

레이다 수신기용 X-밴드 주파수 합성기의 저 위상잡음 설계 및 구현

Low Phase Noise Design and Implementation of X-Band Frequency Synthesizer for Radar Receiver

소원욱*, 강연덕*, 이택경*

Won-Wook So*, Yeon-Duk Kang*, and Taek-Kyung Lee*

요 약

마그네트론을 이용하는 레이다에서 송신 주파수의 변화를 감지하여 안정된 중간주파수를 발생하기 위해서는 STALO(Stable Local Oscillator)로서 AFC(Automatic Frequency Control)에 의해 출력주파수를 조정할 수 있는 주파수 합성기(Frequency Synthesizer)가 이용된다. 본 논문에서는 8.4GHz~9.7GHz의 X-밴드 주파수 합성기를 단일 루우프 구조의 간접 주파수 합성방식으로 설계하고 제작하였다. 고속 디지털 PLL 칩에 의하여 위상비교를 하고, 저 위상잡음을 구현하기 위한 여파기를 설계하였다. 기준신호와 VCO, 주파수 분주기, 여파기 등의 특성에 따른 단일 루우프 주파수 합성기의 위상잡음 성능을 해석하고, 위상잡음이 최소가 되도록 설계하여 측정치와 비교하였다.

Abstract

In the coherent-on-receiver radar system using the magnetron source, frequency synthesizer is employed as a STALO(Stable Local Oscillator) to keep the intermediate frequency stable. In this paper, X-band(8.4GHz~9.7GHz) single loop frequency synthesizer is designed and implemented by an indirect frequency synthesis technique. Phase comparison is performed by a digital PLL(Phase-Locked Loop) chip and the loop filter is designed for the low phase noise. The effects of loop component characteristics on the output phase noise are analyzed for single loop structures, and the calculated results are compared with the measured data.

I. 서 론

레이다에서 도플러 측정과 MTI(Moving Target Indicator), 고해상도 등의 기능을 수행하기 위해서는 송신신호와 수신신호간의 위상차를 검출할 수 있는 coherent 시스템을 구성하고 안정된 중

간주파수를 발생시켜야 한다[1],[2]. 고출력의 송신펄스를 발생시키기 위하여 마그네트론을 사용하는 경우에 송신펄스는 항상 같은 위상으로 시작되지 않으며, 송신주파수 또한 안정되지 못하다. 마그네트론 송신기를 이용하는 레이다를 coherent 시스템으로 동작시키기 위해서는 송신 신호의 일부를 수신기에 공급하여 각각의 송신펄스에 대한 위상과

*한국항공대학교 항공전자공학과 (Dept. of Avionics., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 98-1-3

· 접수일자 : 1998년 7월 10일

이 요구되지 않는 반면에 레이다의 MTI 기능을 수행하기 위해서는 발진기의 위상잡음이 매우 낮아야 한다. 간접 주파수 합성 방식은 위상잡음과 스푸리어스 신호 레벨을 낮출 수가 있고, 구조가 비교적 간단하므로 레이다의 STALO로 적합하다.

간접 주파수 합성기는 기본적으로 PLL에 의한 폐환 방식으로서 위상비교기, 루우프 여파기, 전압 제어 발진기(VCO), 분주기 등으로 구성되며, 폐환 회로의 주파수 분주율을 변화시켜 출력주파수를 조절한다[6],[7]. 그림 2는 단일 루우프 주파수 합성기의 구성도를 나타내고 있다. 기준신호발진기에서 발생된 신호는 안정된 주파수와 낮은 위상잡음 특성을 나타내며, 주파수 합성기의 출력주파수 해상도를 조절하기 위해서 사용하는 M 분주기에 인가된다. 위상비교기는 M 분주된 기준신호와 궤환회로를 통해 인가되는 출력주파수의 위상을 상호 비교하여 두 신호의 위상차에 비례하는 전압을 발생시킨다. 루우프 여파기는 위상비교기의 출력 전압에 포함된 고주파 성분을 제거하고, 비교기의 출력 전압이 VCO에서 요구하는 제어전압 범위가 되도록 변환시키며, 전체 주파수 합성기의 위상 전달특성과 대역폭을 결정한다. 단일 루우프 구조에서 루우프 여파기는 저역통과 특성을 나타내며, 스위칭 시간, 측파대, 스푸리어스 잡음, 위상잡음 등에 많은 영향을 미치는 부분이다. X 밴드의 VCO 출력 신호는 prescaler에서 P 분주되어 1~2 GHz대의 주파수로 변환되어 PLL-chip으로 궤환되며, chip 내부의 N 분주기를 통하여 위상비교기에 인가된다.

주파수 분주된 기준발진기 신호와 궤환된 신호는 위상비교기에서 비교되어 주파수가 서로 같아져야

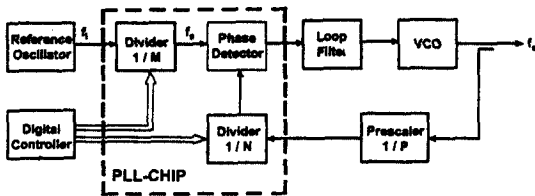


그림 2. 단일 루우프 주파수 합성기
Fig. 2. Single loop frequency synthesizer.

