

비선형 마이크로웨이브회로의 소개

金仁奭
慶熙大學校 電子工學科

I. 서론

제 2차 세계대전시 군사용의 레이다와 통신분야에서의 긴급한 수요로 인하여 매우 적극적인 연구, 개발 활동이 이루어져 마이크로웨이브 공학의 이론적 토대와 발전을 가져온 후 큰폭의 진전은 없었지만 최근에는 개인통신, 이동데이터통신, 교통감지와 조정, 차량충돌방지방용레이다, 직접위성방송, 무선CATV, 그리고 항행시스템 등의 상업용쪽의 사회적 요구가 마이크로웨이브 분야를 압박하고 있는 실정이다.

역사적으로 전파시스템 개발은 안테나의 크기, 광대역성, 데이터의 전송속도 등의 문제로 계속 높은 주파수대를 개발하는 방향으로 이루어져와서 현재 선진국에서는 약 100GHz이상의 mm파 대역까지도 활발히 개척하고 있는 것을 볼때 시스템을 구성하는 데 필요한 요소가 이 대역까지도 충분히 성숙되는데 반하여 우리나라에서는 시스템을 구성하는 필수소자 및 회로설계에 미비한 점이 많다. 특히 마이크로웨이브 대의 회로를 선형과 비선형으로 나누어 볼때 선형회로에 못지 않게 중요한 비선형회로의 중요성에 대한 인식이 부족하여 이를 소개할 필요를 느껴 본고에서 매우 간략하게 고찰을 하는 바이다. 마이크로웨이브 대역의 비선형성을 아날로그회로 부분만을(디지털쪽은 직접 다루지 않고) 총괄적으로 소개하려고 한다.

II. 비선형회로의 일반분류

마이크로웨이브회로에는 1)검파, 주파수혼합

(Mixing), 주파수 체배, 주파수 분할(Frequency Division) 등의 유용한 기능을 발생하는 회로와 2)이득억제, 고조파, 혼변조, 부고조파, 스푸리우스 발생, AM-PM 변환등의 선형시스템의 성능을 저하시키는 회로로 두 종류의 비선형성을 내포하고 있다. 또 비선형성을 발생시키는 "실체적"인 두 종류의 비선형회로는

① 비선형성이 강한 회로 : 주파수 혼합기, 주파수 체배, 주파수 분할기와 같은 회로를 선형화 한다면 회로기능이 중단되는 회로와

② 비선형성이 약한 회로 : 능동 및 수동소자에서 발생하는 혼변조 현상과 불요고조파를 발생시키는 대 신호증폭기와 같은 회로로서 비선형성을 선형적이라고 가정하여 분석하는 근사방법으로 회로기능을 발생시키는 회로의 두종류로 구분할 수 있다.

비선형저항과 비선형리액티브 소자로서 다이오드가 다양하게 이용되는 회로를 다루고, Bipolar Transistor와 GaAs FET가 능동비선형회로에 이용되는 경우와 선형시스템에서 발생하는 비선형성현상은 지면상의 문제로 다음 기회에 소개할 것이다.

비선형저항으로서의 다이오우드(보통 Schottkey Barrier Diode)로는

- 초고주파 전력 검출
 - 혼합기(주파수 변환기)
 - 변조기
 - 저항성 주파수 체배기
- 등의 회로설계가 가능하다.

비선형리액턴스로서, 즉 비선형캐패시턴스로서의 다이오우드, 보통 Varactor 다이오우드를 이용해서

- Parametric Mixers(주파수상하향 변환)
- Parametric 주파수체배기(고조파 발생기)

- Parametric 주파수분할기(부조파(Subharmonic) 발생기)
- 전압조정발진기(VCO 's)
- 전자적으로 조정하는 Filters
- Parametric 증폭기

등의 회로를 설계할 수 있다. 전하저장(Charge-storage)다이오드는 아래의 응용분야를 갖는다.

- PIN 다이오우드 스위치
- Step-recovery 주파수채배기
- 전하-저장 주파수 채배기

Bipolar와 Field Effect드랜지스터는 아래와 같은 다양한 응용분야를 가지고 있다.

- 이득을 가진 혼합기(주파수 변환기)
- 이득을 가진 주파수 채배기
- 이득을 가진 Parametric과 Non-parametric 주파수 채배기
- 의도적인 비선형증폭기. 여기서 신호의 Purity는 DC전력이 RF전력으로 변환되는 효율로서 상호 조정된다.

원치않는 비선형 영향으로는 아래와 같은 현상이 있다.

- 이득억제
- 스푸리우스 고조파와 부조파의 발생
- 혼변조(능동과 수동적)
- 상호변조
- AM-to-PM 변환등

본고에서 모든 문제를 자세하게 커버하기 불가능하므로 비선형 저항과 비선형 리액턴스를 이용한 기초적인 비선형 회로만을 간략하게 소개한다.

Ⅲ. 비선형저항을 이용한 회로

1. 전력검파기

비선형저항의 기본적인 응용분야로서 마이크로 웨이브전력의 AM검파과정은 저주파수대의 전력정류과정과 매우 비슷하다. 대부분의 마이크로웨이브 검파기와 혼합기의 다이오드는 금속/반도체 접합의 비선형 i-v특성을 이용하는데 Schottky-Barrier다이오우드와 Point-Contact 다이오우드 등이 주로 이용된다. Point-Contact 다이오우는 Varactor(비선형리액턴스) 또는 Varistor(비선형저항)로써 적어도

200GHz까지 이용할 수있다. 현재는 P-N접합을 Varactor로 약 150GHz정도까지 이용할 수 있고 Schottky다이오우는 Varactor와 Varistor로 비슷한 주파수 범위에서 이용되고 있다.

마이크로웨이브 수신기의 첫번째단에 이용될 때, 검파용다이오우드의 역할은 AM신호를 변조엔벨로프에 비례된 전류(또는 전압)로 변환된다. RF신호가 Baseband로 직접변환될 때 감도는 다이오우드내에서 발생된 잡음과 다음단의 증폭기(비데오 증폭기)에 의한 잡음에 의해 제한을 받는다. 위와 같은 잡음은 1/변조주파수에 비례하여 1/f잡음이라고 불리운다. 그림 1에서 그 특성을 보여주고 있다.

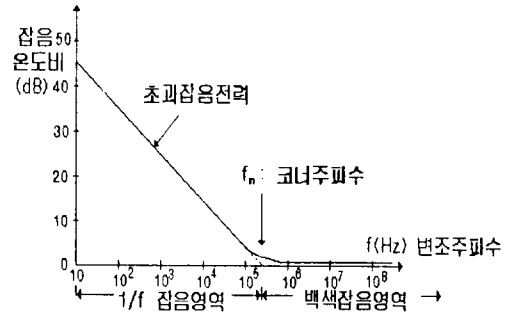


그림 1. 일반적인 GaAs검파다이오우드의 1/f잡음 특성

잡음온도비는 소자의 출력잡음을 등가잡음저항으로 인한 출력잡음으로 나눈 비이다. 코너주파수 f_n 아래에서의 초과잡음전력으로

$$\frac{f_n}{f} kTBI_B$$

인데, 여기서 f 는 주파수, k 는 Boltzmann상수, T 는 절대온도, B 는 측정시스템의 대역폭, 그리고 I_B 는 바이어스 전류이다. 코너주파수 f_n 이상(약 10^6 Hz)에서의 잡음전력은 $kTBI_B$ 인데 주파수와 무관한 백색잡음을 나타낸다. 그래서 총잡음전력은

$$\left(I_n + \frac{f_n}{f} I_B \right) kTB$$

가 된다.

1/f잡음문제를 피하고 수신기 감도를 올리는 방법으로 검파기 앞에 주파수 혼합기를 그림 2와 같이 삽

입하는 방법이 있다.

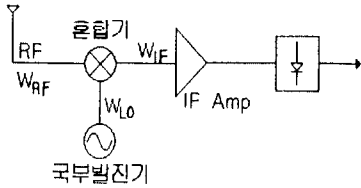
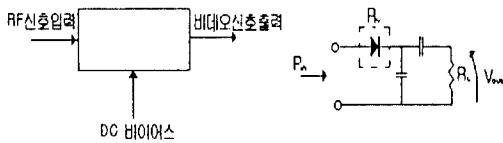


그림 2. 1/f잡음문제를 해결하고 수신감도를 올리기 위해 혼합기를 삽입한 회로도

차주파수, $\omega_{RF}-\omega_{LO}$ (또는 $\omega_{LO}-\omega_{RF}$)은 $2\pi f_n$ 보다 크게 잡는다. 주파수 혼합기는 다음장에서 설명되어진다. 검파기능을 나타내기 위한 다이어그램과 회로는



입력은 시간의 함수로 진폭을 가진 RF신호이고 출력은 원하는 (Video)신호이다. DC바이어스는 또하나의 입력으로 고려되어질 수 있다. 비디오 출력은 LF(Low Frequency)신호로써 RF 신호의 전압진폭의 자승과 비례한다.

