

**YÜKSEK LİSANS KURULU
DOKÜMANİSTASYON MERKEZİ**

**MİLİMETRE DALGABOYUNDA
YÜZGEÇ HAT KARIŞTIRICI TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Demet Sevil ARMAĞAN**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 12 Haziran 1995

Tezin Savunulduğu Tarihi : 29 Haziran 1995

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Osman Palamutçuoğlu

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Bingül Yazgan

Prof. Dr. Ercan Topuz

ÖNSÖZ

Beni mikrodalga dalında çalışmalara yönlendiren ve bu çalışma boyunca yol göstericiliğini benden esirgemeyen danışman hocam sayın Prof. Dr. Osman Palamutçuoğulları'na teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Ayrıca mikrodalga çalışmalarımda beni destekleyen TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Bölüm Başkanlığına, Prof. Dr. Alexey Vertiy ve Alexander Dymnikov'a ve bana her zaman destek veren arkadaşım Sevinç Aydınlık'a; yine bu çalışmanın yürütülmesi sırasında yardımlarını esirgemeyen TÜBİTAK Mikrodalga Laboratuvarı ve Yarıiletken Laboratuvarında çalışmalarını sürdüren arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Haziran, 1995

Demet Sevil ARMAĞAN

İÇİNDEKİLER

ÖZET	V
SUMMARY	VI
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
1.1 Mikrodalga Alıcı Devreleri	1
1.1.1 Elde Edilebilir Güç	3
1.1.2 Etkin Gürültü Sıcaklığı, Gürültü Sayısı, Çalışma Gürültü Sıcaklığı ...	4
1.1.3 Etkin Gürültü Sıcaklığı ve Ardarda Bağlı Sistemlerin Gürültü Sıcaklığı	6
1.2 Temel Karıştırıcı Teorisi ve Spektrum Analizi	8
1.3 Karıştırıcı Performansı	11
1.3.1 Dönüştürme Kazancı	11
1.3.2 Etkin Gürültü Sayısı ve Gürültü Sıcaklığı	12
1.3.3 Distorsiyon ve Çapraz Modülasyon	15
BÖLÜM 2. TEK DENGELİ KARIŞTIRICILAR	19
2.1 Giriş	19
2.2 Temel Çalışma Prensibi	20
2.3 Schottky Barrier Diyotlar	24
2.4 Tek Dengeli Karıştırıcı RF Empedansı	25
2.5 Tek Dengeli Karıştırıcı IF Empedansı	26
BÖLÜM 3. DÜZLEMSEL VE DÜZLEMSEL GİBİ DAVRANAN İLETİM HATLARI	29
3.1 Giriş	29
3.2 Mikroşerit Hatlar	33
3.2.1 Giriş	33

3.2.2 Mikroşerit Hatlarda Karakteristik Empedans ve Etkin Dielektrik Sabiti	35
3.3 Yüzgeç Hatlar	36
3.3.1 Giriş	36
3.3.2 Kılavuzlanmış Dalgaboyu ve Karakteristik Empedansın Frekans Bağımlılığı	38
3.3.3 Tek Taraflı Yüzgeç Hatlarda Kesim Frekansı ve Karakteristik Empedans	39
3.3.4 İki Taraflı Yüzgeç Hatlarda Kesim Frekansı ve Karakteristik Empedans	42
3.4 Eşyüzeyle Dalgakılavuzu	44
3.4.1 Giriş	44
3.4.2 Eşyüzeyle Hatlarda Karakteristik Empedans ve Etkin Dielektrik Sabiti	46
BÖLÜM 4. MİKROŞERİT ALÇAK GEÇİREN SÜZGEÇLER	48
4.1 Giriş	48
4.2 Alçak Geçiren Süzgeç Tasarımı	49
4.3 Sonuç	61
BÖLÜM 5. KARIŞTIRICI DEVRESİNİN TASARIMI	64
5.1 Dalgakılavuzundan Yüzgeç Hatta Geçiş	64
5.2 Yüzgeç Hatlarda Geçiş	67
5.3 RF Giriş ve IF Çıkış Empedansları	68
5.4 Eşyüzeyle Dalgakılavuzundan Yüzgeç Hatta Geçiş	69
5.5 IF Çıkış Süzgeci	71
5.6 Karıştırıcı Devresinin Fiziksel Gerçeklenmesi	71
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	73
KAYNAKLAR	75
EKLER	79
ÖZGEÇMİŞ	106

ÖZET

Radar, radyometre ve haberleşme sistemleri için milimetre dalga frekanslarındaki uygulamalar son yıllarda oldukça önem kazanmıştır. Bu karıştırıcı tasarım çalışması, pasif bir algılayıcı olan radyometre gerçekleştirilmesinde kullanılmak üzere yapılmıştır. Bahsedilen 8 mm dalga boyundaki radyometre ile bitki örtüsünü incelemek amaçlanmaktadır. Tasarlanacak karıştırıcının işaret frekansı 34 GHz ve ara frekansı 2.5 GHz olarak belirlenmiştir.

Milimetre dalgaboyunda çalışan ve oldukça zayıf işaretleri algılaması gereken bir karıştırıcının duyarlılığının çok yüksek olması gerekir. Ancak milimetre dalgaboyunda çalışan devrelerde saçılım, zayıflama, süresizlikler ve kavislerden kaynaklanan kayıplar, küçük boyut zorunluluğu ve bundan kaynaklanan mekanik problemler tasarımcıyı zorlar.

Radyometrenin önkatında kullanılacak bu karıştırıcı için yapılan etüd çalışmalarında yüzgeç hatları (fin line) ile tek dengeli karıştırıcı tasarımı yapmanın en uygun çözüm olduğu görülmüştür. Diyot olarak GaAs Beam Lead Schottky Barrier diyotlar kullanılmıştır. Karıştırıcının RF ve LO girişleri yüzgeç hatlarla yapılmış; IF çıkışı için mikroşerit alt geçiren süzgeç tasarlanmıştır. Tasarlanan devrenin maskesi, dielektrik malzeme (Duroid-5880) üzerine pozlandırılmış daha sonra metal kılıfı hazırlanmıştır.

Yapılan incelemelerden bu karıştırıcı topolojisinin 110 GHz'e kadar kullanılabileceği görülmüştür.

SUMMARY

BALANCED FINLINE MIXER DESIGN IN MILLIMETER WAVE BAND

Rapidly expanding activities in millimeter-wave hardware developments have created an urgent need for broad-band mixers for the receivers used in remote sensing, radio astronomy, ecology, electronic warfare, surveillance, meteorology, radiometer, and communication systems. During the past decade, significant improvements have been made in millimeter-wave mixers. Most of this, however, have been limited to narrow-band applications. Recently, several broad-band mixers have been built in waveguide circuits.

The use of GaAs beam-lead Schottky diodes in integrated circuit mixers provides low noise performance and avoids a mechanical diode contact in whisker-contacted mixers and therefore has better reliability and needs less assembly.

Integrated circuit technologies provide the advantages of low cost, light weight, and small size. These also have the potential of direct translation into monolithic circuits and even large-scale integration. For a transmission structure to be suitable as a circuits, one of the principal requirements is that the structure should be "planar" in configuration. A planar geometry implies that the characteristics of the element can be determined from the dimensions in a single plane. Various forms of planar transmission lines have been developed for use in millimeter wave integrated circuits (MWICs). The microstrip line, inverted microstrip line, slot line, coplanar waveguide and coplanar strip line are representative planar transmission lines. The circuits realized using any one of

the aforementioned transmission lines or combinations of them have distinct advantages such as light weight, small size, improved performance, better reliability and reproducibility, and low cost. They are also compatible with solid state chip devices.

Integrated circuits employing these structures at microwave frequencies have been widely discussed in the literature. When a slot line is placed in a waveguide bridging the broad walls, the structure is popularly known as a finline.

Finlines are frequently used in MWICs because of their favorable properties, such as low dispersion, broad single mode bandwidth, moderate attenuation, and compatibility with solid state chip devices. As is evident, finline structures are quasi-planar as compared to microstrip-like structures. Since the substrate of the finline lies in the E plane of the rectangular waveguide, such lines are also called E-plane transmission lines. E-plane circuits can also be realized using microstrip, coplanar lines, and suspended microstrip.

It is evaluated that approximately 110 GHz is the upper frequency limit for utility of the above-mentioned transmission media in MWICs. This limitation results from the combination of techniques required for meeting fabrication tolerances and handling fragility and mode suppression. Losses in this structures at higher frequencies also become significant. Radiation losses from bends, discontinuities, and surface waves pose a serious problem in the case open structures. However, this problem can be partly alleviated by using metallic shielding.

This mixer design study is a part of the 8 mm wavelength radiometer. It is aimed to investigate the vegetation canopy using this radiometer. Mixer is the first device for the passive sensors like radiometer, radiotelescope, etc. So there

are a lot of studies to improve the mixer performance. It was decided to design Dicke type radiometry and it has the two IF stage. Designed mixer is the first stage of the radiometer and its characteristics defined as RF frequency 34 GHz, IF frequency 2.5 GHz and bandwidth 600 MHz.

For this millimeter wavelength mixer design, firstly mixer theory has been examined carefully. Then it was decided to use a finline configuration and GaAs beam-lead Schottky barrier diodes in a single balanced mixer.

Single balanced mixer can be obtained by combining two single ended mixers. The two diodes are driven in opposite phase. Various hybrids and baluns are used to supply the RF and LO power to the two mixer diodes. In this study, RF and LO power are splayed via finline structure (See Fig.1). To employ the diodes in opposite phase, coplanar waveguide is used. On the otherhand, it is necessary to take IF signal from a diode. IF signal is at 2.5 GHz frequency and it can be used microstrip line for this port. That's means we have to use special balun to combine the coplanar waveguide, finline and microstrip. This balun

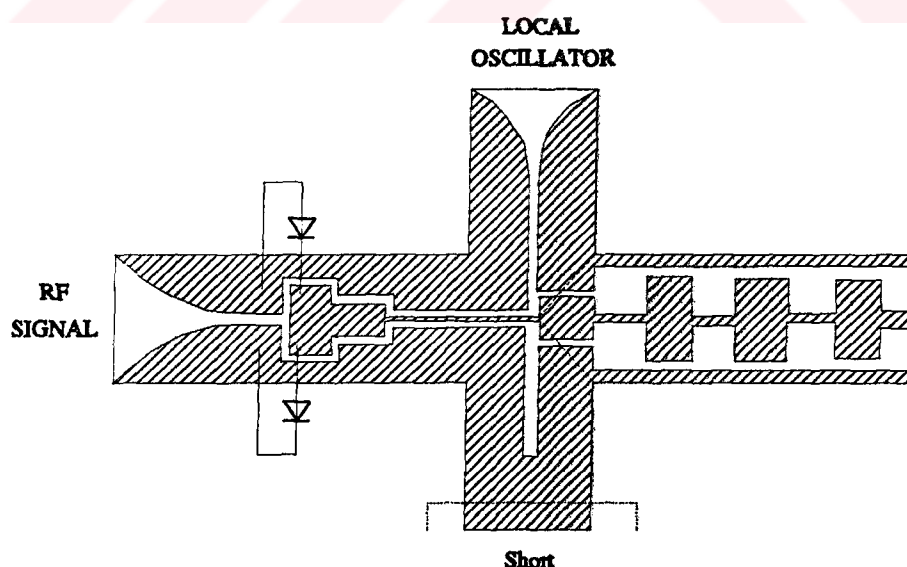


Figure 1. Balanced Finline Mixer at 8 mm

(like a Marchand balun) have been discussed in the literature [22].

The other problem for this millimeter wave mixer conjugation is waveguide to finline transition. Quarter-wave matching transformer is used for this transition [19].

A fundamental limitation on the sensitivity of a microwave receiver employing a diode mixer arises from the fact that in the frequency conversion process only a fraction of the available RF signal power is converted into power at the intermediate frequency. Some RF signal is also converted to the usually unwanted image frequency and other harmonics, too. This 'overall' loss is dependent primarily on the diode junction properties, and secondarily on the diode's packages parasitics(i.e., mismatch of signal power by R_s , C_j) and on the match at the input and output ports of the mixer.

Any impedance mismatch at the signal and LO frequencies not only results in signal loss due to reflection but also affects the IF impedance at the IF terminals of the mixer, an effect that becomes more serious for mixer diodes with low conversion loss. The IF impedance is the impedance seen looking into the IF port of a mixer. It is important to match this impedance to the IF amplifier input. The pertinent mixer diode IF impedance (Z_{IF}) is that impedance at the output terminals of the mixer when the mixer diode is driven by a local oscillator. The IF impedance is a function of the local oscillator power level and also depends on the RF properties of the mixer and the circuits connected to the RF terminals of the mixer.

In this study RF and IF impedance of the mixer is calculated. IF port is matched the IF output impedance, but RF port could not matched.

Lastly, IF filter was designed for this mixer. In the mixer, RF and LO signals produce $nf_{RF} \pm mf_{LO}$ products. The desired IF output is either $f_{RF} + f_{LO}$ or $f_{RF} - f_{LO}$ (upper and lower sidebands) and the IF filter is usually selected to pass only one of these outputs. If it is desired $f_{RF} - f_{LO}$ output, usually low-pass filter is designed at IF port. For this finline mixer, microstrip low-pass filter is designed at 2.8 GHz.

Microwave filters can be design using low frequency prototype filter synthesis techniques. For this filter design insertion-loss method is used. Firstly, a prototype low-pass filter is designed selecting Chebyshev type filter. The element values are determined for 30dB attenuation, and 0.1dB ripple at 2.8 GHz cutoff frequency. Then, this filter is designed with the microstrip line technology. A Duroid substrate is used with permittivity 2.2 and thickness 0.38mm. The ladder network of capacitors and inductors by using cascaded microstrip sections is implemented, and the performance of the filter is measured.

After the configuration of the mixer is complete, print circuit diagram has been obtained by using Ledit computer program. Then the plane circuit is prepared. After the creating metallic shielding GaAs beam-lead Schottky diodes are located on the plane circuit, and performance of the mixer is measured.

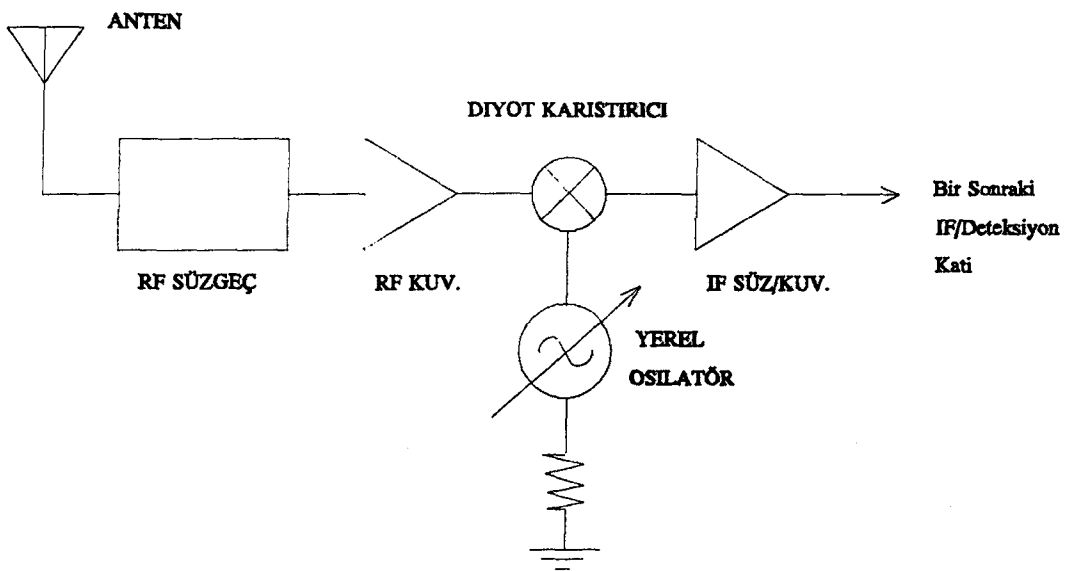
All the investigations on millimeter wave receivers show that this finline mixer configuration can be used until 110 GHz frequency.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Mikrodalga Alıcı Devreleri

Günümüzde hızla gelişen haberleşme sistemleri için sistemin temel yapıtaşı olan alıcı ve vericileri incelememek olası değildir. Haberleşme mühendisliğinin temel problemi iletilen bilgiyi hatasız olarak almaktır. Ancak işaret, iletim ortamından geçerken girişim ve gürültü dolayısıyla bozulur. İletim ortamından kaynaklanan bozulmaları bertaraf etmek üzere birçok sistem tasarım çalışmaları yapılmış ve yapılmaktadır. Sistem performansını arttırmak, sistemi oluşturan birimlerin performansını iyileştirmekle direkt ilgilidir. Temel bir alıcı sistemde karıştırıcının rolü büyüktür. Karıştırıcının temel teorisine geçmeden önce sistem içindeki rolüne değinmek yararlı olacaktır.



Şekil 1-1 Modern bir haberleşme sisteminin RF ve IF katı.

Şekil 1-1 'de diyot 'karıştırıcının kullanıldığı modern bir haberleşme sisteminin RF ve IF katı gösterilmektedir.

Bilindiği gibi anten, gelen RF işaretini toplamaya yarar ve bunun yanı sıra, boşluk ile alıcının giriş empedansı (genelde 50Ω) arasında empedans dönüştürücü rolünü üstlenir. Alınan frekans bandı RF süzgeç tarafından seçilir ve daha sonra kuvvetlendirilir. RF süzgeç yalnızca RF bandını geçirmek için değil, aynı zamanda $2f_{LO} - f_{RF}$ frekansındaki hayal işaretlerini ayırt edecek şekilde tasarlanır. Diyot karıştırıcıda, yerel osilatör işaretleri, RF bandındaki her bir işaretle, $nf_{RF} \mp mf_{LO}$ frekanslarında işaretler üretmek üzere karıştırılır (n ve m sıfır dahil pozitif tamsayıdır). İstenen IF çıkışı ya $f_{RF} + f_{LO}$ ya da $f_{RF} - f_{LO}$ frekansındadır ve IF süzgeç genellikle bu çıkışlardan sadece birini geçirmek üzere tasarlanır. Açıkta ki; alıcı üzerinde LO frekansını değiştirerek, RF bandında her bir işareti almak üzere akort yapmak mümkündür.

Bir alıcının performansını karakterize etmek için, alıcı sistemin etkinliğini tanımlayan ölçülebilir bilgiye sahip olmalıyız. Bu ölçü istenen bilginin geri alınması sürecinde alıcının giriş işaret-gürültü oranını azaltma miktarını ve aynı zamanda çıkışta en iyi işaret-gürültü oranının nasıl elde edileceğini göstermelidir. Bu hususları ifade eden sistem parametreleri, sistemin 'Gürültü Sayısı' ve 'Etkin Gürültü Sıcaklığı' olarak tanımlanır. Fakat yalnızca bu ölçüler sistemin performansını tam olarak belirleyemez. İntermodülasyon distorsiyonu, dinamik çalışma aralığı, band genişliği gibi diğer faktörler de alıcının kalitesini belirleme de önemli bir rol oynar. Düşük gürültü sayısına sahip bir alıcı, bir koşulu yerine getirdiği halde diğer koşulları yerine getirmeyebilir ve bu yüzden en iyi sistem çözümü olmayabilir. Sistem tasarımı sırasında, bahsedilen tüm karakteristikler aynı zamanda düşünülmelidir.

İlk kez Friiss tarafından belirlenen gürültü sayısı, işaret alıcıdan geçerken giriş işaret-gürültü oranı azalmasının ölçüsüdür. Friiss aynı zamanda, bir alıcının duyarlılığının çoğu zaman ilk birkaç katta tanımlanan gürültüye bağlı olduğunu göstermiştir. Bu yüzden alıcının duyarlılığını arttırmak için problem iyi bir önkat (front-end) yapmaya dönüşmüştür.

Karıştırıcı teorisine ve karıştırıcı performansı belirleyen karakteristiklere geçmeden önce, genel olarak bir sistem için tanımlı etkin gürültü sıcaklığı, gürültü sayısı ve kazanç tanımlarını vermek yararlı olacaktır.

1.1.1 Elde Edilebilir Güç

Elde edilebilir güç, kaynaktan çekilebilen maksimum güçtür. Nyquist teoremine göre gürültü gerilimi, df küçük frekans aralığında T_o sıcaklığındaki bir R_s direnci için şu şekilde verilebilir:

$$\overline{v_n^2} = 4 k T_o R_s df \quad (1.1)$$

Bu sıcaklık gürültü kaynağından elde edilen gürültü gücü, yüke aktarılan güçtür:

$$N_i = k T_o df \quad (1.2)$$

Bu yükün gürültüsüz bir devrenin giriş ucuna bağlandığı düşünülerek bu devrenin çıkışındaki gürültü geriliminin karesel ortalaması (rms) $\overline{v_o^2}$ ve çıkış

direnci r_o ise bu devrenin çıkışında elde edilebilen gürültü gücü,

$$N_o = \frac{\overline{v_o^2}}{4 r_o} \quad (1.3)$$

olarak verilebilir. Bu devreye ait elde edilebilir kazanç ise çıkıştaki ve girişteki elde edilebilir güçlerin oranı olarak tanımlanır:

$$G_{av} = \frac{N_o}{N_i} = \frac{\overline{v_o^2}}{4 k T_o r_o df} \quad (1.4)$$

1.1.2 Etkin Gürültü Sıcaklığı, Gürültü Sayısı, Çalışma Gürültü Sıcaklığı

Gürültülü bir devrenin eşdeğer gürültü sıcaklığı, gürültüsüz bir devrenin girişine yerleştirildiği kabul edilen bir direncin sıcaklığı olarak düşünülebilir. Şekil 1-2 'den, G_{av} elde edilebilir kazancına sahip devrenin toplam çıkış gürültü gücü,

$$N_o = k (T_o + T_e) G_{av} df \quad (1.5)$$

şeklinde elde edilir.

