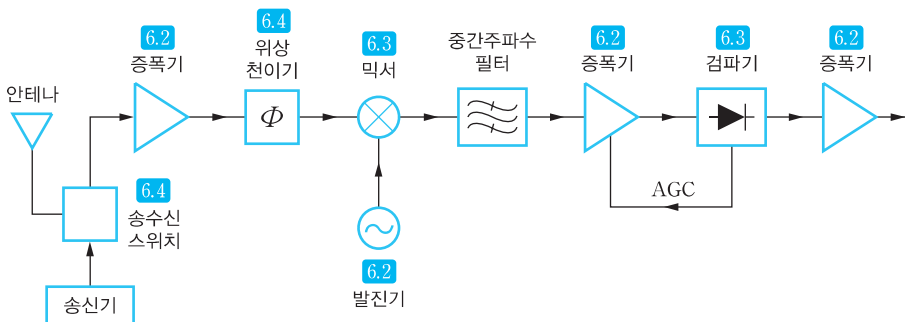


학습목표

- 마이크로파 능동회로를 구성하는 다이오드와 트랜지스터의 종류 및 전기적 동작 특성을 이해한다.
- 무선 신호를 증폭하거나 발생시키는 증폭기와 발진기의 동작원리 및 설계 파라미터를 익힌다.
- 신호를 검파하는 검파기와 두 신호를 혼합해주는 믹서의 동작원리 및 설계 파라미터를 익힌다.
- 스위치와 위상천이기의 동작원리를 이해한다.

[그림 6-1]은 일반적으로 사용되는 슈퍼헤테로다인 Superheterodyne 수신기의 예이다. (자세한 내용은 7장에서 배우자.) 수신기는 수동소자인 안테나와 필터 외에 여러 가지 마이크로파 능동소자들로 구성되어 있다. 마이크로파 수동소자에 대해서는 앞서 5장에서 살펴보았다. 이 장에서는 마이크로파 능동소자에 대해 살펴볼 것이다. 먼저 마이크로파 능동회로를 구성하는 기본 단위부품으로, 반도체 소자인 다이오드와 트랜지스터의 동작원리를 살펴본다. 그런 다음 증폭기와 발진기, 검파기와 믹서, 마지막으로 스위치와 위상천이기에 대해서 배울 것이다.



[그림 6-1] 슈퍼헤테로다인 수신기 예

6.1 다이오드와 트랜지스터

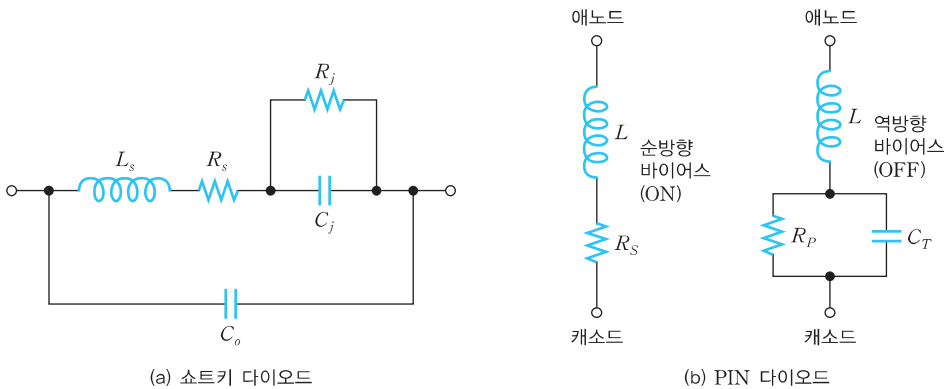
마이크로파 능동소자를 구현할 때 가장 많이 사용되는 반도체 소자는 다이오드와 트랜지스터이다. 이들 소자는 외부로부터 인가되는 전압에 따라 동작 특성이 달라진다. 이 절에서는 RF 및 마이크로파 회로에서 주로 사용되는 다이오드와 트랜지스터의 종류를 알아보고, 각각의 동작 특성을 살펴보기로 한다.

6.1.1 다이오드

다이오드 Diode는 저주파수에서는 정류회로에 주로 쓰이고, 고주파수에서는 스위치, 믹서, 검파기 등에 사용된다. RF 및 마이크로파 회로에 사용되는 다이오드로는 쇼트키 다이오드, PIN 다이오드, 터널 다이오드, 건 다이오드, 바랙터 다이오드 등이 있다.

■ 쇼트키 다이오드

쇼트키 Schottky 다이오드는 고주파수에서 주로 사용되는 소자로, 저가이며, 사용하기에도 쉽기 때문에 믹서 Mixer나 검파기 Detector와 같은 마이크로파 회로에 널리 사용된다. [그림 6-2(a)]에 쇼트키 다이오드의 등가회로를 나타냈다. 쇼트키 다이오드의 등가회로는 다이오드의 전체 저항인 직렬저항(R_s), 실제 다이오드 칩과 연결되는 본딩 와이어의 직렬 인덕턴스(L_s), 반도체와 금속 사이의 실제 접합에서 존재하는 접합 커패시턴스(C_j), 쇼트키 접합에서 발생하는 접합저항(R_j), 쇼트키 접합으로부터 금속접점까지에서 얻어지는 오버레이 Overlay 커패시턴스(C_o)로 구성된다.



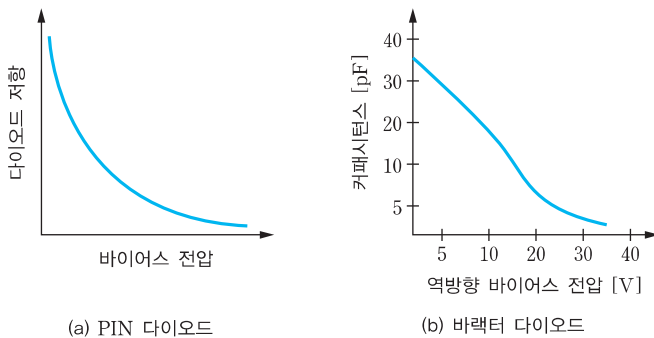
[그림 6-2] 쇼트키 다이오드와 PIN 다이오드(On/Off) 등가회로

■ PIN 다이오드

PIN 다이오드는 감쇄기 Attenuator를 구성하거나 스위치 또는 회로의 On/Off 재구성 Reconfigurability 기능을 구현할 때 사용된다. PIN 다이오드의 On/Off 등가회로를 [그림 6-2(b)]에 나타냈다. PIN 다이오드는 일반 다이오드의 P층과 N층 접합부분에 고유층(I층) Intrinsic이라는 작은 층을 추가하여 만든다.

PIN 다이오드는 100[MHz] 이하의 주파수에서는 다른 PN 접합소자와 동일하게 사용할 수 있으며, 입력신호를 정류하는 데 사용된다. 그러나 주파수가 더 높아지면 마이크로파 가변저항처럼 사용될 수 있다. 즉 PIN 다이오드의 동작주파수가 높을 때 다이오드에 인가되는 바이어스 Bias가 변하면 소자의 저항이 [그림 6-3(a)]와 같이 변한다. PIN 다이오드는 고주파수에서 가변저항처럼 동작하므로 RF나 마이크로파 회로에서 가변 감쇄기 Variable attenuator로 사용할 수 있다. 또한 바이어스에 따라 매우 낮은 저항과 높은 저항 값을 번갈아가며 갖기 때문에 스위칭 회로에도 사용할 수 있다.

PIN 다이오드를 나타내는 전기적 특성은 I층을 파손시켜 일반적인 PN 접합 다이오드처럼 동작하게 하는 RF 입력전압 레벨인 파손전압 Break down voltage, 입력전압에 따라 정해지는 접합 커패시턴스, 다이오드의 전체 저항성분인 직렬저항, 회로의 응답시간과 PN 접합 다이오드로 동작하기 위한 저주파수 한계를 정하는 시간인 반송자 수명 Carrier lifetime 등이 있다.



[그림 6-3] PIN 다이오드와 바랙터 다이오드의 바이어스 전압 특성

■ 바랙터 다이오드

바랙터 Varactor 다이오드는 역방향 바이어스에서 동작하는 다이오드로, 커패시터에서 유전체의 폭이 증가하면 커패시턴스가 감소하게 되는 특성을 이용한다. 즉 바랙터에 역방향 바이어스를 증가시키면 유전체 역할을 하는 다이오드 공핍층 Depletion의 두께가 증가해서

다이오드의 커패시턴스가 감소한다. [그림 6-3(b)]에 나타난 것처럼 바랙터 다이오드의 역방향 바이어스 전압이 증가함에 따라 커패시턴스가 감소한다. 바랙터 다이오드는 가변 공진 필터나 전압제어 발진기 Voltage controlled oscillator 등에 사용되며, 최근에는 PIN 다이오드와 마찬가지로 재구성 안테나를 비롯한 재구성 RF 또는 마이크로파 회로 등 전압가변 커패시턴스가 요구되는 회로에 주로 사용된다.

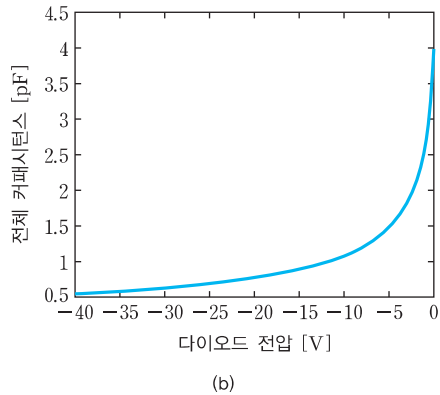
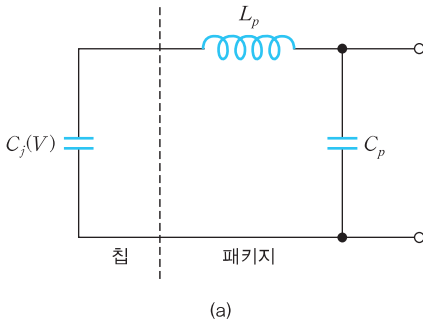
예제 6-1 바랙터 다이오드의 등가회로

무손실 패키지로 만들어진 바랙터 다이오드의 등가회로가 [그림 (a)]와 같이 주어졌다. 전체 다이오드 커패시턴스는 1[MHz]에서 역방향 바이어스 전압의 함수로 [그림 (b)]와 같이 주어진다. 만약 다이오드에 $-20[V]$ 가 인가되고, 공진주파수가 10[GHz]로 주어질 때 등가 인덕턴스를 구하라.

참고 다이오드는 계단접합 Abrupt junction을 갖고 있다. 접합 커패시턴스는

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi_0}\right)^\gamma}$$

로 구한다. 계단접합일 때 $\gamma=0.5$, V 는 바이어스 전압, ϕ_0 는 내부확산전위 Built-in potential로, 이 문제에서는 $0.6[V]$ 로 주어진다. C_{j0} 는 바이어스 전압이 0일 때의 커패시턴스를 뜻한다.



풀이

[그림 (a), (b)]로부터 바이어스 전압이 $V = -20, -30[V]$ 일 때, 전체 커패시턴스 $C_T(V)$ 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$C_T(-20) = C_j(-20) + C_p = 0.98 \text{ [pF]}$$

$$C_T(-30) = C_j(-30) + C_p = 0.84 \text{ [pF]}$$

여기에서 $C_j(-20) - C_j(-30) = 0.14[\text{pF}]$ 으로 주어진다. [그림 (b)]로부터 $C_{j0} = 4.5[\text{pF}]$ 을 얻을 수 있으며, [참고]에서 제시한 접합 커패시턴스를 구하는 식으로부터 $C_j(-20)$ 을 구할 수 있다.

$$C_j(-20) = \frac{4.5}{\left(1 + \frac{20}{0.6}\right)^{1/2}} = 0.767 [\text{pF}]$$

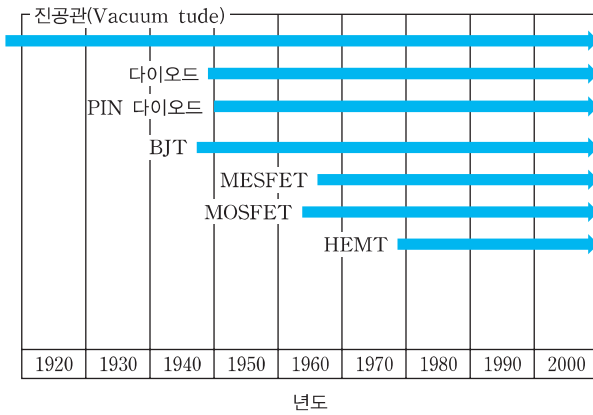
그러므로 $C_p = 0.98 - 0.767 = 0.213[\text{pF}]$ 이다. 10[GHz]에서 공진이 발생하므로 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_T}}$ 을 이용하면 다음을 얻을 수 있다.

$$L_p = \frac{1}{C_T(-20)(2\pi f)^2} = 0.258 [\text{nH}]$$

6.1.2 트랜지스터

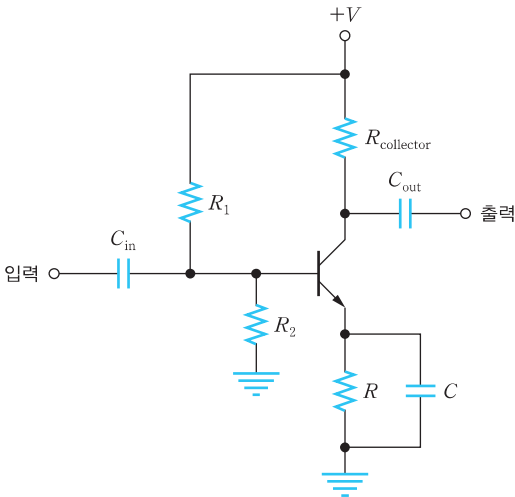
1950년대 이전까지는 진공관이 사용되었지만, 브래튼 W. H. Brattain과 바딘 J. Bardeen이 트랜지스터를 발명한 1948년 이후부터, RF와 마이크로파 회로 설계에 트랜지스터를 비롯한 반도체 소자와 집적회로 기술이 사용되었다.