검파기는

- 변조 또는 변조되지 않는 RF 신호의 검파 즉로 그기능의 오실로스코프상에 나타난 마이크로 웨이브 필터의 주파수 반응과 감쇄를 나타내는 기능
- 모니터 전력레벨
- 모니터의 변조파형
- 일정레벨 검파기(RF레벨이 변할 때 경보음이 울리는 기능)
- Null검파기 등에 이용되고 있다.

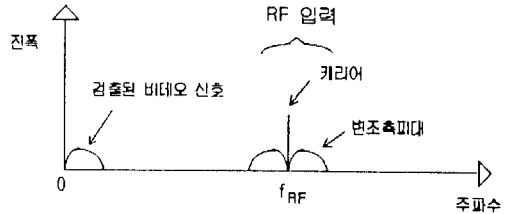
검파기에 이용되는 4종류의 공통된 다이오드의 종류는 아래와 같다.

- ① Point-Contact(바이어스를 사용하지 않음)
- ② 바이어스된 Schottky(VSWR를 최소화하고 평평한 주파수 반응을 얻기 위해 약 50μ A의 바이어스 전류 이용)
- ③ 바이어스가 없는 Schottky다이오드(고감도의 기능이 요구될 때, 그렇지만 바이어스 된 다이오드

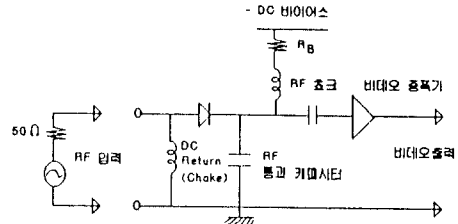
보다 타버리가 쉽다.)

④ Back다이오드(터널다이오드의 일종, 낮은 VSWR과 광대역의 주파수응답을 얻을 수 있음)

아래 그림에서는 검파기에서의 주파수 관계를 보이고 있다.



일반적인 Schottky다이오드 검파기회로(바이어스)는 아래와 같은 기본적인 회로구성을 갖고 있다.



검파기의 동작은 바이어스점에서의 다이오드의 순방향 DC전류가 최적바이어스를 위해 요구된다. 입력 전력레벨의 제공이 넓은 범위에 걸쳐서 직접적으로 비례하는데 이러한 범위를 자동범칙영역이라고 부른다. 만일 낮은 VSWR이 높은 감도보다 중요하다면 50Ω (Padding 저항)이 DC Return(Choke) 대신 삽입된다. 낮은 입력 VSWR을 얻기 위해서는 다이오드 임피던스가 동작주파수에서 매우 높아야 한다(>)50Ω).

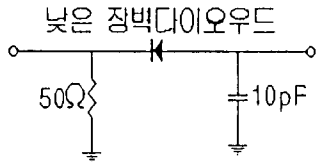
검파기는 소신호형(자승법칙)과 대신호형(선형 또는 첨두검파)이 있다. 소신호형은 바이어스점 근처에서의 i-v특성의 기울기와 곡선정도에 좌우되고, 대신호형은 선형영역에서의 i-v특성의 기울기에 좌우되는데, 이때 다이오드의 기능은 스위치와 같이 묘사된다.

검파기의 성능을 알아보기 위한 최근의 경향은 신호 감도를 측정하는 것이다. 이러한 신호감도의 측정방법은 MDS(Minimum Detectable Signal), NDS(Nominal Detection Signal), TSS (Tangential Signal Sensitivity)와 NEP(Noise Equivalent Power)등의 변수중에 필요한 것에 따라 다른 측정방법이 이용된다.

또하나의 중요한 변수는 동작범위로서 TSS부터 다이오드가 타버리는 정도까지의 입력전력범위를 나타

낸다. Schottky검파기는 보통의 동작상태에서 최소의 TSS를 얻기 위하여 $R_L \sim \sim 100K\Omega$ 의 큰 저항과 바이어스 전류를 약 $20\mu A$ 의 적은 전류를 요구한다. 이러한 조건으로는 최대의 압축레벨(Compression Level)을 얻을 수 없으므로 압축레벨을 올리기 위해서는 R_L 을 줄여야 하지만 TSS의 특성이 좋지 않아진다. 이러한 TSS특성저하는 압축레벨의 개선효과를 능가한다. 결국 자승법칙의 동작범위를 개선시키지 못하게 된다. 압축레벨을 올리는 또하나의 방법은 바이어스전류를 증가시키는 것이다. 이 경우 또한 TSS특성을 저하시키지만 압축레벨의 개선효과가 TSS특성저하를 초과하게 되어 자승법칙의 동작범위를 개선할 수 있다. 결과적으로 DC바이어스의 함수로써 고려될 수 있다.

여기서 회로구성을 아래 그림과 같이한 검파기회로의 MMIC설계의 예를 소개한다.



위의 회로를 26.5~40GHz대역에 Monolithic GaAs로 실현시키기 위하여 시작재료로서 반유전체인 GaAs기판상에 n/n+ Liquid-phase 에피탁시로 성장된 층으로 단면구조와 평면도는 아래 그림 3과 같다.

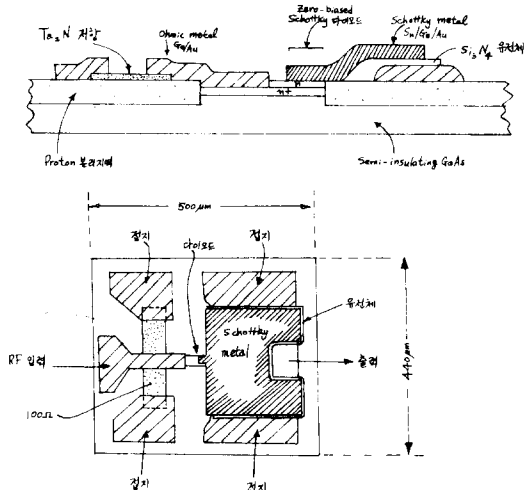
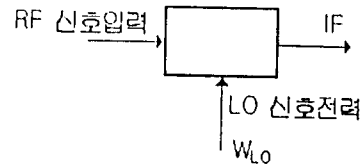


그림 3. MMIC화한 검파기회로의 구성도

2. 주파수 혼합기(Mixers)

주파수혼합은 저항성의 비선형 i-v전달함수를 가진

소자내에 하나의 주파수의 낮은 전력의 신호와 고풍력 신호(국부발진기)를 합성하여 다른 주파수의 신호를 발생시키는 것을 의미한다. 선형소자에서는 주파수의 합성이 이루어지지 않고 신호의 주파수를 그대로 가지게 된다. 그러나 일반적으로 혼합과정에서 많은 수의 RF신호와 국부발진기(LO)의 신호의 합과 차의 주파수와 이에 따른 고조파가 발생된다. 보통 수신용으로 쓰일 경우 RF와 LO주파수의 차주파수(IF)가 요구된다. 기본적인 주파수 혼합기를 도식적으로 표시하면 아래와 같다.



비선형 i(v)특성을 갖는 다수 캐리어 소자들인 Tunnel다이오드, Back다이오드, Schottky Barrier 다이오드 등이 주파수 혼합과 검파에 이용되어질 수 있다. 현재는 Schottky다이오드와 Point-Contact 다이오드 등이 RF전력으로 인한 타버림의 영향에 강하고 간단하게 회로를 구성할 수 있고, 또 제조가 쉬워서 많이 이용된다. 주파수 혼합기는 매우 많은 응용분야를 가지고 있다. 몇가지 예를 들어보면, 레이더, 다천문, 제어장치, 위상검파, EMC시스템의 송,수신기, 측정시스템 등이 있다. 비디오 검파기형의 수신기는 약 -50dB의 수신감도를 가지는 것에 비해 슈퍼헤테로다인 수신기가 약 -100dB의 수신감도를 가지는 것을 비교해 보면 쉽게 이해가 된다.

1) 주파수 혼합기의 출력

어떤 전압이 비선형에 인가되면, 비선형저항에 흐르는 전류는 Maclaurin급수로 표현될 수 있다.

$$i = \sum_{n=1}^{\infty} K_n V^n \tag{1}$$

혼합기 다이오드에서는 RF와 LO신호전압이 합쳐져서 인가되므로

$$V = V_{RF} + V_{LO} = A_{RF} \cos \omega_{RF}t + A_{LO} \cos \omega_{LO}t \tag{2}$$

여기서 $V_{RF} = A_{RF} \cos \omega_{RF}t$ 는 RF입력전압이고, $V_{LO} = A_{LO} \cos \omega_{LO}t$ 는 LO입력전압이다. 식(2)를 식(1)에 대입하면

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} K_n (A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_{LO} \cos \omega_{LO} t)^n \quad (3)$$

식(3)은 비선형소자내에 흐르는 수많은 주파수의 전류를 합한 표현식이다. 모든 고조파의 진폭은 다항식의 계수와 비례하는데 일반적으로 혼합기에서 출력되는 주파수성분은 $\omega_{m,n} = n\omega_{RF} + m\omega_{LO}$ 로 나타내어지고 이에 대한 도식적인 표현은 그림 4에 보여주고 있다.