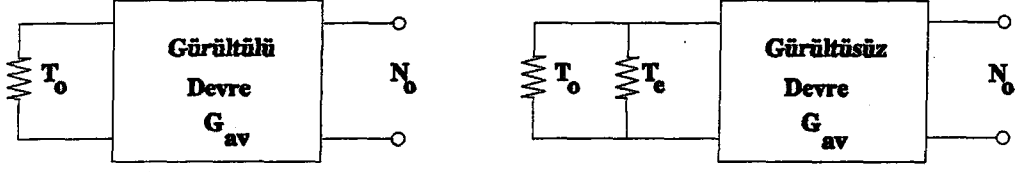
Gürültü sayısı, toplam elde edilebilir çıkış gürültü gücünün, sadece kaynaktan elde edilebilir çıkış gürültü gücüne oranı olarak belirlenir.

$$F = \frac{N_o}{k T_o G_{av} df} = \frac{T_o + T_e}{T_o} = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad (1.6)$$

T_o oda sıcaklığı olarak verilir ($T_o = 290^\circ \text{ K}$). T_e/T_o devrenin normalize eşdeğer gürültü sıcaklığıdır ve

$$\frac{T_e}{T_o} = t_e = \frac{\text{Devrenin çıkış gürültü gücü}}{\text{Kaynağın çıkış gürültü gücü}} - 1 \quad (1.7)$$

olarak tanımlanır. Bu tanımlama genellikle 'Nokta Gürültü Sıcaklığı' diye anılır. Çünkü G 'nin sabit olarak kabul edildiği dar bir band genişliğindeki çıkış güçleri oranıdır. Sadece herbir çalışma frekansında devrenin gürültü sayısı hakkında bilgi



Şekil 1-2 Gürültülü bir sistemin eşdeğer gürültü sıcaklığı.

verir. Sistemin frekans bandı üzerinde farklı frekanslarda sisteme ait gürültü sayısını ölçersek, gürültü sayısının (F) frekansa bağlı olduğunu görürüz. Tüm frekans aralığı üzerindeki toplam çıkış gürültü gücü şöyle verilir:

$$N_{tot} = \int_0^{\infty} k T_o F(f) G(f) df \quad (1.8)$$

Sadece kaynağa ait çıkış gürültü gücü ise,

$$N_{as} = \int_0^{\infty} k T_o G(f) df \quad (1.9)$$

olarak verilir. Sistemin ortalama gürültü gücü şöyledir:

$$\bar{F} = \frac{\int_0^{\infty} F(f) G(f) df}{\int_0^{\infty} G(f) df} \quad (1.10)$$

Alıcı sistemlerin duyarlılığını karakterize eden diğer önemli terim 'Çalışma Gürültü Sıcaklığı'dır ve şu şekilde verilir:

$$T_{op} = \frac{N_o}{k G df} = T_o + T_e \quad (1.11)$$

1.1.3 Etkin Gürültü Sıcaklığı ve Ardarda(Kaskad) Bağlı Sistemlerin Gürültü Sıcaklığı

Gürültü sıcaklıkları bilinen birkaç devreyi kapsayan sistemlerin tüm gürültü sıcaklığını bilmek önemlidir.

Şekil 1-3 'teki, T_{e1} ve T_{e2} gürültü sıcaklıklarına, G_1 ve G_2 elde edilebilir kazanca sahip iki devreden oluşan sistemi düşünelim. Şekil 1-3 (a) ve (b)' deki iki sistemi eşit kılmak için, çıkış gürültü gücü aynı olmalıdır. Bu noktadan

$$k df (T_o + T_{e1}) G_1 G_2 + k df T_{e2} G_2 = k df (T_o + T_e) G_1 G_2 \quad (1.12)$$

yazılabilir. Buradan, tüm gürültü sıcaklığı T_e ;

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} \quad (1.13)$$

olarak bulunur. (1.13) dekleminin her iki tarafı T_o 'a bölünürse toplam gürültü sıcaklığı,

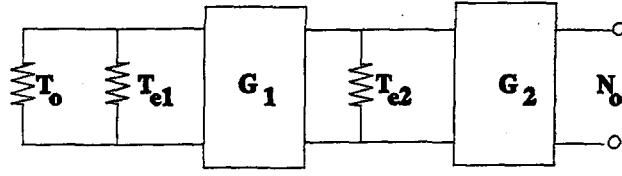
$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} \quad (1.14)$$

olarak çıkarılır.

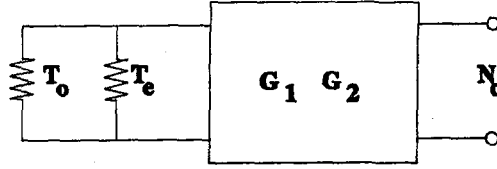
Bu işlem daha fazla kattan oluşan sistemler için uygulanırsa, Friiss tarafından bulunan formüle ulaşılır:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (1.15)$$

Bu denklemden yüksek kazançlı kuvvetlendiriciye sahip bir sistemde toplam gürültü sayısının ilk birkaç katın gürültü sayısına bağlı olduğu anlaşılır.



(a)



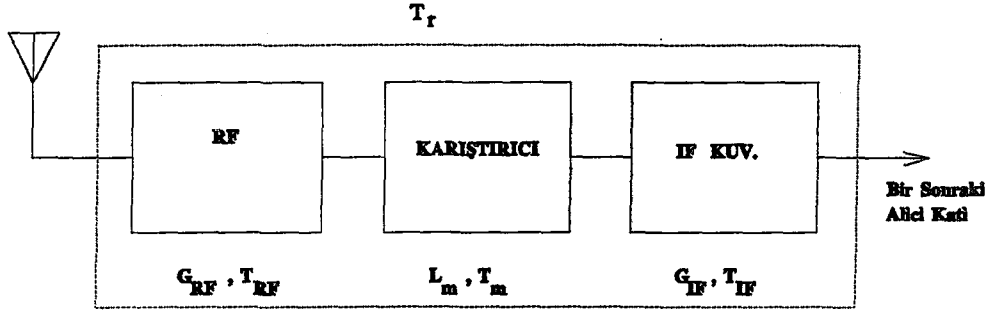
(b)

Şekil 1-3 Ardarda bağlı iki sistemin eşdeğer gürültü sıcaklığı

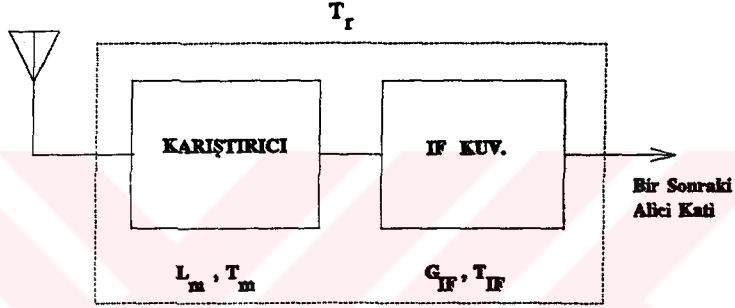
Alıcı önkatları için şu iki yapıyı kullanmak mümkündür: a) Düşük gürültülü yüksek frekans ön kuvvetlendiricinin ardından gelen orta seviyede gürültü sıcaklığına sahip basit bir karıştırıcı ve IF kuvvetlendirici devresi, veya b) Ön kuvvetlendirici olmaksızın, düşük kayıplı karıştırıcı ardından gelen düşük gürültülü IF kuvvetlendirici devresi. Her iki tür devreye ait blok diyagram Şekil 1-4 (a) ve (b) 'de verilmiştir.

Bu sistemlerden ikincisi birincisine göre daha yüksek gürültü seviyesine sahip olduğu halde diğerine tercih edilir. Çünkü birinci devredeki RF kuvvetlendirici, sistemi daha büyük, daha ağır, daha karmaşık ve daha pahalı hale getirecek bazı ilave devrelerin kullanılmasını gerektirir.

Bir karıştırıcı-IF sisteminin gürültüsünü azaltmak, karıştırıcının kaybını ve gürültü sıcaklığını azaltmakla mümkündür. Karıştırıcıya ait özellikleri vermeden önce alıcı sistemleri genel olarak inceleme sebebi buna dayanır.



(a)



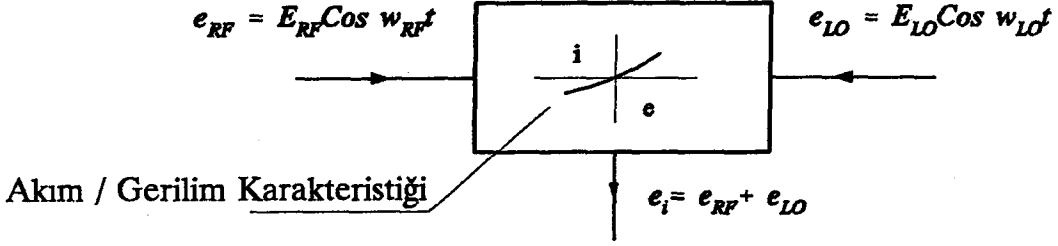
(b)

Şekil 1-4 Mümkün olan iki önkat düzeni; a)Düşük gürültülü ön kuvvetlendiricinin ardından gelen karıştırıcı ve IF kuvvetlendirici devresi, b)Düşük kayıplı karıştırıcı ardından gelen düşük gürültülü IF kuvvetlendirici devresi

1.2 Temel Karıştırıcı Teorisi ve Spektrum Analizi

Karıştırma; nonlinear elemanlarla, bir frekanstan diğerine düşük güçlü işaretin, yüksek güçlü (yerel osilatör) işaret ile birleştirilerek çevrilmesidir. Karıştırma sonucu yerel osilatör ve işaret frekanslarının toplam ve farkı olarak çok sayıda frekansta işaretler ortaya çıkar. Bu işaretler arasındaki ilişki Şekil 1-5'te verilmiştir.

RF ve yerel osilatör işaretleri bir diyotta birleştirildiğinde frekans bileşenleri bir Taylor seri açılımı olarak verilebilir:



$$i_p = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots + a_n e_i^n + \dots$$

$$i_p = a_1 E_{LO} \cos w_{LO} t + \dots \text{yerel osilatör}$$

$$+ a_1 E_{RF} \cos w_{RF} t + \dots \text{işaret}$$

$$+ \frac{a_2}{2} [E_{LO}^2 + E_{sig}^2] + \dots \text{DC bileşen}$$

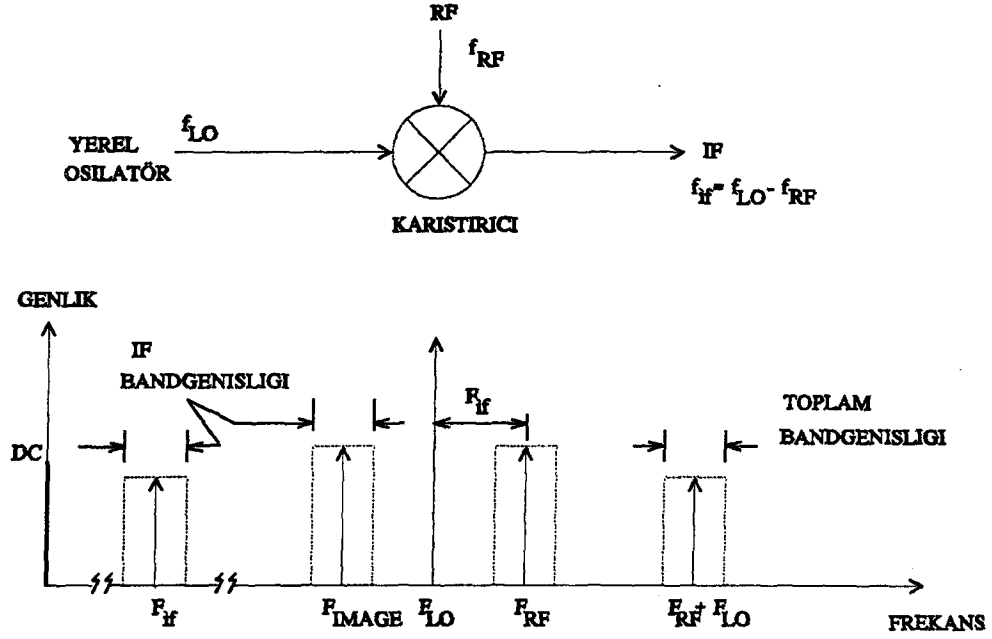
$$+ a_2 E_{LO} E_{RF} \cos [w_{LO} - w_{RF}] t + \dots \text{alt yan frekans}$$

$$+ a_2 E_{LO} E_{RF} \cos [w_{LO} + w_{RF}] t + \dots \text{üst yan frekans}$$

$$+ \frac{a_2}{2} E_{LO}^2 \cos 2w_{LO} t + \dots \text{LO'nun 2. harmoniği}$$

$$+ \frac{a_2}{2} E_{RF}^2 \cos 2w_{RF} t + \dots \text{işaretin 2. harmoniği}$$

Doğrusal olmayan direnç karakteristiğine sahip tünel diyotlar, BARITT diyotlar ve Schottky Barrier diyotlar karıştırma ve deteksiyon için kullanışlıdır. FET tranzistorlar da doğrusal olmayan direnç karakteristiği gösterirler ve karıştırma için kullanılabilirler.



Şekil 1-5 Karıştırıcı devresinde işaretler arasındaki ilişki

Son 20-30 yılda karıştırma diyotlarının kullanıldığı çok sayıda devre gerçekleştirilmiştir. Bu devreler, sistemin performansını ve bant genişliğini arttırmak gibi bazı özel tasarım karakteristiklerini optimize etmek için geliştirilmişlerdir. Herbir devrenin kendine göre avantaj ve dezavantajının olacağı açıktır. Temel karıştırıcı devreler şunlardır:

Tek uçlu karıştırıcılar: Gürültü sayısı, kaybı ve intermodülasyonu yüksektir. Yerel osilatörün dışarı sızıntısı fazladır.

Tek dengeli karıştırıcılar: Nonlineer elemanlar birbirine puşpul bağlandığından, IF çıkışında nonlineerlikten kaynaklanan harmoniklerden biri görünmez ve süzgeçleme problemi kolaylaşır.

Çift dengeli karıştırıcılar: Daha karmaşık bir yapıya sahip olan bu karıştırıcılarda ise RF ve LO girişleri puşpul yapıdaki ayrı uçlara uygulandığı için hiçbir işaret diğer uçta görünmez.

1.3 Karıştırıcı Performansı

1.3.1 Dönüştürme Kazancı

Frekans değiştirme, ya tek bir lineer olmayan direnç elemanı kullanarak ya da birden fazla elemanın bir araya getirilmesi ile gerçekleştirilebilir. Her durumda da elemanın parametrelerinin yüksek seviyeli yerel osilatör işareti uygulandığında zamana bağlı olarak değiştiği kabul edilir. Bir frekans değiştirici iki kapılı bir devre olarak tanımlanabilir. Kapının birisi yüksek frekans işaretinin uygulandığı uçtur. Diğer kapı ise değiştirilmiş frekanstaki işaretlerin elde edildiği uçtur. İki kapılının parametrelerinin sadece yerel osilatör işareti ile değiştiği kabul edilirse, iki kapılının Z, Y, S veya hibrit parametreleri aracılığı ile giriş-çıkış arasındaki ilişkiyi belirlemek mümkündür.

Pekçok uygulamada sadece iki frekansın önemi olduğu için, uygun süzgeç sonlandırmalarla diğer frekanslardaki güç dağılımı engellenir. İşaret frekansı (f_{RF}) ve değiştirilmiş frekans (f_{IF}) arasında frekans domeninde Şekil 1-5 'teki gibi bir ilişki kurulabilir.

Karıştırıcının girişinde RF frekansında kaynaktan elde edilen gücün f_{IF} frekansında yük üzerinden elde edilen güce oranı, bir alıcı sistemin duyarlılığını belirleyen en önemli ölçülerden birisidir. Pozitif direnç kullanılan frekans dönüştürücülerde kuvvetlendirme yapmak mümkün olmadığı için, karıştırıcı için, bu ölçüyü dönüştürme kaybı olarak vermek daha uygundur.

$$\text{Dönüştürme kaybı} = \frac{\text{işaret frekansında kaynaktan elde edilebilen güç}}{\text{IF frekansında yüke aktarılan güç}} \quad (1.16)$$

Elde edilebilen kaynak gücü kaynaktan alınabilen maksimum güçtür yani kaynaktan uygun yüke aktarılan güçtür.

1.3.2 Etkin Gürültü Sayısı ve Gürültü Sıcaklığı

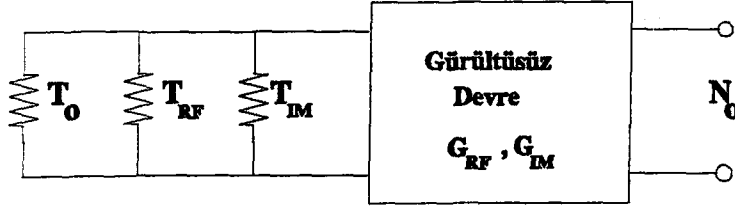
Karıştırıcı-IF kuvvetlendirici kullanılan bir önkat düzeni için etkin gürültü sıcaklığı, IF kuvvetlendiricinin oldukça yüksek kazanca (20-30dB ya da daha fazla) sahip olduğu kabul edilerek, denklem (1.13) yardımıyla şu şekilde yazılabilir:

$$T_r = T_m + T_{IF} L_m \quad (1.17)$$

Bu sonuç açıkça gösterir ki, alıcı gürültü sıcaklığı temelde karıştırıcı gürültü sıcaklığına ve dönüştürme kaybına bağlıdır. Eğer IF kuvvetlendiricinin gürültü sıcaklığı çok düşükse, alıcının duyarlılığının belirlenmesinde karıştırıcının temel rol oynadığı söylenebilir.

T_m ve L_m karıştırıcının kaynak direncinin bir fonksiyonu olarak belirlenebilir. Dönüştürme kaybı ve gürültü sıcaklığı analizleri temelde farklı işlemlerdir. Dönüştürme kaybını minimum yapan kaynak direncinin ve gürültü sıcaklığını minimum yapan kaynak direncinin farklı olacağını tahmin etmek zor değildir. Bu fark kullanılan karıştırıcının tipine bağlıdır. Burada (1.13) deklemini minimum yapacak giriş kaynak direncinin bulunması bir optimizasyon problemi olarak karşımıza çıkmaktadır. Genelde minimum gürültü sıcaklığı için bulunan direnç, minimum dönüştürme kaybı kaynak direncinden farklı olacaktır. Çünkü minimum gürültü sıcaklığı sadece karıştırıcı parametrelerine değil IF kuvvetlendiricinin gürültü sıcaklığına da bağlıdır.

Eğer IF frekansı, yüksek frekans(RF) ve yerel osilatör(LO) işaretlerine göre çok düşükse, özel süzgeçler veya diğer yöntemler kullanılmazsa alıcı hayal frekansına cevap verir. İşaret, yerel osilatör ve IF frekanslarını, f_{RF} , f_{LO} ve f_{IF} şeklinde gösterelim. Daha önce de belirtildiği gibi, bu işaretler $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ şeklinde birbiriyle ilişkilidirler. $f_{IM} = f_{LO} - f_{IF} = 2f_{LO} - f_{RF}$ şeklindeki işaret hayal frekansdır ve f_{LO} frekansına çok yakındır.



Şekil 1-6 T_{RF} ve T_{IM} eşdeğer gürültü sıcaklıklarında geniş bandlı gürültülü devre.

Karıştırıcı f_{RF} yüksek frekans işareti gibi f_{IM} hayal frekansına da cevap veriyorsa, bu tür karıştırıcıya geniş bandlı karıştırıcı adı verilir ve bu karıştırıcı tipi için alıcının gürültü sıcaklığını belirlemek güçleşir. Şekil 1-6 'da gösterildiği gibi, yüksek frekans ve hayal frekanslarındaki gürültü katkıları eşdeğer gürültü sıcaklığı T_{RF} ve T_{IM} ile verilebilir ve iki frekans için devrenin elde edilebilir kazancı G_{RF} ve G_{IM} 'dir. Kaynak her iki frekansta gürültü gücü ürettiği için df küçük frekans aralığında toplam çıkış gürültü gücü şu şekilde verilir:

$$N_o = k [T_o (G_{RF} + G_{IM}) + T_{RF} G_{RF} + T_{IM} G_{IM}] df \quad (1.18)$$

Bilgi sadece işaret bandında taşıyorsa, gürültü sayısı aşağıdaki gibi belirlenir:

$$F_{(RF)} = \frac{\text{Toplam çıkış gürültü gücü}}{f_{RF} \text{ frekansında kaynağın ürettiği çıkış gürültü gücü}} \quad (1.19)$$

$$= \frac{N_o}{k T_o G_{RF} df} = \frac{T_o (G_{RF} + G_{IM}) + T_{RF} G_{RF} + T_{IM} G_{IM}}{T_o G_{RF}}$$

Bilgi iki kanalda da taşıyorsa,

$$F_{(RF,IM)} = \frac{\text{Toplam çıkış gürültü gücü}}{f_{RF} \text{ ve } f_{IM} \text{ frekansında kaynağın ürettiği çıkış gürültü gücü}} \quad (1.20)$$

$$= \frac{N_o}{kT_o(G_{RF}+G_{IM})df} = \frac{T_o(G_{RF}+G_{IM}) + T_{RF}G_{RF} + T_{IM}G_{IM}}{T_o(G_{RF}+G_{IM})}$$

olarak verilir. Çalışma gürültü sıcaklığı (1.19) tanımlamasından,

$$T_{op(RF)} = \frac{G_{RF} + G_{IM}}{G_{RF}} T_o + \frac{T_{RF}G_{RF} + T_{IM}G_{IM}}{G_{RF}} \quad (1.21)$$

ve (1.20) 'den

$$T_{op(RF,IM)} = T_o + \frac{T_{RF}G_{RF} + T_{IM}G_{IM}}{G_{RF} + G_{IM}} \quad (1.22)$$

olarak belirlenir.