하므로 주파수 합성기의 출력주파수는

$$f_o = \frac{PN}{M} f_i = (P f_i) N \quad (1)$$

이 된다. 여기서 M과 N은 디지털 신호에 의하여 조절할 수 있으며, P는 상수이다. 출력주파수의 조절은 M과 N에 의하여 이루어지며, 출력 주파수의 해상도는 (P f_i)이므로 M에 의하여 해상도를 조절한다. 출력주파수의 범위는 궤환회로의 분주율 N의 가변 범위에 의해 결정된다.

주파수 합성기의 성능을 해석하기 위해서는 구성요소인 위상비교기, 루우프 여파기, VCO의 위상 전달특성을 모델링하여 전체 회로의 동작특성에 대한 선형 전달특성을 구한다. 주파수 합성기에서 입력 및 출력신호를

$$v_i = \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2)$$

$$v_o = \cos(\omega_o t + \theta_o), \quad \omega_o = \frac{PN}{M} \omega_i \quad (3)$$

로 가정하자. 여기서 ω_i는 입력되는 기준발진기 신호의 각 주파수이고, ω_o는 주파수 합성기에서 분주기들에 의해서 조정되는 원하는 출력 주파수이다. 이들 신호는 입력측과 궤환회로의 분주기를 통하여 위상비교기에 공급되며, 각각의 분주기에서 분주된 신호는

$$v_m = \cos\left(\frac{\omega_i}{M} t + \frac{\theta_i}{M}\right) = \cos\left(\omega_s t + \frac{\theta_i}{M}\right) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} v_n &= \cos\left(\frac{\omega_o}{PN} t + \frac{\theta_o}{PN}\right) = \cos\left(\frac{\omega_i}{M} t + \frac{\theta_o}{PN}\right) \\ &= \cos\left(\omega_s t + \frac{\theta_o}{PN}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

로 표시할 수 있다. 이들 두 신호의 위상은 각각

$$\theta_m = \theta_i / M, \quad \theta_n = \theta_o / PN \quad (6)$$

으로서 위상비교기에 인가되는 두 신호의 위상차는

$$\theta_e = \theta_m - \theta_n \quad (7)$$

이다. 위상비교기에서는 위상차에 비례하는 출력전압 v_d 를 발생시키며, 그림 3의 선형적인 모델로 나타낼 수 있다. 위상비교기의 이득 K_d 는

$$K_d = \frac{dv_d}{d\theta_e} \quad (8)$$

로서 위상비교기의 출력전압은

$$v_d = K_d\theta_e + V_{d0} \quad (9)$$

이다. 여기서 V_{d0} 는 인가되는 두 신호의 위상이 같을 때 발생하는 전압을 나타내며, 영에 가까운 전압이 되도록 설계한다[8].

VCO의 출력주파수 ω_o 는 가해진 전압 v_e 에 따라 선형적으로 변화하며, 주파수 합성기의 출력주파수가 기준주파수와 분주기에 의한 원하는 출력주파수(lock frequency) ω_g 와 다를 경우에는

$$\Delta\omega_o = \omega_o - \omega_g = \omega_o - \frac{PN}{M}\omega_i \quad (10)$$

로 주파수 편차를 정의할 수 있다. VCO 이득은 가

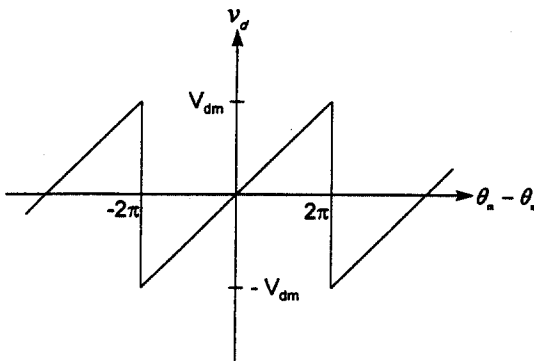


그림 3. 위상 비교기의 특성

Fig. 3. Characteristic curve of the phase detector.

해진 전압의 변화에 대한 출력주파수 변화의 비율 나타내며, 선형 영역에서

$$K_o = \frac{d\omega_o}{dv_e} = \frac{d\Delta\omega_o}{dv_e} \quad (11)$$

이다. VCO의 출력주파수가 원하는 주파수가 될 때 가해지는 전압을 V_{co} 라 하면 출력 주파수 편차는

$$\Delta\omega_o = K_o(v_e - V_{co}) \quad (12)$$

로서 v_e 에 따라 선형적인 함수로 나타난다.

VCO의 출력주파수는 식 (3)으로부터

$$\omega_o = \frac{d(\omega_g t + \theta_o)}{dt} = \omega_g + \frac{d\theta_o}{dt} \quad (13)$$

이다. 따라서 주파수 편차는

$$\Delta\omega_o = \frac{d\theta_o}{dt} \quad (14)$$

가 되므로, 출력 신호의 위상은

$$\theta_o = \int \Delta\omega_o dt \quad (15)$$

이다. 식 (12)와 (15)로부터 VCO의 위상특성은 이득 K_o 와 적분기로서 모델링할 수 있다[9].

그림 4는 지금까지 설명한 위상비교기와 VCO에 대한 모델과 여파기, 분주기 등의 회로를 포함하여 주파수 합성기에 대한 시간 영역의 선형 등가모델을 보여주고 있다.