우리가 원하는 $\omega_{RF} \pm \omega_{LO}$ 의 주파수는 자승항에서 유도 된다. 즉

$$K_n \{ A_{RF}^2 (1 + \cos 2\omega_{RF} t) + 2A_{RF} A_{LO} [\omega_{RF} (\omega_{RF} - \omega_{LO})^{\frac{1}{2}} + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO}) t] + A_{LO}^2 (1 + \cos 2\omega_{LO} t) \} / 2 \quad (4)$$

여기서 $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \text{IF주파수}$ 그리고 $\omega_{RF} + \omega_{LO} = \text{SUM주파수}$ 라고 부른다. 진폭은 계수 A에 비례하므로 보통 제 3고조파이상은 진폭이 작기 때문에 실제에서는 무시한다.

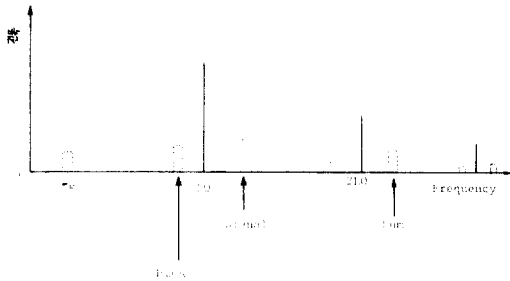


그림 4. 혼합기 출력성분을 주파수와 진폭에 따라 도시한 예 (낮은 고조파 성분만 표시)

보통의 경우 RF주파수 보다는 높은 LO주파수를 이용하지만 두 경우 다른 특성을 가지는 것은 아니다. 여기서와 같이 RF주파수가 LO 주파수보다 높을 경우 Image주파수 $\omega_i = \omega_{LO} - (\omega_{RF} - \omega_{LO}) = 2\omega_{LO} - \omega_{RF}$ 주파수 밑에 LO주파수를 기준으로 RF주파수와 차이만큼 아래에 위치하게 되기 때문에 영상 (Image)주파수라고 불리우는데, 이 주파수의 신호는 우리가 원하는 것이 아니다.

· Image - enhanced 주파수혼합기

광대역 회로에서는 비선형저항은 같은 효율로 SUM주파수와 IF주파수를 발생시킨다. 이것은 (입력된) RF전력을 같은 양으로 SIM주파수와 IF 주파수로 변환시키는 것을 의미한다. 주파수혼합기의 설계에 있어서 목표는 IF주파수의 신호전력을 IF증폭기 입력에 정착시키는 것이다. 그러나 원치않는 SUM주

파수와 Image주파수의 에너지가 RF입력으로 반사되는데, 적당한 필터를 주파수혼합기에 포함시켜 반사되는 SUM주파수와 Image주파수의 에너지를 다시 IF주파수로 만들면 효율을 높일 수 있다. 이러한 형태의 주파수혼합기를 Image-enhanced 또는 Image-and Sum-enhanced 주파수 혼합기라고 한다. 예를 들면 $\omega_{LO} - \omega_{Image} = \omega_{LO} - (2\omega_{LO} - \omega_{RF}) = \omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{IF}$ 또는 $\omega_s - 2\omega_{LO} = \omega_{RF} + \omega_{LO} - 2\omega_{LO} = \omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{IF}$ 등의 여러가지 형태로 IF 신호를 만드는 방법이 있는데, 이 모든 것이 동위상으로 기본적인 주파수변환 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 이 일어날 수 있도록 회로를 구성하는 것이 Image-enhanced 주파수혼합기 설계의 기본 방향이다. 결과적으로 순수한 출력전력이 증가되고 변환 손실이 감소된다.

2) 주파수 혼합기의 기본변수

주파수혼합기를 이용하는 마이크로웨이브 수신기 (수퍼헤테로다인형)의 감도(Sensitivity)는 주파수변환과정에서 RF 입력전력의 일부분만이 IF전력으로 변환된다는 기본적인 제약에 좌우된다. 주파수 변환 과정에서 발생하는 손실을 변환 손실(Conversion Loss)이라고 한다.

(1) 변환손실(L_C)

$$L_C = \frac{P_{RF}}{P_{IF}} \frac{\text{신호원으로부터 가능한 전력}}{\text{IF쪽으로 전달된 전력}}$$

$$L_C = L_1 \cdot L_2 \cdot L_3$$

여기서 L_1 은 다이오드의 Parasitic 손실(접합캐패시턴스와 Spreading저항), L_2 는 부정합손실(RF단과 IF단에서), 그리고 L_3 는 순수다이오드의 접합손실을 말한다.

(2) 잡음

같은 변환효율(L_C)로 IF주파수로 변환된다. 중요한 잡음원은 열잡음, Shot Noise, 1/f잡음, 영상잡음(Image주파수에 존재하는 잡음이 IF로 변환), IF잡음(IF증폭기에 의해 발생하는 잡음), LO잡음(LO주파수에 있는 잡음이 RF 또는 Image주파수와 중복될 때 발생하는 잡음)과, 고조파 잡음 (광대역 Signal-ended혼합기에서, LO의 고조파 주파수의 잡음이 Image주파수로 변환될 때 발생)등이 있다. 수신기 첫째단에 증폭기가 위치하지 않고 혼합기가 첫 번째 위치했을 경우 (RF부분)전체의 잡음지수는 $F_T = L_C \cdot F_{IF}$ (F_{IF} 는 IF증폭기의 잡음지수)로 주파수혼합기의 변환손실에 직접적으로 비례한다.

(3) 혼변조

혼합기의 출력 $N\omega_{LO} \pm M\omega_{RF}$ 를 "Single - tone 혼변조(Intermodulation)출력"이라고 부른다. 왜냐하면 하나의 RF입력신호만 존재했을 때 나타나는 출력이기 때문이다. 만일 $N=M$ 이면, ω_{IF} 의 고조파들이 된다 ($\therefore N\omega_{IF} = N\omega_{LO} - N\omega_{RF}$). 이러한 출력은 IF가 광대역의 주파수가 필요할 때 문제를 일으킨다.

만일 두개의 RF입력이 동시에 존재하면, 하나는 $LO \pm (N RF1 \pm M RF2)$ 와 같은 혼변조가 발생하고 이러한 경우 "two - tone" 혼변조출력이라고 부른다. 가장 중요한 것은 제 3차의 혼변조 출력인 $IM_3 = \omega_{LO} \pm (2\omega_{RF1} + \omega_{RF2})$ 이다. ω_{RF1} 와 ω_{RF2} 가 가까이에 존재하면 IM_3 가 항상 존재하게 되기 때문에 중요하다.

(4) 동작범위

주파수 혼합기에 대한 입력-출력 전력의 비는 아래 그림과 같이 포화되는 증폭기의 입출력 비와 비슷하다. 스푸리우스 반응이 없는 동작범위는 아래와 같이 결정된다.

- P_{IF} 의 최대치는 Tangential 잡음레벨과 같은 3rd order IM 레벨을 발생시키는 P_{RF} 의 최대값에 의해 고정되고,
- P_{IF} 의 최소값은 Tangential 잡음레벨과 같다.

(5) 국부발진기의 요구조건

주파수혼합기를 최적의 사양에서 동작시키기 위해서는 국부발진기는 1) 충분한 출력전력을 발생시켜야 하고, 2) 넓은 동작범위를 가져야 하고, 3) 주파수 안정도를 유지할 수 있어야 하고, 4) 고전압의 전원을 사용치 말아야 된다. 결과적으로 잡음레벨이 혼합기의 낮은 감도를 결정하기 때문에, 혼합기는 보통 낮은 변환 손실을 위해 최적화된다. 변환손실 L_c 와 다이오드는 잡음비의 특성과 그림 5에서 일반적인 국부발진기의 출력전력과 관계를 보인다. 국부발진기의 전력을 증가시키면 변환손실은 감소되고, 잡음비는 증가된다. 그렇지만 어떤 점을 지나면 변환손실은 더 이상 감소되지 않지만 총잡음특성 F_T 는 증가되므로 혼합기마다 최적 변환손실을 발생시키는 국부발진기의 전력을 파악하는 것은 중요하다.

3) 주파수 혼합기의 실제

마이크로웨이브 혼합기 설계의 중요한 목표는 소형, 저렴하고 국지적인 혼신에 강하지만 약한 송출신호를 수신하기에 충분한 감도를 가진 마이크로웨이브 수신기 개발을 위해서 였다. 평범하고 잘 알려진 예는 정지위성 방송을 수신하기 위한 직접위성 방송 수신기에 부착된 혼합기이다. 수신기의 첫단은 감도, 동

작범위, 수신기의 최대 대역폭을 결정하므로 매우 중요하다. 잡음지수는 첫단에 있는 LNA(혼합기 전단에 위치한 경우)에 의해 결정된다. LNA는 낮은 잡음지수의 GaAs FET증폭기를 의미하는데 10GHz의 경우 1971년에 8dB로 부터 1976년에는 3.5dB, 1980년에는 1.5dB 최근에는 1dB이하의 잡음지수를 갖는 상용화된 LNA를 다양하게 구입할 수 있다. 그렇지만 최대의 동작범위가 필요하면 RF신호를 LNA를 통하지 않고 직접 혼합기에 입력시키면 가능하다.