Geniş bandlı devreler için $G_{RF}=G_{IM}$ olduğu için yukarıdaki ifadeler şu şekilde yazılabilir:

$$F_{(RF)} = 2 + \frac{T_e}{T_o} \quad T_{op(RF)} = 2 T_o + T_e$$

$$F_{(RF,IM)} = 1 + \frac{1}{2} \frac{T_e}{T_o} \quad T_{op(RF,IM)} = T_o + \frac{1}{2} T_e \quad (1.23)$$

Burada $T_e = T_{RF} + T_{IM}$ 'dir.

Sonuçlardan görülüyor ki, bilgiyi sadece işaret bandında taşıyan geniş bandlı devreler kullanmak sistemin duyarlılığını 3 dB azaltır.

1.3.3 Distorsiyon ve Çapraz Modülasyon

Doğrusal olmayan elemanın çıkış akımı sürekli olarak giriş gerilimi ile ilişkili ise çıkış akımı Taylor serisine açılabilir:

$$i_p = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots + a_n e_i^n + \dots \quad (1.27)$$

a_1, a_2, a_3 , katsayıları şu şekilde verilebilir:

$$a_n = \left(\frac{1}{n} \right) \frac{d^n I}{d e_i^n} \quad (1.28)$$

Giriş işaretinin genliği düşük olduğu zaman ya da karakteristiğin eğrisi çalışma aralığının üzerinde ise ikinci derecen daha yüksek terimler ihmal edilebilir. Diğer yandan, giriş işaretinin genliği büyükse, denklemin ilk üç terimini almak her zaman tam doğru sonucu vermez ve daha yüksek dereceden terimleri de düşünmek gerekir.

Karıştırıcı uygulamalarında giriş akımı yerel osilatör ve yüksek frekans işareti olmak üzere iki bileşen içerir.

$$e_i = E_{RF} \cos \omega_{RF} t + E_{LO} \cos \omega_{LO} t \quad (1.29)$$

(1.27) denkleminde çıkış akımı:

$$i_p = \sum_{n=1}^{\infty} a_n (E_{RF} \cos \omega_{RF} t + E_{LO} \cos \omega_{LO} t)^n \quad (1.30)$$

olarak yazılabilir.

Bu seri ifadesi daha önce de belirtildiği gibi sonsuz sayıda terim içerir. Bu terimler, doğru akım bileşeni, uygulanan işaret ve yerel osilatör frekans bileşenleri ve onların harmonikleri, uygulanan frekansların mümkün olan tüm kombinasyonlarından ortaya çıkan bileşenler ve onların harmonikleridir. Fakat

bu kadar çok bileşen arasından ilgilenilen frekans bileşeni çıkışta uygun bir süzgeçleme ile ayırt edilebilir. IF ara frekans $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ olarak seçilirse, bu frekanstaki bileşen,

$$i_{IF} = [a_2 E_{RF} E_{LO} + a_4 (\frac{3}{2} E_{RF}^3 E_{LO} + \frac{3}{2} E_{RF} E_{LO}^3) + \dots] \cos (w_{RF} - w_{LO}) t \quad (1.31)$$

olacaktır.

Bu sonuç, frekans diğer banda dönüştürüldüğü halde, önceden belirlenen şekilde bir frekans dönüştürme gerçekleşmediğini gösterir. Çünkü elde edilen cevap doğrusal değildir ve giriş işareti bozulmuştur. Ancak pratikte E_{LO} yüksek frekans işaretinin genliğinden çok daha büyük seçilir ve (1.31) denklemini yaklaşık olarak şu hale getirilir:

$$i_{IF} \approx (a_2 E_{LO} + \frac{3}{2} a_4 E_{LO}^3 + \dots) E_{RF} \cos(w_{RF} - w_{LO}) t \quad (1.32)$$

Burada IF bandında işaretin genliği bozulmasız görülür. Bu kabul ile küçük işaret cevabı doğrusal olur.

Çapraz modülasyon, bir taşıyıcıdan diğer işaret taşıyıcısına modülasyonun geçmesidir. Çıkış süzgeci iki giriş işareti arasındaki farka ayarlanır. IF bandına iletilen istenmeyen modülasyonla ilgilenilir. Bir karıştırıcının çapraz modülasyon performansı, giriş işaretinin üç sinüzoidal gerilim içerdiği kabulü ile analiz edilir. Bunlar bir modüle edilmiş taşıyıcı ve iki modüle edilmemiş taşıyıcıdır. Çıkış devresi iki modüle edilmemiş taşıyıcı farkına ayarlanır ve modüle edilmiş taşıyıcıdan ara frekansa(IF) iletilen istenmeyen modülasyon miktarı belirlenir. Kabul edilir ki;

$$e_i = e_1 + e_2 + e_3 \quad (1.33)$$

$$e_1 = E_1 \cos w_1 t$$

$$e_2 = E_2 \cos w_2 t$$

$$e_3 = E_3 (1 + m \cos pt) \cos w_3 t \quad (1.34)$$

Çıkış akımının değişik bileşenleri (1.27)'de e_i yerine konularak bulunabilir. İlk iki terim dc akımı ve orjinal işaretin a_1 katsayısı ile çarpımını verir. Üçüncü terim ise,

$$a_2 (e_1 + e_2 + e_3)^2 = a_2 (e_1^2 + 2e_1 e_2 + 2e_1 e_3 + 2e_2 e_3 + e_2^2 + e_3^2) \quad (1.35)$$

olarak yazılır.

Kareli terimler, uygulanan işaretin frekanslarının ikinci bileşenlerini üreteceklerdir ve bunlardan birisi modüle edilmiş e_3 ise $(2w_3 \pm 2p)$, $(2w_3 \pm p)$, p , $2p$ frekanslarında ilave bileşenler oluşacaktır. $e_1 e_2$, $e_1 e_3$, $e_2 e_3$ şeklindeki terimler $(w_1 \pm w_2)$, $(w_3 \pm w_1)$, $(w_3 + w_1 \pm p)$, $(w_3 - w_1 \pm p)$, $(w_3 \pm w_2)$, $(w_3 + w_2 \pm p)$, $(w_3 - w_2 \pm p)$ frekanslarında bileşenler getirecektir. Karıştırıcı çıkışı $(w_1 \pm w_2)$ frekansına ayarlandığı için, ikinci derece terimler tarafından üretilen diğer bileşenler genellikle önemli değildir ve ikinci derece terimler IF bandında çapraz modülasyon oluşturmazlar. Ancak dördüncü terimin $(a_3 e_i^3)$ üçüncü derece yan bandları ve girişte görülen iki işaret arasında çapraz modülasyon ürettiği gösterilebilir. Örnek olarak aşağıdaki terim verilebilir:

$$\begin{aligned} a_3 3e_1 e_3^2 &= 3a_3 E_1 E_3^2 (1 + m \cos pt)^2 \cos^2 w_3 t \cos w_1 t \\ &= 3a_3 E_1 E_3^2 (1 + 2m \cos pt + m^2 \cos^2 pt) \cos w_1 t (1 + \cos 2w_3 t) / 2 \end{aligned} \quad (1.36)$$

Bu ifade

$$\frac{3a_3}{2} E_1 E_3^2 (1+2m\cos pt) \cos w_1 t \quad (1.37)$$

şeklinde terim içerir. e_3 işaretindeki bu modülasyon, ilk durumda modüle edilmemiş e_1 işareti üretir. Karıştırıcı ($w_1 \pm w_2$) frekansına akort edildiğinden üçüncü derece terimler IF bandı içinde çapraz modülasyon oluşturmaz.

Dördüncü derece terim tarafından oluşturulan en önemli etki, $a_4(e_1 + e_2 + e_3)^4$ ifadesidir. Bu ifadenin tüm açılımı çok uzundur ancak bu ifade içerisindeki birkaç terim özellikle ilgi çekicidir. En önemli terim $e_3^2 e_1 e_2$ şeklinde olmaktadır.

$$\begin{aligned} a_4 e_3^2 e_1 e_2 &= a_4 E_3^2 (1 + m \cos pt)^2 \cos^2 w_3 t E_1 \cos w_1 t E_2 \cos w_2 t \\ &= a_4 E_3^2 (1 + 2m \cos pt + m^2 \cos^2 pt) \left(\frac{\cos 2w_3 t + 1}{2} \right) \frac{E_1 E_2}{2} [\cos(w_1 + w_2)t + \cos(w_1 - w_2)t] \end{aligned} \quad (1.38)$$

Çıkış ($w_1 - w_2$) frekansına akort edilirse, yukarıdaki ifade IF bandı içine düşen şu terimi içerir:

$$\frac{a_4 E_3^2 E_1 E_2}{4} (1 + 2m \cos pt) \cos(w_1 - w_2)t \quad (1.39)$$

Bu durumda e_3 işaretindeki modülasyon arzulanan band içinde iletilmiş olur.

BÖLÜM 2

TEK DENGELİ KARIŞTIRICILAR

2.1 Giriş

Yıllardır tek dengeli karıştırıcılar mikrodalga mühendisliğinin temel yapılarından biri olarak kullanılmaktadır. Tek dengeli karıştırıcının, tek uçlu karıştırıcıya göre iki temel avantajı vardır. 1) Doğrusal olmayan elemanlar birbirine puşpul bağlandığından, IF çıkışında nonlineerlikten kaynaklanan harmoniklerden birisi görülmez, ve 2) Ayrıca bir yerel osilatör ayırıcı (directional coupler, circulator) kullanmaya gerek kalmaksızın, RF işaret ve LO yerel osilatör uçları arasında yalıtım sağlanmıştır (bu iki işaretin karıştırıcıya girişleri ayrı uçlardandır).

Tek dengeli karıştırıcı için kayıp ve gürültü analizleri bugüne kadar pekçok araştırmacı tarafından incelenmiştir. Bu çalışmalardan Kerr tarafından yapılanı, tek uçlu karıştırıcı analizine dayandırılmıştır [1]. Bu analiz iki adımdan oluşur. Önce yerel osilatör tarafından diyotlarda oluşan büyük işaret akım ve gerilimi ile diyot iletkenliği ve kapasitesi belirlenir. Daha sonra doğrusal karıştırıcı analizi kullanılarak, küçük işaret dönüştürme kaybı, giriş ve çıkış empedansları ve gürültü sıcaklığı belirlenir. Burada diyot iletkenliği ve kapasitesi karıştırıcı devresi biliniyorsa bilgisayar yardımıyla belirlenebilir. Ancak karıştırıcı devresinde diyot ve diyonun bağlandığı devre 'distributed' elemanlarla modellenirse, devreyi analiz etmek karmaşık ve zordur. Tek dengeli karıştırıcılar için bir diğer analiz yöntemi devreye ait h-parametreleri yazılarak verilmiştir [2]. Bu yöntemde de devrenin çıkış direnci bulunurken, yerel osilatörün etkisi göz

önünde tutulmuştur.

Bu devre tasarım çalışmasında da, IF çıkış direnci h-parametreleri göz önünde tutularak hesaplanmıştır. Tek dengeli karıştırıcı devresine ait hesapları vermeden önce temel çalışma prensibini ve bazı topolojileri vermek yararlı olacaktır.

2.2 Temel Çalışma Prensibi

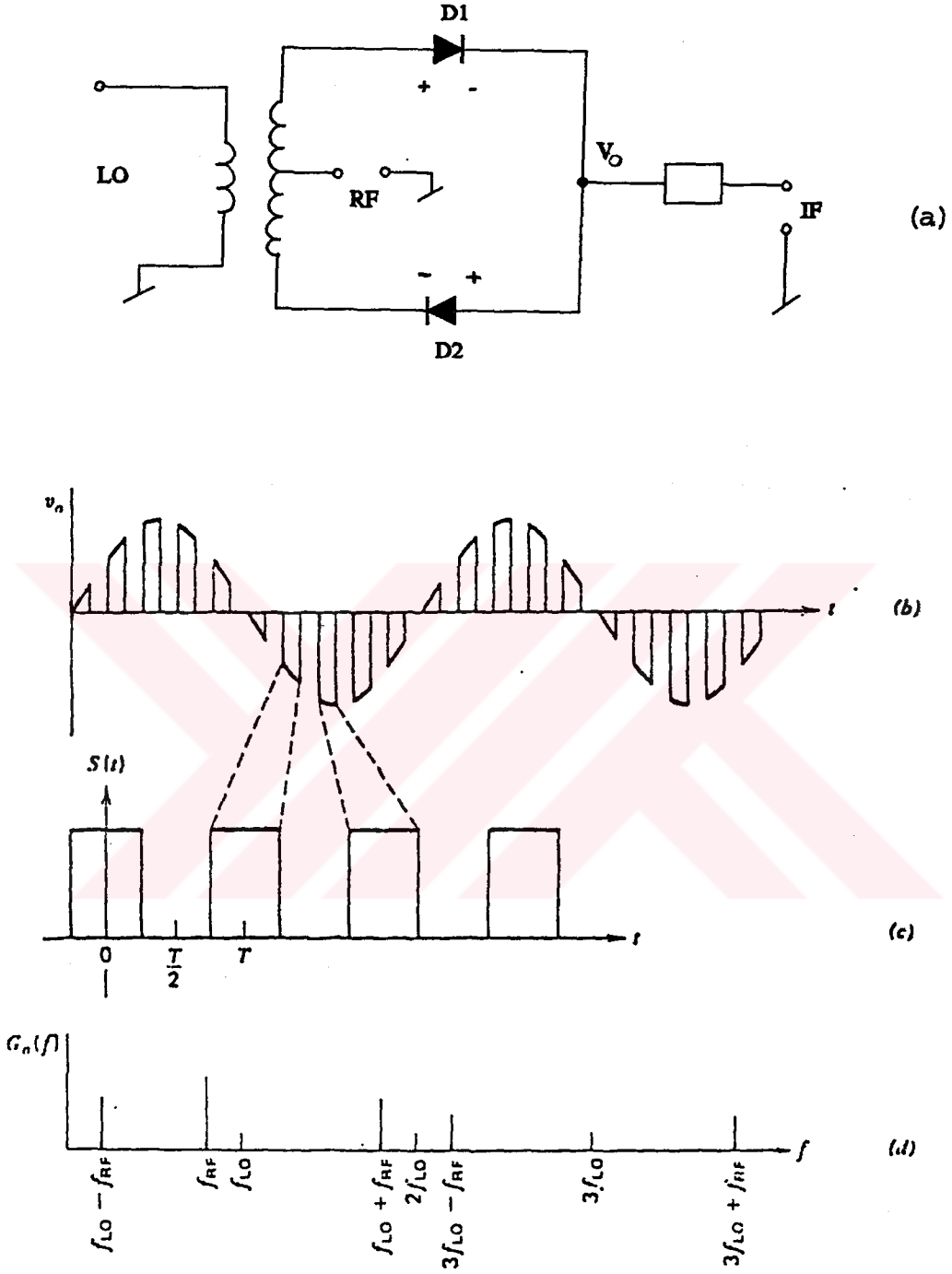
İki diyodun dengeli bir şekilde birleştirilmesiyle oluşan yapıdır. Şekil 2-1(a) 'da, tek dengeli karıştırıcı devresine ait prensip şema görülmektedir. Transformatörün girişine uygulanan osilatör geriliminin v_{LO} , pozitif yarı periyotta diyotları ilettime geçirebilecek; negatif yarı periyotta ise diyotları kesime götürebilecek kadar büyük olduğu düşünülür. Aynı zamanda v_{LO} geriliminin, v_{RF} geriliminden çok büyük olduğu ve böylece v_{LO} 'nun diyotların konumunu her zaman kontrol ettiği farz edilir. Bu durumda diyotlar anahtar gibi davranır.

f_{LO} ve f_{RF} frekansları arasındaki farkın çok abartıldığı Şekil 2-1(b) 'de, yük üzerine düşen $v_o(t)$ gerilimi gösterilir. Alıcı bir karıştırıcıdaki yük, istenmeyen frekans bileşenlerini süzgeçleyecek f_{IF} frekansına ayarlanmalıdır. $v_o(t)$, çıkış dalgasının spektrumunu belirtir ve giriş işareti ile osilatör işaretinin kare dalga anahtarlama fonksiyonu ürünüdür. Anahtarlama fonksiyonu, tek fonksiyonların Fourier serisine açılımından yararlanılarak şu şekilde yazılabilir:

$$s(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi/2}{n\pi/2}}{n\pi/2} \cos n\omega_o t \quad (2.1)$$

Karıştırıcı giriş işaretinin,

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos (\omega_{RF} t) \quad (2.2)$$



Şekil 2-1 (a)Tek dengeli karıştırıcı devresi; (b)yük üzerindeki çıkış gerilimi; (c)diyotlar ve yerel osilatör tarafından oluşturulan anahtarlama fonksiyonu; ve (d)çıkış spektrumu.

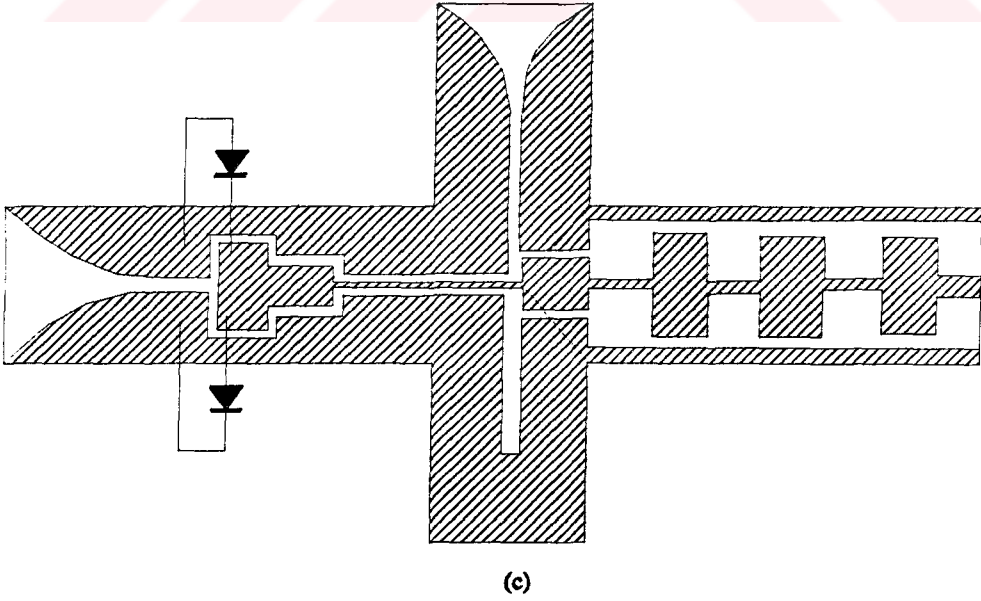
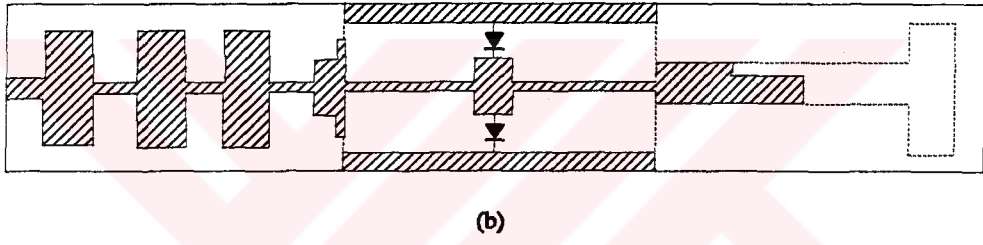
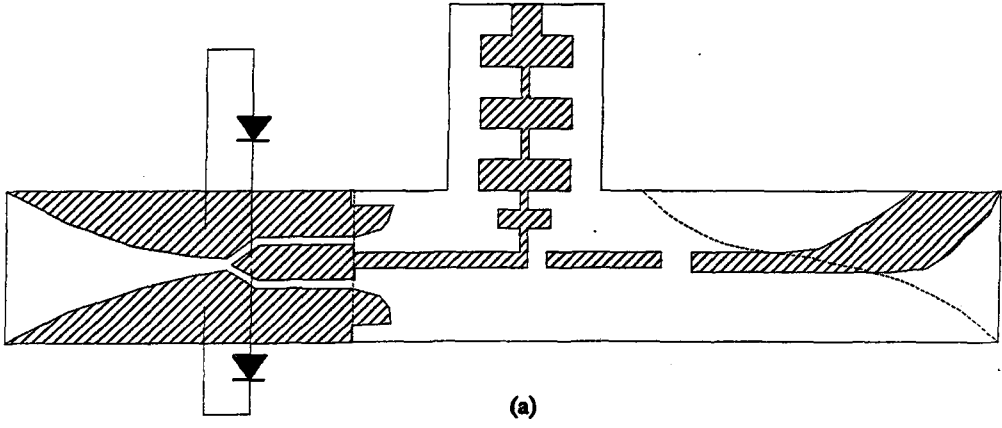
olduğunu kabul edersek çıkış gerilimi,

$$v_o(t) = v_{RF}(t) * s(t) = V_{RF} \cos w_{RF}t * \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi/2}{n\pi/2} \cos nw_o t \right) \quad (2.3)$$

olarak elde edilir.