주파수 합성기의 위상 추적 성능을 구하기 위해서는 변화하는 입력신호의 위상에 대하여 출력 위상의 전달 특성을 주파수 영역에서 구하여 대역폭 등을 알아야 한다. 그림 4의 등가 모델에서 직류 성분을 제거하고 주파수 영역에서 모델링을 하면 그림 5와 같이 나타낼 수 있다. 잡음을 제외한 입력 신호의 위상과 출력 신호의 위상에 대한 전달함수

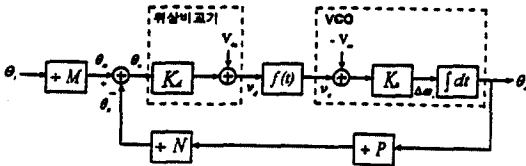


그림 4. 주파수 합성기의 선형등가모델
Fig. 4. Linear equivalent model of the frequency synthesizer.

는

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{1}{M} \frac{G(s)}{1 + \frac{G(s)}{PN}}$$

$$G(s) = \frac{KF(s)}{s}, \quad K = K_o K_d \quad (16)$$

로 구해진다. 여기서 $G(s)$ 는 루우프의 순방향 전달 특성으로서 위상비교기와 여파기 및 VCO의 특성이 포함되어 주파수 합성기의 전체 전달특성에 중요한 영향을 미치며, 주파수 분주기의 분주율도 전체 특성에 크게 작용한다.

III. 위상잡음 해석

능동소자나 수동소자의 내부에서 발생하는 잡음은 그 원인에 따라 shot noise, 열잡음, 플리커 (1/f) 잡음 등으로 분류할 수 있다. 발진기의 출력 신호에 잡음이 추가되면 신호의 진폭과 위상은 각각 변조되어 나타난다. 발진기의 AM잡음은 능동소자의 진폭제한효과에 의하여 출력신호에서 무시할 수 있지만, 잡음에 의한 위상변조는 출력 주파수를 랜덤하게 흔들리게 하여 주파수 안정도를 떨어뜨리는데, 이러한 잡음의 영향을 발진기에서는 위상잡음 형태로 해석한다.

주파수 합성기의 출력에 나타나는 위상잡음의 발생원인으로는 기준신호발진기에서 발생하는 백색잡음(θ_i)과 VCO에서 발생하는 플리커 잡음(θ_v)이

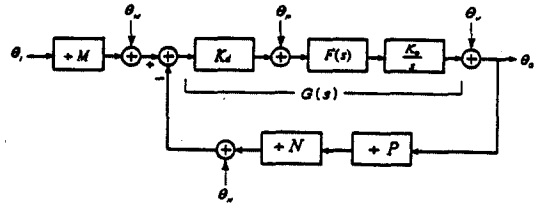


그림 5. 주파수 합성기의 주파수 영역 모델
Fig. 5. Frequency domain modeling of the frequency synthesizer.

가장 큰 영향을 미치고[10], 위상비교기 잡음(θ_P)과 분주기 잡음(θ_M, θ_N) 등이 추가된다. 이러한 위상 잡음성분들은 주파수 합성기에서 상호 독립적으로 출력 잡음으로 나타난다. 그림 5에서 각각의 위상잡음이 첨가되는 위치가 표시되어 있다. 인가되는 각각의 잡음에 대해 주파수 합성기의 출력에 나타나는 위상잡음은 가해진 위치로부터 출력까지의 위상 전달함수에 의해 결정된다. 우선 입력측의 기준발진기 잡음(θ_i)에 의한 출력의 위상잡음은

$$\theta_{oi} = H(s)\theta_i = \frac{1}{M} \frac{G(s)}{1 + \frac{G(s)}{PN}} \theta_i = \frac{1}{M} \frac{KF(s)}{s + \frac{KF(s)}{PN}} \theta_i \quad (17)$$

이다. 또한 VCO 잡음(θ_v)에 의한 출력의 위상은

$$\theta_{ov} = H_v(s)\theta_v = \frac{1}{1 + \frac{G(s)}{PN}} \theta_v = \frac{s}{s + \frac{KF(s)}{PN}} \theta_v \quad (18)$$

로서 고주파 여파기의 특성을 나타내며, 위상비교기 잡음(θ_p)에 의한 출력 위상잡음은

$$\theta_{op} = H_p(s)\theta_p = \frac{1}{K_d} \frac{G(s)}{1 + \frac{G(s)}{PN}} \theta_p$$

$$= \frac{1}{K_d} \frac{KF(s)}{s + \frac{KF(s)}{PN}} \theta_P \quad (19)$$

이다. M 및 N 분주기 잡음(θ_M, θ_N)에 의한 출력 위상잡음은 각각

$$\theta_{oM} = H_M(s)\theta_M, \quad \theta_{oN} = H_N(s)\theta_N \quad (20)$$

이며,

$$H_M(s) = H_N(s) = MH(s) = \frac{KF(s)}{s + \frac{KF(s)}{PN}} \quad (21)$$

이다.