(1) Single-ended 혼합기

하나의 다이오드와 전송매체를 그림 8과 같이 조합하여 구성한 가장 간단한 주파수 혼합기의 회로이다. 국부발진기의 전력은 - 고역통과필터(HPF)와 저역통과필터(LPF)에 의해 RF단과 IF단이 서로 격리되어 있는 상태에서 - 방향성 결합기를 통해 인가된다. 고역통과필터는 스푸리우스 입력신호가 국부발진기와 혼합되어 IF단에 스푸리우스 신호를 발생시킬 가능성을 배제시킨다. Isolator는 국부발진기의 에너지가 RF단으로 유출되어 방사되는 경로를 막는다. 만일 국부발진기와 다이오드간의 임피던스 정합이 잘되어 있으면, Isolator는 없어도 된다. 그림 6의 주파수 혼합기는 Image주파수가 저장적으로 접합되어 있으므로 Image와 SUM 주파수의 에너지를 그림 7과 같은 회로구성으로 변환손실 L_c 를 대량으로 감소시킬 수 있다.

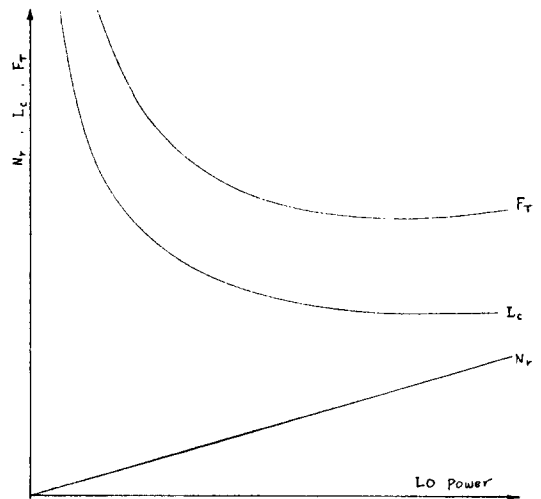


그림 5. 국부발진기의 전력과 변환손실(L_c), 잡음비(N_f), 와 총 잡음지수(F_T)와의 관계

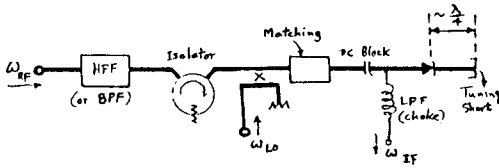


그림 6. 마이크로웨이브 Single-ended 주파수 혼합기의 기본적인 실제 설계 방향도

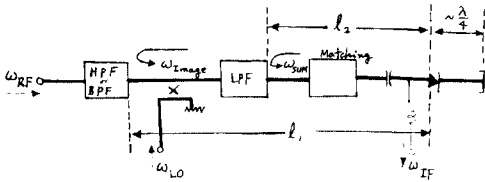


그림 7. Image and SUM-enhanced 주파수 혼합기의 기본적인 설계 구성도

Image와 SUM 주파수의 전력을 고역통과필터와 저역통과필터로 부터 반사시켜 두번 이상 혼합시키므로 변환손실을 최소화 할 수 있다.

즉,

$$\omega_{LO} - \omega_{Image} = \omega_{LO} - (2\omega_{LO} - \omega_{RF}) = \omega_{IF}$$

$$\omega_{SUM} - 2\omega_{LO} = (\omega_{RF} + \omega_{LO}) - 2\omega_{LO} = \omega_{IF}$$

실질적인 Image- 와 SUM-enhanced Single-ended 주파수 혼합기가 그림 8에서, 그리고 이 혼합기의 특성이 그림 9에서 보여주고있다. 그림 9에서 보이고 있는 회로는 12GHz대의 위성방송 수신용 주파수혼합기이다. 8개의 TV채널을 수신하기 위해 240MHz의 대역이 RF와 IF단에서 필요하다. 마이크로스트립 라인으로 설계된 방향성필터($\omega_{LO}-\omega_{RF}$ 격리 그리고 ω_{LO} 에서 매우 선택적인), 저역통과필터 (ω_{SUM} -enhancement), ω_{IF} 통과회로, 다이오드전류 DC 회복, ω_{RF} 와 ω_{LO} 를 분리시키기 위한 조정 Short, ω_{IF} 출력용 저역통과필터가 그림 9의 혼합기를 구성하기 위한 회로 소자들이다. AEI DC-1303 GaAs Schottky Beam Lead 다이오드를 이용해 12.175GHz에서 3.83dB의 변환손실을 얻었다. 그림 11에서는 10.825GHz의 Image 주파수에서 24.4dB의 최대의 변환손실 특성을 보여주고 있다.

(2) Single Balanced 주파수 혼합기

Single-ended 주파수 혼합기는 i) 국부발진기 전력이 RF단으로 반사되는 경향이 있고, ii) 방향성결합기의 존재는 잡음지수와 변환손실을 증가시켰고, 더구나 더높은 국부발진기의 전력이 필요하게하고, iii) 국부발진기로 부터 유입되는 AM잡음의 스펙트럼이 RF 주파수와 오버랩되면 잡음지수가 저하되는 문제가 있는데, 2개의 Single-ended 주파수혼합기를

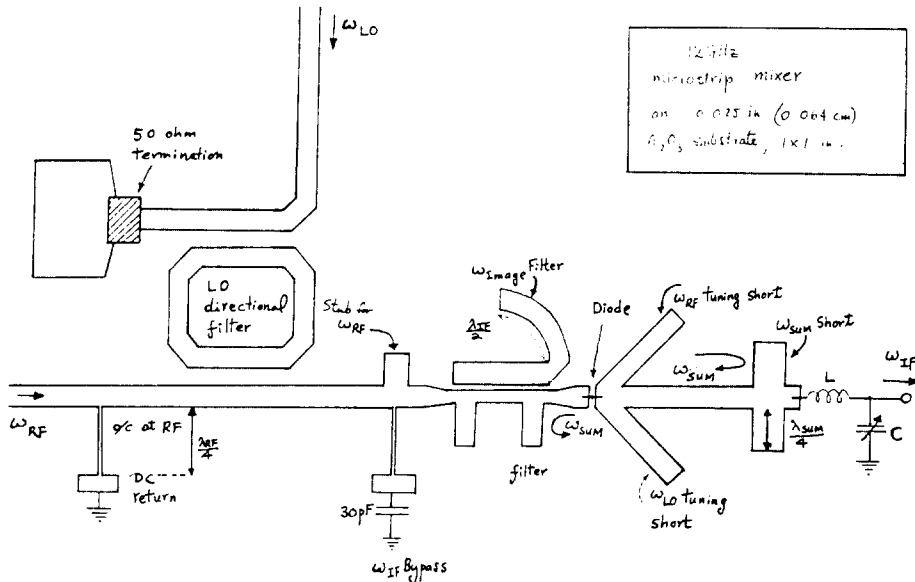


그림 8. 12GHz의 마이크로스트립 주파수혼합기 회로

180° 또는 90° Hybrid를 이용하여 평형구성하므로 위의 문제를 해결할 수 있다.

180° Hybrid를 이용하는 저주파수의 Single Balanced 주파수혼합기의 회로는 아래와 같다.

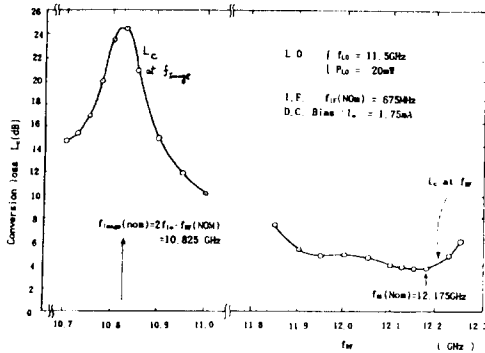
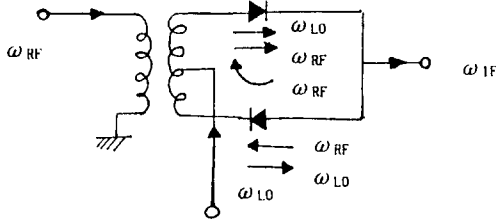


그림 9. 12GHz의 MIC Single-ended 주파수혼합기의 특성

트랜스포머 중간의 탭은 마이크로웨이브대의 매직티와 비슷한 특성을 가진 집중정수소자라고 할 수 있다. 2GHz이상에서는 기생발전현상으로 사용할 수 없다. 매직티의 도파관접합을 이용한 마이크로웨이브 Single Balanced 주파수혼합기의 실제회로구성도가 그림 10에서 보여주고 있다. 비슷한 원리로 6/4λ 180° Hybrid(Rat Race)를 이용한 Single Balanced 주파수혼합기, Fin Line를 이용한 Single Balanced 주파수혼합기, 90° Hybrid 3dB Branch Line Coupler를 이용한 Single Balanced 주파수혼합기가 그림 11, 12, 그리고 13에서 각각 보여주고 있다. 이외에도 Cross-bar Single Balanced 주파수혼합기가 있지만 이곳에서는 생략한다. Double Balanced 주파수혼합기는 기본적으로 2개의 Single Balanced 주파수혼합기를 병렬로 그리고 180° 위상차를 가지게 구성한 것이므로 이에 관한 내용도 생략한다.