$[\sin(n\pi/2) / (n\pi/2)]$ çarpanı f_{LO} osilatör frekansının hiçbir çift harmoniği çıkışta görülmeyecek şekilde değerler alır. Gerçekten n tek iken $(\cos w_{RF}t * \cos nw_{LO}t)$ ürünleri dışında f_{LO} frekansı ve f_{LO} 'nun tek harmoniklerinin hiçbir terimi çıkışta olmayacaktır. Ancak çıkışta genliği ile orantılı olarak f_{RF} giriş işareti görülecektir. Bu tek dengeli karıştırıcının dezavantajıdır.

Tek dengeli karıştırıcı yapısı gerçekleştirilirken diyotlar üzerinde 180° faz farkını sağlayan gerilim düşümü için çeşitli tipte hibrid devreler ve balunlar kullanılmaktadır (Rat-race hibrid gibi). Mikroşeritle gerçekleştirilen rat-race hibrid karıştırıcılar milimetre dalgaboyu frekanslarında yüksek kayıp sebebiyle kullanılmazlar. Milimetre dalgaboyu frekanslarında karıştırıcı tasarımında eş yüzeyli dalgakılavuzu, yüzgeç hat ve oluk hattın çeşitli kombinasyonları ile oluşturulan balunlar tercih edilmektedir. Milimetre dalgaboyunda dengeli karıştırıcı tasarımı için literatürde verilen farklı topolojiler Şekil 2-2 'de görülebilir. Gerçekleştirilmek üzere Şekil 2-2(c) deki yapı seçilmiştir. Dalgakılavuzundan mikroşerit yapıya geçerken kullanılan yapının yüksek kayıplı olduğu bilinmektedir ve seçilen bu yapıda ise sadece yüzgeç hat kullanılarak yüksek kayıplı geçiş hattından kaçınılmıştır. Ayrıca seçilen topolojinin gerçekleşmesi (b) 'de verilen 'crossbar' karıştırıcıya göre de daha kolaydır.



Şekil 2-2 Milimetre dalgaboyu için verilen farklı karıştırıcı topolojileri.

2.3 Schottky Barrier Diyotlar

Schottky barrier diyotlar, n tipi veya p tipi yarıiletken üzerine çeşitli metallerin kaplanması ile oluşturulan metal yarıiletken jonksiyonlardır. Bu diyotlarda genellikle n tipi silikon ve n tipi GaAs kullanılır. Geçirme yönünde kutuplanmış bir Schottky barrier diyodun özellikleri çoğunluk taşıyıcıları tarafından belirlenir. Bir p-n jonksiyon diyodunun özellikleri ise azınlık taşıyıcıları tarafından belirlenir. Schottky diyotlar, azınlık taşıyıcılarının sayısının artmasıyla oluşan etki olmaksızın geçirme yönünde kutuplamadan ters yönde kutuplamaya hızla anahtarlanabilirler. Bu diyotlar karakteristikleri sebebiyle mikrodalga karıştırıcı ve detektör diyodu olarak yaygın olarak kullanılırlar.

Schottky barrier diyoduna ait akım/gerilim eğrisi şu özellikler dışında p-n jonksiyon diyodun eğrisine benzer. 1)Schottky barrier diyodun belverme gerilimi daha düşüktür ve sızıntı akımı aynı malzeme kullanılarak yapılan p-n jonksiyon diyodunkinden daha yüksektir. 2)Schottky barrier diyodu için geçirme yönündeki belirli bir akım için elde edilen gerilim, p-n jonksiyon diyodu için elde edilenden daha düşüktür. Örneğin, 2mA'de bir silikon p-n jonksiyon diyodu ~0.7 volt gerilime sahipken, düşük barrier silikon Schottky diyot ~0.3 volt geçirme yönünde gerilime sahiptir.

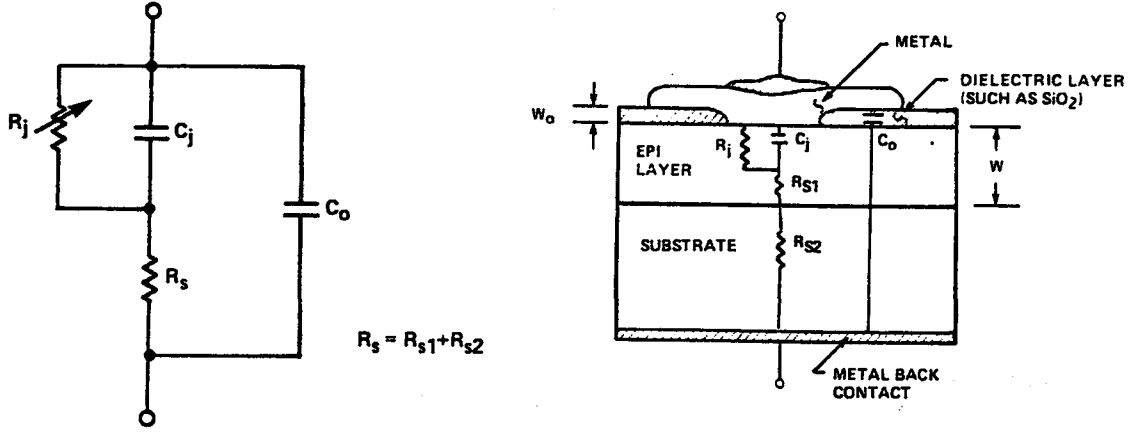
Bir Schottky barrier diyot için akım/gerilim ilişkisi Richardson denklemi olarak bilinen şu denklemle verilir:

$$I = I_s(e^{qV/nkT} - 1) , \quad (2.4)$$

$$I_s = A A^* T^2 e^{-q\phi_B/kT} \quad (2.5)$$

burada I_s , saturasyon akımı, q elektron yükü, k Boltzman sabiti, A^* Richardson sabiti, A alan(cm^2), T mutlak sıcaklık, ϕ_B volt olarak $(\psi_m - \chi)$ barrier yüksekliği, n

metal yarıiletkenine bağlı eğim faktörü olarak verilir. Şekil 2-3 'te tipik bir Schottky kırımığının fiziksel yapısı ve eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2-3 Schottky diyot kırımığının eşdeğer devresi.

Gerçekte karıştırıcı Schottky jonksiyonu bir R_j doğrusal olmayan direnç ve bir C_j paralel kapasite olarak modellenenebilir. Doğrusal olmayan direnç, karıştırma ve deteksiyon işleri için kullanılan elemandır. R_{s1} ve R_{s2} , sırasıyla epitaksiyel ve taban katmanlarındaki kaybın modellenmesidir. Bu sabit kayıp genellikle R_s toplam seri direnç olarak verilir. Diğer devre model elemanı C_o , metal kontakten, aktif bölgeye uzanan parazitik kapasitedir.

2.4 Tek Dengeli Karıştırıcı RF Empedansı

Diyotlu karıştırıcı kullanılan bir mikrodalga alıcının duyarlılığı üzerinde bazı sınırlamalar vardır. Bu sınırlamalar RF işaret gücünün ara frekanstaki güce dönüştürülmesi ile oluşturulan frekans dönüştürme işleminden kaynaklanır. RF işaretinin bir kısmı genellikle istenmeyen hayal frekansı ve diğer harmoniklere de dönüşür. Toplam kayıp öncelikle diyot jonksiyon özelliklerine ve daha sonra R_s ve C_j değerleri ile işaret gücünün uygun olmamasına ve karıştırıcının giriş ve çıkış uçlarının empedans uygunluğuna bağlıdır.

Karıştırıcı diyodun direnci ile değişen RF empedansı karıştırıcı tasarımında birinci derecede önemlidir. İşaret ve yerel osilatör frekanslarındaki empedans uygunsuzluğu, yansıma sebebiyle işaret kaybına sebep olduğu gibi aynı zamanda karıştırıcının ara frekans ucunda IF empedansını da etkiler. RF empedansı, yerel osilatör gücünden etkilenir.

RF empedansı diyodun jonksiyon parametrelerine bağlıdır. Bu parametrelerden R_j direnç ve C_j kapasite değerleri, LO yerel osilatör gücü ile değişmektedir. RF empedans uygunluğunu sağlamak için şöyle bir yol izlemek uygundur. Uygulanacak yerel osilatör gücünden yola çıkılarak bulunan yerel osilatörün akımına karşılık R_j , C_j kapasite değerleri katalogtan bulunur. Diyot modelinde verilen diğer parametrelerle diyoda ait çıkış empedansı bulunur. Elde edilen çıkış empedansı tek bir diyota aittir. Tek dengeli karıştırıcı göz önüne getirilince iki diyotun püspül bağlanması nedeniyle, tek dengeli karıştırıcıya ait RF empedansı, tek bir diyot için bulunan empedansın iki katı olacaktır.

Yarıiletken kırmıklar ile RF hattı arasında iyi bir empedans uydurma sağlamak için empedans dönüştürücü kullanılmalıdır.

2.5 Tek Dengeli Karıştırıcı IF Empedansı

IF empedansı, karıştırıcının IF ucundan bakıldığında görülen empedanstır. Bu empedans IF kuvvetlendiricinin girişi için önemlidir. IF empedansı yerel osilatör güç seviyesinin bir fonksiyonudur ve karıştırıcının RF özelliklerine de bağlıdır. IF empedansını bulmak için çeşitli yöntemler uygulanmasına karşılık, bu çalışmada dengeli karıştırıcı için yapılan bir analiz sonucu kullanılmıştır [2]. Bu çalışmaya göre dengeli karıştırıcının devre matrisi şöyle yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} I_{RF} \\ V_{IF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{22,0} & -\frac{1}{\sqrt{2}} H_{12,1} \\ \frac{1}{\sqrt{2} H_{12,1}} & \frac{1}{2} H_{11,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{RF} \\ I_{IF} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Burada görüldüğü üzere IF yük empedansı $H_{11,0}$ parametre değerinin yarısına eşittir. Yine aynı kaynakta h-parametreleri için hesaplanan Fourier katsayıları,

$$H_{11,0} = r_{do} \left[2r'_s + \frac{2}{\pi\gamma} \ln 2\gamma \right] \quad (2.7)$$

$$H_{22,0} = \frac{1}{r_{do}} \left[2 - \frac{2}{\pi\gamma} \ln 2\gamma \right] \approx \frac{2}{r_{do}} \quad (2.8)$$

$$H_{12,1} = \frac{2}{\pi} - \frac{1}{\gamma} \approx \frac{2}{\pi} \quad (2.9)$$

$$H_{11,2} = \left[\frac{4}{\pi\gamma} - \frac{2}{\pi\gamma} \ln 2\gamma \right] r_{do} \quad (2.10)$$

$$H_{22,2} = \left[-\frac{4}{\pi\gamma} + \frac{2}{\pi\gamma} \ln 2\gamma \right] \frac{1}{r_{do}} \quad (2.11)$$

eşitlikleri ile verilmiştir. Bu tanımlarda $i_{LO}=0$ iken diyot direnci

$$r_{do} = \frac{kT}{qI_s} \quad (2.12)$$

ve diyodun normalize seri direnci

$$r_s' = \frac{r_s}{r_{do}} , \quad (2.13)$$

ve

$$\gamma = \frac{I_{LO}}{I_{LO} + I_s} \quad (2.14)$$

$$\alpha = \frac{I_s}{I_o + I_s} \approx \frac{I_s}{I_o} \quad (2.15)$$

olarak verilir.

Tüm bu verilerden IF yük empedansının r_s diyot direncine, I_{LO} yerel osilatör akımına, I_s diyot saturasyon akımına ve I_o yerel osilatör işareti DC bileşenine bağlı olduğu görülür.

BÖLÜM 3

DÜZLEMSEL VE DÜZLEMSEL GİBİ DAVRANAN İLETİM HATLARI

3.1 Giriş

Çok uzak mesafelere yayın yapan çok kanallı telekomunikasyon hatları, radar, radyo-röle sistemleri, spektroskopi, deneysel çalışmalar ve milimetre dalga frekanslarındaki diğer pekçok sistemler için düşük kayıplı bir iletim ortamı gereklidir. Klasik milimetre dalgaboyu dalgakılavuzları yüksek zayıflamaları ve elde edilebilir güçlerinin düşük olması sebebiyle çoğu sistem uygulamaları için kullanışlı değildir. Pekçok araştırma çalışması 120 GHz civarında, zayıflaması 1 dB/km dalgakılavuzu tasarımlarını inceler. İyi bilindiği gibi, baskın moddaki kesim frekansının üzerindeki çalışma frekansları için kılavuz içindeki zayıflama oldukça azalır. Bu sebeple, düşük zayıflamalı dalgakılavuzu tasarlamak için, büyük boyutlu ve yüksek modlu yapılar tercih edilir. Pratikte dikdörtgen şeklindeki dalgakılavuzlarında TE_{10} modu ve daire şeklindeki dalgakılavuzlarında TE_{01} modu düşük zayıflama karakteristikleri dolayısıyla yaygın olarak kullanılırlar. Düşük güçlü devre uygulamaları için klasik dalgakılavuzları hala kullanılmaktadır.

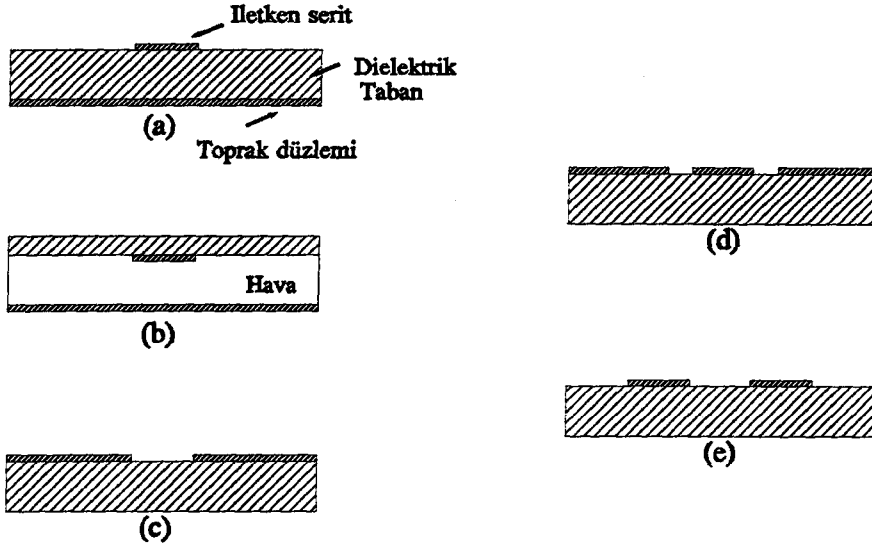
Yüksek güç uygulamaları ve uzak mesafe haberleşmesi için büyük boyutlu dalgakılavuzları idealdir. Ancak, geniş ölçütlü sistem uygulamalarında, klasik dalgakılavuzu bileşenlerini üretmek için gereken sıkı toleranslar parça üretimini güçleştirir. Ayrıca, dalgakılavuzu bileşenleri tümdevre tekniklerine izin vermez, çok pahalı ve büyük hacimlidirler.

Radarlar, haberleşme sistemleri, radyometrik alıcılar gibi milimetre dalgaboyunda çalışan sistemler için düşük maliyetli tümdevre tekniğine uyumlu bazı pratik yapıların geliştirilmesi zorunluydu. Bu sebeple, milimetre dalgaboyunda iyi performans sağlayan ve seri imalata izin veren çok sayıda yeni düzlemsel iletim ortamı geliştirilmiştir. Bu hatlar, üç başlık altında incelenebilir: Düzlemsel ve düzlemsel gibi davranan hatlar (mikroşerit hat ve onun çeşitleri, yüzgeç hat(finline), vb.); dielektrik kılavuzlar(dielektrik plaka, hayal (image) hat, ters hayal (inverted image) hat, vb.) ve H-kılavuz (oluk (grave) kılavuz, vb.). Her üç tip iletim hattı da, milimetre dalgaboyunda çalışan tümdevreler için düşük maliyetli seri üretime uygundur.

Bu bölümde, milimetre dalga frekanslarında çalışan devrelerde ençok tercih edilen düzlemsel ve düzlemsel gibi davranan iletim hatları incelenecektir.

Milimetre dalga tümdevrelerde bir devre elemanı olarak uygun bir iletim yapısı için temel koşullardan birisi düzlemsel yapıda olması gerektiğidir. Düzlemsel bir geometri, elemanın karakteristiğinin tek bir düzlem içindeki boyutlardan belirlenebileceğini ifade eder. Şekil 3-1 'de görülen düzlemsel iletim hatlarının değişik yapıları milimetre dalga tümdevrelerde (MWIC) kullanılmak üzere geliştirilmiştir. Mikroşerit hatlar, ters mikroşerit hatlar, oluk(slot) hatlar, eşyüzeyli dalga kılavuzu (coplanar waveguide), eşyüzeyli şerit hatlar düzlemsel iletim hatları olarak verilirler. Bahsedilen iletim hatları ya da bu iletim hatlarının kombinasyonları kullanılarak gerçekleştirilen devrelerin, düşük ağırlık, küçük boyut, geliştirilmiş performans, güvenilirlik, kolay üretilebilirlik ve çoğaltılabilirlik ve düşük maliyet gibi önemli avantajları vardır. Bu iletim hatları aynı zamanda kırmık devrelerle uyum içinde bir araya getirilebilirler.

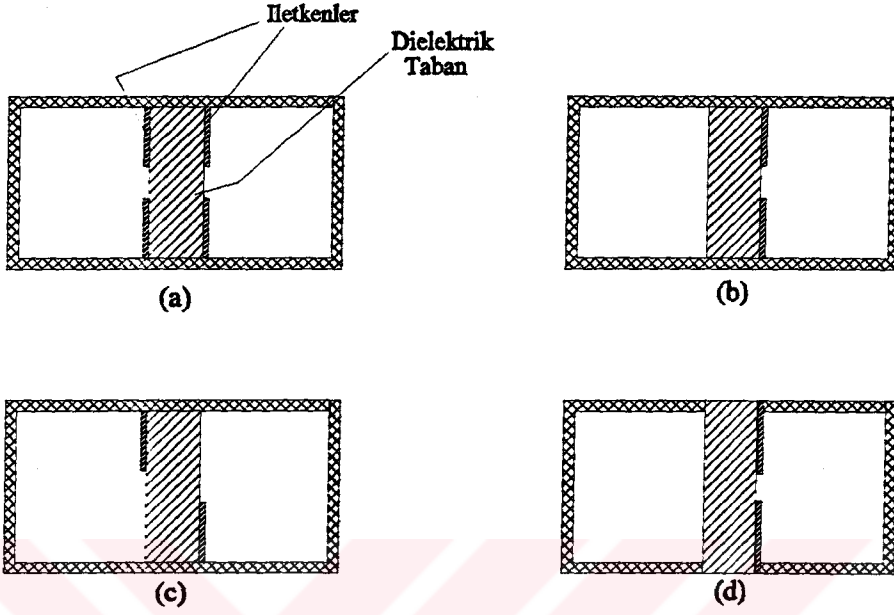
Mikrodalga frekanslarında bu yapılar kullanılarak gerçekleştirilen tümdevrelere literatürde geniş yer verilmiştir. Milimetre dalgaboyunda yaygın



Şekil 3-1 Düzlemsel iletim hatları; (a) mikroşerit, (b) ters mikroşerit, (c) oluk hat, (d) eşyüzeyle dalgakılavuzu, (e) eşyüzeyle hat.

olarak kullanılan düzlemsel iletim hatları, mikroşerit ve mikroşerit gibi davranan hatlardır. Eşyüzeyle hatların paralel bağlantısının kolay olması, milimetre frekanslarında yaygın olarak kullanılmasına neden olmaktadır. Bir oluk (slot) hattın dalgakılavuzunun geniş duvarları arasına yerleştirilmesi ile oluşturulan yapıya yüzgeç hat (finline) adı verilir.

Yüzgeç hatlar, düşük saçılım (dispersion), geniş tek mod band genişliği, orta derece zayıflama ve kırmık devrelerle uyumlu olarak bir araya getirilebilme gibi özellikleriyle milimetre dalga tümdevrelerde (MWIC) sık sık kullanılır. Yüzgeç hatların değişik yapıları Şekil 3-2 'de gösterilmiştir. Açık ki, yüzgeç hat yapıları, mikroşerit gibi davranan yapılarla karşılaştırıldığında düzlemsel gibi davranan yapılardır. Yüzgeç hat yapıları, dikdörtgen dalgakılavuzunda E-düzlemi içine yerleştirildiğinden, bu gibi hatlara E-düzlemi iletim hatları da denir. E-düzlemi devreler; mikroşerit hatlar, eşyüzeyle hatlar ve asılı (suspended) hatlar kullanılarak da gerçekleştirilebilir.



Şekil 3-2 Yüzgeç hat yapıları; (a) çift taraflı, (b) tek taraflı, (c) antipodal, (d) izole edilmiş tek taraflı.

Mikrodalga tümdevrelerde, bahsedilen iletim hatlarının çalışabildiği üst frekans sınırı yaklaşık 110 GHz olarak belirlenmiştir. Bu sınırlama, üretim toleransları, kırılma kabiliyeti ve mod bastırımı için gereken tekniklerin bir araya getirilip, incelenmesi sonucu ortaya çıkmıştır. Daha yüksek frekanslarda bu yapılardaki kayıplar da önemli olmaya başlar. Süreksizliklerden, yüzey dalgalarından ve kavislerden ortaya çıkan yayılım (radiation) kayıpları, ciddi bir problem olarak ortaya çıkar. Ancak bu problem metal kılıflama kullanılarak hafifletilebilir.

