-RACE

단일 평형 혼합기의 특성 중에 RF와 LO 포트에서의 반사 손실, 포트간의 격리 손실, 스푸리어스 응답을 결정짓는 가장 중요한 부분은 rat-race이다.

rat-race의 설계는 그림 4에 있는 구조로 설계하였고, 그림 3에서 볼 수 있듯이 RF는 Σ(Sum) 포트에 인가하고 LO는 Δ(Difference) 포트에 인가하여 LO에서 발생하는 LO 잡음을 제거하는 역할을 할 수 있도록 한다. 중심 주파수는 LO의 중심 주파수(25.5 GHz)로 설계함으로써 포트 2, 3에 연결할 두 다이오드의 정확하게 180° 차가 되게 하여 다이오드가 펌프되는 것을 최대화하기 위함이다. 그렇게 함으로써 LO 잡음을 최대로 제거할 수 있고, RF 포트에 들어가는 대전력 신호인 LO 전력의 누출을 최소화 할 수 있다[7],[8]. rat-race의 밴드폭(bandwidth)는 거의 10~15%를 가짐으로써 RF 주파수에 대한 rat-race 특성도 보장 받을 수 있다. 25~26 GHz 대역에서의 설계 결과는 표 2과 같다.

2.3 RF, LO 주파수 및 고조파의 단락 회로

단락 회로는 오픈 부채꼴(radial) 스티브를 이용하여 다이오드를 통과한 RF 및 LO 주파수에서 반사 계수가 1 <math>\angle 180^\circ</math>에 가깝도록 설계함으로써 바이어스 라인으로 이들 주파수가 흐르지 않고 다이오드를 거친

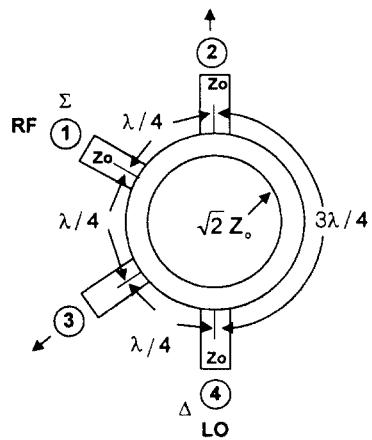


그림 4. 마이크로스트립형 Rat-race(하이브리드 링)  
Fig. 4 Rat-race hybrid-ring microstrip form

표 2. Rat-race 시뮬레이션 결과 값  
Table 2. Simulation results of rat-race

특성	산란 파라미터	단위[dB]
반사 손실	$ S_{11} $	35 이상
	$ S_{22} $	35 이상
격리 손실	$ S_{14}  =  S_{41} $	37 이상
삽입손실	$ S_{21} $	3.1 이하
	$ S_{31} $	3.1 이하
	$ S_{24} $	3.1 이하
	$ S_{34} $	3.1 이하
위상차	$\angle S_{24} - \angle S_{34}$	-180.1° (25.5 GHz)
		-176.1° (27 GHz)

후 바로 단락 되도록 하여 변환 손실을 향상시키는 역할을 한다. 부채꼴 스테브를 사용한 이유는 마이크로 스트립 라인에 비하여 광대역 특성을 갖기 때문이다. 최적화 해석을 할 때의 부채꼴 스테브의 반지름 초기 값은 LO에 비하여 작은 전력을 가진 RF 전력 손실을 최소화하기 위하여 RF 신호의 중심 주파수인 26.5 GHz 주파수의  $\lambda/4$ 를 가지고 설계하였다. 부채꼴 스테브의 각도는 90°, 입력 포트의 폭은 0.3 mm, 스테브의 반지름 길이가 1.347592 mm일 때, 25~27 GHz대역에서의 반사 계수는  $1 \angle -170^\circ \sim 1 \angle 178^\circ$  이었다.