주파수 영역에서 위상잡음 분포는 자승 스펙트럼 밀도 $\Phi_\theta(f)$ 를 사용하여 표현을 한다. 자승 스펙트럼 밀도 $\Phi_\theta(f)$ 는 편이주파수 f 에서 1 Hz대역폭에 포함된 위상잡음의 자승 평균값을 나타내며, 이는 중심 주파수로부터 편이된 주파수에서 잡음 전력의 자승평균 $\Phi_n(f_o+f)$ 에 비례한다. 시간영역의 위상잡음 θ 는 주파수 영역의 Φ_θ 와

$$\overline{\theta(t)^2} = \int_0^\infty \Phi_\theta(f) df \quad (22)$$

의 관계가 있다. 주파수 합성기에서 인가되는 잡음에 의한 출력의 위상잡음은 주파수 영역의 전달함수로부터

$$\Phi_{\theta oI} = H^*(f)H(f)\Phi_{\theta I} = |H(f)|^2 \Phi_{\theta I} \quad (23)$$

와 같이 구할 수 있다. 따라서 그림 5에서 인가되는 각각의 잡음들에 의한 주파수 합성기 출력의 위상잡음 스펙트럼 밀도는 편이주파수에 대하여

$$\Phi_{\theta I} = \left| \frac{1}{M} \frac{KF(s)}{s + \frac{KF(s)}{PN}} \right|^2 \cdot (\Phi_{\theta I} + M^2 \Phi_{\theta M} + M^2 \Phi_{\theta N} + \frac{M^2}{K_d^2} \Phi_{\theta P})$$

$$+ \left| \frac{s}{s + \frac{KF(s)}{PN}} \right|^2 \Phi_{\theta V} \quad (24)$$

로 나타낼 수 있다. 기준발진기의 잡음 θ 는 백색잡음이므로 출력잡음은 주파수 합성기의 전달함수 $H(s)$ 에 의하여 결정된다. VCO에 의한 잡음 θ_V 는 $1/f$ 잡음으로서 전달함수 $H_V(s)$ 와 잡음 스펙트럼 함수의 형태에 의해 출력 잡음의 스펙트럼이 결정된다.

식 (24)에서 입력 및 분주기 등에서 발생하는 잡음에 대한 출력은 저역 통과 특성을 나타내며, VCO에 의한 잡음은 저역에서는 억제되고 고역에서는 통과되는 전달함수에 의하여 출력측에 나타난다. 위상비교기와 분주기 등의 잡음은 입력되는 백색잡음에 비하여 무시할 수 있을 정도로 작으므로 첫 번째 항의 잡음은 입력잡음에 의한 항만으로 근사화 할 수 있다. 낮은 편이 주파수 대역에서 VCO 잡음은 전달함수에 의하여 감쇄되므로 대부분 입력 백색잡음에 의한 성분만 나타난다. 식 (24)로부터 $\lim_{f \rightarrow 0} \Phi_{\theta o} = \left| \frac{PN}{M} \right|^2 \Phi_{\theta I}$ 이므로, 입력에 의한 잡음은 분주기의 분주율에 의하여 결정되며, 낮은 편이주파수에서의 입력잡음에 의한 출력잡음은

$$\text{Output Phase Noise} = \text{Input Phase Noise} - 20 \log M + 20 \log PN \quad (\text{dBc/Hz}) \quad (25)$$

이 된다. 입력되는 잡음은 M 분주기에 의하여 잡음이 감소되고 P 및 N 분주기의 분주율에 의하여 잡음이 증가된다. 그러나 M 분주기에 의하여 감쇄된 잡음이 대역폭에 의하여 결정되는 열잡음보다 낮아지면 열잡음의 크기로 제한된다. 열잡음의 크기는 -165 dBc/Hz 정도로 측정되었으며, 위상비교기의 입력잡음은 이 값보다 항상 크다. M 분주된 입력 위상잡음이 -165 dBc/Hz 보다 작으면 분주율 M 의 영향은 무시되고, 출력의 위상잡음은 낮은 편이주파수에서 $-165 + 20 \log(PN) \text{ (dBc/Hz)}$ 가 된다.

낮은 편이주파수에서 입력에 의한 출력 위상잡음은 식 (25)와 같이 나타나지만 주파수가 높아지면

저역통과 특성을 나타내며, 이 때 차단주파수는 루우프 여파기의 특성에 의하여 결정된다. VCO의 잡음은 $1/f$ 특성을 나타내므로 주파수 증가에 대하여 선형적으로 감소하며, 식 (24)의 마지막 항의 전달함수는 고역통과 특성을 나타낸다. 따라서 VCO 잡음에 의한 출력 위상잡음은 루우프 여파기의 차단주파수보다 낮은 주파수에서는 차단 주파수에 해당하는 $1/f$ 잡음과 같은 크기로 거의 일정한 수준을 유지하고, 차단주파수보다 높아지면 주파수 증가에 따라 급격히 감소한다. 루우프 여파기의 전달 특성 및 차단 주파수는 입력 및 VCO에 의한 출력 잡음이 최소가 되도록 설정하여야 한다. 낮은 편이 주파수에서는 VCO 잡음과 입력잡음에 의한 출력이 같아지도록 하고, 높은 주파수 대역에서는 VCO 잡음이 출력잡음의 특성으로 나타나도록 하여야 한다. 이를 위해서는 VCO에 의한 출력 위상잡음 곡선과 식 (25)의 입력에 의한 출력 위상잡음의 크기가 같아지는 주파수에 주파수 합성기의 차단주파수가 되도록 루우프 여파기의 전달특성을 설정하여야 한다[9],[11].