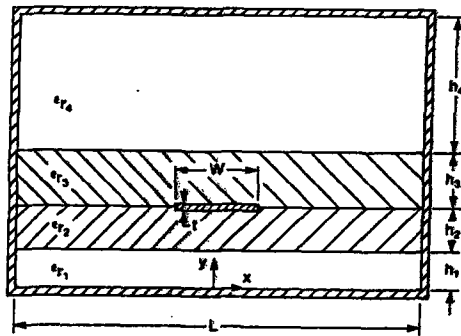
Bu bölümde, devre tasarımı için gerekli karakteristikler, mikroşerit hatlar, yüzgeç hatlar ve eşyüzeyli hatlar için incelenmiştir.

3.2 Mikroşerit İletim Hatları

3.2.1 Giriş

Mikroşerit ve mikroşerit benzeri hatlar, alt yüzeyi sonsuz iletken bir topraklama yüzeyi ile kaplı dielektrik bir taban üzerinde ince bir şerit iletken içerir. Bu hatlara ilişkin iletkenlik sonlu olduğu halde, hesapları kolaylaştırmak için sonsuz olduğu kabul edilir. Bu yapıların genel formu Şekil 3.3 'te gösterilir. Açık mikroşerit için, $h_1=0$, $h_2=h$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_r$, $h_3=0$, $h_4=\infty$ ve $L=\infty$; ters mikroşerit için, $\epsilon_{r1}=1$, $h_2=h$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_r$, $h_3=0$, $h_4=\infty$ ve $L=\infty$; kapalı mikroşerit için, $h_1=0$, $h_2=h$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_r$, $h_3=0$, $h_4=h'$ olarak verilir.

Bu konudaki analitik ve sayısal çözümler literatürde geniş çapta yer almaktadır. Bu çözümlerden yarı durağan çözüm belki de en basit olanıdır fakat doğruluk aralığı sınırlıdır. Buna karşılık tam dalga (full-wave) yaklaşımı tam ve kesin çözümü vermesine karşılık daha karmaşıktır. Yarı durağan yöntemde yayılım(propagation) modunun doğasının saf TEM olduğu düşünülür ve iletim hattının karakteristikleri, yapının elektrostatik kapasite değerlerinden hesaplanır. Şerit genişliği ve taban malzemenin kalınlığı, dielektrik taban malzemenin dalgaboyundan çok daha küçük olduğu zaman, bu analizin tam doğru olduğu bulunur. Diğer taraftan tam dalga tekniği yayılım modunun hibrid doğasını dikkate alır. Bu yöntemde, iletim hattının karakteristikleri yayılım sabiti belirlenerek hesaplanır.



Şekil 3-3 Mikroşerit iletim hattının yapısı.

Yarı durağan yaklaşımda, iletim karakteristikleri, iki kapasite değerinden hesaplanır: Bunlardan birisi dielektrik malzeme yerine hava konulan mikroşerit benzeri yapının birim uzunluğunun kapasite değeri C_a , ve diğeri ise dielektrik malzemenin taban olarak kullanıldığı mikroşerit hattın birim uzunluğunun kapasite değeri C 'dir. Karakteristik empedans Z_0 ve faz sabiti β , bu kapasitelere göre aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_a}} \quad (3.1)$$

$$\beta = k_0 \left(\frac{C}{C_a} \right)^{1/2} = k_0 \sqrt{\epsilon_{re}} \quad (3.2)$$

$$\epsilon_{re} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 = \frac{C}{C_a} \quad (3.3)$$

λ_0 boşluğun dalgaboyu ve λ_g kılavuzun dalgaboyudur. Etkin dielektrik sabiti ϵ_{re} hava bölgesindeki alanı göze alır.

C ve C_a elektrostatik kapasite değerlerinin hesaplanması için birçok yöntem uygulanabilir. Bunlar konform dönüşüm yöntemi [3], sonlu fark yöntemi [4], integral yöntemi[5] ve değişim (variational) yöntemidir[6]. İki veya daha fazla dielektrik yüzeye sahip mikroşerit benzeri iletim ortamlarının analizi için değişim yöntemi en kolaydır. Bu yöntem araştırılacak geometri için ya potansiyel fonksiyon ya da Green fonksiyon kurmayı gerektirir. Bu fonksiyonlar ya farklı yüzeylerde sınır koşulları uygulayarak elde edilen cebrik denklemlerin çözümü ile ya da , çaprazlama (transverse) iletim hatları yöntemi kullanılarak türetilir. Ancak burada, bu yöntemleri açıklamak yerine mikroşerit hat tasarımında doğrudan kullanılan, basit ancak yaklaşık ifadeler verilecektir.

3.2.2 Mikroşerit Hatlar İçin Karakteristik Empedans ve Etkin Dielektrik Sabiti

Mikroşerit hatlara ait boyut bilgisinden ve kullanılan taban malzemesinin bağıl dielektrik sabitinden yararlanarak hattın karakteristik empedansını ve etkin dielektrik sabitini hesaplamak mümkündür. Bu konuda pekçok araştırmacının çalışmaları vardır. Bu çalışmalardan Owens[7] tarafından geliştirilen yaklaşık ifadeler (Wheeler[3] in verdiği ifadelerin uygulanabilir aralığını incelemiştir) halen yaygın olarak mikroşerit hesaplarında kullanılmaktadır:

Karakteristik empedans dar şeritler ($w/h < 3.3$) için,

$$Z_o = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left(4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (3.4)$$

olarak verilirken; geniş şeritler ($w/h > 3.3$) için,

$$Z_o = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right) \right]^{-1} \quad (3.5)$$

şeklinde verilir.

Etkin dielektrik sabiti için Owens'ın geliştirdiği formül,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0.555} \quad (3.6)$$

iken; alternatif olarak, karakteritik empedans biliniyorsa etkin dielektrik sabitinin belirlenebileceği gösterilmiştir:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r}{0.96 + \epsilon_r(0.109 - 0.004\epsilon_r)(\log(10 + Z_o) - 1)} \quad (3.7)$$

Bu ifadenin bağıl dielektrik sabiti 10 olan alumina taban malzemesi üzerindeki mikroşerit hatlar için $\% \pm 2$ doğruluğa sahip olduğu gösterilmiştir.

Unutulmamalıdır ki, bu ifadeler yaklaşık analiz formülleridir. Tam çözümlere gitmek için sentez formüllerini de kullanarak bilgisayar yardımına başvurulmalıdır. Literatürde sentez için kullanılan formüller, bu çalışmada Bölüm 4 'te karakteristik empedans belli iken mikroşerit hattın boyutlarını veren formüller (4.4 -4.8) olarak verilmiştir.

3.3 Yüzgeç Hatlar

3.3.1 Giriş

Milimetre dalga alanında yapılan çalışmalarda, milimetre dalga devrelerinin biraraya getirilip, birleştirilmesi için, pekçok alternatifin arasında E-düzlemi iletim teknikleri daha çok dikkat çekmiştir. Son 15-20 yıldır çeşitli iletim hatları, dalgakılavuzu tümdevresi oluşturmak üzere biraraya getirilmektedir. Bu devreler metal bir dalgakılavuzuna E düzlemi boyunca yerleştirilmektedir.

Milimetre dalga devre tasarımcılarının artan ilgisiyle, yeni iletim hatlarına ait teorik esaslar üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Araştırılan bu temel kavramlar faz sabiti, alan dağılımı ve karakteristik empedanstır. Pekçok araştırmacıya bu parametrelerin teorik olarak belirlenmesi konu olmuş ve bu alanda birçok çalışmalar yapılmıştır.

Milimetre dalga devreleri için yeni iletim hatları arayışına bir teklif de Meier tarafından yüzgeç hat (fin line) adı ile gelmiştir[8].

Yüzgeç hatlar milimetre dalga devreleri için ideal iletim hatlarıdır. Tümdevre üretim tekniğine uyumundan dolayı düşük maliyet getirir. Yarıiletken

devrelerle de kolaylıkla bir araya getirilebilirler. Geniş band genişliğine, orta düzeyde zayıflamaya ve ilgilenilen frekans aralığında düşük saçılma (dispersion) sahiptir. Bu özellikleri 30 GHz üzerindeki frekanslarda yüzgeç hatları mikroşerit hatlardan daha yaygın olarak kullanılır hale getirir.

Yüzgeç hatlardaki saçılım Hofmann (1977), Knorr ve Shayda (1980), Schmidh ve Itoh (1980), Beyer ve Wolff (1980), Sharma, Costache ve Hoefer (1981) Shih ve Hoefer (1980) ve Saad ve Schunemann (1982) tarafından analiz edilmiştir. Bu analizlerde spektral domende karakteristik mod analizi, sonlu element yöntemi ya da iki boyutlu iletim hattı matrisi kullanılmıştır. Bahsedilen yöntemler oldukça doğru olmasına rağmen, analitik çözüm uğraş gerektirir ve karmaşık bilgisayar programlarına ihtiyaç vardır.

Bu ince analizlerin yanısıra, yüzgeç hatlardaki yayılım (propagation) sabiti çeşili yöntemlerle yaklaşık olarak hesaplanmıştır. Pekçok araştırmacı yüzgeç hatları bir oluklu dalgakılavuzu gibi ele almıştır. Fakat bu ifadelerde kılavuzlanmış dalgaboyu ve karakteristik empedans için bulunan değerlerin doğruluğu iyi değildir. Yüzgeç hatların etkin dielektrik sabitini tam olarak veren ifade ise deneysel verilere bağlıdır. Bu yöntem pahalıdır ve örnek ölçümü zaman alıcıdır. Bu yüzden, bu tür bir iletim hattının tüm avantajlarına rağmen, tasarımcının karşılaştığı temel problem tasarım işlemlerinin kullanışsızlığıdır.

Bu durumda yüzgeç hatların karakteristik empedans ve eşdeğer dielektrik sabiti için tam çözümlere yakın ifadelere ihtiyaç vardır.

Sharma ve Hoefer, tek taraflı ve çift taraflı yüzgeç hatlarına ait kesim frekansı için teorik olmayan, empirik ifadeler vermişlerdir [9]. Bu ifadeleri spektral domen tekniği sonucu elde edilen eğrilere uydurarak sağlamışlardır. Yapılan çalışmanın deneysel olması nedeniyle bu ifadeler yüzgeç hat

geometrisinin küçük aralığı için geçerlidir. Örneğin, dielektrik sabiti sadece $\epsilon_r = 2.2$ ve 3 olan malzemeler için bulunan bu ifadelerin, farklı dielektrik sabitine sahip malzemeler için de geliştirilmesi gerekir. dar bir aralık için çıkarılan denklemler, farklı dielektrik malzemeye sahip yüzgeç hatlar için uygun değildir.

Burada verilen ifadeler [10-11], milimetre dalga devrelerinde yüzgeç hatlar için günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu ifadelerin doğruluğu % ± 0.6 'dır.

Bu ifadeler türetilirken, spektral domen yöntemi kullanılarak bulunan sayısal sonuçlardan elde edilen eğriye, türetilen denklemlerden elde edilen sonuçlar uydurulmuştur. Verilen denklemler,

$$0 < b/a \leq 1 \quad 1/32 \leq d/b \leq 1.00$$

$$1/64 \leq s/a \leq 1/4 \quad 1 \leq \epsilon_r \leq 3.75$$

aralığı için geçerlidir (Şekil 3-4'e bakınız).

3.3.2 Kılavuzlanmış Dalgaboyu ve Karakteristik Empedansın Frekansa Bağımlılığı

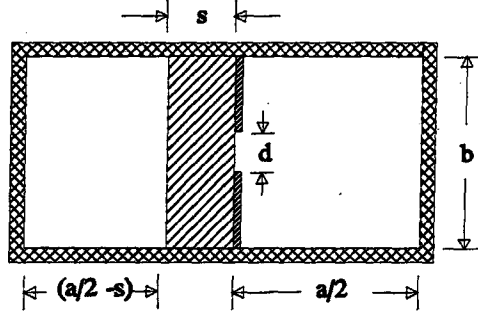
Yüzgeç hatlarda kılavuzlanmış dalgaboyu,

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_e(f)}} \quad (3.8)$$

olarak belirlenir. Burada λ , boş uzayda yayılan dalganın dalgaboyu ve $\epsilon_e(f)$ ise aşağıda verildiği gibi yüzgeç hattın frekansına bağlı etkin dielektrik sabitidir:

$$\epsilon_e(f) = k_e - (\lambda/\lambda_{ca})^2 \quad (3.9)$$

k_e , f frekansında eşdeğer dielektrik sabiti, λ_{ca} ise tamamen hava ile doldurulmuş, belirli boyuttaki yüzgeç hatlı bir dalgakılavuzunun kesim dalgaboyudur. Orta



Şekil 3-4 Tek taraflı yüzgeç hat.

seviyeli ϵ_r ($\epsilon_r \leq 2.5$) dielektrik sabiti ve ince bir malzeme için k_e kesim frekansında, k_c değerine eşit alınabilir. Gerçekte k_e frekansa bağlıdır ve genel şekli,

$$k_e = k_c f(d/b, s/a, b/\lambda, \epsilon_r) \quad (3.10)$$

olarak verilir. Burada

$$k_c = (\lambda_{cf} / \lambda_{ca})^2, \quad (3.11)$$

λ_{cf} ise yüzgeç hattın kesim dalgaboyudur. $f(d/b, s/a, b/\lambda, \epsilon_r)$ fonksiyonu Pramanick ve Bhartia'nın dağılım modelinden elde edilebilir [13]. $\epsilon_e(f)$ etkin dielektrik sabitine sahip dielektrik yüzgeç hattın karakteristik empedansı,

$$Z_o = Z_{o\infty} / \sqrt{\epsilon_e(f)} \quad (3.12)$$

olarak verilir [8]. $Z_{o\infty}$, oluklu kılavuz modeline göre belirli boyuttaki yüzgeç yapıya sahip eşdeğer dalgakılavuzunun sonsuz frekanstaki karakteristik empedansıdır.

3.3.3 Tek Taraflı Yüzgeç Hatlarda Kesim Frekansı ve Karakteristik Empedans

Şekil 3-4 'te görülen tek taraflı yüzgeç hattı, E düzlemine dielektrik levha ile yüklenmiş bir dalgakılavuzu ve kanatlı dalgakılavuzunun bileşimi olarak düşünülebilir. İçerisi hava dolu kanatlı dalgakılavuzunun kesim dalgaboyu λ_{ca} şu

denklem kullanılarak bulunabilir:

$$\frac{b}{\lambda_{ca}} = \frac{b}{2a} \left[1 + \frac{4}{\pi} \left(\frac{b}{a} \right) \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a}} \right) \ln \operatorname{Cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right]^{-1/2} \quad (3.13)$$

Dielektrik yüklü dalgakılavuzunun kesim dalgaboyu λ_{cd} ise,

$$\frac{b}{\lambda_{cd}} = \frac{b}{2a} \left[1 + 0.5 \left(2 \frac{s}{a} + \frac{1}{\pi} \sin \left(\frac{2\pi s}{a} \right) (\epsilon_r - 1) \right) \right]^{-1/2} \quad (3.14)$$

ifadesinden bulunabilir.

Şekil 3-4 'te görülen tek taraflı yüzgeç hatta ait kesim dalgaboyu λ_{cf} (3.13) ve (3.14) denklemleri kullanılarak şu şekilde verilir:

$$\frac{b}{\lambda_{cf}} = \frac{b}{2a} \left[\left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \left(\frac{b}{a} \right) \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a}} \right) \ln \operatorname{Cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right\} \left\{ 1 + F \left(\frac{s}{a}, \frac{d}{b} \right) (\epsilon_r - 1) \right\} \right]^{-1/2} \quad (3.15)$$

(3.15) denkleminde $F(s/a, d/b)$ fonksiyonu çekilerek, çıkan ifade şu şekilde yazılabilir:

$$F \left(\frac{s}{a}, \frac{d}{b} \right) = \frac{\left[\left(\frac{\lambda_{cf}^2}{4a^2} \right) / \left(1 + \frac{4}{\pi} \left(\frac{b}{a} \right) \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a}} \right) \ln \operatorname{Cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right) \right]^{-1}}{(\epsilon_r - 1)} \quad (3.16)$$

Bu fonksiyonun çözümü

$$F \left(\frac{s}{a}, \frac{d}{b} \right) = \left[a_1 \left(\frac{s}{a} \right) \ln \operatorname{Cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) + b_1 \left(\frac{s}{a} \right) \right] \frac{s}{a} \quad (3.17)$$

şeklinde ifade edilir ve λ_{cf} tam değerinin spektral domen tekniği kullanılarak hesaplanması biraraya getirilerek irdelenirse,

$$a_1\left(\frac{s}{a}\right) = 0.4020974 \left(\ln\left(\frac{a}{s}\right)\right)^2 - 0.7684487 \ln\left(\frac{a}{s}\right) + 0.3932021 \quad (3.18)$$

$$b_1\left(\frac{s}{a}\right) = 2.42 \sin\left(0.556 \ln\left(\frac{a}{s}\right)\right) \quad (3.19)$$

olarak bulunur.

Kesim frekansındaki eşdeğer dielektrik sabiti şöyle verilir:

$$k_c = 1 + \frac{s}{a} \left[a_1\left(\frac{s}{a}\right) \ln \operatorname{Cosec}\left(\frac{\pi d}{2b}\right) + b_1\left(\frac{s}{a}\right) \right] (\epsilon_r - 1) \quad (3.20)$$

Bu denklemden k_c 'nin ϵ_r 'ye doğrusal olarak bağlı olduğu görülmektedir.

Yüzgeç hatlar için karakteristik empedansın tanımı tek değildir. Bir yaklaşıma göre yüzgeç hattın karakteristik empedansı yüzgeç hattın içindeki akım ve gerilime bağlı olarak belirlenmektedir. Bu tanımlama anahtarlama uygulamaları için kullanışlıdır. Diğer taraftan, Meier [8] karakteristik empedansı güç-gerilim temeline dayandırarak ve yüzgeç hat için oluklu dalgıkılavuzu modeli kullanarak tanımlar. Burada vereceğimiz tanımlama ise, spektral domen sonuçlarına eğri uydurularak elde edilmiştir [10]:

$$Z_o = \frac{240\pi^2 (px+q) (b/a)}{(0.385x+1.762)^2 \sqrt{\epsilon_e(f)}} \quad (3.21)$$

burada

$$p = -0.763 \left(\frac{b}{\lambda}\right)^2 + 0.58 \left(\frac{b}{\lambda}\right) + 0.0775 \left[\ln\left(\frac{a}{s}\right)\right]^2 - 0.668 \left[\ln\left(\frac{a}{s}\right)\right] + 1.262 \quad (3.22)$$

$$q = 0.372 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0.914, \quad d/b > 0.3 \text{ iken} \quad (3.23)$$

ve

$$p = 0.17 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0.0098 \quad (3.24)$$

$$q = 0.138 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0.873, \quad d/b \leq 0.3 \text{ iken} \quad (3.25)$$

ve

$$x = \ln \operatorname{Cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \quad (3.26)$$

olarak verilir.

Denklem (3.21), $s/a \leq 1/20$ için $\% \pm 2$, $s/a > 1/20$ için $\% \pm 3$ doğruluğa sahiptir. Meier'in tanımladığı model ise $\% \pm 9$ doğruluğa sahiptir.

3.3.4 İki Taraflı Yüzgeç Hatlarda Kesim Frekansı ve Karakteristik Empedans

İki taraflı yüzgeç hatlar için yaygın olarak kullanılan kesim frekansı ve karakteristik empedans tanımları yine Pramanick ve Bhartia tarafından yapılmıştır [11]. Bu tanımlara göre iki taraflı yüzgeç hat için normalize kesim dalgaboyu,

$$\frac{b}{\lambda_{cd}} = \frac{b}{2(a-s)} \left[1 + \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{b}{a-s} \right) \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} x_b \right) \right]^{-1/2} \quad (3.27)$$

olarak verilir. Bu ifadede,

$$x = \ln \operatorname{Cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right), \quad (3.28)$$

$$X_b = X + \varepsilon_r G_d \quad (3.29)$$

olarak verilir. Malzemenin etkilerine G_d denilirse,

$$G_d = \eta_d \arctan(1/\eta_d) + \ln[1 + \eta_d^2]^{1/2} \quad (3.30)$$

$$\eta_d = (s/a) / (b/a)(d/b) \quad (3.31)$$

olarak tanımlanır.

İçerisi hava dolu iki yönlü yüzgeç hattın kesim dalgaboyu b/λ_{ca} yukarıdaki denklemlerde $\varepsilon_r = 1$ kullanılarak elde edilir.

İki taraflı yüzgeç hatların kesim frekansı için Pramanick ve Bhartia [11] tarafından verilen bu ifadelerin doğruluğu yapısal parametreler $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 3.8$, $1/64 \leq s/a \leq 1/8$, $d/b \leq 1$ ve $0 \leq b/a \leq 1$ aralığında iken $\% \pm 0.8$ 'dir.