2.4 정합 회로

이상적인 혼합기의 비선형 소자는 무손실 스위치로 생각할 수 있다. 그러므로 혼합기의 변환 손실을 줄이기 위해서는 RF 주파수에서의 다이오드의 on 상태와 off 상태일 때의 반사 계수의 위상이 서로 180° 차이가 나고, 반사 계수의 크기가 '1'에 가깝도록 설계하여야 한다. 본 논문에서는 hyperbolic mean 기법을 이용하여 다이오드를 이상적인 스위치 동작에 가깝도록 설계하였다[4],[9]. 그림 8에서 볼 수 있듯이 본 논문에서는 혼합기의 구조상 더욱 정확한 다이오드의 on, off 상태의 임피던스를 구하기 위하여 다이오드에 DC path 라인과 앞절에서 설계한 부채꼴 스테브를 다이오드의 캐소드(cathode)에 첨가하여 esof 3.5를 이용하여 구하였다. 다이오드의 on 상태는 DC 전류를 5 mA를 인가했을 때, off 상태는  $I_s$  (saturation current)를 인가했을 때로 가정하여, RF의 중심주파수 26.5 GHz에서 각각의 반사 계수를 이용하여  $Z_{on}$ 과  $Z_{off}$ 를 구한 뒤, 이들 두 상태의 임피던스를 이용하여 식(6)과 같이  $Z_m$ 를 구하여  $Z_m$ 를 50Ω으로 변환하는 정합 회로를 설계하였다.

$$Z_{on} = R_1 + jX_1 \tag{5}$$

$$Z_{off} = R_2 + jX_2$$

$$Z_m = R_m + jX_m \tag{6}$$

여기서,

$$R_m = \left[ R_1 \cdot R_2 \cdot \left( 1 + \frac{(X_1 - X_2)^2}{(R_1 + R_2)^2} \right) \right]$$

$$X_m = \left[ X_1 + R_1 \cdot \frac{(X_2 - X_1)}{(R_1 + R_2)} \right]$$

설계된 정합 회로의 구조는 그림 5와 같고 설계한 폭과 길이는 다음과 같다.

변수	w1	l1	w3	l2	w3	l3
길이 [mm]	0.76614	0.8	0.66067	1.75386	0.60556	1.11306

2.5 IF 여파기

혼합기를 평면형 구조로 설계하기 위하여 IF 여파기는 그림 4에 있는 4포트에서 2포트 쪽으로  $\lambda/2$ 만큼 떨어진 곳에 연결한다[7]. 그러므로 IF 여파기를 연결하고도 rat-race 특성은 유지되도록 IF 여파기의 입력 반사 계수는 25~27 GHz 대역에서 오픈 상태에 가깝도록 설계하는 것이 중요하다. 본 혼합기에서의 IF 여파기는 IF 주파수와 LO, RF 주파수의 간격이 크기 때문에 예리한 차단 특성이 요구되지 않고 저지할 주요 주파수가 25~27 GHz 대역이므로 중심 주파수를 26 GHz로 한  $\lambda/4$  파장 공진기를 사용한 대역 저지 여파기를 이용하여 IF 여파기를 설계하였다. 그림 6에서 볼 수 있듯이 포트 1에서의 첫 번째 마이크로 스트립의 폭을 얇게 하여 임피던스를 크게 한 이유는 rat-race의 특성이 변화되는 것을 작게 하면서 IF 여파기의 입력 임피던스가 25~27 GHz 대역에서 큰 값을 갖도록 하기 위함이다. 설계한 IF 여파기의 결과는 다음과 같다.

주파수	1 GHz	25~27 GHz
반사 손실 $ S_{11} $ [dB]	46.197	0.047 이하
삽입 손실 $ S_{21} $ [dB]	0.023	40.205 이상
반사 계수 ( $S_{11}$ )	0.0005 $\angle 153^\circ$	0.995 $\angle -2^\circ \sim 0.994 \angle -7^\circ$

2.6 DC-차폐 회로

외부 바이어스를 인가함으로써 DC 성분과 IF 주파

수 성분이 RF와 LO 포트에 흘러 들어가는 것을 방지 하고 동시에 RF와 LO 신호를 통과시키는 역할을 한다. 집중 정수 소자를 사용하지 않은 이유는 25~27 GHz 대역의 주파수에서는 집중 정수 소자의 특성이 정확 하지 않기 때문이다. 설계 방법은 그림 7에서 볼 수 있 듯이 한쪽 끝이 오픈인 전송라인을 평행하게 나열한 결합 전송 라인을 이용하여 설계하였다[10]. 설계한 결과는 다음과 같다.