트랜지스터 Transistor는 저잡음 증폭기, 고출력 증폭기, 스위치, 감쇄기, 믹서, 공진기 등 RF 및 마이크로파 회로에 광범위하게 사용되는 3포트 소자로, 회로의 이득을 구현하기 위해 반드시 필요한 소자이다. 대부분 트랜지스터는 실리콘, GaAs Gallium-arsenide, InP Indium Phosphide, GaN Gallium-Nitride에 기반한 화합물 반도체를 사용하여 제작된다. 1[GHz] 보다 낮은 주파수에서는 MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor를 사용하며, 1[GHz] 이상에서는 실리콘으로 구현되는 BJT와 GaAs로 만들어지는 MESFET Metal Semiconductor Field Effect Transistor를 사용한다. BJT는 저가라는 장점이 있으며, GaAs FET는 잡음이 적고 속도가 빠르다는 장점이 있다. 10[GHz] 이상의 높은 주파수에서는 HEMT High Electron Mobility Transistor 또는 PHEMT Pseudomorphic HEMT가 사용된다. [그림 6-4]에서 마이크로파 회로 설계에 사용되는 반도체 소자의 역사를 살펴볼 수 있다.



[그림 6-4] 다이오드와 트랜지스터의 역사

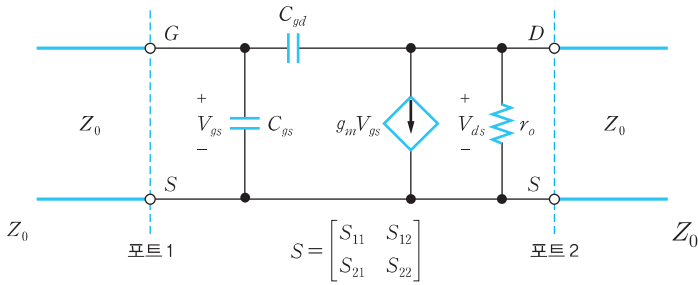
[그림 6-5]는 BJT를 사용한 일반적인 형태의 마이크로 증폭기 회로를 보여준다. 트랜지스터가 적절하게 동작하기 위해서는 직류 바이어스 회로가 필요하다. R_1 과 R_2 는 전압 분배를 위한 저항들이며, C_{in} 과 C_{out} 은 결합 커패시터(Coupling capacitor)이다.



[그림 6-5] BJT를 이용한 마이크로 증폭기 회로

[그림 6-6]에 소스 공통형(Common-source) 구조에 사용된 MOSFET의 고주파수 소신호 Small-signal 등가회로 모델을 나타냈다. 여기에서 g_m , r_o 는 각각 트랜스 컨덕턴스 Transconductance, 출력저항-Output resistance과 같은 소신호 파라미터를 나타내며, C_{gs} , C_{gd} 는 기생성분을 나타내는 등가 커패시턴스이다. 소신호 모델에 대한 산란계수는 네트워크 분석기를 이용하여 측정하거나 소신호 회로를 해석함으로써 얻을 수 있다. 일반적으로 $|S_{11}|$ 과 $|S_{22}|$ 는 0.5 ~ 1.0 정도의 상대적으로 큰 값을 가지며, $|S_{12}|$ 는 0.1 이하의 비교적

작은 값을 갖고, $|S_{21}|$ 은 이득을 나타내기 때문에 1보다 훨씬 큰 값을 갖는다. 측정 또는 해석을 통해 얻어진 산란 행렬은 마이크로파 능동회로 설계 및 해석에 사용된다.



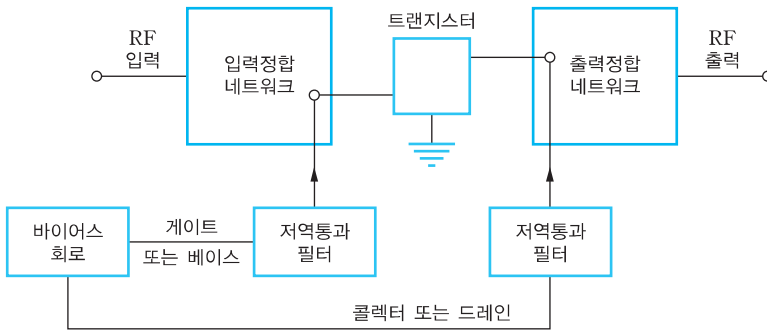
[그림 6-6] MOSFET의 고주파수 소신호 등가회로 모델

6.2 증폭기와 발진기

무선통신에서 크기가 작은 기저대역 신호를 멀리 보내기 위해서는 고주파수의 반송파 Carrier로 변조 Modulation하여 송신기에서 고출력으로 신호를 증폭(전력증폭기)해야 하며, 수신기에서는 수신된 미약한 신호를 다시 증폭시켜야 한다. [그림 6-1]을 참고하면, 슈퍼헤테로다인 수신기의 경우, 고주파수의 반송파를 발생시키기 위해서는 국부 발진기 Local oscillator가 필요하고, 수신기의 안테나 다음(저잡음 증폭기), 믹서를 통과한 후(중간주파수 증폭기) 등 신호를 증폭시켜주는 증폭기 Amplifier가 필요하다. 증폭기와 발진기는 무선통신 시스템에서 가장 핵심적인 소자라고 할 수 있다.

6.2.1 증폭기

증폭기는 입력신호에 대해 전력이득을 제공하여 증폭된 신호를 출력하는 소자로, 마이크로파 트랜지스터를 이용한 증폭기의 구조는 [그림 6-7]과 같다. 트랜지스터를 동작시키기 위한 직류 바이어스 DC Biasing 회로, 능동 반도체 소자인 트랜지스터의 입출력을 정합하기 위한 입력정합 네트워크와 출력정합 네트워크로 구성된다. 또한 바이어스 회로인 DC 신호원과 RF 및 마이크로파 회로 사이에 저역통과 필터를 삽입하여 직류신호가 증폭기 회로로 유입되는 것을 방지한다. 보통 저역통과 필터는 RFC RF Choke와 같은 인덕터 또는 페라이트 비드 Ferrite bead를 사용한다.



[그림 6-7] 마이크로파 및 RF 증폭기의 구성도

증폭기는 사용 목적에 따라 다음과 같이 분류할 수 있다.

- 전력 증폭기 PA : Power Amplifier : 송신기의 최종단(안테나 입력 전단)에서 사용되며, 신호의 원거리 전송을 위해 높은 출력전력이 요구된다.
- 저잡음 증폭기 LNA : Low Noise Amplifier : 수신기에서 사용되며, 잡음과 합쳐진 낮은 전력레벨 신호를 증폭시켜야 하므로 낮은 잡음지수^{NF} : Noise figure가 요구된다.
- 구동 증폭기 Driver amplifier : 수신기의 RF 믹서를 통과한 후 또는 송신기의 RF 믹서를 통과하기 전에 위치하는 증폭기이다.

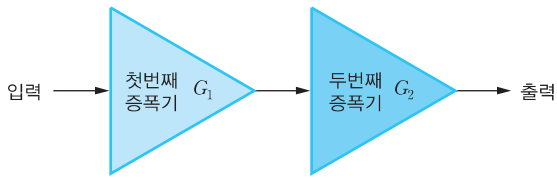
증폭기를 설계할 때 고려해야 할 파라미터들은 이득, 잡음, 대역폭, 안정도, 선형성 그리고 바이어스 등이다. 증폭기는 동작 대역에서 발진하지 않도록 설계해야 한다. 증폭기의 안정도는 발진에 대한 저항성을 의미하는 것으로, 증폭기의 발진여부를 판단하기 위해 사용된다. 이 절에서는 가장 대표적인 증폭기 설계 파라미터인 이득과 안정도, 비선형 특성을 설명한 후 실제 구현된 증폭기를 살펴보기로 한다.

■ 증폭기의 이득

증폭기의 입력전력이 P_{in} 이고 출력전력이 P_{out} 일 때, 전력이득은 다음과 같이 정의된다.

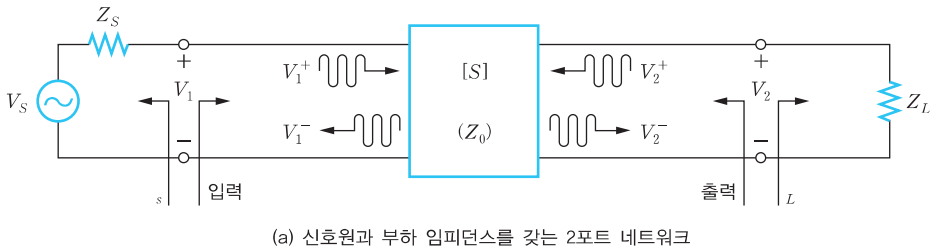
$$G[\text{dB}] = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6.1)$$

실제로 무선시스템에서 사용되는 증폭기는 이득을 높이기 위해 단일 증폭기를 캐스케이드 Cascade로 연결하여 사용한다. 예를 들어, [그림 6-8]과 같이 이득 G_1 과 G_2 를 가진 두 증폭기를 캐스케이드로 연결하면 전체 이득은 $G_1 G_2$ 가 된다.

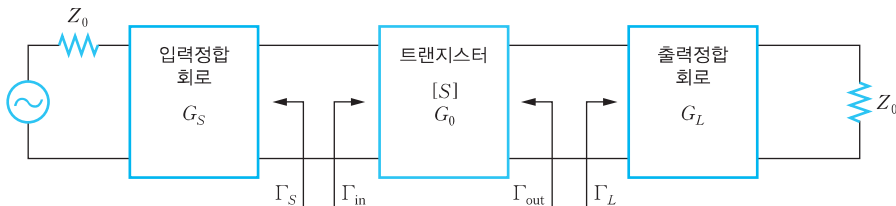


[그림 6-8] 캐스케이드로 연결된 2단 증폭기의 이득

식 (6.1)에는 증폭기 이득을 입력전력과 출력전력으로 간단하게 정의했으나, 실제 증폭기를 구현할 때는 입출력정합 네트워크의 전력전달 및 반사 특성을 고려하여 이득을 계산해야 한다([그림 6-7] 참고). 이를 위해 증폭기를 [그림 6-9(a)]와 같이 신호원 임피던스 Z_S 와 부하 임피던스 Z_L 을 갖는 2포트 네트워크로 나타낼 수 있다. 2포트 네트워크는 다시 [그림 6-9(b)]와 같이 입력정합 회로와 출력정합 회로를 갖는 트랜지스터 증폭기로 구성할 수 있다.



(a) 신호원과 부하 임피던스를 갖는 2포트 네트워크



(b) 입출력 임피던스 정합회로를 갖는 2포트 네트워크 모델링

[그림 6-9] 단일 증폭기 회로 모델링

[그림 6-9]에서 트랜지스터의 입력 반사계수 Γ_{in} 과 출력 반사계수 Γ_{out} 은 각각 식 (6.2)와 식 (6.3)으로 유도할 수 있다. 신호원 반사계수 Γ_S 와 부하 반사계수 Γ_L 은 3장에서 정의한 식 (3.41)을 사용한다.

$$\Gamma_{in} = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right] \quad (6.2)$$

$$\Gamma_{out} = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right] \quad (6.3)$$

따라서 입력과 출력정합 회로가 포함된 증폭기의 이득은 다음의 방법으로 정의할 수 있다.

- 1 전력이득 Power gain G_P 이다. 2포트 네트워크의 입력으로 전달되는 전력을 P_{in} 이라고 하고, 부하에 전달되는 전력을 P_L 이라고 할 때, 다음과 같이 정의된다. 이때 정의되는 전력이득은 신호원의 임피던스 Z_S 와 무관한 값을 갖는다.

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (6.4)$$

- 2 가용이득 Available gain 또는 가용전력이득 Available power gain G_A 이다. 신호원으로부터 가용한 전력을 P_{avs} 라고 하고, 출력포트로부터 가용한 전력을 P_{avo} 라고 할 때, 다음과 같이 정의된다.

$$G_A = \frac{P_{avo}}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (6.5)$$

이때의 가용이득은 신호원과 부하의 복소공역정합을 가정하고, 신호원 임피던스 Z_S 에 따라 변하지만, 부하 임피던스 Z_L 과는 무관한 값을 갖는다.

- 3 트랜스듀서 이득 Transducer gain 또는 트랜스듀서 전력이득 Transducer power gain G_T 이다. 신호원으로부터 가용한 전력이 P_{avs} 이고, 2포트 네트워크로부터 가용한 전력이 P_L 일 때 식 (6.6)과 같이 정의되며, 신호원 임피던스 Z_S 와 부하 임피던스 Z_L 에 의존하는 값을 갖는다. 식 (6.6)으로부터 신호원의 반사계수와 부하의 반사계수가 모두 0, 즉 $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ 이라면 트랜스듀서 이득 $G_T = |S_{21}|^2$ 이 된다.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (6.6)$$

식 (6.4)~식 (6.6)에 주어진 증폭기의 이득과 관련된 정의는 모두 입력정합 회로의 이득 G_S , 트랜지스터의 이득 G_0 , 출력정합 회로의 이득 G_L 의 곱인 $G_S G_0 G_L$ 로 나타낼 수 있다. 따라서 식 (6.4)에 정의된 전력이득 G_P 는 신호원의 반사계수 Γ_S 와 무관(G_S 가 Γ_S 와 무관)하며, 식 (6.5)에 정의된 가용전력이득 G_A 는 부하 반사계수 Γ_L 과 무관(G_L 이 Γ_L 과 무관)하며, 식 (6.6)으로 정의된 트랜스듀서 이득 G_T 는 신호원과 부하의 반사계수에 모두 영향을 받는다(G_S, G_L 이 각각 Γ_S 와 Γ_L 의 함수로 표현된다)는 것을 알 수 있다.

위와 같이 입출력정합 회로를 고려한 증폭기 이득의 정의를 이용하면, 최대이득 설계, 광대역 특성 설계 또는 특정 잡음지수를 갖는 저잡음 증폭기 설계 등 설계 목적에 따라 요구되는 임피던스 조건들을 구할 수 있다. 예를 들어, 최대이득을 얻도록 증폭기를 설계하기 위해서는 입출력 임피던스가 복소공역정합 조건인 $\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = S_{11}^*$, $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^*$ 를 만족해야 한다. 이 경우, 신호원과 부하가 모두 2포트 네트워크의 입력과 출력에 정합되었다면 $G_P = G_A = G_T$ 가 성립한다.