위상잡음이 적은 주파수 합성기를 설계하기 위해서 컴퓨터를 이용하여 여파기의 특성 변화에 대한 주파수 합성기의 출력 위상잡음을 시뮬레이션하였다. 여기서 사용한 기준 신호발진기는 5 MHz의 OCXO로서 위상잡음이 100 Hz 편이주파수에서 -145 dBc/Hz이다. M 분주기는 40, N 분주기는 9000, P 는 8이므로 주파수 스텝은 1 MHz로서 9 GHz의 출력주파수가 발생한다. M 분주기를 거친 입력신호는 위상잡음이 100 Hz 편이주파수에서 -177 dBc/Hz이므로 100 Hz 이상의 주파수에서는 위상잡음이 그 이하로 계산되나, 열잡음이 -165 dBc/Hz이므로 이 값이 위상비교기에 공급된다. 따라서 입력 잡음에 의한 출력잡음은 $-165 + 20 \log 72000 = -67.85$ dBc/Hz 이다. 사용된 VCO는 $1/f$ 특성을 나타내며, 주어진 사양을 이용하였다. 먼저 입력신호의 잡음에 의한 출력잡음과 VCO의 $1/f$ 위상잡음을 도시하여 두 잡음의 교차점을 구하였다. 그림 6에서는 이들 잡음을 나타내고 있으며, 6 kHz에서 서로 교차한다. 루우프 여파기는 3차 여파기로서

$$F(s) = \frac{c(s + b_0)}{s(s^2 + sa_1 + a_0)} \quad (26)$$

의 특성을 가지도록 하였다. 여기서 a_0, a_1, b_0, c 는 상수이다. 식 (24)에서 인가되는 잡음에 대한 출력 위상잡음의 전달함수는 백색 입력잡음에 대해서는 저역통과 여파기의 역할을 하고, VCO의 잡음에 대해서는 고역통과 여파기의 역할을 한다. 그림 6은 여파기의 차단 주파수에 따른 출력 위상잡음을 계산한 결과이다. 그림 6(a)는 루우프 여파기의 대역폭을 10 kHz로 하여 시뮬레이션한 결과를 나타낸 것이다. 이 때 주파수 합성기의 루우프 전달함수에 대한 차단 주파수는 6.14 kHz로서 입력잡음에 의한 위상잡음 수준과 VCO 잡음의 크기가 같아지는 주파수와 거의 일치한다. 전달함수의 차단주파수 근처에서 약간의 위상잡음의 증가를 일으키지만 대역폭 내에서 출력의 위상잡음은 입력신호에 의한 출력잡음의 수준을 유지하고, 대역폭 밖에서는 VCO의 잡음분포를 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 6(b)는 여파기 대역폭이 4.2 kHz일 때의 시뮬레이션한 결과로서 루우프 차단주파수는 2.8 kHz이다. 루우프의 대역폭이 2.8 kHz로 작아지면 출력에 나타나는 대역내의 위상잡음은 입력신호에 의한 잡음성분보다 VCO 위상잡음이 크게 나타나게 된다. 대역 내에서 VCO 잡음의 영향이 크게 나타남으로 인하여 전 주파수 영역에서 VCO의 잡음 특성이 지배적으로 나타나 대역폭 내의 잡음특성이 나빠진다. 주파수 합성기 출력에서 나타나는 위상잡음은 주파수 합성기의 루우프 차단주파수와 밀접한 관계가 있으며, 입력잡음에 의한 위상잡음 수준과 VCO 잡음의 크기가 같아지는 주파수 근방에서 루우프 차단주파수가 결정되어야 한다. 그림 6의 결과에서 루우프의 차단주파수는 6.14 kHz로서 두 잡음성분의 크기가 같아지는 주파수 근방에 설정하였을 때 최적의 위상잡음이 나타난다는 것을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

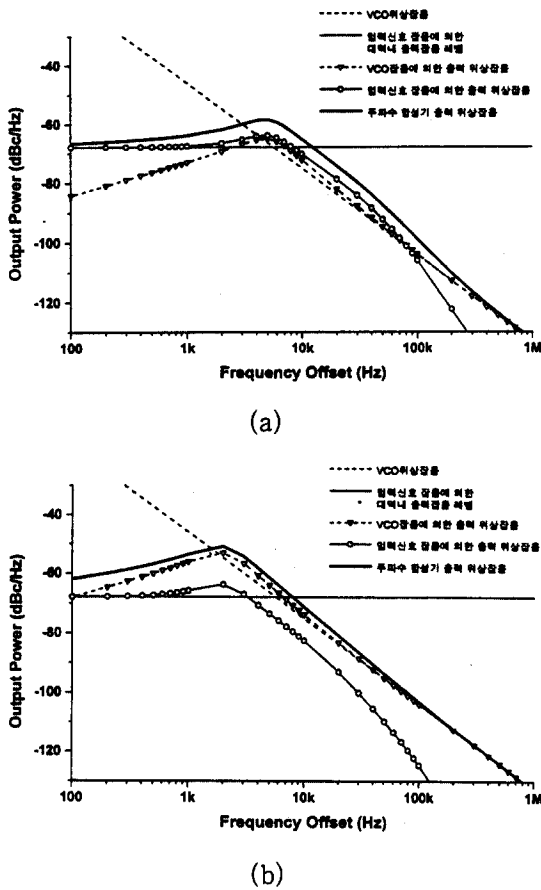


그림 6. 출력위상잡음 분포 시뮬레이션.
(여파기 대역폭 : (a) 10kHz, (b) 4.2kHz)

Fig. 6. Simulation results of output phase noise distribution when the filter bandwidth is (a) 10kHz and (b) 4.2kHz.