주파수	1 GHz	25~26 GHz
반사 손실  S <sub>11</sub>   [dB]	0.008	38.181 이하
삽입 손실  S <sub>21</sub>   [dB]	34.584	0.112 이상

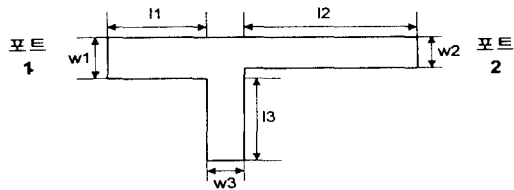


그림 5. 정합 회로 구조  
Fig. 5 Structure of matching circuit

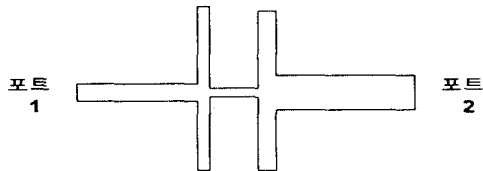


그림 6. IF 여파기의 구조  
Fig. 6 Structure of IF filter



그림 7. DC-차폐 회로의 구조  
Fig. 7 Structure of DC-blocking circuit

3. 설계된 혼합기의 구조

설계한 혼합기의 구조는 그림 8과 같다. 앞에서 언

급하지 않은 부분은 외부 바이어스 회로와 IF 포트에 DC를 차폐하기 위하여 첨가한 커패시터가 있음을 알 수 있다. IF 포트에 집중 정수를 사용한 이유는 1 GHz에서는 커패시터값을 신뢰할 수 있기 때문이다.

표 3은 시뮬레이션 결과값을 정리하여 나타낸 것이다. 바이어스 전압은 LO 전력을 4 dBm으로 인가한 상태에서 우수한 변환 손실 및 RF 반사 손실을 얻을 수 있도록 튜닝에 의해 얻은 값이다.

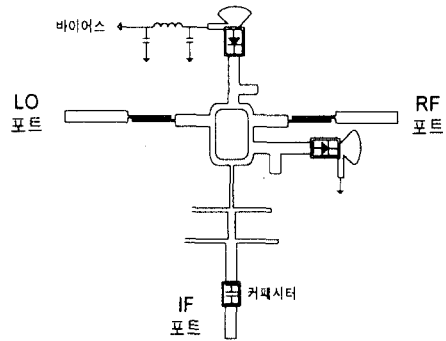


그림 8. 설계한 단일 평형 혼합기의 구조  
Fig. 8 Structure of singly balanced mixer designed

표 3. 시뮬레이션 결과  
Table 3. Simulation results

입력	LO	4 dBm	
	RF	-20 dBm	
외부 바이어스		0.8 V	
특성 내용	주파수(GHz)	결과값(dB)	
주파수 변환손실	26~27 → 1	5.5 이하	
반사손실	RF	26~27	22 이상
	LO	25~26	14 이상
격리손실	RF/LO		44 이상
	LO/RF		33 이상
	RF/IF		77 이상
	LO/IF		42 이상

IV. 사용 재료 및 제작

커넥터는 RF 포트와 LO 포트는 K-커넥터를 사용 하였고, IF 포트는 SMA-커넥터를 사용하였다. K-커넥

터는 Wiltron 사의 Sparkplug(K102F)와 Glass Bead (K100)를 사용하였다. 하우징 재료는 알루미늄보다는 무겁지만, 가공시 일그러짐에 의하여 발생하는 오차를 줄이기 위하여 황동을 사용하였다.

PCB는 에칭하여 제작하였고, 하우징을 가공할 때 가장 주의깊게 가공해야 할 부분은 K-커넥터를 마운팅할 하우징의 홀(hole) 부분으로 본 연구에서는 신뢰성을 고려하여 Wiltron사에서 추천하는 Torquing Tool (01-105)를 사용하였다. 다이오드의 마운팅은 본딩을 하는 것이 더 우수한 혼합기 특성을 보장받을 수 있겠지만 본딩기의 준비가 어려워 전도성 에폭시를 사용하였다. PCB를 케이스 밑면에 마운팅할 때에는 전도성 에폭시와 4개의 나사를 이용하여 접지면 처리에 주의를 기울여 예 샘플하였다. 제작한 혼합기의 구조는 그림 9와 같다.



(31.58 mm × 33.56 mm × 22.50 mm)

그림 9. 혼합기의 사진  
Fig. 9 Photograph of mixer

## V. 혼합기의 특성 측정

### 1. 측정 방법

일반적으로 VNA(Vector Network Analyzer : 37269A, Wiltron co.)는 넓은 주파수 대역에서의 포트에서의 임피던스, 격리도, 변환 손실을 구할 수 있다[12],[13]. 반사 손실을 측정할 때에는 LO 전력을 인가하여 다이오드가 펌프된 상태에서 측정하여야 한다.