■ 증폭기의 안정성

증폭기는 설계에 따라 불안정한 특성을 갖고 발전할 수도 있는데, 이때 안정도 k 를 통해 설계된 증폭기의 발전여부를 판단할 수 있다. 무조건 안정(Unconditional stable) 증폭기는 임의의 수동소자를 가진 신호원 입력이나 출력을 임의의 수동소자로 종단시켜도 발전하지 않는다. 무조건 안정 특성을 가지려면 식 (6.7a)와 식 (6.7b)에 정의된 $k > 1$, $|\Delta| < 1$ 을 만족해야 한다. 잠재적 안정(Potentially stable) 특성을 가지려면 $k < 1$, $|\Delta| < 1$ 을 만족해야 한다. 안정도를 판단하기 위해 사용하는 $k - \Delta$ 특성은 상대적 안정도 특성을 나타내지 않는다. 그래서 최근에는 식 (6.7c)와 같이 상대적 안정도를 나타낼 수 있는 μ -안정도 조건을 사용한다. $\mu > 1$ 이면 무조건 안정 특성을 갖는다. 만약 $k < 1$ 로 불안정한 특성을 갖게 되면, 트랜지스터의 바이어스 회로를 다시 설계하여 동작점을 이동시키거나, 다른 종류의 트랜지스터를 선택해야 한다.

$$k = \left(\frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \right) \quad (6.7a)$$

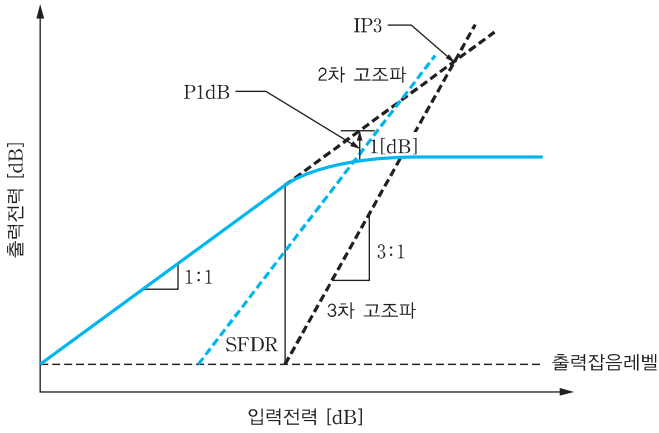
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (6.7b)$$

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} \quad (6.7c)$$

■ 증폭기의 비선형 특성

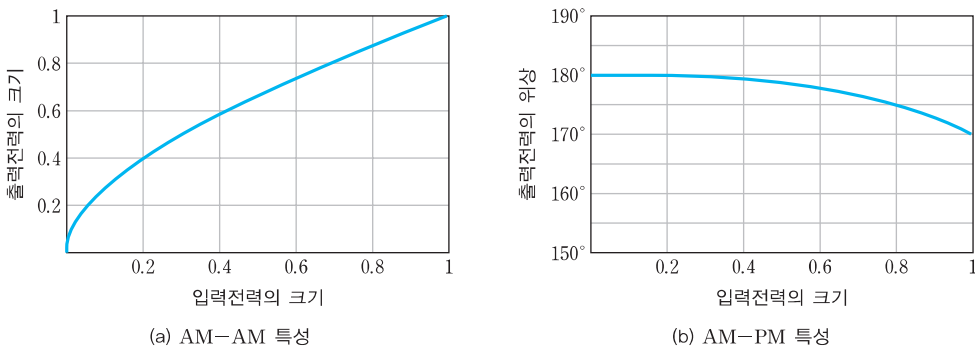
증폭기에 사용되는 트랜지스터는 비선형 특성을 갖는다. 증폭기의 비선형성을 나타내는 파라미터로 [그림 6-10]에 나타난 1[dB] 이득 억압점^{P1dB : compression point} 및 3차 교차점 IP3 : 3rd order intercept point 등을 사용한다. 증폭기의 P1dB는 증폭기에 단일 주파수 성분을 갖는 신호원을 입력하고, 입력전력에 대해 출력전력 곡선을 그려서 출력전력이 포화되지 않는다고 가정했을 때, 실제 출력과 1[dB] 차이가 날 때 입력레벨로 정의한다. 즉 증폭기의 입출력 특성을 선형적인 영역을 나타내는 파라미터라고 볼 수 있다. 또한 3차 교차

점은 서로 다른 주파수를 갖는 두 개의 주파수 신호를 입력한 후 3차 고조파 성분이 나타나기 시작하는 입력 전력레벨로 정의한다.



[그림 6-10] 증폭기의 비선형 파라미터를 정의하기 위한 입출력 특성

[그림 6-11]과 같이 입력과 출력의 크기 특성과 위상 특성에 따라 증폭기의 비선형 특성을 나타낼 수도 있다. [그림 6-11(a)]와 같이 입력전력의 크기에 대해 출력전력의 크기를 나타낸 것을 AM-AM Amplitude-Amplitude 특성이라고 하는데, 이상적인 경우에는 선형적(직선)으로 나타난다. [그림 6-11(b)]와 같이 입력전력의 크기에 대해 출력전력의 위상 특성을 나타낸 것을 AM-PM Amplitude-Phase 특성이라고 한다. 마찬가지로, 이상적인 경우에는 입력전력의 크기에 대해 출력위상이 변화 없이 일정한 특성(수평선)을 나타내야 하지만, 입력전력의 크기가 커지면 증폭기의 비선형성으로 인해 위상 특성이 왜곡된다.



[그림 6-11] 증폭기의 비선형 특성

■ 증폭기의 효율

배터리로 동작하는 시스템에서는 높은 전력효율 PAE : Power Added Efficiency 또한 중요하다. PAE는 다음과 같이 정의된다.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \times 100\% \quad (6.8)$$

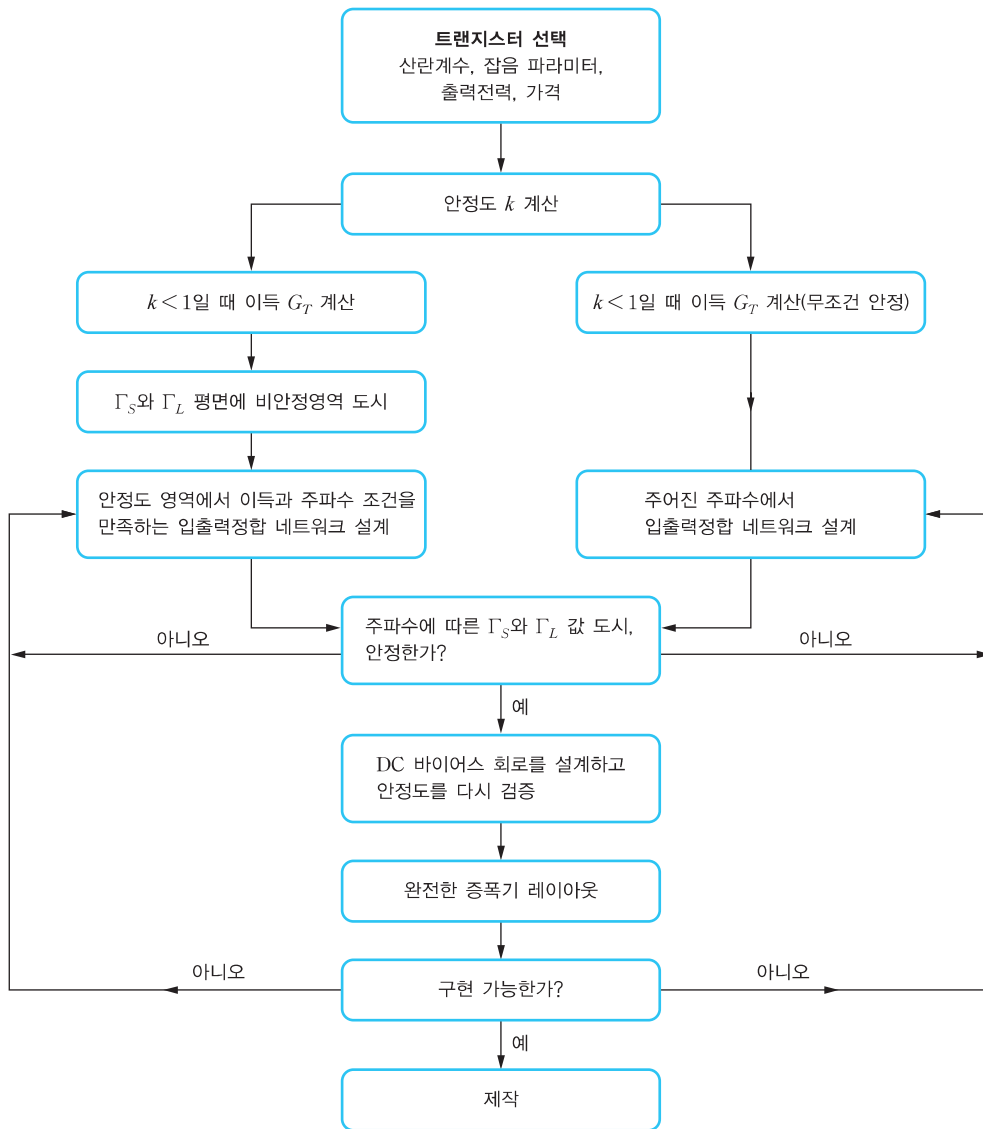
여기서 P_{DC} 는 DC 바이어스 전력이다. 트랜지스터로 구현된 증폭기에서는 보통 50% 이상의 전력효율을 얻을 수 있다.

이 밖에도 전력증폭기의 경우에는 시스템 파라미터로 고출력 전력, 높은 P1dB, 높은 IP3, 넓은 범위를 갖는 다이내믹 영역 Dynamic range, 낮은 상호변조 Intermodulation 그리고 우수한 선형성 등을 고려해야 한다. 이들 파라미터들은 증폭기뿐만 아니라 송수신 시스템 과도 관련이 있기 때문에 7장에서 좀더 자세히 살펴보기로 한다.

■ 증폭기 설계과정

증폭기를 설계하는 이론과 제작 방법은 증폭기의 사용 목적과 요구 성능에 따라 매우 광범위하고 다양하다. 따라서 이 절에서는 증폭기 설계과정을 개략적으로 살펴본 후 실제 설계된 예를 살펴보기로 하자. [그림 6-12]에 마이크로파 증폭기를 설계하는 과정을 나타냈다. 우선 요구되는 시스템의 주파수, 이득 및 잡음성능 등에 따라 트랜지스터를 선택한 후, 트랜지스터의 산란 행렬을 이용하여 안정도를 계산하고, 안정도를 고려하여 동작 주파수에서 입출력정합 네트워크를 설계한다. 다음으로 DC 바이어스 회로를 설계한 후 전체 회로를 구성하고 제작한다.

앞서 설명한 바와 같이 무선통신에 많이 사용되는 증폭기는 전력증폭기와 저잡음 증폭기이다. 저잡음 증폭기는 수신단의 안테나 다음에 위치하며, 미약한 수신신호를 증폭시키기 위해 일정한 이득이 요구된다. 수신기의 전체 잡음성능은 제일 앞단에 있는 부품인 증폭기의 잡음지수에 의해 좌우되므로 수신기의 잡음성능을 확보하기 위해서는 저잡음 특성이 요구된다(7장 참고). 보통 저잡음 증폭기의 공급전류가 증가하면 이득이 증가하면서 잡음지수도 증가하게 된다. 전력증폭기는 송신단의 안테나 바로 뒤에서 높은 출력으로 신호를 송신하는 역할을 하며, 비선형 특성을 갖는 대표적인 증폭기이다. 전력증폭기의 중요 파라미터는 이득, 소모전류와 방열 특성 Heat dissipation이다. 고이득 High gain을 구현하려면 큰 값의 소모전류가 필요하다. 그러나 소모전류는 열을 발생시키므로 열이 많이 발생하는 소자를 사용하여 설계할 때는 방열을 위한 고려가 필요하다.

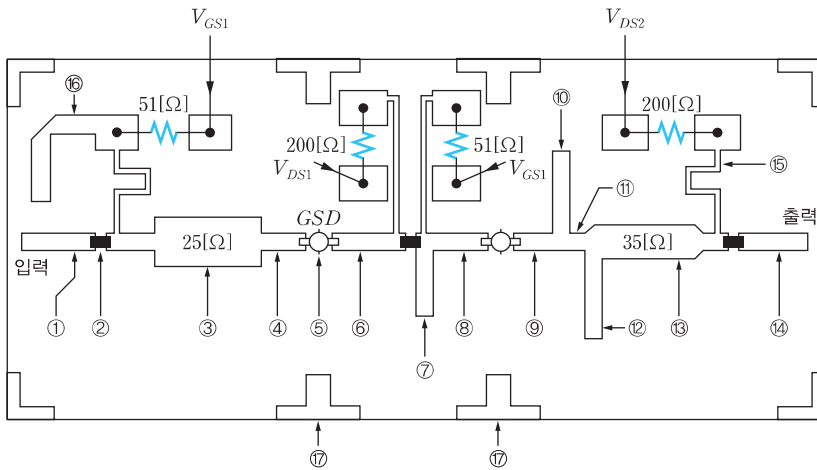


[그림 6-12] 마이크로파 증폭기 설계 과정

■ 설계된 증폭기 예

트랜지스터를 사용하여 설계한 증폭기를 살펴보자. 상용 GaAs FET를 사용한 저잡음 증폭기와 상용 BJT를 사용한 저잡음 증폭기 설계 예를 각각 [그림 6-13]과 [그림 6-14]에 나타냈다.

[그림 6-13]은 NEC Electronics 사의 NE70083 GaAs FET를 사용한, 이단 저잡음 증폭기 회로의 보드 레이아웃이다. 설계된 증폭기는 마이크로파 주파수인 6[GHz]에서 동작하며 전송선로를 사용하여 입출력정합 회로를 설계했다. 회로구성을 살펴보면 다음과 같다.