[12] 'de verilen spektral domen sonuçlarına eğri uydurma yöntemine dayanarak, iki taraflı yüzgeç hatları için elde edilen karakteristik empedans ifadesi şu şekilde verilir:

$$Z_o = \frac{240\pi^2 (\bar{p}\bar{x} + q) (b/(a-s))}{(0.385\bar{x} + 1.7621)^2 \sqrt{\varepsilon_c(f)}} \quad (3.32)$$

burada,

$$\bar{x} = x_b - G_d (\varepsilon_r - 1) \quad (3.33)$$

$$p = 0.097(b/\lambda)^2 + 0.01(b/\lambda) + 0.04095 \quad (3.34)$$

$$q = 0.0031(b/\lambda) + 0.89 \quad (3.35)$$

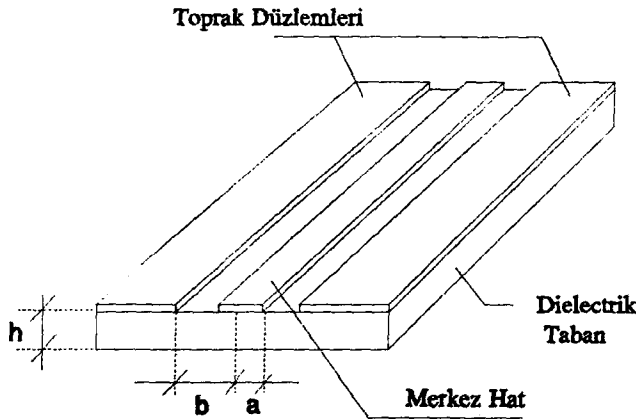
Bu ifade $d/b \leq 0.25$ için % ± 2 doğruluğa sahiptir.

3.4 Eşyüzeyle Dalgakılavuzu

3.4.1 Giriş

Daha önce de bahsedildiği üzere, radar ve haberleşme sistemleri için küçük boyutlu ve tümdevre halinde üretilebilir modülleri araştıran sistem mühendisleri milimetre dalga tümdevre yapılara yönelmişlerdir. Daha önceki alt başlıklarda tümdevre iletim hattı yapılarından mikroşerit ve yüzgeç hatlar incelendi. Milimetre dalga frekanslarında kullanılan bir diğer iletim hattı eşyüzeyle dalgakılavuzudur.

Eşyüzeyle dalgakılavuzu dielektrik bir taban malzemesi üzerine yerleştirilen metal şerit ve bu metal şeridin iki yanındaki paralel toprak elektrolardan oluşur (Şekil 3-5). TEM mod gibi davranan yayınıma sahiptir. Bu geometri, mikroşerit ve yüzgeç hatların bazı avantajlarını tek bir yapıda toplar. Eşyüzeyle hatların bazı ilginç özellikleri şöyle verilebilir:



Şekil 3-5 Eşyüzeyle dalgakılavuzu yapısı

(a) Mikroşerit geometri elemanların seri bağlantıları için uygundur (şerit iletkende boşlukla karşıya geçiş mümkündür). Diğer taraftan yüzgeç (oluk) hatta ise elemanların paralel bağlantısı kolaydır (aradaki oluk yardımıyla). Eşyüzeyli hatta ise hem seri hem de paralel bağlantı kolayca sağlanabilir.

(b) Koaksiyelden eşyüzeyli hatta ve mikroşeritten eşyüzeyli hatta kolaylıkla geçiş yapılabilir.

(c) Eşyüzeyli hattaki boyutlar, geniş boyutlu bir elemanı (örneğin SMA konnektör) küçük bir devre kırımağına veya toplu elemana bağlamak amacıyla uygun bir empedans için inceltilebilir.

(d) Eşyüzeyli hatlarda hem dengeli hem de dengesiz modları yakalamak mümkündür. Bu sebeple bu iletim hatları dengeli karıştırıcı, dengeli modulatör gibi hem dengeli hem de dengesiz işaretlerin bulunduğu devrelerde geniş uygulama alanı bulur.

(e) Eşyüzeyli hatlarda manyetik alan eliptik polarizasyonu sağlar. Bu karakteristik birçok ferit devre (rezonans izolatörleri gibi) tasarımı için kullanışlıdır.

Hibrid ve monolitik mikrodalga devrelerde, eşyüzeyli dalgakılavuzu ve eşyüzeyli şerithatların kullanımı yaygınlaştığı için, TEM gibi davranan yapılarına ait elektriksel parametreleri (karakteristik empedans Z ve etkin dielektrik sabiti ϵ_{eff}) için analitik formüllerin geliştirilmesi önemlidir. Sonsuz kalın dielektrik malzemeye sahip hatlar için kesin formüller çıkarılmış olmasına karşılık, sonlu kalınlıktaki taban malzemesine sahip yapılar için yayınlanan analitik ifadeler, temelde yaklaşıktır ve daha dikkatli (sayısal) analizlerle geçerliliği denenmelidir. Burada verilen denklemler ise geçerliliği deneysel olarak kanıtlanmış literatürde

yayınlanan ifadelerdir.

3.4.2 Eşyüzeyle Hatlarda Karakteristik Empedans ve Etkin Dielektrik Sabiti

Eşyüzeyle hatlar için analitik ifadeler çeşitli araştırmacılar tarafından geliştirilmiştir. Burada verilen ifadeler, [14] 'te verilen denklemlerin ve spektral domen analizinden çıkarılan sonuçların karşılaştırılmasıyla elde edilmiştir [15]. Mikrodalga tasarımcıları tarafından yaygın olarak kullanılan eşyüzeyle dalgakılavuzuna ait karakteristik empedans ve etkin dielektrik sabiti şu şekilde verilmektedir:

$$Z_0 = \frac{30 \pi K(k')}{\sqrt{\epsilon_{eff}} K(k)} , \quad (3.36)$$

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1')} . \quad (3.37)$$

Burada

$$k = a/b , \quad (3.38)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (3.39)$$

olarak verilir. a ve b hattın boyutlarını, h ise kullanılan dielektrik malzemenin

kalınlığını ifade eder (Şekil 3-5). K eliptik fonksiyon ve $k' = \sqrt{1-k^2}$ olmak üzere,

eliptik fonksiyonların oranı şu şekilde verilebilir:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \quad 0 \leq k^2 \leq 0.5 \quad (3.40)$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{\pi}{\ln(2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k}))} \quad 0.5 \leq k^2 \leq 1 \quad (3.41)$$

Sonuç olarak, (3.36) ve (3.37) denklemleri taban malzemenin kalınlığı için geniş bir aralıkta doğrudur ve $k=a/b$ oranının alt ve üst limitleri için bu yaklaşım kullanılarak elde edilen sonuçlar deneysel verilerle karşılaştırılarak iyi sonuçlar alınmıştır [15].

BÖLÜM 4

MİKROŞERİT ALÇAK GEÇİREN SÜZGEÇLER

4.1 Giriş

Radar, radyometre ve haberleşme sistemleri için milimetre dalgaboyunda yapılan çalışmalarda son yıllarda önemli ölçüde artış görülmektedir. Alçak geçiren süzgeçler, birçok uygulama alanının yanında, karıştırıcıların ara frekans katında istenen frekansı ayırt etmek amacı ile de yaygın olarak kullanılırlar. Bu bölümde, tasarlanan karıştırıcının ara frekans katında kullanılmak üzere bir alçak geçiren süzgeç tasarlanmıştır. Süzgecin 2.8 GHz kesim frekansına sahip olması ve mikroşerit hatlarla gerçekleştirilmesi istenmektedir.

Süzgeç tasarımı hakkında yapılan, geniş ve kapsamlı araştırmalar Matthaei'nin klasik kitabında verilir [16]. Diğer birçok kaynakta da süzgeç tasarımı hakkında yapılan çalışmalar bulunabilir [17,18]. Tasarım için kullanılan birkaç yöntem vardır. Milimetre dalgaboyundaki süzgeçler, düşük frekans prototip süzgeç teknikleri kullanılarak tasarlanabilir. Yaygın olarak kullanılan iki düşük frekans süzgeç sentez tekniği vardır; hayal parametre yöntemi ve araya girme kaybı yöntemi. Düşük frekans süzgeç tasarımı aşağıdaki adımları içerir:

1. İstenen geçirme bandı karakteristiklerine sahip prototip alçak geçiren süzgeç tasarımı,
2. Bu prototip devreyi, belirtilen merkez ve / veya band kenar frekanslarında istenen (alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren veya band durduran) süzgeç tipine dönüştürmek,
3. Devreyi ayrık elemanlarla gerçekleştirmek.

Süzgeç devrelerini sentezlemek için sayısal yöntemler kullanılır. Devre toplu eleman formunda modellenir ve süzgeç cevabını belirlemek için Kirchoff denklemleri çözülür. Tasarım işlemleri karmaşıktır.

Mikroşerit süreksizlikleri, mikroşerit süzgeçlerin tasarımında önemli bir yer alır. Mikroşeritlerdeki süreksizlik etkileri üzerine kapsamlı olarak çalışan birçok araştırmacı vardır. Süreksizlikler, sonu açık devre, boşluk (gap), genişlikte adım (step), T jonksiyonu ve çapraz jonksiyon gibi isimler alır. Süreksizliklerin sonucu, mikroşerit üzerindeki şerit iletkenin boyutundaki ani değişiklikler, elektrik ve manyetik alan dağılımında değişikliklere neden olur. Değişen elektrik alan dağılımındaki değişim eşdeğer bir kapasite ve manyetik alan dağılımındaki değişim ise eşdeğer bir endüktansla ifade edilebilir. Süreksizliklerin modellenmesiyle ortaya çıkan kapasitif bileşenler; Benedek ve Silvester (1972,1973,1975), Farrar ve Adams(1971,1972), Maeda(1972), Hortan(1973) ve Itoh(1972) tarafından analiz edilmiştir. Endüktif bileşenler ise Thomson ve Gopinath(1975) ve Gopinath(1976) tarafından belirlenmiştir.

İkinci kısımda süzgeç tasarım denklemleri ve ardarda mikroşerit hat parçaları kullanılarak, kapasite ve endüktanslardan oluşan kademeli devrenin gerçekleştirilmesi verilmektedir. Gerçeklenen devrenin sonuçları ve bazı düşünceler üçüncü kısımda sunulmaktadır.

4.2 Alçak Geçiren Süzgeç Tasarımı

Bilindiği gibi, bir karıştırıcıda IF ara frekansındaki işareti geçiren; LO yerel osilatör ve RF yüksek frekanslardaki işaretleri ise reddeden bir alçak geçiren süzgece ihtiyaç vardır. Bu bölümde, tasarlanan karıştırıcıda kullanılan alçak geçiren bir süzgecin tasarım ilkeleri verilmektedir.

Tasarlanacak süzgecin amacımıza hizmet etmesi için, 2.8 GHz kesim frekansına, 30 dB zayıflamaya ve 0.1 dB dalgalanmaya sahip olması yeterlidir. Bahsedilen süzgeç için, araya girme kaybı yöntemi ile alçak frekans prototip süzgeç tasarımı kullanılmıştır. Bu yöntemin detayları, [16] ve [17] numaralı referanslarda verilmiştir.

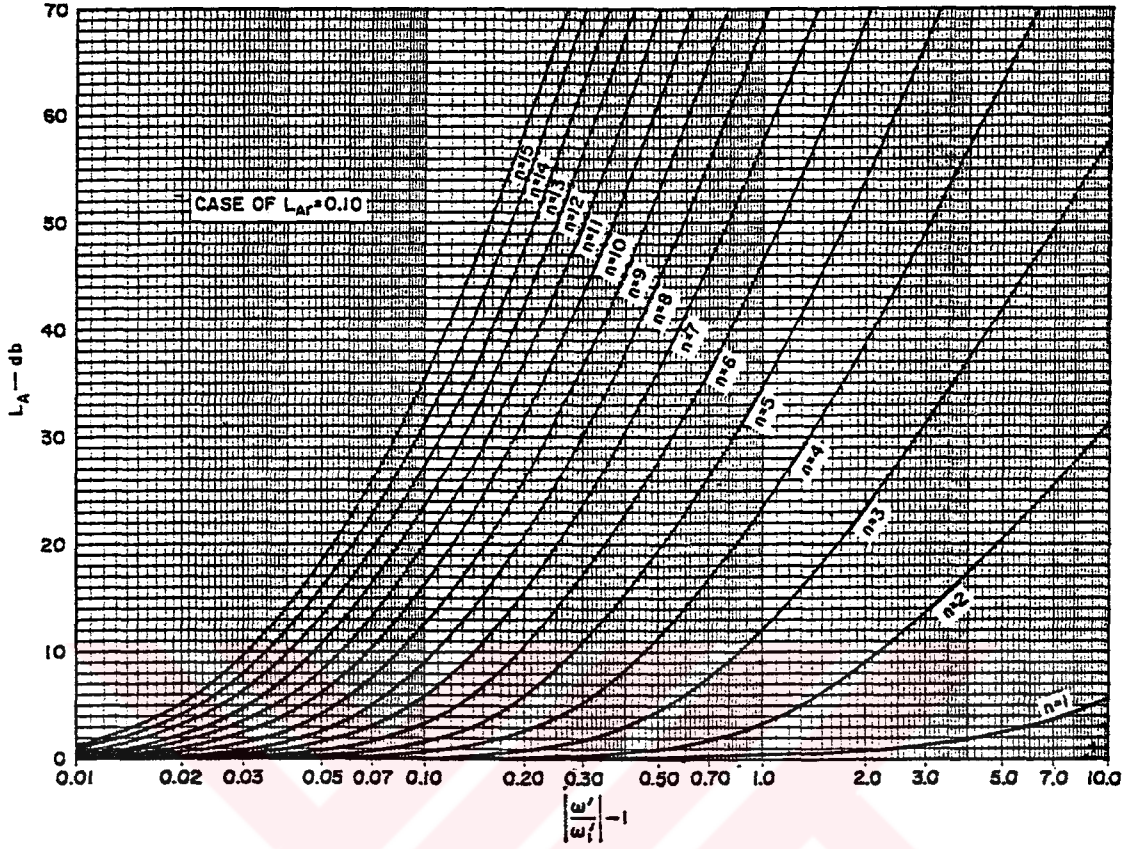
Tasarım için Chebyshev tipi süzgeç seçilmiştir. 0.1 dB dalgalanmaya sahip Chebyshev tipi süzgecin eleman değerleri, Matthaei tarafından verilen tablolardan belirlenebilir (Tablo 4-1). Şekil 4-1 'den görülebileceği gibi süzgeç için 5 eleman kullanılırsa $\omega' = 1.8\omega'_1$ frekansında 30 dB' lik bir zayıflama elde etmek mümkündür. Prototip süzgecin tüm eleman değerleri, $g_0=1$ ve $\omega'_1 = 1$ olmak üzere normalize edilmiştir. Bu prototip değerler, devre elemanlarına aşağıdaki dönüşümlerin uygulanması ile kolayca diğer empedans seviyelerine ve frekans ölçeğine geçmek mümkündür. Endüktans ve kapasiteler için,

$$L = \left(\frac{G'}{G_0}\right) \left(\frac{\omega'_1}{\omega_1}\right) L' \quad (4.1)$$

$$C = \left(\frac{G_0}{G'}\right) \left(\frac{\omega'_1}{\omega_1}\right) C' \quad (4.2)$$

Tablo 4-1 $g_0 = 1$, $\omega'_1 = 1$ olan Chebyshev süzgeçler için eleman değerleri.

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}
0.1 db ripple											
1	0.3052	1.0000									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1.0000							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000					
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1.0000	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9628	0.8853	1.3554



Şekil 4-1 0.10-dB dalgalanmaya sahip Chebyshev süzgeç karakteristiği.

ifadeleri verilir. Bu deklemlerdeki üs ifadeli terimler normalize edilmiş prototip devre içindir ve üs ifadesi olmayan terimler gerçek devre ölçüleri içindir.

$n=5$ olan ve 0.1 dB dalgalanmaya ve yaklaşık 30 dB zayıflamaya sahip prototip süzgecin eleman değerleri Tablo 4-1 yardımıyla şu şekilde elde edilir:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1, & g_1 &= 1.1468, & g_2 &= 1.3712, & g_3 &= 1.9750, \\ g_4 &= 1.3712, & g_5 &= 1.1468, & g_6 &= 1. \end{aligned}$$

Bu prototip devre eleman değerleri ile,

$$\omega_1 = 2\pi f = 17.59 \cdot 10^9 \text{ rad/sec},$$

$$\omega'_1/\omega_1 = 1/(17.59 \cdot 10^9) = 5.684 \cdot 10^{-11}$$

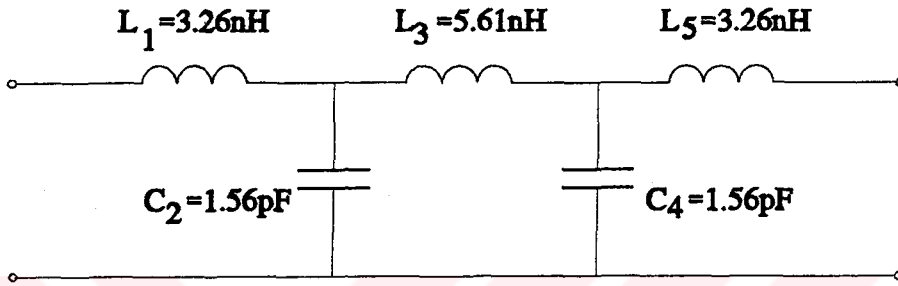
$$\text{ve } G_0 = 0.02 \text{ mho}, \quad g_0 = G'_0 = 1; \quad G'_0/G_0 = 50$$

olarak alınıp, (4.1) ve (4.2) denklemleri kullanılarak aşağıdaki devre değerleri elde edilmiştir (Şekil-2):

$$L_1 = L_5 = (0.02)^{-1} \cdot 5.684 \cdot 10^{-11} \cdot 1.1468 = 3.26 \text{ nH} ,$$

$$C_2 = C_4 = 0.02 \cdot 5.684 \cdot 10^{-11} \cdot 1.3712 = 1.56 \text{ pF} ,$$

$$L_3 = (0.02)^{-1} \cdot 5.684 \cdot 10^{-11} \cdot 1.975 = 5.613 \text{ nH} .$$



Şekil 4-2 2.8 GHz alçak geçiren süzgeç devresi.

Şimdi bu süzgeci mikroşerit hat teknolojisi kullanarak gerçekleştirelim. Taban malzeme olarak, dielektrik sabiti 2.2 ve kalınlığı 0.38 mm olan Duroid malzeme seçilmiştir.

Kapasite ve endüktans değerleri için kullanılan ifadeler mikroşerit hatların hem karakteristik empedansına, hem de uzunluğuna bağlı olduğu için, mikroşerit hatlar için de bazı temel tasarım bilgileri verilmektedir.

Bilindiği gibi, mikroşerit hattın genişliği, karakteristik empedansı ile ters orantılıdır ve kalın hatlar kapasite gibi davranırken, ince hatlar endüktans gibi davranırlar. Genelde empedanslar arasındaki ilişki, $Z_{OC} < Z_O < Z_{OL}$ şeklindedir. Burada, Z_{OC} ve Z_{OL} sırasıyla kapasitif ve endüktif empedanslardır. Şimdi aşağıdaki hususlar göz önüne alınmalıdır:

a) Hattın genişliği, en yüksek çalışma frekansında bile kesit içinde rezonans oluşturmayacak şekilde belirlenmelidir:

$$f_{CT} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} (2w + 0.8h)} , \quad (4.3)$$

burada w dielektrik üzerine yerleştirilen şerit şeklindeki hattın genişliği, c ışık hızı, ϵ_r bağıl dielektrik sabiti ve h dielektrik malzemenin yüksekliğidir.

b) Z_{OL} empedans değeri dar hatları gerçekleştirirken, karşılaşılan güçlükler göz önünde tutularak gerçekleştirilmelidir.

Bu koşullar altında, kapasitif hatlar için $Z_{OC} = 20 \Omega$ ve endüktif hatlar için $Z_{OL} = 130 \Omega$ empedans değerleri seçilmiştir. Aşağıdaki denklemler kullanılarak, 2.8 GHz kesim frekansı için mikroşerit hattın farklı bölümlerinin uzunlukları hesaplanmıştır.

Geniş hatlar için ($Z_0 < (44 - 2\epsilon_r) \Omega$ olduğu zaman), genişliğin yüksekliğe oranı şu şekilde verilir:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \{ (d_e - 1) - \ln (2d_e - 1) \} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \{ \ln (d_e - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \} , \quad (4.4)$$

Burada

$$d_e = \frac{59.95 \pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} , \quad (4.5)$$

ve etkin dielektrik sabiti,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r}{0.96 + \epsilon_r (0.109 - 0.004 \epsilon_r) \{ \log (10 + Z_0) - 1 \}} \quad (4.6)$$

olarak verilir.

Dar hatlar için ($Z_0 > (44 - 2\epsilon_r) \Omega$ olduğu zaman), bu oran şu şekilde hesaplanır:

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp [H']}{8} - \frac{1}{4 \exp [H']} \right)^{-1}, \quad (4.7)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 - \frac{1}{2H'} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]^{-2}. \quad (4.9)$$

Burada

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (4.8)$$

olarak verilir. Mikroşerit içerisindeki dalgaboyu ise aşağıdaki denklem yardımıyla kolayca hesaplanır:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}. \quad (4.10)$$

Bu denklemler kullanılarak elde edilen sonuçlar Tablo 4-2 'den görülebilir:

Tablo 4-2 Karakteristik empedansa göre hesaplanan mikroşerit hat genişliği ve dalgaboyu.

Karakteristik empedans (Ω) (seçilen veri)	20 (Z_{OC})	50	130 (Z_{OL})
Genişlik (mm)	3.8955	1.186	0.1774
Dalgaboyu (mm)	74.55 (λ_{gc})	77.01	81.57 (λ_{gl})

Mikroşerit hatların farklı bölümlerinin uzunlukları, aşağıda açıklanan yönteme dayandırılarak yazılan bir bilgisayar programı yardımıyla hesaplanmıştır.