IV. 주파수 합성기의 제작 및 위상잡음 측정 결과

5 MHz의 기준발진기로부터 고 해상도의 광대역 X-밴드 단일 루우프 주파수 합성기를 제작하기 위해서 M 및 N 분주기의 분주율이 매우 높아야 한다. 이 실험에서는 위상비교기와 M 및 N 분주기를 포함하고 최대 2.5 GHz의 입력 주파수에 대하여 동작할 수 있는 고속 PLL 칩(National, LMX 2325)을 사용하였다. PLL 칩의 위상비교기는 3상 태 위상비교기로 구성되어 있으며, charge pump 를 포함하고 있다. 궤환회로의 분주기는 7비트와

11비트의 카운터와 분주율 32/33 혹은 64/65를 선택적으로 사용할 수 있는 prescaler로 구성되며, 분주율 N 은 최대 130000정도까지 가능하다. 입력측의 분주율 M 은 3에서 16383까지 조절할 수 있다. 분주율 M 및 N 은 serial 데이터의 디지털 신호에 의하여 조절하며, PIC 칩을 이용하여 컨트롤러를 구성하였다. 이러한 PLL 칩을 사용하여 X-밴드 대역의 주파수 합성기를 제작하기 위해서는 궤환회로에 별도의 외부 prescaler를 첨가해야 하며, 이를 위해서 12 GHz까지 동작할 수 있는 8분주 prescaler를 사용하여 PLL 칩의 동작주파수 범위로 출력주파수를 변환하였다.

단일 루우프 구조에 포함이 되는 여파기는 저역 통과 여파기로서 위상 비교기의 출력을 안정된 dc 전압으로 만들어서 VCO에 공급해 주며, 주파수 분주기와 함께 PLL회로의 대역폭을 결정하는 부분이다. 루우프 여파기의 전달특성은 스위칭 시간, 스푸리어스 잡음, 위상잡음 등에 많은 영향을 미친다. 그림 7은 제작한 주파수 합성기에서 사용되는 여파기의 구조를 나타낸 것으로 3차 저역통과 여파기와 증폭기로 구성된다. 여파기의 전달특성은 식 (26)과 같으며,

$$a_0 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 C_3 R_2 R_3} \quad (27a)$$

$$a_1 = \frac{C_1 C_2 R_2 + C_3 R_3 (C_1 + C_2)}{C_1 C_2 C_3 R_2 R_3} \quad (27b)$$

$$b_0 = \frac{1}{C_2 R_2} \quad (27c)$$

$$c = \frac{C_2 R_2}{C_1 C_2 C_3 R_2 R_3} \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \quad (27d)$$

로 계산할 수 있다. 위상 비교기의 출력에 나타나는 신호는 위상차에 해당하는 전압과 함께 입력신호의 주파수 성분이 같이 나타나는 데 저역통과 여파기에서 입력신호의 고주파 성분을 제거한다. PLL 칩의 charge pump 전압은 0.4V~4V까지의 범위에

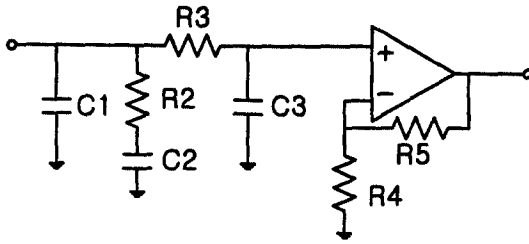


그림 7. 루우프 여파기 회로도
Fig. 7. Circuit diagram of the loop filter.

서 나타난다. 원하는 주파수 대역에서 VCO를 제어하기 위해서는 입력 제어전압이 2.5V~14.5V까지 가변되어야 하므로 charge pump 출력전압을 VCO 제어전압 범위로 선형적으로 변환시켜야 하며, 이를 위해서 증폭율이 4인 증폭기를 여파기와 함께 사용한다. 여파기 설계시 주파수 안정화 시간, 위상잡음, 안정성 등의 특성에서 상호 타협이 이루어져야 하며, 루우프의 대역폭을 크게 할수록 안정화 시간은 빠르지만, 넓은 대역폭은 높은 기준주파수 스퓨리어스(reference spur)를 발생시킨다. 기준주파수 스퓨리어스를 감소시키기 위해서는 루우프 대역폭을 감소시키거나 많은 저역통과 여파기를 사용하면 되지만, 안정화 시간은 증가된다.