본 논문에서의 LO 반사 손실은 사용한 VNA가 필요한 LO 전력만큼 안정하게 전력을 출력하지 못하여 LO 포트에서는 반사 손실을 측정하지 못하였다. 격리 손실, 변환 손실은 SA(Spectrum Analyzer : 8565E, HP co.)를 이용하여 측정하였다. LO 포트에서 IF 포트에 넘어가는 격리 손실을 측정하는 방법은 다음식과 같다.

$$LO/IF \text{ 격리손실} = P_{L/lo} - P_{1/lo} + S_{21cab-1/if} \text{ [dB]} \quad (7)$$

윗식에서  $P_{L/lo}$ 은 SSG(Sweep Signal Generator : 83650B HP co.)에서 출력하는 LO 주파수 전력이 케이블을 통과한 후, MUT(Mixer Under Test)에 입력되는 LO 입력 전력(dBm)이고,  $P_{1/lo}$ 은 MUT의 IF 포트에서 케이블을 거친 LO 주파수 전력(dBm)을 SA로 측정된 값이다.  $S_{21cab-1/if}$ 는 IF 포트에 사용된 케이블의 산란 파라미터를 VNA로 측정된  $S_{21}$ 값이다. 다른 포트간의 격리 손실도 식(7)과 같은 방법으로 측정한다. 주의할 점은 RF/IF의 격리 손실을 측정할 때에도 다이오드가 펌프된 상태에서 측정 해야 한다. RF와 LO 포트에 사용한 APC-3.5 mm 타입 케이블의 삽입 손실은 25~27 GHz대역에서 약 2.57 dB 이하를 얻었다. IF 포트에 사용한 SMA 타입 케이블의 삽입 손실은 1 GHz에서 약 0.28 dB 이하를 얻었다.

변환 손실의 측정은 다음식과 같은 방법으로 하였다.

$$\text{변환손실} = P_{R/rt} - P_{1/if} + S_{21cab-i/if} \text{ [dB]} \quad (8)$$

여기서  $P_{1/if}$ 는 MUT의 IF 포트에서 케이블을 거친 IF 주파수 전력의 측정값이다. 식(8)에서 나머지 두 항은 식(7)에서 설명한 것과 유사한 항이다[11],[12].

### 2. 하우징 특성 측정 결과

20 GHz 이상의 주파수에서의 RF 장비의 성능을 결정짓는 가장 중요한 요소 중의 하나가 하우징의 특성이다. 하우징의 특성을 알아 보기 위하여 하우징의 LO 포트와 RF 포트 사이에 50Ω 전송 라인을 연결하여 삽입 손실 및 반사 손실을 측정하였다. 측정 결과는 K-커넥터와 전송라인 사이의 전이 특성을 포함하여 25~27 GHz대역에서 삽입 손실은 1.2 dB(전송 라인길이 : 22 mm) 이하이고, 반사 손실은 14 dB 이상의 측정 결과값을 얻었음을 그림 10(a)에서 볼 수 있다. ARGUMENTS 사의 테스트피쳐로 측정된 결과인 그림 10(b)와 비교하여 확인 할 수 있듯이, 오차가 크지 않으므로 제작된 하우징을 사용할 수 있을 정도의 우수한 특성을 얻었다고 생각한다.

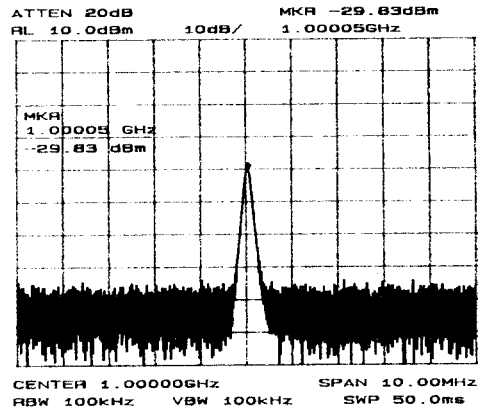
### 3. 혼합기의 특성 측정 결과

혼합기의 측정 조건은 다음과 같다. 외부 바이어스는 전류의 갑작스러운 인가에 의해서 다이오드가 파괴될 우려가 있어, 1.5 KΩ을 직렬로 바이어스 양의 단자에 연결함으로써 설계 값과는 차이가 있는 2.6 [V]