[그림 6-13] NE70083 GaAs FET를 사용하여 설계한 6[GHz] 저잡음 증폭기 PCB 레이아웃¹

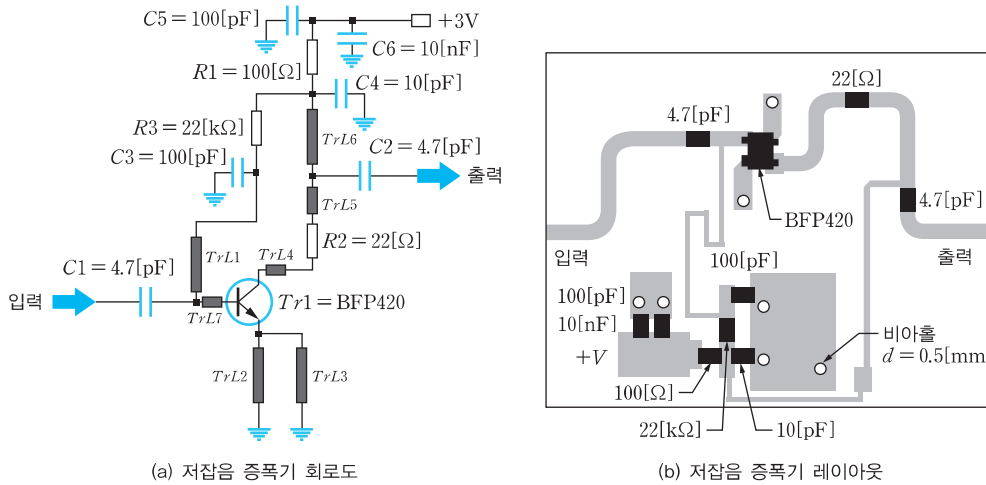
- ①, ⑭ : 동축케이블 또는 마이크로스트립 선로를 연결하기 위한 50[Ω] 입출력 선로이다.
- ⑤ : 증폭기에 사용한 FET를 나타낸다.
- ③, ⑬ : 입출력정합 회로를 위한 $\frac{1}{4}$ 파장 임피던스 변환선로이다.
- ② : 외부에 연결된 마이크로파 회로와 직류 바이어스 전원을 격리시켜 DC 신호가 신호원 입력 및 출력부하 회로로 유입되는 것을 막는다. 이러한 커패시터를 커플링 커패시터라고 한다.
- 첫 번째 증폭기의 입력정합 회로는 ③과 ④의 전송선로로 구성했으며, 저잡음 특성을 최소화하도록 설계했다.
- ⑥ ~ ⑧ : 첫 번째 증폭기의 출력과 두 번째 증폭기의 입력 임피던스 정합회로로, 첫 번째 증폭기의 출력단 잡음을 줄이고, 두 번째 단의 증폭기 입력을 구동하기 위해 설계했다.
- ⑨ ~ ⑬ : 전력이득을 최적화하기 위한 출력정합 회로이다. 두 트랜지스터의 게이트와 드레인 단자에 각각 바이어스 전원을 제공하기 위해 V_{GS1} , V_{GS2} , V_{DS1} , V_{DS2} 로 분리된 바이어스 전압을 사용했다. 바이어스 공급 연결부에 사용한 51[Ω], 200[Ω]의 직렬저항은 바이어스 전류를 모니터링하기 위해 사용했다.
- ⑮ : 약 $\frac{1}{4}$ 파장 길이를 갖는 높은 임피던스(120[Ω]) 선로에 의해 바이어스 회로가 마이크로파 회로와 격리되었다.
- ⑯ : 각 선로에 연결된 패치와 직류 바이어스 전압이 연결된 점들은 접지에 대해 낮은 임피던스를 갖도록 설계했다. 첫 번째 증폭기 입력에서 스퓨리어스 신호를 억제하는

¹ Microwave Journal의 허락을 받고 <Fulton, R., "6GHz low noise amplifier using NE70083 GaAs FET", vol. 27, No. 11, Nov. 1984>에서 인용하였다.

것이 중요하기 때문에, 전원이 낮은 임피던스 패드로 연결되었다더라도 $\frac{1}{4}$ 파장 길이의 낮은 임피던스를 갖는 ⑩과 같은 개방선로를 이용하여 스푸리어스를 줄일 수 있다.

- ⑪ : 접지면과 연결되어 회로 내에서 발생하는 불필요한 피드백 신호들을 최소화하는 차폐역할을 한다.

[그림 6-14]는 상용부품인 Infineon 사의 BFP420 실리콘 BJT 트랜지스터를 이용한, 저잡음 증폭기 설계회로와 보드 레이아웃이다. BFP420은 이동통신 대역에서 사용할 수 있는 고주파 트랜지스터로, 1.8[GHz]에서 1.1[dB]의 잡음지수를 가지며, 21[dB]의 이득 특성을 갖는다. 설계된 증폭기는 900[MHz] 대역에서 동작하며, 높은 선형성과 낮은 잡음지수, 큰 반사손실 특성을 갖도록 설계되었다. 앞의 예와 마찬가지로 마이크로스트립 선로를 이용하여 정합회로를 구성했다. [표 6-1]에 보드에 사용된 각 부품들의 값과 용도를 정리했다.



[그림 6-14] BFP420을 이용한 900[MHz] 대역 저잡음 증폭기 설계 예²

² Infineon Technologies의 허락을 받고 <Application Note No. 018 “A Low-Noise-Amplifier at 900MHz using SIEGET BFP420”>에서 인용하였다.

[표 6-1] [그림 6-14]에 사용된 각 부품들의 실제 값과 용도

부품	값	단위	크기	비고
R1	100	Ω	0603	바이어스/컬렉터 저항 $V_{R1} \cong 0.5[V]$
R2	22	Ω	0603	안정도와 출력 반사손실 특성을 향상시킴
R3	22	$k\Omega$	0603	바이어스/베이스-저항
C1	4.7	pF	0603	입력정합
C2	4.7	pF	0603	출력정합
C3	100	pF	0603	RF-단락
C4	10	pF	0603	출력정합
C5	100	pF	0603	RF-단락
C6	10	nF	0603	RF-단락
Tr1			SOT343	SIEGET [®] BFP420 (RF 트랜지스터)
TrL1				입력정합과 바이어스 $w = 0.3[\text{mm}]$
TrL2				에미터-마이크로스트립 선로 $w = 0.95[\text{mm}]$
TrL3				에미터-마이크로스트립 선로 $w = 0.95[\text{mm}]$
TrL4				출력정합 $w = 0.95[\text{mm}]$
TrL5				출력정합 $w = 0.95[\text{mm}]$
TrL6				출력정합과 DC 바이어스 $w = 0.95[\text{mm}]$
TrL7				입력정합 $w = 0.95[\text{mm}]$
유전체 기판	FR4			$h = 0.5[\text{mm}]$, $\epsilon_r = 4.5$

예제 6-2 증폭기의 가용이득

GaAs MESFET가 다음과 같은 S 파라미터 값을 갖는다고 할 때, (a) 가용이득과 (b) 최대 가용이득을 구하라.

$$S_{11} = 0.64 \angle -154^\circ, \quad S_{12} = 0.02 \angle 40^\circ, \quad S_{21} = 2.04 \angle 185^\circ, \quad S_{22} = 0.55 \angle -30^\circ$$

$$\Gamma_s = 0.38 \angle 25^\circ$$

풀이

(a) 가용이득은 식 (6.5)에서 주어지며, 식에 주어진 값을 대입하면 다음과 같이 계산된다. 가용이득은 부하 임피던스 Z_L 에 무관하기 때문에 $\Gamma_{\text{out}} = S_{22}$ 로 쓸 수 있다.

$$G_A = \frac{P_{\text{avo}}}{P_{\text{avs}}} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{\text{out}}|^2}$$

$$= \frac{1 - |0.38|^2}{|1 - (0.64 \angle -154^\circ) \times (0.38 \angle 25^\circ)|^2} |2.04|^2 \frac{1}{1 - |0.55|^2}$$

$$= 4.95 \quad (= 6.94 [\text{dB}])$$

(b) 최대 가용이득은 MAG 또는 $G_{A,\max}$ 로 표현되는 값으로, 2포트의 입출력이 각각 신호원 임피던스와 부하 임피던스에 복소공액 정합이 이루어졌을 때 주어지는 G_A 또는 G_T 를 의미한다. 안정도를 k 라고 할 때 다음과 같이 주어진다.

$$G_{A,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (k - \sqrt{k^2 - 1})$$

문제에서 주어진 값을 대입하면 다음과 같이 계산된다.

$$G_{A,\max} = \frac{|2.04|}{|0.02|} |4.75 - \sqrt{(4.75)^2 - 1}| = 11.22 \quad (= 10.5[\text{dB}])$$

예제 6-3 증폭기의 트랜스듀서 이득 계산

다음과 같은 S 파라미터를 갖는 증폭기 집적회로가 있다. 신호원 반사계수 $\Gamma_s = 0.463 \angle -164^\circ$ 이고, 부하 반사계수 $\Gamma_L = 0.486 \angle 38^\circ$ 일 때, 증폭기의 트랜스듀서 이득 G_T 를 구하라.

$$S_{11} = 0.3 \angle 140^\circ, \quad S_{12} = 0.03 \angle 65^\circ, \quad S_{21} = 2.1 \angle 62^\circ, \quad S_{22} = 0.40 \angle -38^\circ$$

풀이

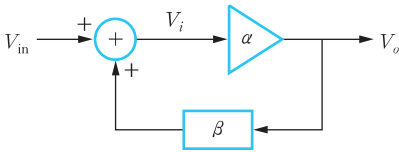
트랜스듀서 이득은 식 (6.6)을 사용하여 구한다. 식에 주어진 값을 대입하면 다음과 같이 계산된다. 만약 $S_{12} \approx 0$ 이면, $\Gamma_{in} = S_{11}$ 로 가정할 수 있기 때문에 다음과 같이 트랜스듀서 이득을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} G_T &= \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\ &= \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\ &= 5.708 \quad (= 7.6[\text{dB}]) \end{aligned}$$

6.2.2 발진기

발진기 Oscillator는 직류전원 에너지를 교류전원 에너지로 변환하는 회로이다. 발진기는 위상잠음 특성이 나타나지만 안정된 단일주파수의 정현파 신호를 만들어내기 때문에, [그림 6-1]에 나타난 것과 같이 무선통신 시스템에서 믹서로 입력되는 국부발진기 설계에 사용된다. 발진기는 1포트 발진기와 2포트 발진기로 구분된다. 1포트 발진기는 포트에

부성저항을 가진 공진기나 부하를 연결하며, 2포트 발진기는 [그림 6-15]와 같이 증폭기에 귀환 네트워크 Feedback network를 결합하여 구성한다.



[그림 6-15] 정귀환을 가진 2포트 발진회로

[그림 6-15]에서 증폭기의 출력 V_o 는 다음과 같다.

$$V_o = \alpha V_{in} + \alpha\beta V_o \quad (6.9)$$

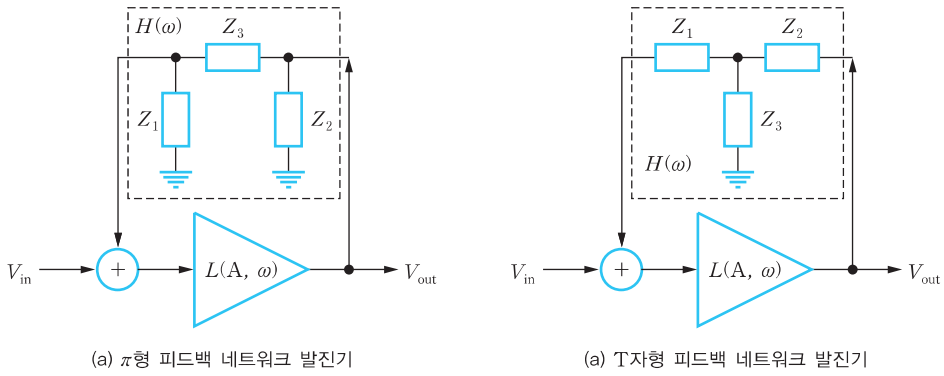
여기서 α 는 증폭기의 전압이득(V_o/V_{in})을 나타내며, β 는 귀환되는 출력전압의 일부를 나타낸다. 폐루프 전압이득 Closed-loop gain A 는 다음과 같다.

$$A = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha\beta} \quad (6.10)$$

식 (6.10)의 분모가 0에 가까워지면 $A \rightarrow \infty$ 가 되므로 발진이 일어나며, 이때 발진이 되는 조건은 피드백 네트워크에 의해 결정된다. 발진이 일어나는 $\alpha\beta = 1$ 을 발진에 대한 버크하우젠 판별기준 Barkhausen criterion이라고 하며, 크기와 위상을 분리하여 식 (6.11)과 같은 조건식으로 쓸 수 있다. $\alpha\beta = 1$ 은 발진을 위한 최소 조건이며, $\alpha\beta > 1$ 을 만족하면 발진이 더욱 쉽게 일어난다. 그러나 증폭기의 비선형성 때문에 $\alpha\beta$ 는 다시 1로 돌아온다. 여기에서 주의할 것은, 이 조건은 2포트 피드백 발진회로에서는 필요조건이지만 충분조건은 아니라는 점이다. 발진을 위해 필요한 또 다른 조건은 증폭기에서 안정도 k 가 1보다 작아야 한다는 것이다.

$$|\alpha\beta| = 1 \text{ 이면서 } \angle \alpha\beta = n \times 360^\circ \quad (6.11)$$

[그림 6-16]에 수동소자로 구성된 피드백 회로와 능동소자로 구성된 증폭기가 결합된 2포트 발진기를 나타냈다. 수동소자 피드백 회로는 π 또는 T자형 네트워크로 구성할 수 있다.