합성기의 출력특성을 결정짓는 VCO의 선택에서는 출력 주파수 범위, 출력전력, 제어전압 범위, 잡

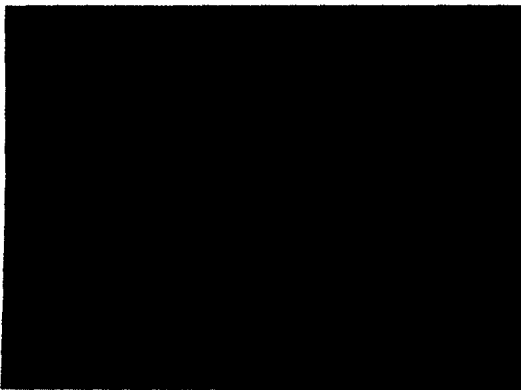
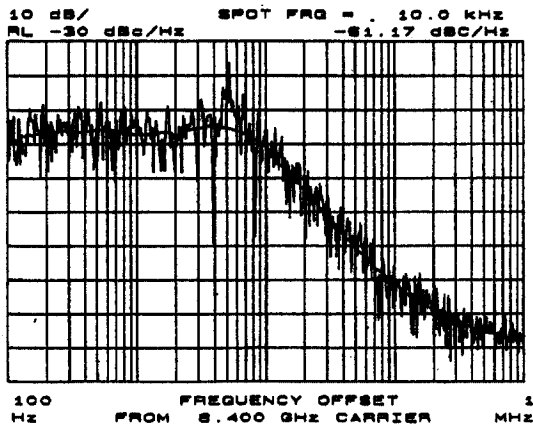


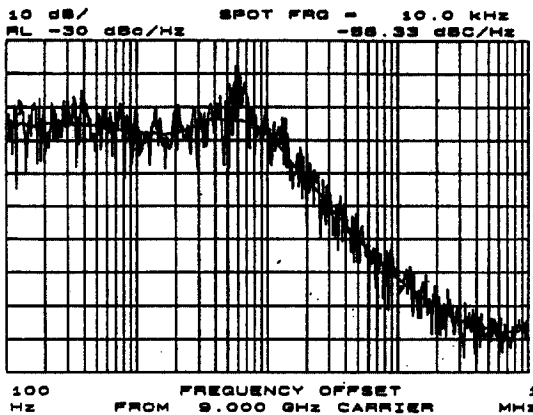
그림 8. 제작된 단일 루우프 주파수 합성기
Fig. 8. Fabricated single loop frequency synthesizer.

음특성, 스퓨리어스 신호 등을 고려해야 한다. 제작한 합성기에서는 8450 MHz~9650 MHz 출력 주파수와 +15 dBm 출력전력을 발생하며 낮은 위상잡음(-70 dBc/Hz @ 10 kHz offset)을 나타내는 VCO를 사용한다. VCO와 함께 주파수 합성기의 출력 위상잡음에 많은 영향을 미치는 기준신호 발진기는 안정성이 매우 높고, 낮은 위상잡음 특성(-160 dBc/Hz @ 10 kHz offset)을 갖는 5 MHz 온도안정 크리스탈 발진기를 사용하였다. 그림 8에서는 제작된 단일 루우프 주파수 합성기를 보여주고 있다. 제작한 주파수 합성기는 1 MHz의 주파수 해상도를 유지하며, 8.4 GHz~9.7 GHz 대역의 출력 주파수를 발생시킨다. 기준신호발진기에서 인가되는 5 MHz 주파수를 분주율 40에 의해 분주하여 125 kHz 주파수로 변환하고 이를 위상비교기에 인가한다. 궤환회로에서는 prescaler에서 8분주 하여 주파수 스텝이 1 MHz로 하였으며, PLL 칩 내의 N 분주기에서 8400~9700 분주를 하여 위상비교기에 인가한다.

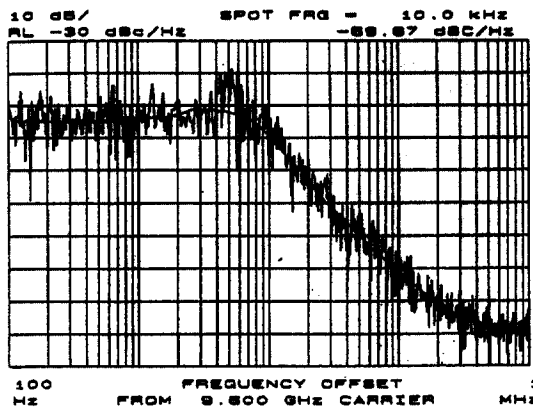
III장에서 계산한 시뮬레이션 결과에 의하면 주파수 합성기에서 출력 주파수가 9 GHz일 때 출력 위상잡음은 10 kHz 편이주파수에서 약 -65 dBc/Hz이고, 입력 잡음과 VCO의 잡음에 의한 출력 위상잡음의 교차점은 6 kHz에서 나타난다(그림 6(a) 참조). 그림 9는 제작한 주파수 합성기에서 주파수 스텝은 1 MHz이므로 N 분주기에 각각 8400, 9000, 9600을 입력하여 8.4, 9, 9.6 GHz의 출력신호가 나오도록 하여 출력에 나타나는 위상잡음을 편이주파수에 대하여 측정된 결과이다. 이 때 주파수 합성기의 대역폭은 교차점에 해당하는 6.14 kHz로 선정을 하였다. 세가지 경우에 대한 측정 결과로부터 출력 위상잡음은 출력 주파수에 크게 영향을 받지 않으며, 비슷한 수준으로 나타난다는 것을 알 수 있다. 대역폭내의 위상잡음은 입력 잡음에 의한 출력잡음보다 약간 크게 나타나며, 9 GHz의 주파수에 대한 출력전력은 +12.5 dBm이고, 위상잡음은 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz 편이주파수에서 각각 -57 dBc/Hz, -58.33 dBc/Hz, -102 dBc/Hz를 얻었다. 표 1에서는 각각의 주파수에서 편이주파수를 달리하여 위상잡음을 측정된 결과를



(a) 출력주파수 : 8.4 GHz



(b) 출력주파수 : 9 GHz



(c) 출력주파수 : 9.6 GHz

그림 9. 제작된 주파수 합성기의 위상잡음 특성

Fig. 9. Phase noise of the fabricated frequency synthesizer.