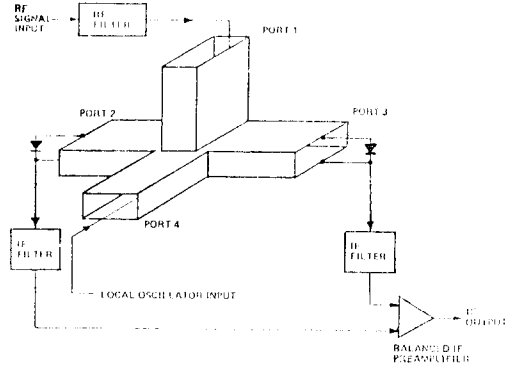


그림 10. 매직티의 도파관접합을 이용한 마이크로웨이브 Single Balanced 주파수혼합기

대칭의 구성으로 RF와 국부발진기의 짝수고조파를 상쇄시키고 RF와 국부발진기단 사이를 대칭의 정도에 따라 분리(Isolation) 시키는 특성을 가진다. 지면관계상 이곳에서는 생략한다. 94GHz에서 GaAs로 MMIC화한 Single Balanced 주파수혼합기가 그림 14에서 보이고 있다. 90°Hybrid를 이용해서 구성한 Single Balanced 주파수혼합기는 180°Hybrid를 이용한 경우와 RF 성질에 있어서 크게 다르다. 일반적으로 180°Hybrid를 이용한 경우 좋은 RF-LO 격리특성을 주지만 VSWR특성을 저하되고, 90°Hybrid의 경우 좋지않은 RF-LO격리특성을 주지만, VSWR특성은 좋아진다.

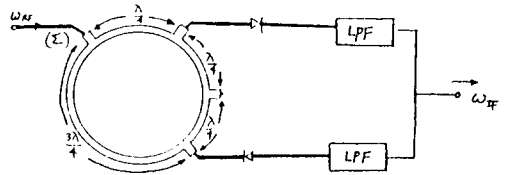
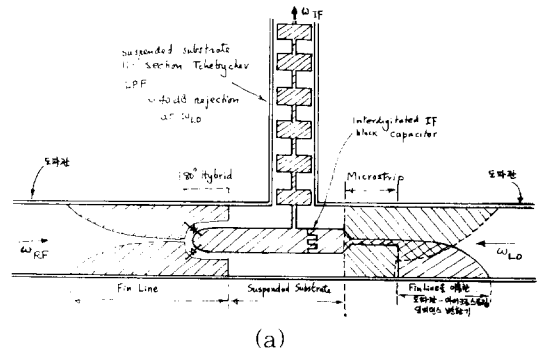
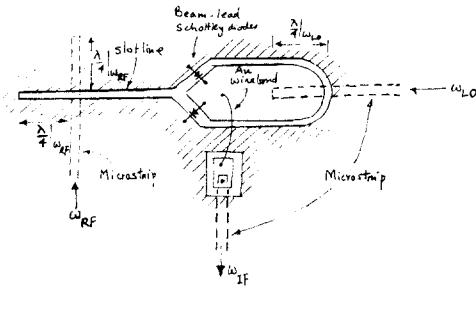


그림 11. 6/4λ 180° Hybrid를 이용한 마이크로웨이브 Single Balanced 주파수혼합기 회로 구성도



(a)



(b)

그림 12. a) Fin Line을 이용한 Single Balanced 주파수혼합기의 회로와 b) 같은 원리를 이용하였지만 구성을 변화시킨 회로도

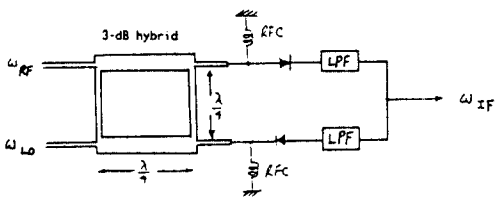
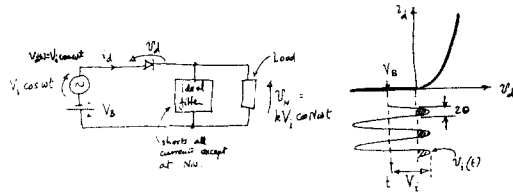


그림 13. 3dB 90° Hybrid를 이용한 Single Balanced 주파수혼합기 회로

3. 주파수체배기

비선형저항의 주파수혼합기의 비선형저항은 입력 신호의 고조파를 발생시키는 성질을 이용하여 주파수 체배기능을 가지는 회로로 설계 할 수 있다. 순방향에서는 자승법칙이 적용되고 역방향에서는 차단되는 다이오드를 이용하여 간단한 체배회로를 설계할 수 있다. 즉 $i_d = \alpha V_d^2 (V_d < 0)$ 와 $i_d = 0 (V_d \geq 0)$ 의 조건으로 아래와 같은 회로기능을 꾸밀수 있다.



2체배 기능을 가진 실제회로의 구성은 아래 그림과 같이 할 수 있다.

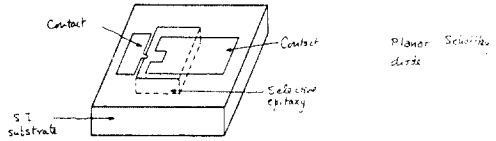
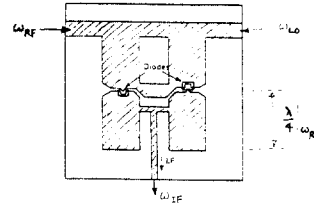
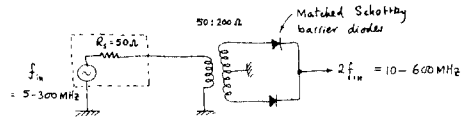


그림 14. 94GHz에서 동작하는 GaAs 기관에 Monolithic IC 화한 Single Balanced 주파수혼합기 회로

IV. 비선형 리액턴스를 이용한 회로

1. 바랙터

마이크로웨이브대와 mm-파대의 주파수영역에서 비선형리액턴스는 PN 접합과 Schottky 장벽에 연관된 공핍층 캐패시턴스에 의해서 생성된다. Step Recovery(전하저장 : Charge Storage)바랙터에서는 순방향바이어스에 주입된 소수캐리어로 인한 확산캐패시턴스도 비선형리액턴스로 이용된다. MIS(Metal-Insulator-Semiconductor) 구조의 전압에 좌우되는 캐패시턴스 또한 같은 용도로 이용될 수 있다. 이러한 전압조절 캐패시터를 바랙터라 부른다. 비선형 인덕터는 마이크로웨이브대에서 손실이 커서 보통 사용되지 않는다.

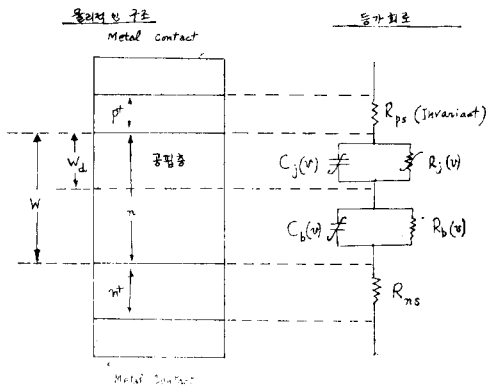
가변캐패시턴스 원리에 기초한 마이크로웨이브 소자의 가능성이 1958년 Uhlir [184]에 의해 실현되었다. 이때 바랙터가 Parametric 주파수혼합기, 주파수체배기(고조파발생기), 주파수분할기, 스위치, 제한기, 그리고 전압조절회로(VCO와 필터)에 이용될 수

있다고 주장하였다. 그가 제안했던 모든 회로들이 실현되었는데 본고에서는 지면이 허락하는한 중요한 회로들을 포함시킨다.

마이크로웨이브대에서 바랙터다이오드는 최소의 손실특성을 갖도록 설계되어야 한다. 반도체물질, Si와 GaAs가 주로 이용된다. 직렬저항을 줄이기 위해 Epitaxial 과정이 보통 채택된다.

1) P'nn' 바랙터의 등가회로

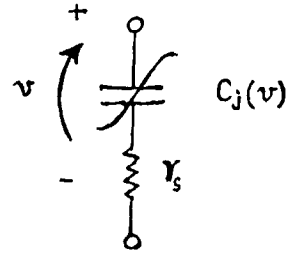
Abrupt 접합구조를 가지는 보통의 P+nn+ 바랙터에 역방향바이어스를 인가했을 때에 실제구조와 등가회로를 아래그림에서 보여준다.