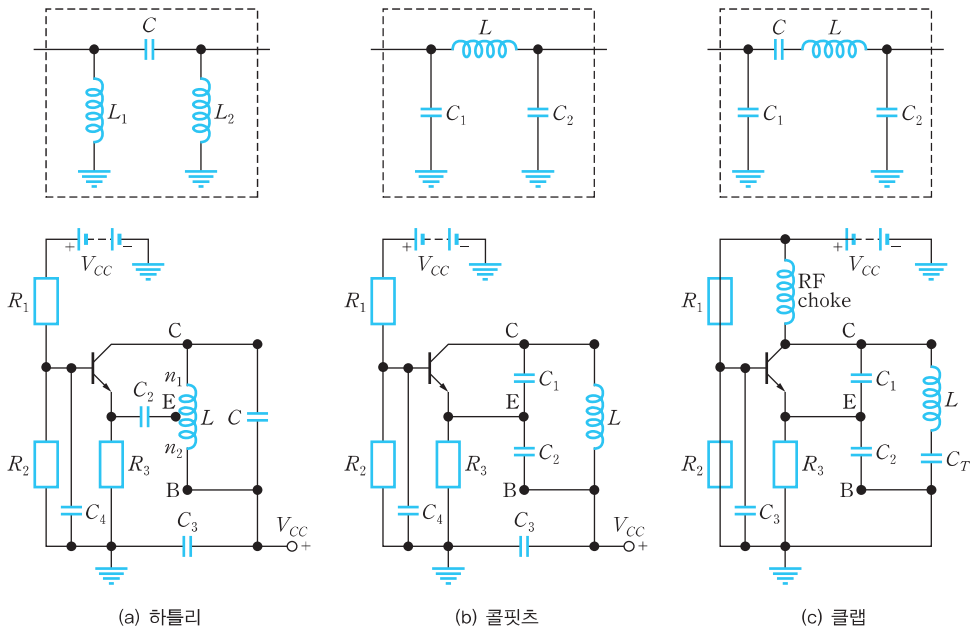


(a) π 형 피드백 네트워크 발진기

(a) T자형 피드백 네트워크 발진기

[그림 6-16] π 와 T자형 피드백 네트워크를 이용한 발진기

[그림 6-16(a)]의 π 형 네트워크의 피드백 회로는 회로 구성에 따라 [그림 6-17]과 같이 하틀리 Hartley, 콜핏츠 Colpitts, 클랩 Clapp 등으로 구분할 수 있다. 이 밖에도 암스트롱 Armstrong, 바카 Vackar 등의 형태도 존재한다.



(a) 하틀리

(b) 콜핏츠

(c) 클랩

[그림 6-17] π 형 피드백 네트워크의 종류에 따른 발진기 회로

[그림 6-17(a)]의 하틀리 발진기는 두 개의 인덕터 또는 탭인덕터 Tapped inductor를 사용하여 구성하며, 고주파 대역필터 특성을 갖는다. 하틀리 발진기는 하모닉 특성이 나쁘지만 출력전폭이 광대역에 대해 일정하다는 장점이 있다. [그림 6-17(b)]의 콜핏츠 네트워크는 커패시터 두 개를 사용하여 구성하며, 저주파 대역필터 특성을 갖는다. 콜핏츠 발진기에서 커패시터는 RF 주파수 대역에서 높은 Q 값을 갖고, 하틀리 발진기에 비해 안정된

스퓨리어스 특성을 갖고 있으며, 저가로 구현할 수 있다는 장점이 있어 국부발진기 Local oscillator로 자주 사용된다. 또한 인덕터 대신 크리스탈 Crystal을 사용할 수 있다, [그림 6-17(c)]의 클랩 네트워크는 콜핏츠 네트워크의 변형된 형태로 대역통과 특성을 갖는다.

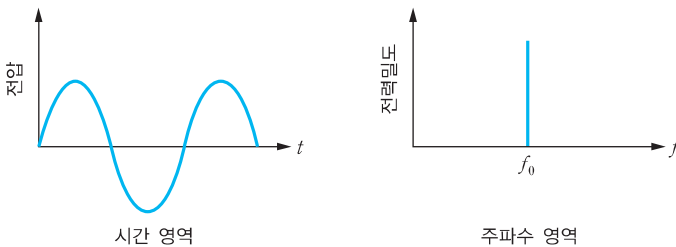
[그림 6-17]의 발진기 회로에서 $X_L = X_C$ 일 때 발진이 발생하며, 각 발진기의 발진 주파수는 식 (6.12)와 같이 정의된다.

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad : \text{하틀리 발진기} \quad (6.12a)$$

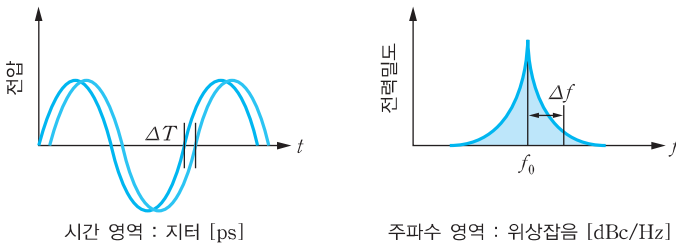
$$\omega^2 = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad : \text{콜핏츠 발진기} \quad (6.12b)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC_T}, \left(\frac{C_T}{C_1} + \frac{C_T}{C_2} \right) \ll 1 \quad : \text{클랩 발진기} \quad (6.12c)$$

발진기는 송신기에서 신호원으로 사용되고, 상향믹서와 하향믹서에서는 국부발진기로 사용된다. 이상적인 발진기에서 출력되는 신호는 [그림 6-18(a)]와 같은 단일주파수의 정현파 파형이지만, 실제 파형은 [그림 6-18(b)]와 같이 대역폭을 가진 신호로 나타난다. [그림 6-18(b)]와 같이 시간 영역에서의 지터 jitter에 의해 파형이 흔들리면 주파수 영역에서는 잡음으로 나타난다. 이를 발진기의 위상잡음 Phase noise이라고 하고, 반송파 주파수의 전력레벨에 대한 상대적인 크기로 정의하며, [dBc/Hz] 단위로 나타낸다.



(a) 이상적인 발진기의 경우



(b) 실제 발진기의 경우

[그림 6-18] 이상적인 발진기와 실제 발진기의 시간 및 주파수 특성 비교

위상잡음 외에 발진기의 성능 파라미터로 출력전력, DC-to-RF 효율, 잡음, 안정도, 주파수 튜닝영역, 스퓨리어스 신호, 주파수 풀링 Pulling, 그리고 주파수 푸싱 Pushing 등을 들 수 있다. 이들 파라미터에 대해서는 7장에서 자세히 살펴보기로 한다.

예제 6-4 콜핏츠 발진기의 발진조건

[그림 6-17(b)]에서 콜핏츠 발진기가 발진하기 위한 증폭기의 이득(α)조건을 구하라.

풀이

[그림 6-17(b)]에 주어진 콜핏츠 발진기는 공통 베이스 Common-base 구조로 콜핏츠 네트워크를 구성하는 커패시터 C_1 과 C_2 는 각각 트랜지스터의 컬렉터 Collector와 베이스 Base간 전압 분배역할을 한다. 따라서 에미터 Emitter와 베이스간 전압 V_{EB} 를 입력전압 v_i 로, 컬렉터와 베이스간 전압 V_{CB} 를 출력전압 V_o 로 정의할 수 있다. 따라서 회로로부터 다음과 같이 입력전압 V_i 와 출력전압 V_o 의 관계식을 얻을 수 있다.

$$V_i = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} V_o$$

이때 X_{C_1} , X_{C_2} 는 각각 커패시터 C_1 과 C_2 의 리액턴스 Reactance 값을 의미한다. 정의에 의해 발진기의 $\beta = \frac{V_o}{V_i} = \frac{X_{C_1} + X_{C_2}}{X_{C_2}}$ 로 주어지며, $\alpha = \frac{V_o}{V_i} = \frac{X_{C_1} + X_{C_2}}{X_{C_2}}$ 를 얻을 수 있다. $\alpha\beta = 1$ 이 되므로 식 (6.11)로부터 주어진 회로가 발진하기 위한 최소 조건을 갖고 있는 것을 알 수 있다.

발진을 위한 조건은 $\alpha\beta > 1$ 이므로, $\alpha = \frac{X_{C_1} + X_{C_2}}{X_{C_2}} = 1 + \frac{C_2}{C_1}$ 를 이용하면 $\alpha \geq 1 + \frac{C_2}{C_1}$ 가 발진이 되기 위한 조건이라고 볼 수 있다. 같은 방법을 이용했을 때, 하틀리 발진기의 경우는 $\alpha \geq 1 + \frac{n_1}{n_2}$, 클랩 발진기의 경우는 $\alpha \geq 1 + \frac{C_2}{C_1}$ 로 발진 조건을 얻을 수 있다.

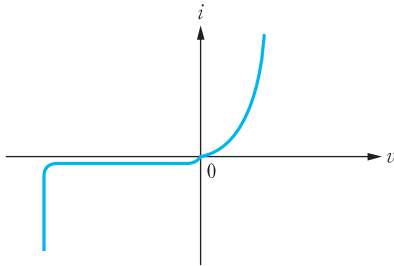
6.3 검파기와 믹서

[그림 6-1]의 슈퍼헤테로다인 수신기에서는 수신된 RF 신호를 중간주파수인 IF Intermediate Frequency 신호로 변환하여 처리해야 하며, 송신기의 경우에는 반대의 과정이 필요하다. 이때 주파수를 변환시키는 마이크로파 소자를 믹서 Mixer라고 한다. 또한 변환된 IF 또는 기

저대역 신호 Baseband signal를 복조하거나 신호를 처리하기 위해 직류^{DC} 신호로 변환시키는 소자를 검파기 Detector라고 한다. 이 절에서는 검파기와 믹서의 동작원리 및 비선형 특성에 대해서 살펴보기로 하자.

6.3.1 검파기

검파기는 RF 또는 마이크로파 신호를 DC 전압신호로 변환시키거나 변조된 고주파수 신호를 변조된 저주파수 정보신호로 복조하는 소자이다. 검파기에서 이루어지는 RF(또는 교류) 신호에 대한 직류신호 검파는 다이오드의 PN 접합 또는 쇼트키 장벽^{Schottky-barrier} 접합(금속-반도체 접합)에서 나타나는 [그림 6-19]와 같은 다이오드 입력전압-출력전류 간 비선형 특성을 이용하여 구현할 수 있다.



[그림 6-19] 다이오드의 비선형 입출력 특성

[그림 6-19]에서 출력전류 i 의 비선형 특성은 식 (6.13)과 같이 입력전압 v 에 대한 고차 다항식으로 표현할 수 있다.

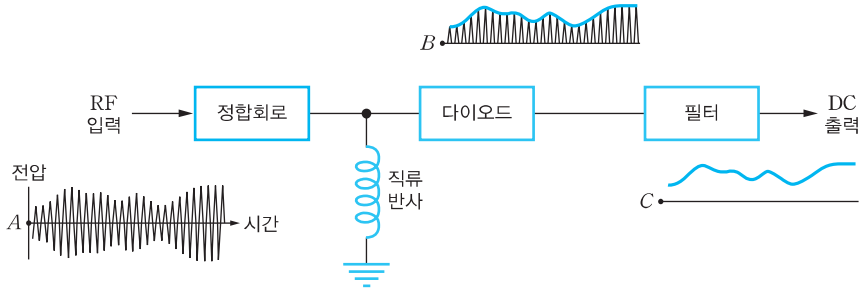
$$i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \dots \quad (6.13)$$

만약 입력되는 전압이 ω_{RF} 의 단일 주파수를 갖는 정현파 신호인 $v = A \cos \omega_{RF} t$ 또는 $v = A \sin \omega_{RF} t$ 라고 가정하고, 식 (6.13)에서 앞의 두 항만 고려하면 출력전류는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} i &= a_1 A \cos \omega_{RF} t + a_2 A^2 \cos^2 \omega_{RF} t \\ &= a_1 A \cos \omega_{RF} t + \frac{1}{2} a_2 A^2 + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos 2\omega_{RF} t \end{aligned} \quad (6.14)$$

따라서 식 (6.14)의 출력전류 신호를 저역통과 필터에 통과시키면 직류신호 전류 $\frac{1}{2} a_2 A^2$

을 검파할 수 있다. [그림 6-20]은 일반적인 반파정류 Half-wave rectification를 위한 검파기 회로를 보여준다.



[그림 6-20] 반파정류를 위한 검파기 회로 예

[그림 6-20]의 검파기에서 제일 앞 단에 위치하는 정합회로는 다이오드의 입력단과 전송선로간 임피던스 정합을 위한 회로로, 입력되는 전력의 반사손실을 줄이는 역할을 한다. 다이오드 입력단과 접지 사이에 연결된 직류반사^{DC return} 회로는 보통 PCB에서 $\frac{1}{4}$ 파장 길이의 높은 임피던스 값을 갖는 전송선로로 구현한다. 직류 반사회로는 출력으로부터 반사되는 직류신호 성분을 접지로 흘려보내 RF 입력으로 직류유입을 방지하는 소자로 동작한다. 즉 직류신호 입장에서는 접지와 단락된 것처럼 동작하고, RF 신호 입장에서는 개방된 것처럼 동작해 RF 신호성분만 다이오드를 통과하게 된다. 다이오드 다음 단에 위치한 필터는 식 (6.14)에서 설명한 것과 같이 저주파 대역필터로서, 다이오드를 통과한 신호들에서 RF 신호를 제거한다.

검파기의 성능은 높은 감도^{Sensitivity}, 우수한 VSWR, 넓은 동작범위^{Dynamic range}, 낮은 손실 그리고 넓은 동작 대역폭에 의해 정해진다. 검파기의 전압감도 β_v 는 입사되는 RF 전력 P_{in} 에 대한 검파기 출력 DC 전압(V_{DC})의 비로, 식 (6.16)과 같이 정의되며, 보통 [mV/mW] 단위로 표시된다. 그러나 출력되는 전압은 검파기에 연결된 부하의 영향을 받기 때문에 부하저항도 고려해야 한다.

$$\beta_v = \frac{V_{DC}}{P_{in}} \quad (6.15)$$

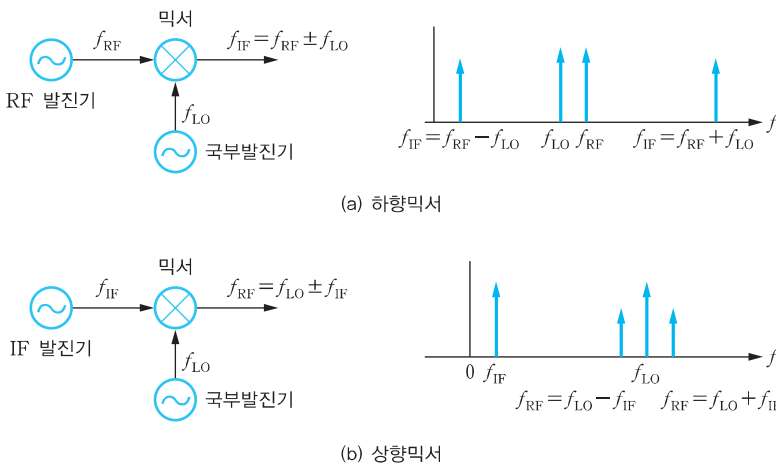
또한 접선 신호감도^{TSS : Tangential Signal Sensitivity}도 사용되는데, 출력되는 전압이 잡음신호보다 큰 값을 가지기 시작할 때 입력되는 최소 입력전력으로 정의한다. 즉 검파기가 동작하는 최소한의 입력전력이라고 할 수 있으며, 대략 $-50 \sim -60$ [dBm] 값을 갖는다.