표 1 제작한 주파수 합성기의 위상잡음

Table 1. Phase noise of the fabricated frequency synthesizer (단위: dBc/Hz)

Output Freq. Offset	8.6 GHz	9.0 GHz	9.6 GHz
1 KHz	-57.00	-57.50	-54.00
10 KHz	-61.17	-58.33	-59.67
100 KHz	-102.0	-102	-102

나타내었다. 출력신호의 위상잡음 측정결과는 동일한 조건에서 시뮬레이션한 결과와 비교하여 매우 근접한 결과이며, 루우프 여파기의 대역폭을 조정함으로써 최적의 위상잡음 결과를 얻을 수 있었다. 개발된 주파수 합성기의 위상잡음은 VCO의 잡음에 비하여 낮은 편이주파수 대역에서 크게 개선되었으며, 마그네트론을 이용하는 레이더에서 응용이 가능하다.

V. 결 론

마그네트론을 사용하는 레이더에서 송신주파수의 변화를 검출하여 안정된 중간주파 신호를 만들어 낼 수 있는 STALO를 위한 주파수 합성기를 구현하였다. 간접 주파수 합성방식으로 위상 비교기, 여파기, VCO, 분주기를 사용하여 단일 루우프 주파수 합성기를 제작하였다. 주파수 합성기를 구성하는 각각의 부분에 대한 선형 모델을 바탕으로 하여 전체의 위상전달특성을 구하고, 각 부분에서 발생하는 잡음에 대하여 출력측에 나타나는 위상잡음을 계산하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 최소의 위상잡음이 나타나도록 루우프 여파기 특성 등을 계산하였다. 고속 디지털 PLL 칩과 prescaler 등을 통하여 8.4 GHz~9.7 GHz의 범위에서 출력주파수를 조절할 수 있는 주파수 합성기를 구현하였다. 9 GHz의 출력 주파수에서 위상잡음은 10 kHz 편이주파수에서 -58.33 dBc/Hz를 얻었으며, 이 때 주파수 스텝은 1 MHz이다. 구현된 주파수 합성기의 위상잡음은 VCO 잡음에 비하여 크게 개선되었으며, 마그네트론을 사용하는 레이더에 응

용할 수 있다. 본 논문의 이론 해석에 의한 결과를 이용하여 단일 루우프 주파수 합성기에서 위상잡음을 최소화 하는 설계가 가능하다. 더 낮은 위상잡음을 구현하기 위해서는 다중 루우프의 주파수 합성기를 구성하여야 하며, 제시된 해석방법을 응용함으로써 잡음특성을 개선할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] B. Edde, *Radar : Principles, Technology, Application*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1993.
- [2] J. W. Taylor Jr, Ch. 3 in M. I. Skolnik, Ed., *Radar Handbook*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 1990.
- [3] Z. Galani, "An overview of frequency synthesizers for radars", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-39, pp. 782-790, May 1991.
- [4] V. Manassewitsch, *Frequency Synthesizer Theory and Design*. New York: John Wiley

- & Sons, 1980.
- [5] U. L. Rohde, *Digital PLL Frequency Synthesizers Theory and Design*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1983.
 - [6] J. A. Crawford, *Frequency Synthesizer Design Handbook*. Boston: Artech House, 1994.
 - [7] G. A. Breed, Ed., *Frequency Synthesis Handbook*. RF Design, 1992.
 - [8] W. F. Egan, *Frequency Synthesis by Phase Lock*. John Wiley & Sons, 1981.
 - [9] D. H. Wolaver, *Phase-Locked Loop Circuit Design*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1991.
 - [10] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*. York: John Wiley & Sons, 1990.
 - [11] R. E. Best, *Phase-Locked Loop*, 2nd ed. McGraw-Hill, 1993.

소 원 욱 (蘇源煜)



1997년 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)
 1997년~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 석사과정
 관심분야 : 초고주파 집적회로, 주파수 합성기, 레이다 등

강 연 덕 (姜鍊德)



1993년 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)
 1996년 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학석사)
 1996년~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 박사과

정

관심분야 : 초고주파 집적회로, 전자파 전파 등

이택경 (李澤琮)

1983년 : 고려대학교 전자공학과(공학사)

1985년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1990년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1990년 3월~1991년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 연구원

1990년 5월~1991년 4월 : Univ. of Texas at Austin에서 Post-Doc

1991년 9월~1992년 2월 : 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원

1992년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 부교수

관심분야 : 안테나, 레이더 송수신 시스템, 전자파 전파 및 산란, 초고주파 회로 설계 등