윗그림은 역방향으로 바이어스된 공핍층과 이에 연관된 등가회로소자 $C_j(v)$ 를 보여준다. 공핍층의 폭 W_d 는 n영역의 나머지가 소모됨에 따라 증가되므로 $R_b(v)$ 는 전압에 좌우되는 저항을 나타내는데, 이렇게 W_d 가 변하는 것은 인가된 전압과 도핑 정도에 따라 다른 함수로 표현 할 수 있다. R_b 는 n영역이 밀도있게 도핑되어있어서 주요 손실원이 된다. 도핑이 진하게 되어있기 때문에 공핍층이 기저영역(전체의 폭 W)으로 깊게 연장 될 수 있다. 이것이 전압에 좌우되는 캐패시턴스 $C_j(v)$ 를 발생시킨다. 만일 W 가 아주 적으면, $v=V_{br}$ 일때 공핍층이 n' 영역에 도달된다. 이러한 효과가 $C_j(v)$ 의 총 범위와 일치하는 최대의 품질인수 Q 를 제공한다. 보통의 바랙터에 대해서 W 는 꽤 넓기 때문에 $R_b(v)$ 는 $V_{br} \leq v \leq 0$ 의 범위에 대하여 크게 변하지 않는다. n형의 베이스의 저항률 ρ 는 설계에 있어서 중요하게 고려해야 할 변수이다.

저항 $R_b(v)$ 는 공핍층에서 발생하는 손실을 나타낸다. 보통 $10M\Omega$ 보다 크고 UHF대 이상의 주파수에서는 $C_j(v)$ 에 의해 에너지가 통과되므로 중요하지 않

다. 그래서 보통 역방향으로 바이어스된 P+nn+ 바랙터는 아래그림과 같은 등가회로로 표시된다.

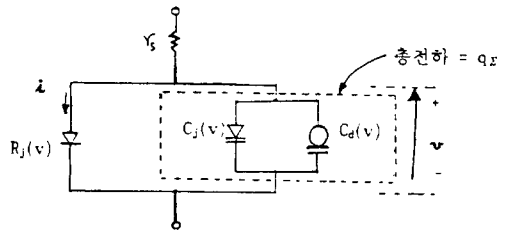


여기서 $r_s = R_{ps} + R_b(v) + R_{ns} \approx$ 상수이다. 다른 조건하에서는 좀 더 복잡한 등가회로가 적당할 수 있다.

실제에서, 바랙터는 패키지 내에 부착되어 있기 때문에 패키지로 인한 파라시틱 캐패시턴스와 인덕턴스가 등가회로에 부과되어야 한다. 기본적으로 바랙터는 비선형 q-v 특성을 가진 소자이기 때문에 캐패시턴스는 작은 신호량으로 정의되어질 수 있다. 말하자면 "대신호 캐패시턴스" 또는 "등가대신호 캐패시턴스"는 정확하게 정의된 양이 아니다. 이것은 v-i특성에 의해 적당하게 정의된 비선형 저항성의 소자의 경우에서 잘못 정의된 개념인 "대신호저항"에 비유된다.

· 전체적인 등가회로 바랙터 모델

아래 그림은 pn접합과 쇼트키장벽바랙터에 적용될 수 있는 등가회로이다. SPICE에서 사용되고 있는 비선형다이오드 모델과 비슷하다.



여기서 $C_j(v)$ 와 $C_d(v)$ 는 공핍층 캐패시턴스와 확산 캐패시턴스를 나타내고 있다. 캐패시턴스는 소신호(선형)개념에서 이용되는 한 $C_j(v)$ 와 $C_d(v)$ 의 대신호 영향을 총전하 q_x 으로 표시하는 것이 기본적이다.

$$q_x = \frac{-C_j(0)\phi_0^2}{1-\gamma} (\rho_0 - v) + \tau_s I_s [\exp(\Delta v/n) - 1]$$

공핍층 전하 확산캐패시터 전하

· 바랙터의 품질인수(Quality Factor)

$$Q_r = \frac{\omega C_s \sum R_j^2}{r_s [1 + (\omega C_s \sum R_j)^2] + R_j}$$

여기서 r_s 는 전압과 무관하다. 만일 역방향 바이어스에서와같이 R_j 가 굉장히 크면, Q_r 는

$$Q_r(v) = \frac{1}{\omega C_j(v) r_s}$$

와 같이 되는데 생산자들이 공급할때($v=0$ 일때) 인용하는 변수이다. 순방향에서는 확산캐패시턴스가 C_p 보다 커지고, 순방향에서의 품질인수 Q_r 는 항상 작게된다.

2) 바렉터 차단주파수

생산자들이 공급할때 제공하는 소자의 특성을 나타내는 변수중에 하나로써 리액턴스 $[\omega g(v)]$ 이 r_s 와 같게 되는 주파수로 정의된다.

$$f_c(v) = \frac{1}{2\pi r_s C_j(v)}$$

보통 $v=0$ 에서 정의되는데, 이때에는

$$f_c(0) = \frac{1}{2\pi r_s C_j(0)}$$

$v=-6[v]$ 에서 정의되는 경우도 있는데

$$f_c = \frac{1}{2\pi r_s C_j(-6v)}$$

$C_j(-6v)$ 가 $C_j(0)$ 보다 훨씬 적으므로 차단주파수에 대해 좀 더 직관적인 값을 준다.

일반적으로 $f_c(v) = f_{QR}(v)$ 인데, 역방향에서의 품질인수이다 주파수를 곱하면 차단주파수이기 때문에 측정목적으로 매우 유용하다.

위에서 정의한 바와 같이 차단주파수는 "소신호" 조건에서 바렉터의 손실을 나타낸다. 대신호조건에서 바렉터의 손실을 측정하기 위해서는 대신호 차단주파수 F_c 를 달리 정의한다. 이 차단주파수는 역방향의 유전체봉개($v=-V_{BR}$)로부터 순방향전도가 시작되는($v=0$) 경우까지 적용 가능하다.

바렉터의 대신호차단주파수는

$$F_c = \frac{1}{2\pi \gamma_s} (S_j^{\max} - S_j^{\min})$$

여기서 $S_j(v)=1/C_j(v)$ 로서 접합 임피던스이다. 그래서 $S_j^{\min}=1/C_j(0)$, 0 전압에서의 임피던스이고,

$$S_j^{\max} = \frac{1}{C_j(V_{BR})} = \frac{1}{C_j(0)} (1 + V_{BR})^\gamma$$

는 역방향에서

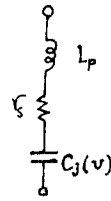
유전체 봉개가 발생하는 전압에서의 일라스턴스이다. S_j^{\min} 과 S_j^{\max} 를 윗 식에 대입하면

$$F_c = f_c(0) [(1 + \frac{V_{BR}}{\phi_0})^\gamma - 1]$$

으로 대신호 차단주파수

가 소신호 차단주파수의 함수로 표현된 것이다.

3) 바렉터 임피던스



패키지 캐패시턴스 C_p 를 생략했을 때 바렉터의 역방향 바이어스에 대한 등가회로는 아래그림과 같다. 이 경우, 다이오드의 직렬공진주파수는

$$f_{SR}(v) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_j(v)}} \quad \text{이고}$$

$$F_c(v) = \frac{1}{2\pi r_s C_j(v)} \quad \text{이 된다.}$$

바렉터의 소신호 임피던스는

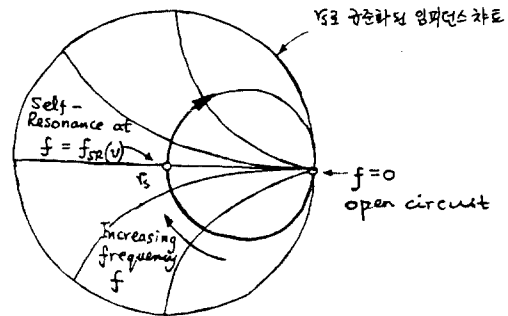
$$Z_v = j\omega L_p + r_s - \frac{j}{\omega C_j(v)}$$

r_s 로 규준화하면

$$\frac{Z_v}{r_s} = 1 - j \frac{f_c(v)}{f} [1 - (\frac{f}{f_{SR}(v)})^2]$$

윗 식은 바렉터 임피던스가 직렬공진주파수에서는 캐패시턴스의 성질을 가지지만, 이상의 주파수에서는 인덕턴스의 성질을 갖는다는 것을 보인다.

스미스차트상의 일정한 전압에 대한 바렉터 임피던스를 그리면 아래와 같다.



결과적으로 차단주파수 $f_c(v)$ 와 직렬공진 주파수 $f_{SR}(v)$ 를 측정함예의해 주파수의 함수로서 임피던스를 알 수 있다(이전에 등가회로가 성립하는 한)

바레타의 등가회로의 소자들의 값을 찾는 측정은 바레타의 설계에 있어서 중요한 요소이다. 이러한 회로소자들의 값으로부터 차단주파수 $f_c(v)$ 와 캐패시턴스의 비선형인수 γ 를 유도 할 수 있다.