Süzgeci oluşturan kapasite ve endüktans değerleri ile mikroşerit hat parçalarını doğrudan yer değiştirerek analiz yapmak gerekir. Yüksek empedansa sahip kısa uzunluktaki ($< \lambda_g / 4$) hatlar baskın olarak seri endüktans gibi davranırlar. Düşük empedanslı çok kısa uzunluktaki ($<< \lambda_g / 4$) hatlar ise baskın olarak paralel kapasite gibi davranırlar.

Düzgün kayıpsız hatların l uzunluğu için akım ve gerilim arasındaki ilişki şu şekilde verilir:

$$V_1 = V_2 \cos \beta l + j I_2 Z_0 \sin \beta l , \quad (4.11)$$

$$I_1 = j \frac{V_2}{Z_0} \sin \beta l + I_2 \cos \beta l . \quad (4.12)$$

Bu ifadeler aşağıdaki gibi matris şeklinde yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j Z_0 \sin \beta l \\ j Y_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} , \quad (4.13)$$

ve akım ile gerilim arasındaki parametrik gösterim,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

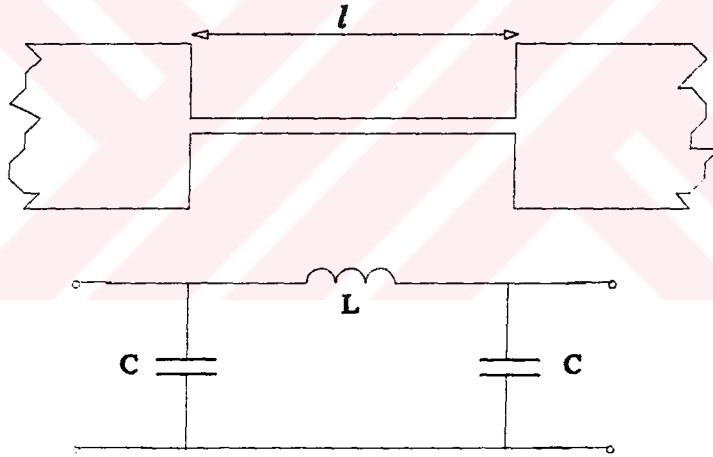
olarak verilir. (4.13) ve (4.14) denklemlerinin karşılaştırılması iletim hatları zincir

matrisi için şu sonucu verir:

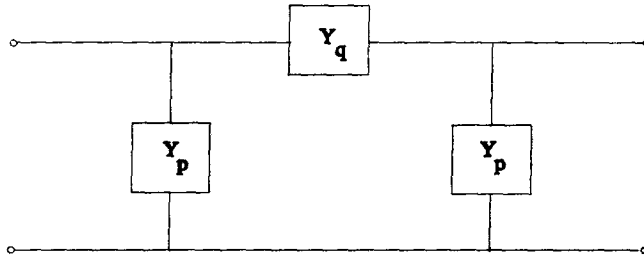
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

Bu sonuç çok katlı iletim hatlarını analiz etmek için kullanışlıdır.

Şimdi, Şekil 4-3 'te görülen baskın olarak endüktif davranan hattı düşünelim. Şekil 4-4 'te görülen π -devre yapısının ABCD parametreleri aşağıdaki gibidir:



Şekil 4-3 Endüktif hat uzunluğu.



Şekil 4-4 π -devre yapısı.

$$A = 1 + \frac{Y_p}{Y_q} , \quad B = \frac{1}{Y_q} ,$$

$$C = 2Y_p + \frac{Y_p^2}{Y_q} , \quad D = 1 + \frac{Y_p}{Y_q} . \quad (4.16)$$

Bahsedilen sonuçlar kullanılırsa, l uzunluğundaki hattın giriş reaktansı şöyle bulunur:

$$Z_q = jX_L = jZ_o \sin \beta l , \quad (4.17)$$

burada X_L endüktif hattın reaktansıdır, ve

$$L = \frac{Z_o}{\omega} \sin \frac{2\pi l}{\lambda_g} \quad (4.18)$$

olarak bulunur. Baskın olarak endüktif olan bu hattın uzunluğu,

$$l_L = \frac{\lambda_g}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L}{Z_o} \right) \quad (4.19)$$

olarak elde edilir.

Eşdeğer devreden C_L kapasite değeri

$$Y_p = j B_L = j Y_o \tan \frac{\beta l}{2} , \quad (4.20)$$

B_L endüktif hattın suseptansı olmak üzere,

$$C_L = \frac{1}{Z_o \omega} \tan \frac{\pi l}{\lambda_g} \quad (4.21)$$

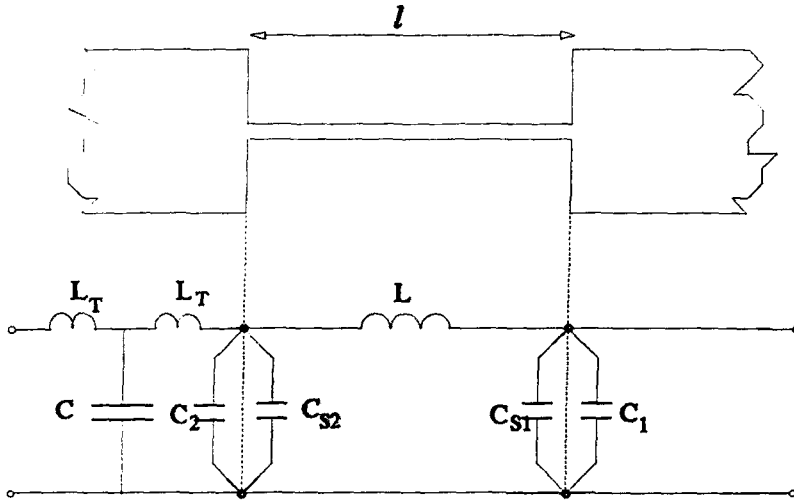
şeklinde bulunur.

1 uzunluğundaki endüktif hattın hemen bitişiğindeki düşük empedansa sahip geniş mikroşerit hatlar Şekil.5 'te gösterilmiştir. İnce genişlikteki mikroşerit hattın, kalın genişlikteki mikroşerit hata geçerken oluşan süreksizlik elektriksel olarak bir kapasite değeri ile modellenenebilir. Adım (step) kapasitesi adı verilen bu kapasite değeri için şu ifade kullanılmaktadır:

$$C_s = \sqrt{w_1 w_2} (10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_2}{w_1} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \quad pF/m \quad (4.22)$$

Şimdi baskın olarak kapasitif özellik gösteren geniş mikroşerit hatları düşünelim (Şekil 4-6). Bu tip hatlar elektriksel olarak bir T-devre yapısı ile modellenenebilirler. Şekil 4-7 'de gösterilen T-devre yapısına ait ABCD parametreleri şu şekilde verilebilir:

$$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{Z_a}{Z_b} , & B &= 2Z_a + \frac{Z_a^2}{Z_b} , \\ C &= \frac{1}{Z_b} , & D &= 1 + \frac{Z_a}{Z_b} . \end{aligned} \quad (4.23)$$



Şekil 4-5 Bitişik kapasitif hatlarla endüktif mikroşerit hat uzunluğu ve süreksizlik kapasitelerini de içeren toplu eşdeğer devre.

Bu devreye ait paralel kapasite değeri şu ifade kullanılarak hesaplanabilir:

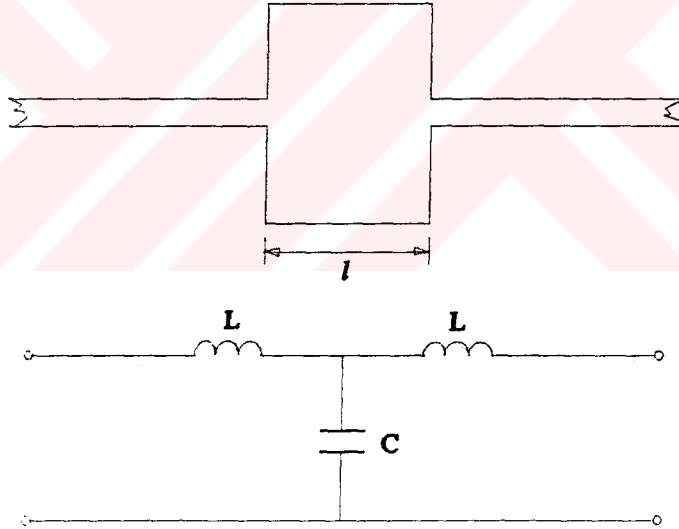
$$Y_b = jB_C = \frac{j}{Z_o} \sin \beta l \quad , \quad (4.24)$$

B_C kapasitif hattın suseptansı olmak üzere,

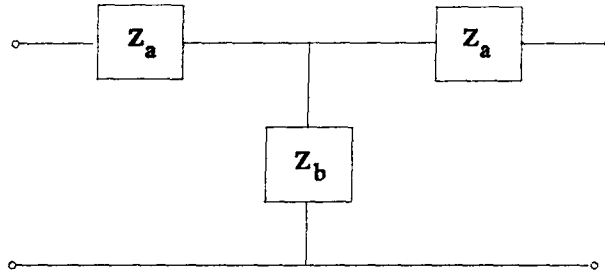
$$C = \frac{1}{\omega Z_o} \sin \left(\frac{2\pi l}{\lambda_g} \right) \quad (4.25)$$

olarak bulunur ve buradan

$$l_C = \frac{\lambda_g}{2\pi} \sin^{-1} (\omega C Z_o) \quad (4.26)$$



Şekil 4-6 Kapasitif hat uzunluğu.



Şekil 4-7 T-devre yapısı.

elde edilir.

Eşdeğer devrede kapasitenin her iki yanındaki endüktans değerleri için şu denklemler kullanılır:

$$Z_a = jX_C = jZ_o \tan \frac{\beta l}{2} , \quad (4.27)$$

X_C kapasitif hattın reaktansıdır ve yukarıdaki ifadeden,

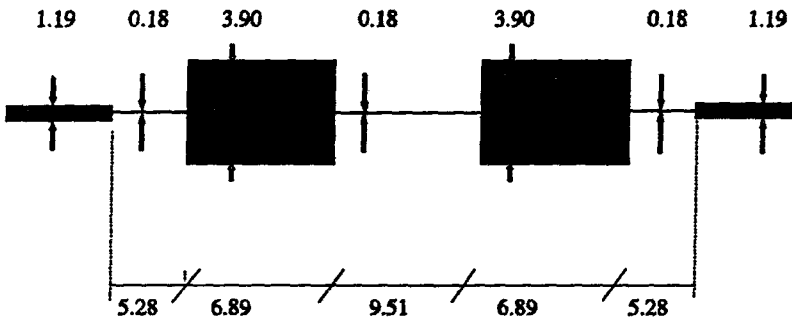
$$L_C = \frac{Z_o}{\omega} \tan \frac{\pi l}{\lambda_g} \quad (4.28)$$

olarak bulunur.

Endüktif davranan hat uzunlukları için hesaplanan endüktans değerleri L_T gerçek endüktans değerinden küçük olmak zorundadır. Çünkü kapasitif davranan hatların modellenmesi sırasında da bu hatlara ait endüktans değerleri bulunmuştur. Bu iki yapı ardarda getirildiğinde toplam endüktans değeri istenen değere eşit olmalıdır. Bu noktadan hareketle hattın gerçek endüktans değeri;

$$L_{Line} = L_T - L_{C1} - L_{C2} \quad (4.29)$$

olarak bulunur. L_{C1} ve L_{C2} (4.28) denkleminde hesaplanabilir.



Şekil 4-8 2.8 GHz 'te mikroşerit alçak geçiren süzgeç.

Aynı şekilde, kapasitif davranan hat uzunlukları için hesaplanan kapasite değerleri C_T kapasite değerinden küçük olmak zorundadır. Çünkü toplam kapasite değerini sadece kapasitif hattın kapasite değeri değil, süreksizliklerden oluşan kapasite değerleri (C_s) ve endüktif hatların modellenmesi sonucunda ortaya çıkan kapasite değerleri (C_L) de etkiler. Ancak farklı uzunluktaki hatların kapasite değerlerinin farklı olacağı açıktır. Kapasitif hattın baskın kapasite değeri için,

$$C_{Line} = C_T - C_{L1} - C_{L2} - C_{s1} - C_{s2} \quad (4.30)$$

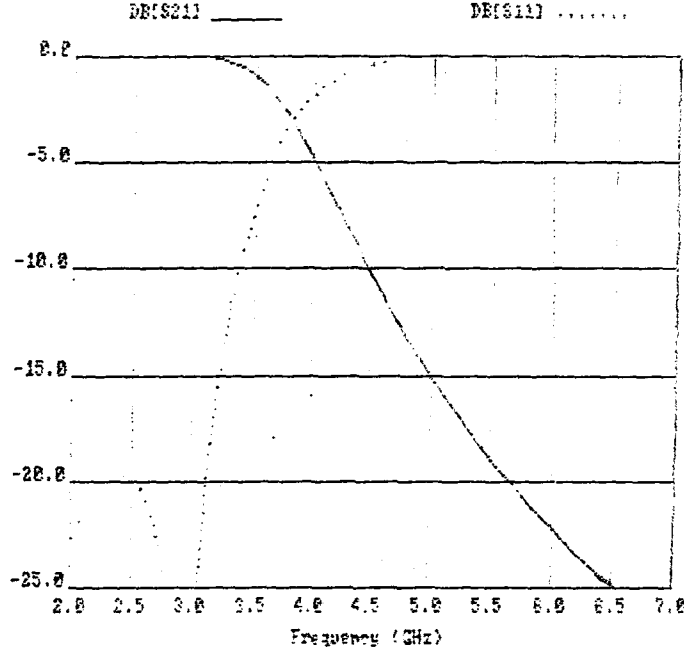
yazabiliriz. Burada herbir endüktif davranan komşu hat için C_{L1} ve C_{L2} (4.21) denkleminde, C_{s1} ve C_{s2} ise (4.22) numaralı denklemden belirlenebilir. Adım (step) süreksizliklerinden oluşan endüktif etkiler küçük olduğu için pek çok uygulamada olduğu gibi bu çalışmada da ihmal edilmiştir

Tüm bu teori kullanılarak, bu tip mikroserit alçak geçiren süzgeçlerin fiziksel boyutlarını hesaplamak için, Ek-3'te verilen bilgisayar programı hazırlanmıştır.

4.3 Sonuç

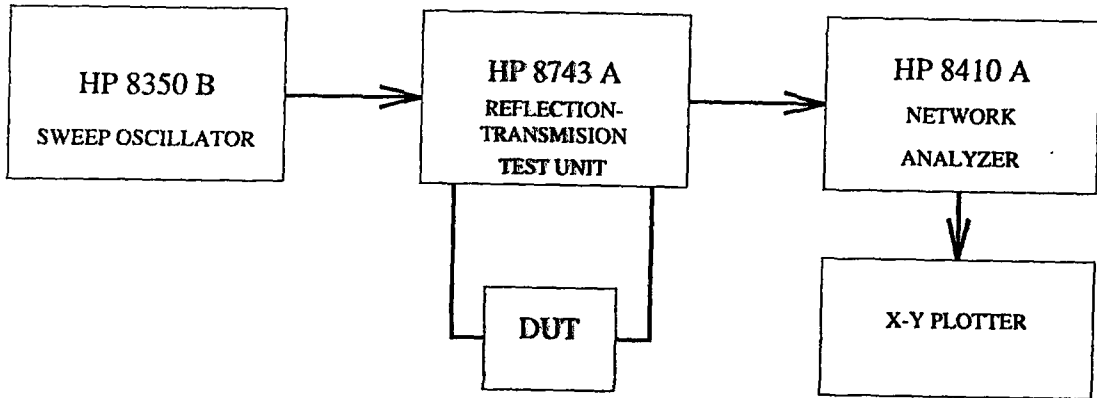
Birçok mikrodalga pasif devre uygulamaları tasarımı sırasında adım (step) süreksizlikler ile sık sık karşılaşılır. Bu süreksizlikler paralel bir C_s kapasite değeri ile modellenir ve bu kapasitenin etkisini mikrodalga devreler analiz edilirken, göz önünde tutulmalıdır.

Tasarlanan bir devrenin tutarlılığını kontrol etmek için devreyi analiz etmek gerekir. Devreyi gerçekleştirmeden önce bu işlemi yapmak avantajlı olacaktır. Mikrodalga devreleri analiz etmek için çeşitli bilgisayar programları vardır. Bu süzgeç tasarımı için AppCAD bilgisayar programı kullanılmıştır.

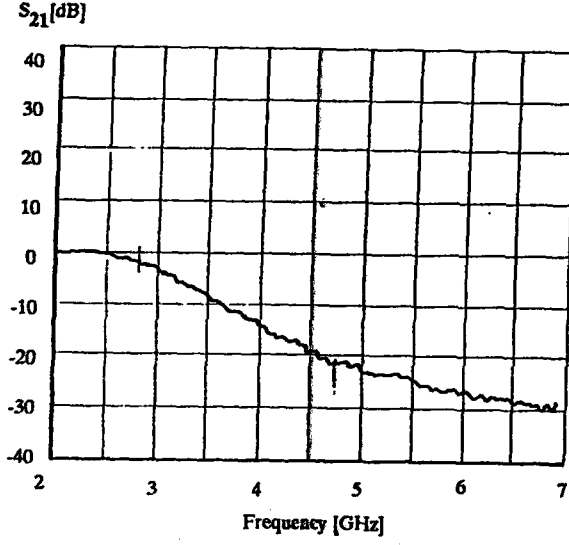


Şekil 4-9 AppCAD program kullanılarak analiz edilen devrenin sonucu.

Bir pasif mikrodalga devresini analiz etmek için, mikroşerit hattın fiziksel boyutlarını ve karakteristik empedansını bilmek yeterlidir. Ancak bu bilgisayar programı adım (step) süreksizliklerinden ileri gelen kapasite etkilerini göz önüne almaz. Bu sebeple, bilgisayara devreye ait adım kapasite değerlerini de giriş bilgisi olarak vermek gerekir. AppCAD paket program kullanılarak yapılan analizde, devreyi oluşturan hatların fiziksel boyutları, karakteristik empedansları ve adım kapasite değerleri giriş bilgisi olarak kullanılmıştır. Bu fiziksel boyutlar Ek-3'te verilen bilgisayar programı sonucunda, adım kapasite değerleri ise, (4.22)



Şekil 4-10 Ölçü sisteminin blok diyagramı.



Şekil 4-11 Süzgecin ölçülen sonucu.

denkleminde elde edilmiştir. Analizin sonucu Şekil 4-9 'da gösterilmiştir ve bu analizden tasarlanan süzgecin amacımıza hizmet edeceği görülmektedir.

Daha sonra alçak geçiren süzgeç gerçekleştirilmiş ve bu süzgecin performansı şekildeki sistem kullanılarak ölçülmüştür. Devre analizörünün çıkışı Şekil-11'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, 2.8 GHz kesim frekansı ve tasarımda öne sürülen $\omega' = 1.8\omega'_1$ frekansında 24 dB zayıflama elde edilmiştir. Devreyi gerçekleştirirken kullanılan tekniğin geliştirilmesiyle daha duyarlı devrelerin gerçekleştirilmesi mümkün olacaktır.

Sonuç olarak, mikroşerit süzgeçler küçük boyutları ve düşük maliyetleri ile çok kullanışlıdır. Diğer taraftan, gerçekleştirilmeleri ve diğer devrelere bağlanmaları çok kolaydır. Bu yüzden, mikroşerit süzgeçler mikrodalga teknolojisinde yaygın olarak kullanılırlar.

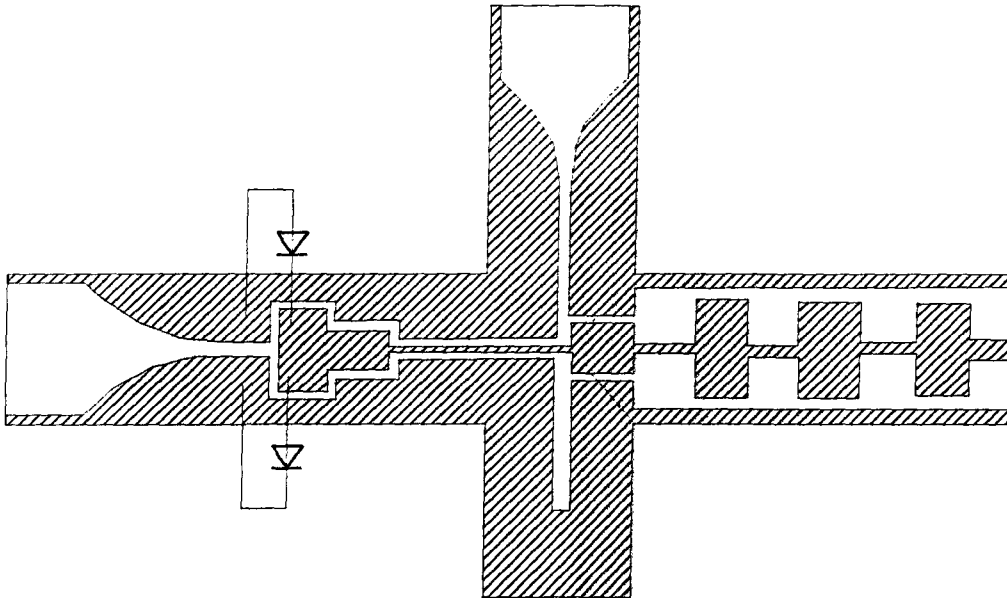
BÖLÜM 5

KARIŞTIRICI DEVRESİNİN TASARIMI

Bu bölümde Şekil 5-1 'de şeması verilen tek dengeli karıştırıcı devresinin tasarım adımları incelenmektedir. Devre tasarımı yapılırken iletim hatları ve iletim hatlarından birinden diğerine geçişler önemli yer tutmaktadır. Şimdi tasarım adımlarını inceleyelim.