기저대역 변조신호는 대개 1[MHz]보다 작은 주파수를 포함하기 때문에, 검파기에서는 저주파수 대역에서 주로 발생하는 $\frac{1}{f}$ 잡음(Flicker)이 문제가 된다. $\frac{1}{f}$ 잡음은 RF/마이크로 파 수신기의 감도성능을 열화시켜 무선통신 시스템의 수신성능을 저하시킨다. 따라서 무선통신에서는 헤테로다인(Heterodyne) 원리를 이용하여 $\frac{1}{f}$ 잡음을 피하고 수신성능을 향상시킨다. 헤테로다인 원리는 기저대역의 저주파수 신호를 중간주파수 등을 이용하여 고주파수인 반송파 주파수로 변환하고, 수신기에서는 반대 과정을 거치는 것을 말한다. 최근에는 중간주파수를 하나 이상 사용하는 슈퍼헤테로다인 방식을 주로 사용한다.

6.3.2 믹서

믹서(Mixer)는 입력된 주파수들의 합과 차를 만들어내는 3포트 소자이다. 두 개의 포트는 입력포트이고, 다른 한 개 포트는 출력포트인데, 기본적으로 비선형 특성을 갖는 마이크로 파 소자이다. 믹서는 트랜지스터와 같은 능동소자로 구성되는 능동믹서(Active mixer)와 고속 스위칭 다이오드로 구성되는 수동믹서(Passive mixer)로 나뉜다.

[그림 6-21(a)]와 같은 하향믹서(Down conversion mixer)³에서는 수신된 고주파수 신호 RF가 국부 발진기 LO에 혼합되어 중간주파수 신호 IF로 출력된다. IF 신호는 이후 구동증폭기에 의해 증폭되고 검파 또는 복조가 이루어진다. 만약 두 개의 중간주파수를 사용하는 수신기라면 검파나 복조 전에 더 낮은 주파수의 IF 신호로 변환될 수 있다. [그림 6-21(b)]와 같은



[그림 6-21] 믹서의 동작원리

³ down converter라고도 한다.

상향믹서 Up conversion mixer⁴에서는 저주파수의 IF 신호로부터 송신을 위해 고주파수 RF 신호를 출력할 때 사용된다. 상향믹서는 송신기에 사용되고 하향믹서는 수신기에 사용된다.

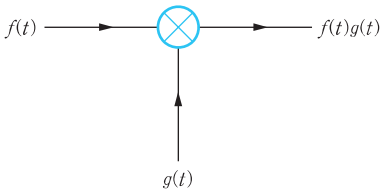
하향믹서에 대한 입력전압은 다음과 같이 주어진다.

$$v = A \sin \omega_{RF} t + B \sin \omega_{LO} t \quad (6.16)$$

이를 식 (6.13)의 다이오드 비선형 입출력 특성에 대입하면 다음과 같다. 트랜지스터로 구현된 믹서도 트랜지스터의 비선형 입출력 특성을 이용하기 때문에 식 (6.13)을 동일하게 사용할 수 있다.

$$\begin{aligned} i = & a_1 (A \sin \omega_{RF} t + B \sin \omega_{LO} t) \\ & + a_2 (A^2 \sin^2 \omega_{RF} t + 2AB \sin \omega_{RF} t \sin \omega_{LO} t + B^2 \sin^2 \omega_{LO} t) \\ & + a_3 (A^3 \sin^3 \omega_{RF} t + 3A^2 B \sin^2 \omega_{RF} t \sin \omega_{LO} t \\ & + 3AB^2 \sin \omega_{RF} t \sin^2 \omega_{LO} t + B^3 \sin^3 \omega_{LO} t) + \dots \end{aligned} \quad (6.17)$$

식 (6.17)에서 $2AB$ 를 계수로 갖는 $2AB \sin \omega_{RF} t \sin \omega_{LO} t (= f(t)g(t))$ 는 두 입력신호 $\omega_{RF} (= f(t))$ 와 $\omega_{LO} (= g(t))$ 의 곱이므로, 믹서를 이상적으로 표현하면 두 신호에 대한 곱셈기가 된다.



[그림 6-22] 믹서에 의한 두 입력신호의 곱

삼각함수 공식을 사용하면 식 (6.13)을 다음과 같은 주파수 성분으로 나타낼 수 있다.

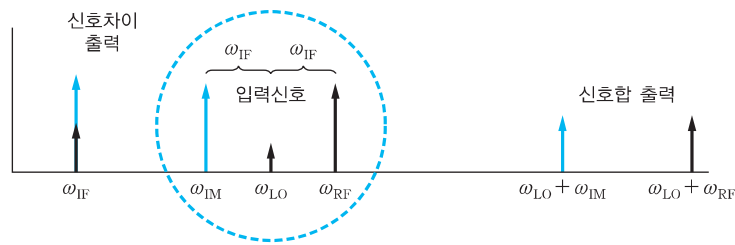
$$\begin{aligned} a_1 v & \rightarrow \omega_{RF}, \omega_{LO} \\ a_2 v^2 & \rightarrow 2\omega_{RF}, \omega_{RF} \pm \omega_{LO}, 2\omega_{LO} \\ a_3 v^3 & \rightarrow 3\omega_{RF}, 2\omega_{RF} \pm \omega_{LO}, 2\omega_{LO} \pm \omega_{RF}, 3\omega_{LO}, \omega_{RF}, \omega_{LO} \\ & \vdots \end{aligned} \quad (6.18)$$

믹서에서 발생하는 신호의 주파수 스펙트럼을 [그림 6-23(a)]에 나타냈다. 수신기에서 하향믹서에 대해 IF 신호($\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 또는 $\omega_{LO} - \omega_{RF}$)를 추출하기 위해 저역통과 필터 또는 대역통과 필터를 믹서의 다음 단에 사용한다. IF에서 수신되는 신호 ω_{IF} 는 발진기

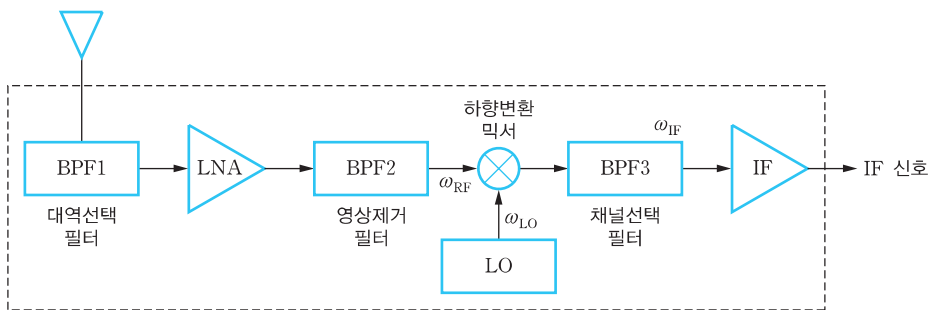
⁴ up converter라고도 한다.

의 ω_{LO} 를 혼합하여 얻는다. 따라서 수신되는 RF 대역 주파수는 $\omega_{RF}(= \omega_{LO} + \omega_{IF})$, $\omega_{IM}(= \omega_{LO} - \omega_{IF})$ 가 될 수 있다. 이때 ω_{IM} 은 수신신호인 ω_{RF} 와 구별이 되지 않는, 즉 동일한 ω_{IF} 를 만드는 신호가 되는데, 이를 **영상주파수** Image frequency라고 한다. 따라서 ω_{IF} 와 ω_{LO} 는 신중하게 선택해야 한다. 영상신호의 성능은 **영상제거비** Image rejection ratio로 나타내며, 원하는 IF 신호의 전력 P_{IFd} 와 영상 IF 신호에 의한 전력 P_{IFi} 의 비로 정의한다.

수신기에서 영상주파수를 제거하려면 하향믹서 전단에 RF 신호인 ω_{RF} 만 통과시키는 대역통과 필터를 사용해야 한다. 이와 같은 수신기 프론트 엔드 Front-end 구조를 [그림 6-23(b)]에 나타냈다. 수신기에서 첫 번째로 사용된 대역통과 필터 BPF1은 RF 신호를 수신하기 위한 대역선택 Band select 필터이며, 하향변환 믹서 앞단에 사용된 대역통과 필터 BPF2는 영상신호를 제거하기 위한 **영상제거** Image rejection 필터이다. 믹서를 통과한 후 사용된 대역통과 필터 BPF3는 하향변환된 후 기저대역 신호의 채널을 선택 Channel select하기 위한 필터이다. 예를 들어, FM 방송의 경우 RF 대역 주파수 f_{RF} 는 88 ~ 108[MHz]이며, 표준 IF 주파수 f_{IF} 는 10.7[MHz]이다. 이때 발생하는 영상주파수는 $f_{image} = f_{RF} + 2f_{IF} = 109.4$ [MHz]로, RF 대역 주파수와 근접하기 때문에 문제가 될 수 있다. 따라서 영상신호를 제거하기 위해 대역통과 필터를 사용한다. AM 방송의 경우 RF 대역 주파수 f_{RF} 는 530 ~ 1700[kHz]이며, 표준 IF 주파수 f_{IF} 는 455[kHz]이다. 이때 발생하는 영



(a) 영상주파수 스펙트럼



(b) 수신기 프론트 엔드 구조

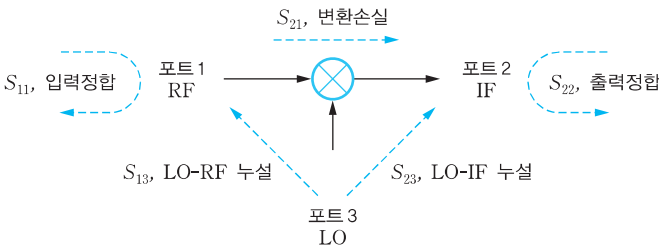
[그림 6-23] 영상주파수 스펙트럼과 수신기 프론트 엔드구조

상주파수는 $f_{\text{image}} = f_{\text{RF}} + 2f_{\text{IF}} = 1440 \text{ [kHz]}$ 로, RF 대역 내에 영상주파수가 존재하기 때문에 문제가 될 수 있다. 이 경우에는 영상신호를 제거할 수 있도록 믹서 전단에 있는 대역통과 필터(BPF2)의 감도가 매우 우수해야 하며, 대역을 조절할 수 있어야 한다.

믹서는 RF 포트, IF 포트, LO 포트에 이루어지는 3포트 소자로, 3×3 산란 행렬로 나타낸다. [그림 6-24]에 나타낸 하향믹서에서 S_{11} 은 RF 입력포트의 입력정합 특성을 나타내고, S_{22} 는 IF 출력포트의 출력정합 특성을 나타낸다. S_{13} 과 S_{23} 은 각각 LO에서 RF로 누설되는 Leakage 양, LO에서 IF로 누설되는 양을 나타낸다. 또한 하향믹서에 대한 변환손실 Conversion loss은 S_{21} 로 정의되며, 다음과 같이 L_c 로 나타낸다.

$$L_c \text{ [dB]} = 10 \log \frac{P_{\text{RF}}}{P_{\text{IF}}} \quad (6.19)$$

여기서 P_{RF} 는 믹서에 대한 입력 RF 신호의 전력이고 P_{IF} 는 출력 IF 신호의 전력이다. 성능이 우수한 믹서는 RF, IF와 LO 포트에 대해 낮은 변환손실, 낮은 잡음지수 Noise figure, 낮은 VSWR을 갖는다. 또한 RF, IF와 LO 포트 중 임의의 2포트간 우수한 격리도 특성, 넓은 동작 영역, 높은 IP3^{3rd order intercept point}, 낮은 상호변조 특성을 갖는다. 동작 영역, IP3, 1[dB] 이득 억압점 1dB compression point, 상호변조 Intermodulation에 대해서는 7장에서 자세히 살펴보기로 하자.



[그림 6-24] 믹서의 특성 파라미터

예제 6-5 믹서의 누설전력 계산

하향믹서의 변환손실이 3[dB]이고, RF 포트와 LO 포트의 격리도는 25[dB]이다. 만약 RF 입력전력이 0[dBm]일 때 IF 출력전력과 LO 포트에 누설되는 RF 전력은 얼마인가?

풀이

IF 출력전력을 P_{IF} 라고 하면, 식 (6.19)로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$P_{\text{IF}} = P_{\text{RF}} - L_c = 0[\text{dBm}] - 3[\text{dB}] = -3[\text{dBm}]$$

LO 포트에 누설되는 RF 전력 P_{Leak} 은 RF-LO 간 격리도로부터 다음과 같이 계산된다.

$$P_{\text{Leak}} = P_{\text{RF}} - 20[\text{dB}] = -20[\text{dBm}]$$

6.4 스위치와 위상천이기

스위치와 위상천이기는 RF 및 마이크로파 신호의 크기와 위상을 전기적으로 제어할 수 있는 부품이다. 이 절에서는 스위치의 동작원리와 스위치를 이용한 위상천이기 구현 방법에 대해 살펴볼 것이다.

6.4.1 스위치

스위치 Switch는 페라이트를 사용한 스위치, 전자기 유도현상을 이용한 전기기계 Electromechanical 스위치, 반도체 소자를 이용하여 제작하는 전기적 스위치로 나눌 수 있다. 최근에는 저손실, 저전력 소모, 고격리 특성을 갖는 MEMS Micro-ElectroMechanical Systems 스위치가 사용된다.