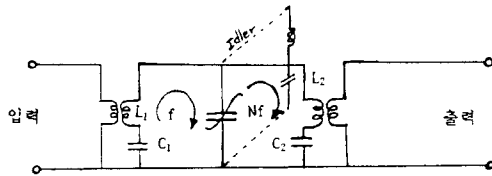
2. 파라메트릭 주파수 체배기

비선형 저항의 주파수 체배기의 경우, 최적효율이 심하게 제한을 받지만, 이러한 제한성은 광대역 동작이 요구될때 허용될 수도 있다. 비선형 저항을 가지고 고조파 발생을 할 경우 최대 효율은

$$\frac{P_N}{P_1} \leq \frac{1}{N^2}$$

에 의해 제한된다. 여기서 P_1 과 P_N 은 기본주파수와 N 번째 고조파 주파수에서 이용 가능한 전력이다. 그렇지만 Manly-Rowe 방정식은 비선형 리액턴스를 이용하면 이론적인 효율이 100%에 이를 수 있다는 것을 보인다.

가장 간단한 체배회로는 아래와 같이 보인다.



$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad N\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} - 1$$

No idler	$1/2\omega, 2\omega$
One idler	$1/4\omega, 3/2\omega, 3\omega, 4\omega$
Two idler	$1/8\omega, 3/4\omega, 5/4\omega, 5/2\omega, 5\omega, 6\omega, 8\omega$
Three idler	$1/16\omega, 3/8\omega, 5/8\omega, 7/8\omega, 9/8\omega, 7/4\omega, 9/4\omega, 7/2\omega, 9/2\omega, 7\omega, 9\omega, 10\omega, 12\omega, 16\omega$

N이 2 보다 크면 하나 이상의 idler 회로가 효율을 증가시키기 위해 첨가된다. 결과적으로 바레타가 abrupt($\gamma=1/2$)이고 Idler가 없으면 단지 2체배 또는 1/2 분할만이 가능하다. Idler가 하나 있으면 4개의 부가적인 주파수가 발생되고, Idler가 2 또는 3개가 있을때 가능한 주파수는 아래 표와 같다. Idler를 설계 할 때는 체배기의 입출력단에 Idler가 나타나지 않게 하여야 하고, 가능한한 삽입손실을 줄여야 한다.

4GHz → 12GHz로 출력시키는 3체배기의 실제회로와 등가회로가 그림 15에서 보인다.

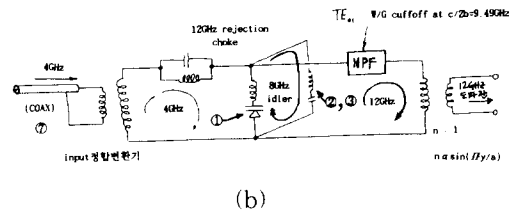
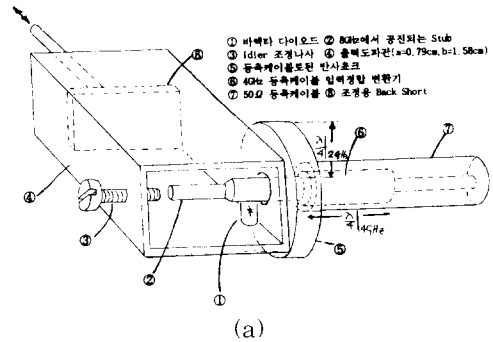


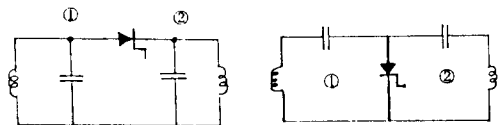
그림 15. 4 → 12GHz의 3 체배기의

(a) 실제회로와 (b) 등가회로. 가로지르는 스텐드(2)와 조정나사(3)은 바레타 다이오드의 캐패시턴스와 인덕턴스와 함께 8GHz의 Idler 루트를 형성한다.

3. 스텝-리커버리(SRD) 체배기

PN 접합 바레타 내의 확산 캐패시턴스의 이용으로 공핍층바레타 체배기와는 아주 다른 Idler없이 고차 배의 주파수체배가 가능한 것을 발견하였었다. 그림 16에서는 이상적인 공핍층 바레타와 이상적인 SDR와의 특성차이를 보여주고 있다.

SRD를 직렬, 그리고 병렬 연결한 2가지 기본적인 주파수체배 회로 형태가 있다. 전압조절 또는 직렬형 회로에서 입출력 ①과 ②사이의 커플링은 SRD의 캐패시턴스에 따라 증가 한다.전압조절 또는 병렬형 회로에서, 입출력 루프 ① 과 ② 사이의 커플링은 SRD의 인덕턴스에 따라 증가한다.



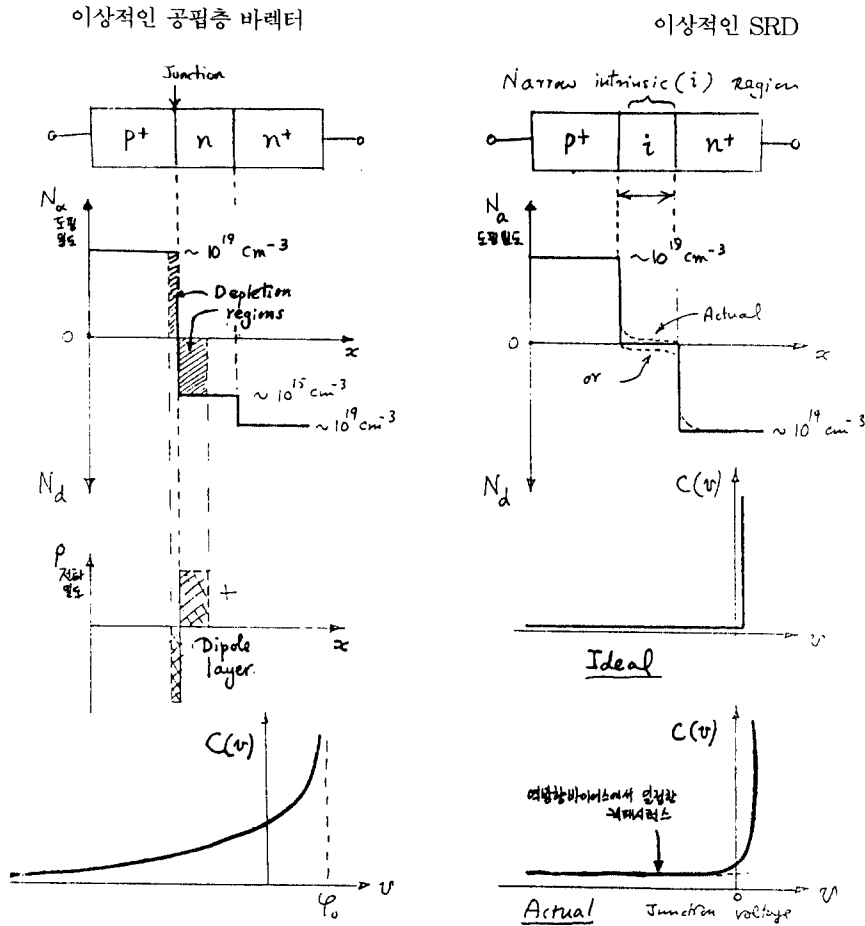
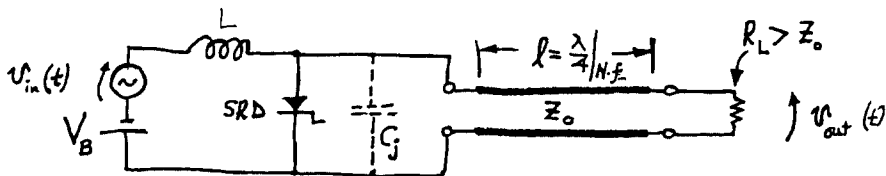


그림 16. 이상적인 공핍층바렉터와 이상적인 SRD와의 차이점



직렬형에 대한 연구가 한창 진행되었었지만 SRD의 열처리(Heat Sink) 문제에 어려움이 있어 실제에는 쓰이지 못하고있다. 반면에 병렬형은 위의 문제점이 없고, Impulse의 발생회로로 고려된다.

· 고조파 발생기

Impulse 발생회로에서 입력전력은 많은 수의 주파수 성분으로 분리된다. 고조파 발생기에서는 원하는 스펙트랄 성분의 에너지를 집중적으로 고려함으로써 효율을 크게 증가시킬 수 있다. 전송선 공진구조를

이용해 이와같은 효과를 낼 수 있는데, 이에대한 프로토타입 회로는 아래 그림과 같이 구성 할 수 있고 실지의 SRD 고조파 발생회로에 대한 회로와 Block Diagram이 그림 17에서 보여진다.