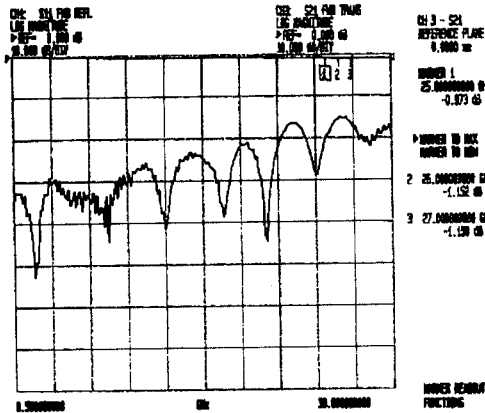
을 인가하였다. 이 전압은 외부 바이어스를 변화시키면서 RF 반사 손실과 변환 손실의 특성을 관찰하면서 가장 우수한 특성을 얻을 때의 실험적인 전압이다.

그림 11은 RF 주파수를 26.5 GHz, LO 주파수를 25.5 GHz로 하고, 각각의 전력은 -20 dBm, 4 dBm 일 때의 SA를 이용한 측정 결과이다. 주파수 변환 손실은 10 dB 이하를 얻었고, RF 반사 손실은 10 dB 이상을 얻었다.

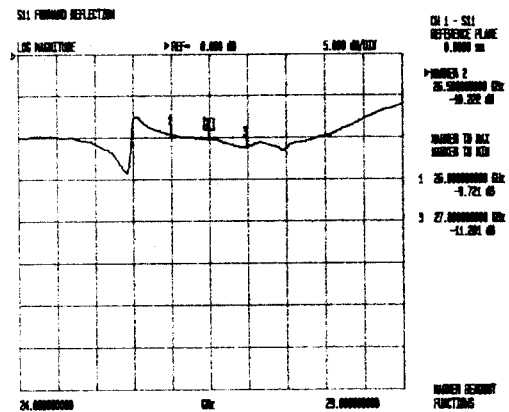
그림 12는 RF 주파수 및 LO 주파수를 각각 100 MHz 씩 증가해 가면서 RF 주파수 전대역에서 특성을 측정한 결과이다. 측정 결과는 표 4에 정리하였다.



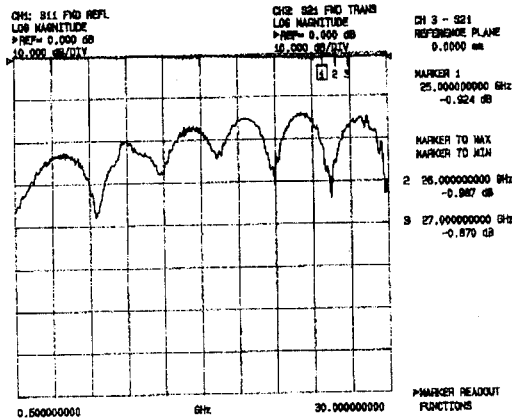
(a) conversion loss



(a) measurement result in the housing

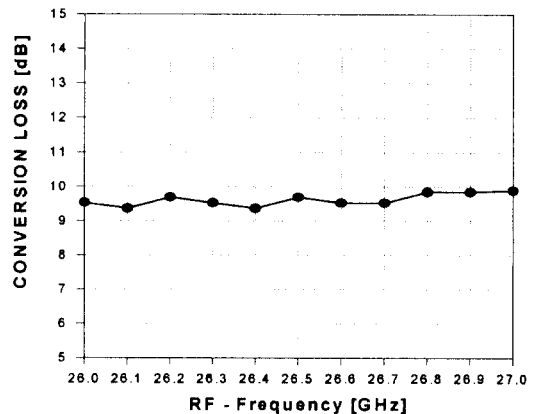


(b) RF return loss



(b) measurement result in the test fixture

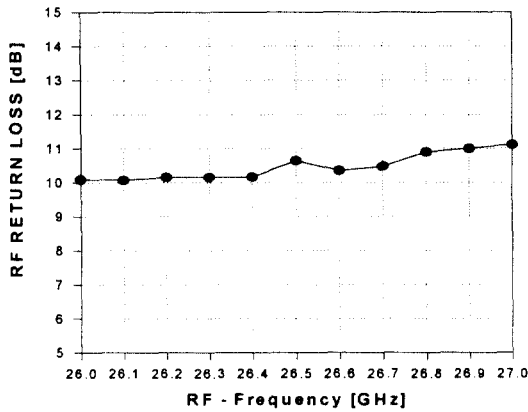
그림 11. RF 주파수를 26.5GHz로 했을 때의 측정 결과  
Fig. 11 Measurement results, when RF frequency is 26.5GHz