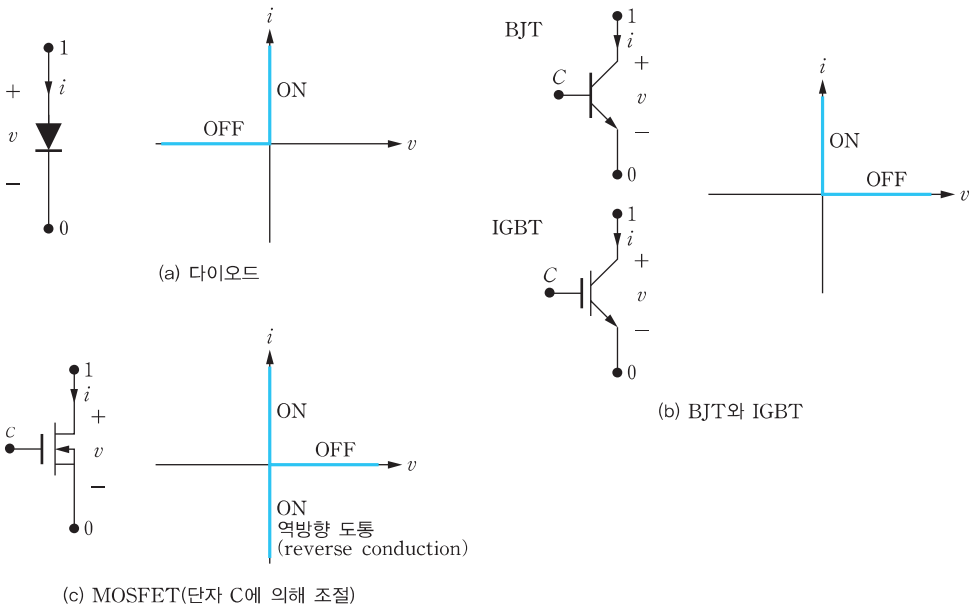
- ❶ 페라이트 스위치 : 페라이트를 이용하여 구현하는 위상천이기와 스위칭 Switching은 보통 자기 투자율 Magnetic permeability을 변화시켜 얻는다. 페라이트 스위치는 무겁고, 스위칭 속도가 느리며, 고가인 반면, 고출력 처리가 가능하고, 손실율이 낮다는 장점이 있다.
- ❷ 전기기계 스위치 : 낮은 삽입손실, 고격리도, 고출력 처리 특성 등의 장점을 갖고 있지만, 고주파수 영역에서는 사용하기 어렵고 동작수명이 짧다는 단점이 있다.
- ❸ 반도체 스위치 : PIN 다이오드 또는 FET를 사용하거나, 두 소자를 결합한 하이브리드 형태로 구현한다. 반도체 스위치는 부품 크기가 작고 스위칭 속도가 빠르며 저가라는 장점이 있다. 스위칭 제어 소자로 FET 또는 트랜지스터를 사용하면 손실 대신 이득을 얻을 수 있다.

[표 6-2]에 반도체 스위치와 전기기계 스위치에 대해 동작주파수, 삽입손실, 스위칭 속도, 전력소모 등 성능 파라미터를 비교하여 나타냈다. FET를 사용한 반도체 스위치가 가장 넓은 범위의 동작주파수를 갖는다. 또한 스위칭 속도는 PIN 다이오드를 사용한 반도체 스위치가 가장 빠르며, 전력소모는 FET를 사용한 반도체 스위치가 가장 적음을 알 수 있다.

[표 6-2] 스위치의 종류와 특징

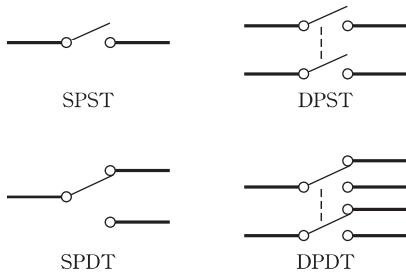
	반도체 스위치			전기기계 스위치
	PIN 다이오드	FET	하이브리드	
동작주파수	MHz ~	DC ~	kHz ~	DC ~
삽입손실	보통	높음	높음	낮음
격리도	높은 주파수에서 우수	낮은 주파수에서 우수	높은 주파수에서 우수	광대역 영역에서 우수
재현성	매우 우수	매우 우수	매우 우수	우수
스위칭 속도	고속	보통	보통	저속
전력 용량	낮음	낮음	낮음	높음
동작 수명	높음	높음	높음	보통
전력 소모	높음	낮음	보통	-
비고	RF 전력, 온도에 민감	RF 전력, 온도에 민감	RF 전력, 온도에 민감	진동에 민감

다이오드를 사용한 스위치는 외부전원이 인가되지 않기 때문에 수동 스위치 *Passive switch* 라고 한다. BJT/IGBT *Insulated Gate Bipolar Transistor* 그리고 MOSFET는 능동 스위치 *Active switch* 라고 한다. 반도체 소자의 스위칭 특성은 소자의 입출력 전압-전류 특성에 의해 구현되는데, [그림 6-25]에 이들의 특성을 나타냈다.



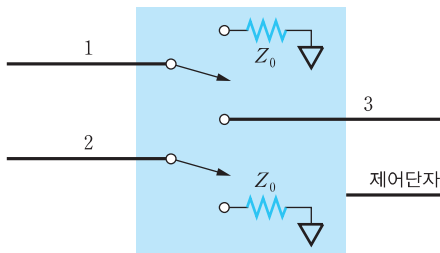
[그림 6-25] 반도체 소자의 스위칭 특성

또한 스위치는 [그림 6-26]과 같이 기능에 따라 SPST(Single Pole Single Throw), SPDT(Single Pole Double Throw), DPST(Double Pole Single Throw), DPDT(Double Pole Double Throw) 등으로 구분된다.⁵



[그림 6-26] 스위치의 기능에 따른 분류와 기호

스위치는 기능에 따라 2포트, 3포트, 4포트 그리고 다중포트를 가진 마이크로파 소자로 나타낼 수 있다. 스위치의 전기적 성능을 나타내는 파라미터에는 삽입손실^{IL} : Insertion Loss, 격리도 Isolation, 반사손실^{RL} : Reflection Loss이 있으며, 이는 산란 행렬로 정의된다. [그림 6-27]과 같은 이상적인 SPDT 스위치는 입력 2개, 출력 1개인 3포트 소자로 모델링할 수 있으며, 식 (6.20)과 같은 3×3 산란 행렬이 주어진다.



[그림 6-27] 이상적인 SPDT 스위치

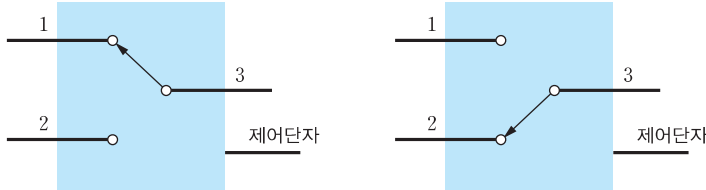
S_{SW13} 은 포트 1이 포트 3에 연결되었을 때 정의되는 산란 행렬로, S_{13}, S_{31} 성분만 갖는다.⁶ 이상적인 스위치를 가정했기 때문에 연결되지 않은 포트들의 산란 행렬 계수는 0이 된다. S_{SW23} 는 포트 2가 포트 3으로 스위칭된 경우로, S_{23}, S_{32} 성분만 갖는 산란 행렬로 나타낸다.

$$S_{SW13} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_{SW23} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

⁵ 이때 pole은 스위치의 접점 개수를 의미한다. throw는 스위치가 도전되는 도체 수로, 보통 1 또는 2가 된다.

⁶ 스위치는 가역성을 갖는 소자이므로 $S_{ij} = S_{ji}$ 가 성립한다.

RF 영역에서 스위치의 동작은 흡수(Absorptive) 또는 반사(Reflective)로 나타낼 수 있다. 흡수란 스위치가 ON일 때, 스위치로 입사되는 전력이 모두 출력으로 전달되거나 열로 소멸되는 것을 의미한다. [그림 6-27]에 나타난 스위치는 포트 1 또는 포트 2가 포트 3과 연결되어 있지 않아도 정합 특성을 갖는다. 따라서 정합 스위치(Matched switch) 또는 흡수 스위치(Absorptive switch)라고도 한다.



[그림 6-28] 반사구조를 갖는 SPDT 스위치

반면, [그림 6-28]의 경우처럼 ON일 때 모든 신호전력이 아무런 감쇄 없이 통과하고, OFF일 때 모든 전력이 반사되어 통과하지 못하는 스위치를 가리켜, 반사 스위치(Reflective switch)라고 한다. 반사 스위치에서 신호경로와 직렬로 연결된 개방회로나 신호경로와 병렬로 연결된 단락회로에서 이상적인 반사 특성을 얻을 수 있으며, 이때 신호경로로 전달되는 전력은 모두 전반사된다. 이때 산란 행렬은 식 (6.21)과 같이 주어진다.

$$S_{SW13} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & e^{j\phi} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_{SW23} = \begin{bmatrix} e^{j\phi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

실제로 스위치는 이상적인 특성을 갖지 않으므로, 식 (6.20)에 나타난 S_{SW13} 은 식 (6.22)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{SW13} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

실제로 스위치가 ON인 경우에도 얼마간의 삽입손실이 존재하며, 스위치가 OFF인 경우에도 얼마간의 누설량이 존재한다. [그림 6-28]의 스위치에서 삽입손실과 격리도는 각각 식 (6.23)과 식 (6.24)로 정의된다. 스위치에서 삽입손실은 신호가 스위치를 통과할 때 발생하는 손실로 정의된다. PIN 다이오드로 구현된 스위치가 FET 스위치나 하이브리드 스위치보다 우수한 삽입손실 성능, 즉 더 작은 삽입손실값을 갖는다. 이상적인 스위치의 경우에는 0[dB]가 되고, 이상적이지 않은 스위치의 경우의 삽입손실값은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{삽입손실(IL)} = -10\log_{10}|S_{31}|^2 \quad (6.23)$$

격리도는 연결되지 않은 스위치로 얼마만큼의 누설이 발생하는지를 나타내는 값으로, 식 (6.24)와 같이 정의된다. 격리도는 30 ~ 50[dB] 정도의 매우 큰 값을 갖는다. 저주파수에서는 FET 스위치가 PIN 다이오드 스위치보다 우수한 격리 특성을 갖는 반면, 고주파수에서는 그 반대의 특성을 갖는다.

$$\text{격리도} = -10\log_{10}|S_{32}|^2 \quad (6.24)$$

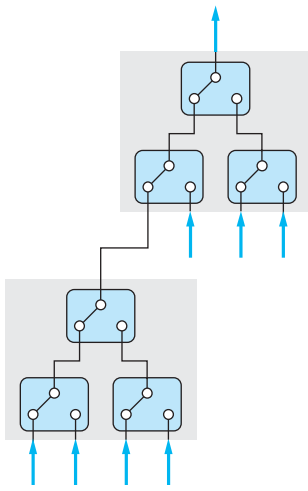
또한 스위치에서의 반사손실은 식 (6.25)와 같이 정의된다. 전송선로의 반사손실과 마찬가지로 입력포트가 정합되었다면 반사손실은 매우 큰 값을 갖는다. 그러나 반사 스위치에서 연결되지 않은 포트에 대해서는 거의 0[dB]에 가까운 값을 갖는다.

$$\text{반사손실(RL)} = -10\log_{10}|S_{11}|^2 \quad (6.25)$$

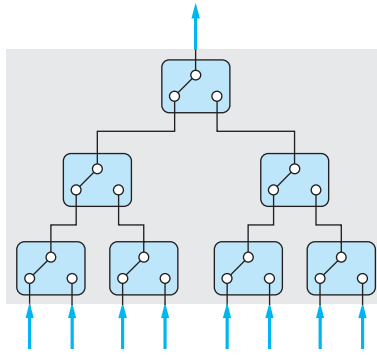
우수한 스위치는 낮은 삽입손실과 높은 격리도를 가져야 한다. 또한 응용 영역에 따라 빠른 스위칭 속도, 낮은 스위칭 전류, 고출력 처리능력, 작은 사이즈 그리고 저비용 등이 요구된다.

스위치는 시분할 다중화 시스템 Time division multiplex system, 시간분할 다중접속 시스템 Time division multiple access system, 펄스변조 회로 Pulse modulation, 채널 수신기 Channel receiver에서 채널 스위치, 송수신기를 위한 송/수신(T/R) 스위치 등 통신시스템에서 널리 사용된다.

일례로 [그림 6-29]에 SPDT 스위치를 이용하여 7×1 멀티플렉서와 8×1 멀티플렉서를 나타냈다. 입력이 모두 7개이고 출력이 1개인 시스템이 있다고 가정할 때, [그림 6-29(a)]에 나타낸 7×1 멀티플렉서나 [그림 6-29(b)]에 나타낸 8×1 멀티플렉서를 모두 사용할 수 있다. 그러나 (a)의 경우에는 사용하는 스위치 개수는 적지만, 입력-출력까지 최대 4개의 스위치를 통과하게 되어 삽입손실이 (b)에 비해 크며, 각 입력신호들 간에 지연시간이 발생할 수 있다는 문제가 있다.



(a) 7 × 1 멀티플렉서



(b) 8 × 1 멀티플렉서

[그림 6-29] 스위치로 구현한 멀티플렉서

예제 6-6 스위치의 출력전력

SPST 스위치의 삽입손실이 0.4[dB], 격리도가 25[dB], 입력전력이 1[mW]라고 하자. 스위치가 ON일 때와 OFF일 때, 각각의 출력전력을 구하라.