4. 파라메트릭 주파수 혼합기

주파수 혼합이 비선형 리액티브(저항성 Parasitics도 포함될 수도 있음)에 의해 이루어지면, 이회로를 "파라메트릭 주파수변환기" 또는 "바렉터 주파수변환기"라

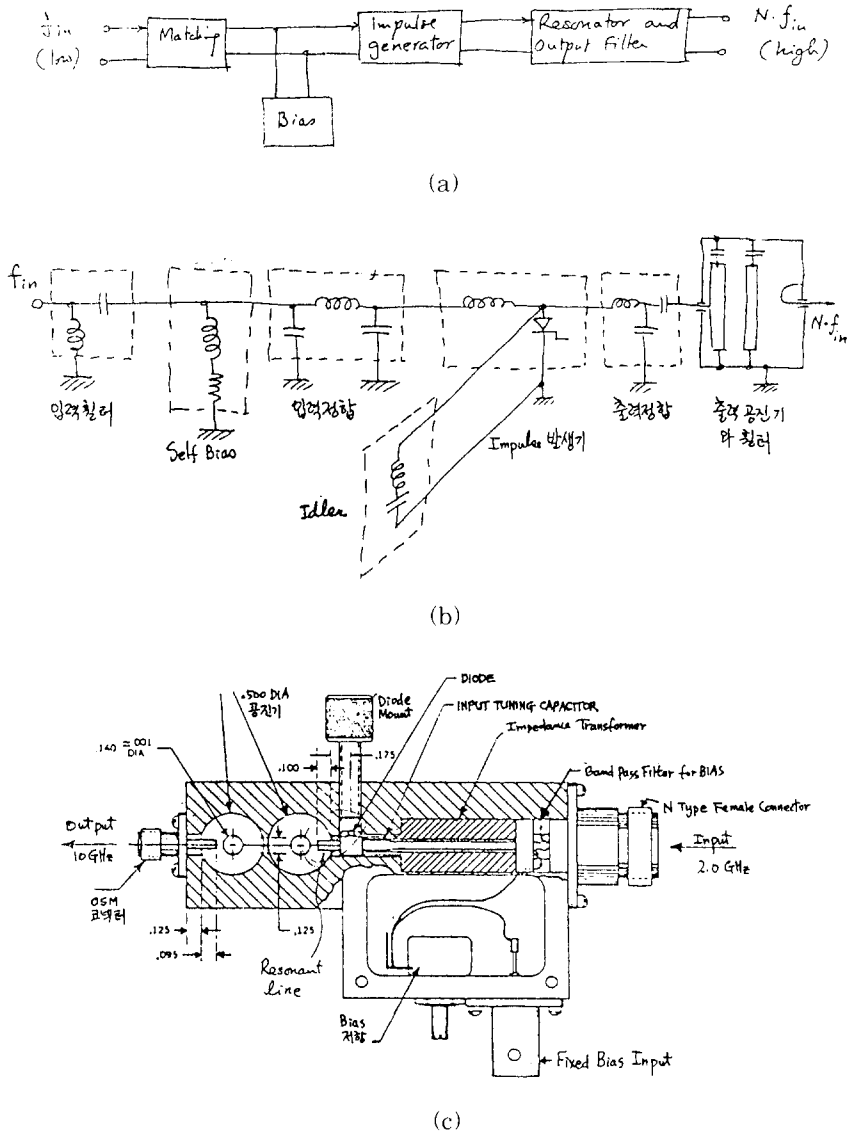


그림 17. 실지의 SRD고조파 발생기의 a) Block Diagram.
 b) 회로도와 c) $f_{in}=2GHz$ $f_{out} \times \text{Band}$ 의 실지 SRD 체배기

불리우지만, 결과적으로 주파수혼합기의 범주를 넘지 못한다. 파라메트릭주파수혼합기는 기본적으로 역방향으로 바이어스된 바랙터 다이오드이다. 여기에 국부발진용 전력과 RF입력신호가 인가된다. RF전류는 앞에서 저항성 주파수혼합기에서 언급한 바와 같이 모든 국부발진주파수 ω_{LO} 와 신호주파수 ω_{RF} 에 대한 모든 고조파에 대한 모든 고조파의 합과 차, 즉 $M\omega_{LO} \pm N\omega_{RF}$ 를

포함하므로 원하는 신호를 추출하기 위한 필터를 적당한 곳에 삽입하여야 한다.

파라메트릭주파수혼합기는 저잡음소자이고 변환이득을 가질수 있다. 그리고 광대역의 주파수범위에서 동작되게 설계할 수 있다. 실지의 파라메트릭주파수혼합기의 등가회로. 15GHz의 상측파대 주파수 상향변환기가 그림 18에서 보여주고 있다.

위의 설계에서, 바랙터는 ω_{LO} 와 ω_{IF} 사이에서 추가적인 조정이 필요없게 직렬공진구조를 취하고 있다. 비대칭적인 Coupled-line필터(BPF)가 50 Ω로부터의 임피던스변환을 하고 있다. $f_{RF}=2.4\text{GHz}$ 에서 4.7mW의 입력전력과 $f_{LO}=12.7\text{GHz}$ 에서 40mW의 국부발진전력으로 $f_{IF}=15.1\text{GHz}$ 의 10mW 출력을 얻었다.

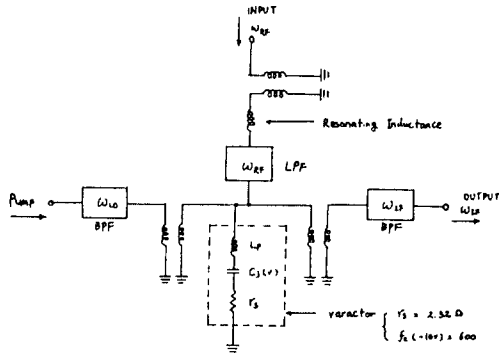


그림 18. 마이크로웨이브 집적회로의 형태를 취하고 있는 실제의 15GHz의 상측파대 주파수 상향변환기의 등가 회로

V. 결론

비선형마이크로웨이브회로를 분류하는 기준을 일반적으로 소개하고, 비선형저항과 비선형리액턴스로 설계되는 회로의 종류를 각각 나열하였다. 비선형저항을 이용한 회로의 예로 전력검파기, 주파수혼합기, 주파수 체배기에 대하여, 그리고 비선형 리액턴스를 이용한 회로의 예로 파라메트릭 주파수체배기, 스텝-리커버리 다이오드체배기(고조파 발생기), 파라메트릭 주파수혼합기에 관한 간략한 소개를 했다.

사실상 마이크로웨이브 대역의 비선형 회로의 범위는 굉장히 넓어서 위에서 소개한 내용은 일부분에 지나지 않는다. 이외에 고전력 증폭기, 파라메트릭 증폭기, 발진기, GaAs FET를 이용한 비선형 회로(이득이 요구될때), 주파수 분할회로, 스위치에 대한 고려와 선형 시스템으로부터 비의도적으로 발생하는 혼변조등의 비

선형 현상에 관한 고려는 다음 기회로 미룬다.

본고에서 마이크로웨이브 대역 비선형 회로의 소개로, 우리나라에서도 비선형회로의 중요성이 널리 인식되어 연구개발활동이 활발히 이루어졌으면 한다.

參考文獻

- [1] R.G. Harrison, Nonlinear Microwave Device and Effects, Course Note, Ottawa-Carleton Research Institute, 1985.
- [2] T.Berçeli, *Nonlinear Active Microwave Circuits*, Elsevier Science Publishers, Amsterdam, 1987.
- [3] S.Kumagai, S.Kawamoto, "Multistable Circuit Using Nonlinear Reactances", IRE Trans. Circuit Theory, vol. CT-7, no.4, Dec.1960, pp.432-440
- [4] V.Manassewitsch, *Frequency Synthesizers. Theory and Design*, New York, John Wiley, 1976.
- [5] M.J.Howes and D.V.Morgan, *Variable Impedance Devices*, John Wiley & Sons, 1978.
- [6] K.C.Gupta and A.Singh, *Microwave Integrated Circuit*, Wiley Eastern, 1974.
- [7] F.A.Benson and F.Winder, "Nonlinear Resistance Harmonic Generators", *Electronic Letters*, Vol.3, No.12, Dec.1967, pp.534-535
- [8] A.Uhlir, "The Potential of Semiconductor Diodes in High Frequency Communications", *Proc. IRE*, Vol.46, 1958, pp.1099.
- [9] P.Penfield and R.Rafuse, *Varactor Application*, MIT Press, Cambridge MA, 1962.

筆者紹介



金仁奭

1947年 8月 4日生

1974年 2月 경희대학교 전파공학과 (학사)

1980年 8月 한국방송공사 기술국 기술사원

1983年 2月 캐나다, Univ. of Ottawa(석사)

1985年 8月 캐나다, General Instrument (Senior Engineer)

1990年 10月 캐나다, Univ. of Ottawa (박사)

1991年 2月

캐나다, Space Agency, David Florida Lab. Research
Scientist

1994年 ~ 현재

경희대학교 전자공학과 조교수

주관심분야: 전자파 전파 현상에 대한 시간영역의 수치적 모델링, 비선형 마이크로웨이브 회로, 주파수관리공학, 마이크로웨이브 고전력 진공관식 증폭기(TWTA, klystron 등), mm-파 전송매체의 Discontinuity 연구