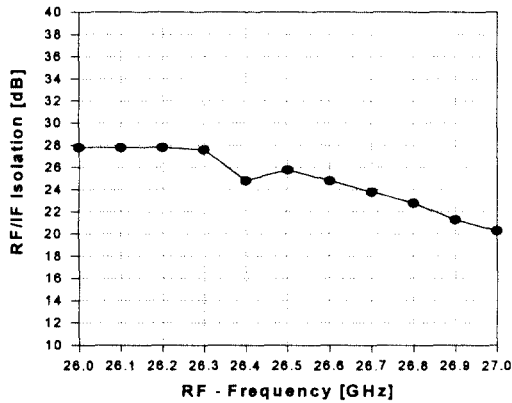
(a) conversion loss

그림 10. 50Ω 전송 라인의 특성 측정 결과  
Fig. 10 Measurement results for characteristics of the 50Ω transmission line

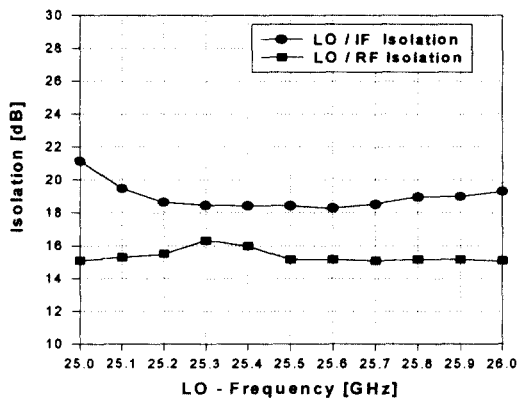




(b) RF return loss



(c) RF/IF isolation loss



(d) LOR/RF and LO/IF isolation loss

그림 12. RF 주파수의 전대역에서 혼합기의 측정 결과  
Fig. 12 Measurement results of the mixer at RF frequency band

표 4. 측정 결과

Table 4. Measurement results

입력 전력	LO	4 dBm	
	RF	-20 dBm	
외부 바이어스		2.6 V	
특성 내용		주파수(GHz)	결과값(dB)
주파수 변환손실		26 ~ 27 → 1	10 이하
반사손실	RF	26 ~ 27	10 이상
	LO	25 ~ 26	*
격리손실	RF/LO		*
	LO/RF		15 이상
	RF/IF		20 이상
	LO/IF		18 이상

\* 측정되지 않음.

## VI. 결론

국내에서도 20 GHz 이상의 주파수 대역에서의 무선 통신 장비의 기술 개발에 대한 연구가 시급한 실정 이기 때문에 본 논문에서는 20 GHz 이상의 혼합기의 기술 축적을 위하여 26 GHz 대역용 슈퍼헤테로다인 수신기에 필요한 혼합기를 설계, 제작하였다. 본 혼합 기는 가격 경쟁력 및 양산성을 고려하여 평면형 회로 로 설계하였고 우수한 격리 손실 및 스퓨리어스 응답을 갖도록 rat-race를 이용하였으며, 외부 바이어스를 인 가하여 적은 LO 전력(4 dBm)을 사용할 수 있도록 하 였다. 또한 하우징을 제작하여 윌딩을 한 상태에서, 변 환 손실을 10 dB 이하, RF 반사 손실은 10 dB 이상의 측정값을 얻었다.

## 참고 문헌

1. Thomas Laverghetta, *Microwave Material Fabrication Techniques*: Artech House, pp. 180-189, 1991.
2. Stephen A. Mass, *Microwave Mixers*: Artech House, pp. 237-240, 1993.
3. Inder Bahl, Prakash Bhrartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, John Wiley & Sons, pp. 540-542, 1988.
4. Inder Bahl, Prakash Bhrartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, John Wiley & Sons, pp. 569-576, 1988.
5. David M. Pozar, *Microwave Engineering*: ADDISON