풀이

입력전력 $P_{in} = 1[mW] (= 0[dBm])$ 이고 스위치가 ON일 때의 출력전력은 다음과 같다.

$$0[dBm] - 0.4[dB] = -0.4[dBm] (= 0.912[mW])$$

스위치가 OFF일 때의 출력전력은 다음과 같다.

$$0[dBm] - 25[dB] = -25[dBm] (= 0.00316[mW])$$

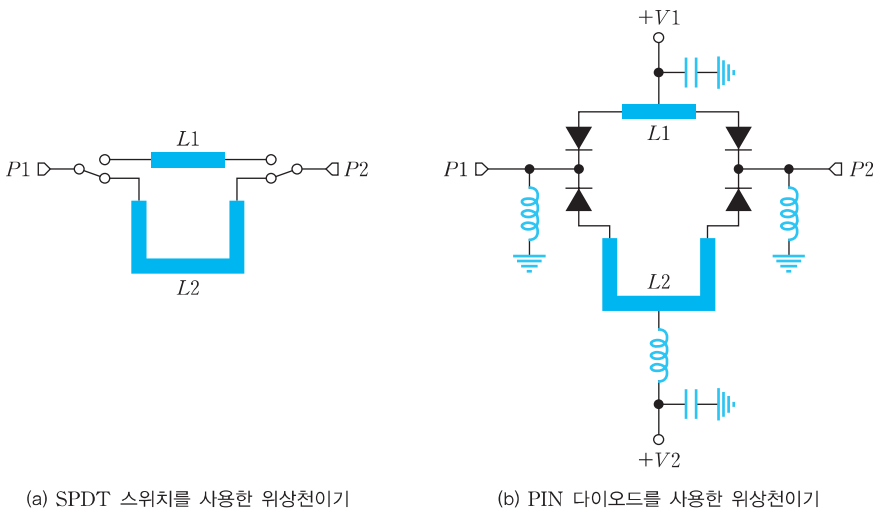
6.4.2 위상천이기

스위치의 주된 응용 중 하나는 위상천이기이다. [그림 6-30]에 SPDT 스위치와 PIN 다이오드를 사용한 스위치 선로 위상천이기 Switched line phase shifter를 나타냈다.

[그림 6-30(a)]는 SPDT 스위치를 사용한 스위치 선로 위상천이기이다. 입력과 출력에 위치한 스위치의 ON/OFF 동작에 따라서 길이 L_1 또는 길이 L_2 로 신호가 연결되는데, 서로 다른 전송선로 길이 때문에 두 경로에 대해 위상차가 발생한다.

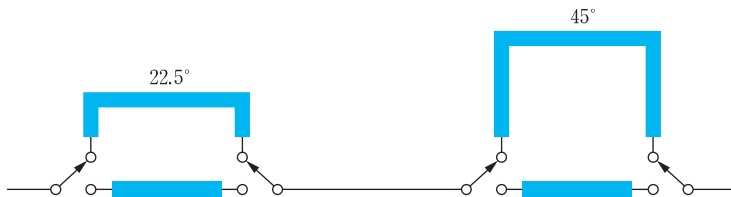
[그림 6-30(b)]는 PIN 다이오드를 사용한 위상천이기이다. 바이어스 전압인 V_1 과 V_2 에 따라서 길이 L_1 을 갖는 위쪽 선로, 즉 기준선로(Reference line)를 통해 신호가 흐르거나 길이 L_2 를 갖는 아래쪽 선로(Delay line)를 통해 신호가 흐르게 된다. 이때 선로의 길이 차이 만큼에 해당하는 위상차가 발생한다. 두 바이어스 상태에 따른 위상차는 차동 위상(Differential phase shift)이라고 하며, 식 (6.26)과 같이 정의된다. 만약 L_1 과 L_2 의 길이 차이 ΔL 이 $\frac{\lambda_g}{4}$ 라면 위상차는 90° 가 되며, $\frac{\lambda_g}{2}$ 라면 위상차는 180° 가 된다. 이때 λ_g 는 관내파장이며, β 는 위상상수를 나타낸다.

$$\Delta\phi = 2\pi \times \left(\frac{\Delta L}{\lambda_g} \right) = \beta\Delta L \quad (6.26)$$



[그림 6-30] 스위치 선로 위상천이기

[그림 6-30]의 위상천이기는 두 개의 위상상태를 제공하기 때문에 1bit 위상천이기라고 한다. 두 개 또는 그 이상의 1bit 위상천이기를 연결하면 더 많은 위상상태를 구현할 수 있다. 예를 들어, [그림 6-31]과 같이 서로 다른 위상차를 갖는 1bit 위상천이기를 직렬로 연결하면 2bit 위상천이기를 만들 수 있다. 4개의 SPDT 스위치의 스위칭 동작에 따라 출력 위상으로 0° (기준), 22.5° , 45° 그리고 67.5° 값을 갖는 4개의 차동 위상상태를 얻을 수 있다.



[그림 6-31] 2bit 위상천이기

예제 6-7 스위치 선로 위상천이기의 설계

비유전율이 9.9인 유전체 기판 위에 주파수 4[GHz]에서 22.5° 의 위상천이를 갖는, [그림 6-30(a)]와 같은 스위치 선로 위상천이기를 설계하라.

풀이

동작주파수 4[GHz]에서 자유공간의 파장은 $\lambda_{air} = \frac{c}{f} = 0.075[\text{m}]$ 와 같다. 비유전율이 9.9인 유전체 기판에서 파장은 $\lambda_g = \frac{\lambda_{air}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 0.0238[\text{m}]$ 와 같다.

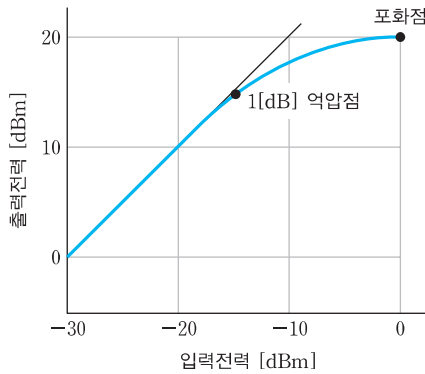
식 (6.26)에 주어진 $\Delta L = \frac{\Delta\phi}{\beta}$ 로부터 ΔL 을 구하면 다음과 같다.

$$\Delta L = \frac{\Delta\phi}{\beta} = \frac{\lambda_g \Delta\phi}{2\pi} = \frac{(0.0238[\text{m}]) \times (0.392[\text{rad}])}{2\pi} = 1.485[\text{mm}]$$

따라서 $L2 = L1 + 1.485[\text{mm}]$ 로 설계할 수 있다.

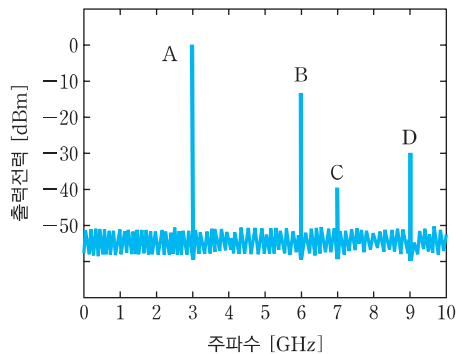
6.1 【증폭기의 특성】 다음 그림은 동작주파수 2[GHz]에서 BJT의 입력전력에 대한 출력 전력(10[V], 100[mA] 바이어스 조건)을 보여준다. 다음을 구하라.

- (a) 입력전력 -30 [dBm]에서 출력전력, 이득, 효율
- (b) 포화지점에서 출력전력, 이득, 효율,
- (c) 1[dB] 억압점에서 출력전력, 이득, 효율



[그림 6-32]

6.2 【증폭기의 특성】 그림은 증폭기에 3[GHz] 신호를 입력했을 때 스펙트럼 분석기에 서 측정된 출력 스펙트럼을 보여준다. 기본 신호(A), 2차 고조파(B), 3차 고조파(C), 스퓨리어스(D)에 대한 주파수와 전력을 구하라.



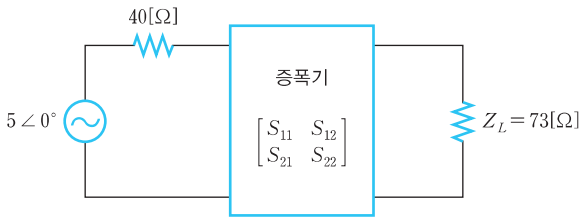
[그림 6-33]

6.3 【증폭기의 전력이득】 $50[\Omega]$ 기준에 대해 GaAs MESFET가 $V_{ds} = 5[V]$, $I_{ds} = 40[mA]$ (@9[GHz])인 바이어스 조건에서 다음과 같은 산란 행렬을 갖는다. 이를 활용하여 (a)~(e)를 구하라.

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.65 \angle -154^\circ & S_{12} &= 0.02 \angle 40^\circ \\ S_{21} &= 2.04 \angle 185^\circ & S_{22} &= 0.55 \angle -30^\circ \\ \Gamma_S &= 0.38 \angle 25^\circ \end{aligned}$$

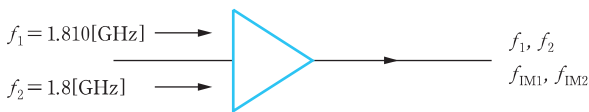
- (a) Δ (b) 안정도 K (c) 출력 반사계수 Γ_{out}
 (d) 가용전력이득 (e) 최대 가용전력이득

6.4 【증폭기의 전력이득】 주파수 f_0 에서 $S_{11} = 0.3 \angle -70^\circ$, $S_{21} = 3.5 \angle 85^\circ$, $S_{12} = 0.2 \angle -10^\circ$, $S_{22} = 0.4 \angle -45^\circ$ 의 산란 행렬 특성을 갖는 증폭기로 그림과 같은 시스템을 구성했다. 산란 행렬을 측정하기 위해 $Z_0 = 50[\Omega]$ 을 사용했을 때 이득 G_T, G_A, G_P 를 각각 계산하라.



[그림 6-34]

6.5 【증폭기의 3차 혼변조 특성】 그림과 같은 전력증폭기에 두 신호 $f_1 = 1.810[GHz]$ 와 $f_2 = 1.8[GHz]$ 가 $+10[dBm]$ 의 전력레벨로 입력된다. 상호변조^{IM} 레벨이 $-50[dBm]$ 으로 주어진다. 증폭기가 $10[dBm]$ 입력과 $25[dBm]$ 의 $1[dB]$ 억압점을 갖는다. 3차 혼변조^{IM3}에 대한 주파수 f_{IM1} 과 f_{IM2} 를 구하고, 각각의 주파수에서 전력레벨을 구하라.



[그림 6-35]

6.6 [저잡음 증폭기] 실온에서 저잡음 증폭기에 대한 다음 표를 완성하라.

B [MHz]	S_{in} [dBm]	N_{in} [dBm]	$(S/N)_{in}$ [dB]	G [dB]	NF [dB]	S_{out} [dBm]	N_{out} [dBm]	B [MHz]
3	-80			30	4			3
20	-84			10	2			20
10	-90			25				10
1	-90					-30		1
4	-80				3	-40		4

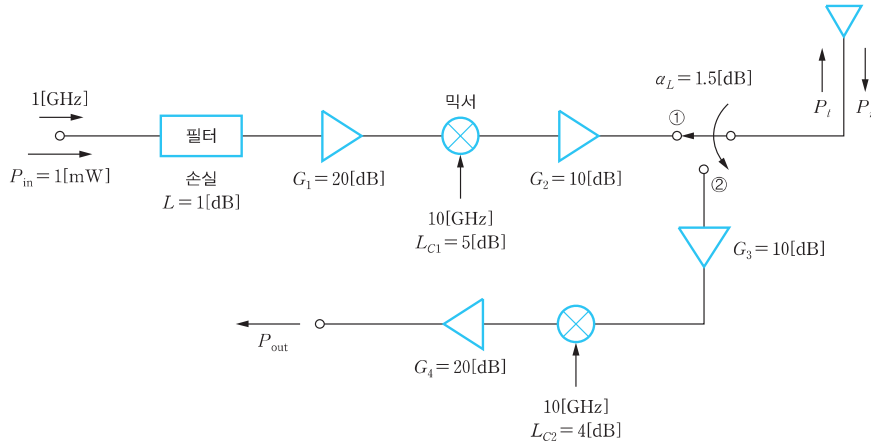
6.7 [발진기의 안정도] 발진기를 설계하기 위해 선택한 GaAs MESFET가 8[GHz]에서 50[Ω] 입출력에 대해 다음과 같은 산란 행렬을 가질 때 (a) Δ (b) 안정도 K 를 구하라.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0.44 \angle -56^\circ & S_{12} &= 0.09 \angle 75^\circ \\
 S_{21} &= 2.45 \angle 65^\circ & S_{22} &= 0.55 \angle -30^\circ \\
 \Gamma_s &= 0.38 \angle 25^\circ
 \end{aligned}$$

6.8 [믹서의 특성] 하향변환 믹서가 4.5[dB]의 변환손실을 갖고, RF와 LO 사이에 15[dB] 격리도 특성을 갖는다. RF 입력전력이 0[dBm]이면, IF 출력전력과 LO 포트에 누설되는 RF 전력은 얼마인가?

6.9 [믹서의 특성] 하향변환 믹서의 변환손실이 8[dB]이고, RF와 IF 격리도는 30[dB], LO와 IF 격리도는 45[dB], LO와 RF 격리도는 25[dB]로 주어졌다. IF 포트에서 407[MHz], 243[MHz], 82[MHz], 325[MHz]에서 신호의 크기와 RF 포트에서 325[MHz] 주파수에서 나타나는 신호의 크기를 구하라.

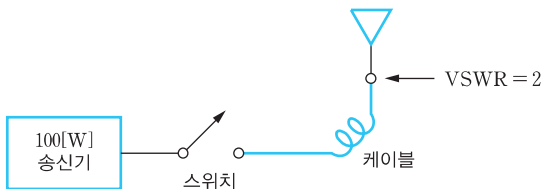
6.10 [스위치의 특성] 그림과 같은 송수신 시스템에서 송신할 때 스위치는 ①로 연결되고, 수신할 때 스위치는 ②로 연결된다. 스위치의 삽입손실은 1.5[dB]이고, 안테나에서 수신되는 수신전력은 $P_r = 0.001$ [W]일 때 (a) 송신전력 P_t (b) 수신되는 전력 P_{out} 을 구하라.



[그림 6-36]

6.11 [스위치의 특성] 스위치가 0.5[dB] 삽입손실을 갖고 25[dB] 격리 특성을 갖는다. 입력전력이 1[mW]일 때 스위치의 상태(ON/OFF)에 따른 출력전력은 각각 얼마인가?

6.12 [스위치의 응용] 그림과 같이 100[W]의 송신기를 1[dB] 삽입손실, 20[dB] 격리 특성을 갖는 스위치를 이용하여, 케이블을 통해 안테나에 연결했다. 케이블은 2[dB]의 손실 특성을 가지며, 안테나의 입력 VSWR은 2로 주어지며, 90% 방사 효율을 갖는다. 스위치의 상태(ON/OFF)에 따라 방사되는 전력을 계산하라.



[그림 6-37]