5.1 Dalgakılavuzundan Yüzgeç Hattı Geçiş

Dalgakılavuzu içine E düzlem boyunca yerleştirilen düzlemsel yüzgeç hat devrelerinde, dielektrik süreksizliğinden kaynaklanan geridönüş kayıpları önemli bir yer tutar (yaklaşık 27dB). Literatürde bu süreksizlik etkilerini minimuma indirmek için çeyrek dalgaboyu empedans dönüştürücüler çeşitli şekillerde kullanılmışlardır [19]. Dar bir bandgenişliğinde bu dönüştürücüler yardımıyla



Şekil 5-1 Tasarlanan karıştırıcının şeması.

geridönüş kaybı 5dB 'e kadar indirilebilmektedir. Çok geniş bandlı uygulamalar için ise çokadımlı dönüştürücü kullanmak gereklidir.

Dikdörtgen dalga kılavuzunda TE modunda ilerleyen bir dalganın pozitif z yönünde elektrik alan bileşeni yoktur($E_z=0$). Diğer taraftan dalgakılavuzu içinde enerji iletimini sağlamak için manyetik alanın z bileşeni H_z var olmak zorundadır. TE_{mn} modunda ilerleyen bir dalga için, kılavuz içindeki karakteristik empedans şu şekilde verilmiştir [20]:

$$Z_g = \frac{\omega \mu}{\beta_g} = \frac{\eta}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \quad (5.1)$$

burada

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (5.2)$$

sınırsız bir dielektrik içindeki gerçel empedanstır. Burada $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ve

$\epsilon = 8.854 \cdot 10^{-12}$ olarak alınır. f_c kesim frekansı TE_{mn} modu için,

$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (5.3)$$

şeklinde verilir. Burada a ve b kullanılan dalga kılavuzunun ölçüleridir.

34 GHz ve 31.5 GHz RF ve LO işaretlerimiz için 26-40 GHz frekans bandı için kullanılan WR-28 dalga kılavuzu kullanılmıştır.

Bu iki giriş frekansı için karakteristik empedans yukarıdaki formüller yardımıyla hesaplanmış ve $Z_{wg(RF)} = 612\Omega$ ve $Z_{wg(LO)} = 656\Omega$ olarak bulunmuştur.

Bu çalışmada taban malzemesi olarak $\epsilon_r=2.2$, $h=0.38\text{mm}$ ve $t=0.017\text{mm}$ olan Duroid-5880 kullanılmıştır. Bölüm-3 'te tek taraflı yüzgeç hat için verilen ifadeler bilgisayar programı haline getirilmiştir (Ek-1). Bu programda, frekans ve kullanılan dielektrik malzemenin özellikleri giriş bilgisi olarak verilerek yüzgeç hat için karakteristik empedans bulmak mümkündür. Ayrıca karakteristik empedans hesapları Super Compact Harmonica isimli programda da yapılmıştır. Sonuçlar Ek-2 'de verilmiştir.

Yüzgeç hattın d boyutu WR-28 dalga kılavuzunun eni ile sınırlıdır. Bu koşul göz önüne alındığında RF işareti için $Z_{\text{fin(max)}}=462\Omega$ ve LO işareti için $Z_{\text{fin(max)}}=478\Omega$ olarak bulunur.

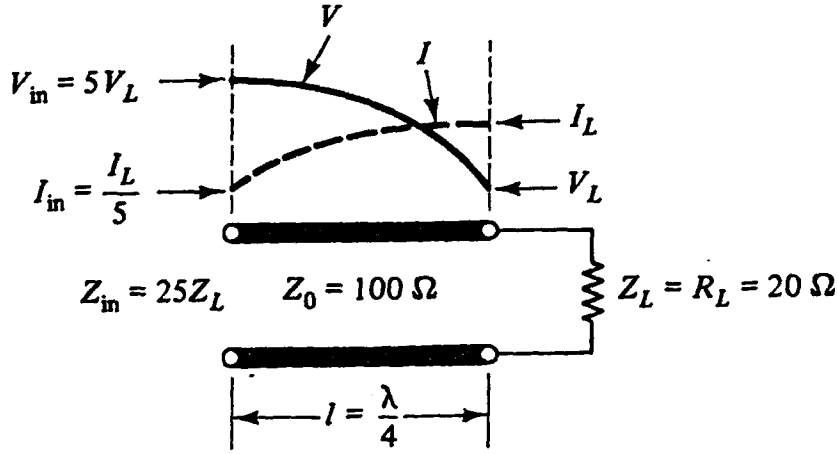
Bu sınırlama dalga kılavuzu ile yüzgeç hat arasında empedans uyumsuzluğunu bir problem olarak ortaya çıkarmıştır. Bu problemin çözümü için $\lambda/4$ empedans dönüştürücü kullanılmıştır.

Çeyrek dalgaboyu empedans dönüştürücüleri, bir gerçel empedansı diğer bir gerçel empedansa uydurmak için oldukça yaygın olarak kullanılır. Empedans dönüştürücü, Z_L yükü ile sonlandırılmış simetrik iki kapılı bir devrenin (Z_0 empedansında ve θ elektriksel uzunluğunda bir iletim hattı) saçılım matrisinden kolayca hesaplanabilir [17].

Şekil 5.2 'de gösterilen empedans dönüştürücü hattın karakteristik empedansı,

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (5.4)$$

olarak verilir. Z_0 , $\sqrt{Z_{\text{in}} Z_L}$ 'ye eşit seçilirse, $(\lambda/4 + n\lambda/2)$ dönüştürücü



Şekil 5-2 Çeyrek dalgaboyu empedans dönüştürücü.

uzunluklarında (n pozitif tamsayı olmak üzere), merkez frekansta Z_L ile Z_{in} arasında empedans uygunluğu sağlanmış olur. Bu denklem, çeyrek dalgaboyu uzunluğundaki hattın büyük (küçük) yük empedans değerini, girişte küçük (büyük) empedans değerine dönüştürdüğü görülür.

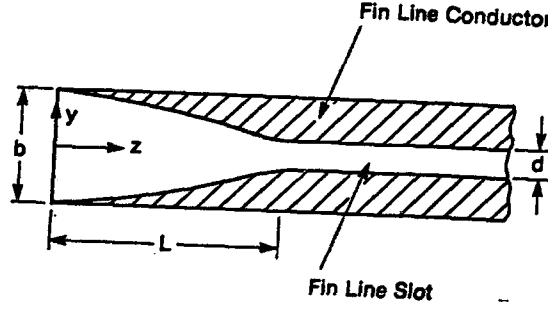
Tasarlanan devrede $Z_{in} = Z_{wg}$ ve $Z_0 = Z_{fin(max)}$ alınarak Z_L empedansı RF ve LO işaretleri için hesaplanmıştır. RF işareti için $Z_{fin} = 349 \Omega$ ve LO işareti için $Z_{fin} = 348 \Omega$ olarak bulunmuştur.

5.2 Yüzgeç Hatlarda Geçiş

Yüzgeç hatlarda geçiş çokadımlı ya da yumuşak geçiş olarak yapılır. Bu çalışmada yumuşak geçiş tercih edilmiştir. Buna göre,

$$d(z) = b - (b-d) \sin^2\left(\frac{\pi z}{2L}\right) \quad (5.5)$$

olarak verilmiştir [21]. Burada d , b ve L Şekil 5-3 'te gösterilmiştir. L uzunluğunu 1.5λ civarında almak uygundur.



Şekil 5-3 Yüzgeç hatlarda geçiş.

Tasarlanan karıştırıcı devresinde $d(z)$ değerleri $\Delta z=0.1\text{mm}$ aralıklarla hesaplanmıştır. d değeri ise yüzgeç hat empedans hesabında sınır koşulu olarak verilen $d/b \leq 1/32$ şartını sağlayacak şekilde 0.12mm olarak alınmıştır.

5.3 RF Giriş ve IF Çıkış Empedansları

Bu konuya Bölüm 2’de değinilmişti. Bir diyot karıştırıcının giriş empedansı yerel osilatör işaretine göre değişen diyot modelindeki değerlerden hesaplanır. Burada RF giriş empedans hesabı için, Schottky Beam Lead diyotların LO işaretinde çıkarılmış katalog eşdeğer yapıları kullanılmıştır. İki diyodun RF işareti için aynı anda iletme gireceği düşünülürse, toplam empedansın seri olarak bağlı iki diyot empedansına eşit olduğu görülür. Ek-4 ’te diyotlara ait katalog değerleri verilmiştir. Ek-5 ’te ise diyodun giriş direnci basit bir programla hesaplanmıştır.

Devre tasarımı sırasında RF giriş direnci ile yüzgeç hattın minimum empedansı arasında empedans uygunluğu sağlanmamıştır. Ancak empedans uygunluğunun Smith Abağı kullanılarak, yüzgeç hattın minimum empedans değerinde 1 uzunluğunda bir hat ve seri bir endüktans kullanılarak sağlanabileceği görülmüştür.

Karıştırıcının çıkış empedans hesabı için de kullanılabilecek ifadeler

Bölüm 2 'de verilmişti. Bu ifadeler bir program haline getirilip, kullanılan diyotlar ve yerel osilatör akımı için çıkış empedansı 70Ω olarak hesaplanmıştır (Ek-5).

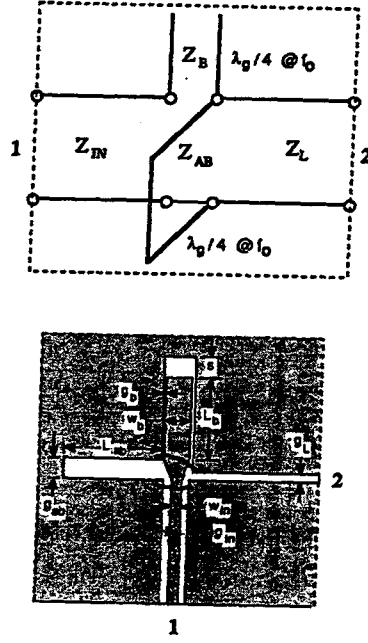
5.4 Eşyüzeyle Dalgakılavuzundan Yüzgeç Hatta Geçiş

Tek dengeli karıştırıcı yapısını oluşturabilmek için, Bölüm 2 'de bahsedildiği gibi herbir diyot üzerine 180° faz farkına sahip LO yerel osilatör işaretini uygulamak gerekir. Bölüm 3 'te anlatılan eşyüzeyle dalgakılavuzu ile yerel osilatör işaretinin diyotlar için bu faz farkını sağlayabileceği görülür. Karıştırıcıya yerel osilatör girişi ise RF işareti gibi yüzgeç hatla yapılmıştır. Diyotlara yerel osilatör işaretini vermek ve diyotlardan IF çıkışını alabilmek için Marchand balun yapısına benzer uygun bir yapı kullanılmıştır [22].

Şekil 5-4 'te gösterilen bu yapı tasarlanırken [22] 'de verilen teorik ve deneysel sonuçlar gözönünde tutulmuştur. Bu çalışmada 4:1 bandgenişliği ile dengelenmiş balun tasarlanmıştır. Deneysel sonuçların irdelenmesiyle bu çalışmanın karıştırıcı tasarımında rahatça kullanılabileceği görülmektedir. Buna göre alt kesim frekansı $f_{x1}=10$ GHz ve üst kesim frekansı $f_{x2}=40$ GHz seçilmiştir. Bu durumda merkez frekansı $f_o = (f_{x1}+f_{x2})/2 = 25$ GHz dir. Bir sonraki adım hatların ve yan hatların optimum karakteristik empedanslarının belirlenmesidir. Z_{ab} yüzgeç hat empedansını mümkün olduğunca büyük yaparak bandgenişliğini maksimum yapmak mümkündür. Ancak Z_{ab} empedansı g_{ab} oluk genişliğine bağlıdır. Bu boyut ise f_{x2} üst kesim frekansında λ_g 'ye göre çok küçük olmak zorundadır. λ_g kılavuz dalgaboyu,

$$\lambda_g/\lambda_o \approx \sqrt{2/\epsilon_r + 1} \quad (5.7)$$

olarak verilir. Burada λ_o dalgaboyu ve ϵ_r dielektrik sabitidir.



Şekil 5-4 Eşyüzeyli dalgakılavuzundan yüzgeç hatla geçiş ve eşdeğer devresi

Buradan $f_{x2}=40$ GHz 'de Duroid-5880 ($\epsilon_r=2.2$) taban malzemesi için $\lambda_g=5.9$ mm olarak bulunur. Bu değer göz önünde bulundurularak $g_{ab}=0.4$ mm ile $Z_{ab,max}=180\Omega$ olarak seçilmiştir. Daha sonra Z_L oluk hat empedansı keyfi olarak $Z_L=198\Omega$ ($g_L=0.3$ mm) olarak seçilir. Bu tip balunlarda Z_L ve Z_{in} empedansları eşit olmak zorunda değildir. Z_b için ise optimum değer şöyle bulunabilir;

$$Z_{b,opt} = \left[\frac{Z_{ab} \tan^2\left(\frac{\pi}{2} f_x / f_0\right)}{1 + (Z_{ab}/Z_L)^2 \tan^2\left(\frac{\pi}{2} f_x / f_0\right)} \right] = 64\Omega \quad (5.7)$$

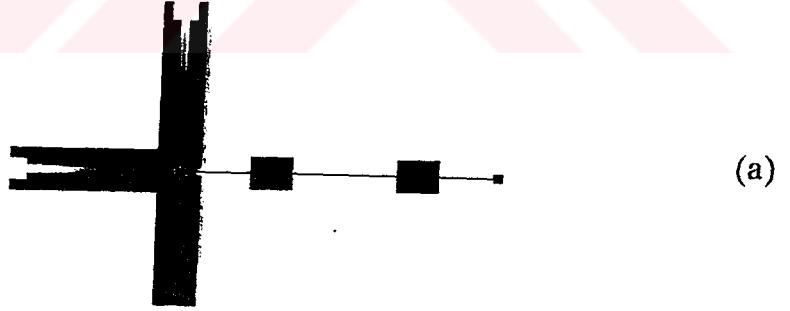
burada f_x ya f_{x1} ya da f_{x2} olarak alınabilir. Sözü geçen iletim hatları için gerekli fiziksel boyutlar Super Compact Harmonica programı kullanılarak sentez edilmiştir (Ek-3). [22] 'de yapılan simülasyon sonucunda iletim hattı empedanslarının çok kritik olmadığı görülmektedir. % ± 20 düzeyindeki değişimler cevapta oldukça küçük etkiler ortaya çıkarmaktadır (< 1 dB).

5.5 IF Çıkış Süzgeci

Bu süzgeç 2.8 GHz kesim frekansında alçak geçiren süzgeç olarak tasarlanmıştır. Tasarım bilgileri Bölüm 4 'te verilen bu süzgecin boyutları Ek-3 'te verilen program yardımıyla belirlenmiştir.

5.6 Karıştırıcı Devresinin Fiziksel Gerçeklenmesi

Tasarımı yapılan devrenin fiziksel gerçekleşmesi için önce maskesi hazırlanmıştır. Bunun için Ledit isimli bilgisayar programı kullanılmıştır. Tübitak Yarıiletken Laboratuvarında devrenin maskesi iki cam üzerine çıkarılmıştır (Şekil 5-5). Daha sonra bu maske dielektrik malzemenin her iki tarafına pozlandırılarak, devre çift yüzülü olarak hazırlanmıştır.



(a)



(b)

Şekil 5-5 Tasarlanan karıştırıcı devresinin maskesi a)üst yüz, b)alt yüz.

Devrenin metal kılıfı için piring malzeme kullanılmıştır. Yapılan tasarımın teknik resmi çizilerek Tübitak UME Mekanik Atelyesinde gerçekleştirilmiştir.

İki metal parçacığın arasına yerleştirilen düzlemsel dielektrik malzeme üzerine iki diyot, hazırlanan gümüş eriyiği ile yapıştırılmıştır. Son olarak devrenin IF çıkışına SMA konnektör bağlanarak devre hazırlanmıştır.



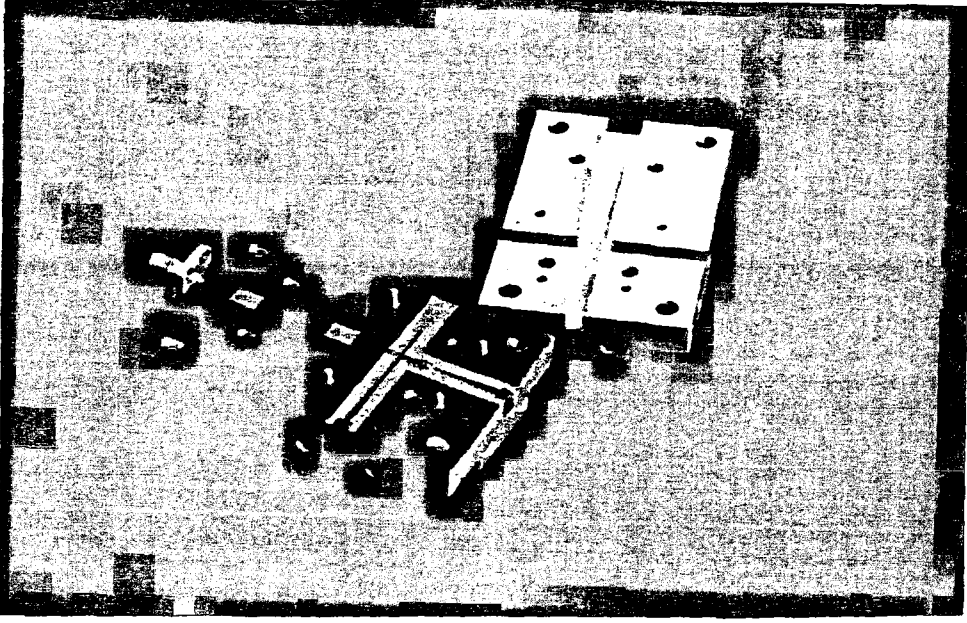
SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, bitki örtüsünü incelemek amacıyla 8 milimetre dalgaboyunda çalışan bir radyometrenin önkat karıştırıcı devresi tasarlanmıştır. Tasarım literatürde geçen milimetre dalgaboyu karıştırıcılara göre bazı yenilikler getirmiştir. Literatürde geçen yüzgeç hat karıştırıcıların birçoğunda, RF ve LO işaretleri aynı eksen üzerinde karşılıklı iki uçtan verilmiştir. Ancak bu karıştırıcılarda yüzgeç hattın mikroşerit hata geçerken kullanılan balunlardaki kayıp gözardı edilemez.

Diğer taraftan diyot karıştırıcıların önemli problemlerinden birisi; RF, LO giriş ve IF çıkış empedanslarının birbirini işaret seviyelerine ve harmoniklere göre etkilemesidir. Bu konu bugüne kadar pekçok araştırmacının ilgisini çekmiş ve birçok analizler yapılmıştır. Ancak halen pratik ve kesin çözüm veren bir analiz yapılamamıştır. Çoğu zaman tasarımlarda bu çalışmada da yapıldığı gibi daha az kesin ancak daha kolay yöntemler izlenmektedir.

Daha önce de belirtildiği gibi bir alıcının gürültüsü büyük ölçüde karıştırıcının gürültüsüne bağlıdır. Bir karıştırıcının gürültü analizi oldukça karmaşıktır ve diyotlu karıştırıcılarda gürültü, yarıiletken diyot kırımığının gürültü sayısına doğrudan bağlıdır. Dolayısıyla sistemin gürültüsünü azaltmak için daha çok alıcı içinde "cryogenic" karıştırıcılar kullanılmaktadır. Bu uygulama daha çok milimetre dalgaboyunda çalışan çok duyarlı alıcılar (özellikle radyoteleskop uygulamaları) için yapılmaktadır.

Aşağıda şekli görülen bu karıştırıcı tasarımı öncelikle bizi milimetre



Şekil-1 Gerçekleştirilen 8 milimetre dalgaboyundaki karıştırıcının resmi.

dalgaboyundaki çalışmalara tanıştırdığı için önemlidir. Devrenin performansı henüz ölçülmemiş olmasına karşılık, daha iyi bir performans için yapılması gereken şeyler vardır. Kullanılan dielektrik malzemenin oldukça kalın (0.38mm) ve kaybının 8 milimetre dalgaboyunda 0.2 dB ile oldukça fazladır. Kaybı daha düşük daha ince malzeme kullanımı zorunludur.

Bu konudaki bir çalışma için bir sonraki adım yüzgeç hatla, RF diyot giriş empedansı arasında kullanılacak empedans uydurucu hattın tasarımı olabilir. Yine giriş ve çıkış empedansları birkaç harmonik te gözönünde bulundurularak analiz edilebilir. Dönüştürücü kaybı ve özellikle gürültü analizleri bilgisayarla uzun uğraş ve zaman alıcıdır. Ancak bu analizler gerçeğe daha yakın ve tatmin edici sonuçlar verecektir.

KAYNAKLAR

- [1] KERR, A.R., "Noise and Loss in Balanced and Subharmonically Pumped Mixers: Part1-Theory ,Part2-Application", IEEE Trans. MTT, Vol.MTT-27, No.12, 938-950, Dec. 1979.
- [2] PALAMUTÇUOĞLU, O., Noise Figure and Conversion Loss of Image Recovery Microwave Mixers, Ph.D. Thesis, University of Bradford Postgraduate School of Studies in Electrical and Electronic Engineering, 1975.
- [3] WHEELER, H.A., "Transmission Line Properties of Parallel Strips Separated by Dielectric Sheet", IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-13, No.3, 172-185, Mar. 1965
- [4] STINEHELFER, H.E., "An Accurate Calculation of Uniform Microstrip Transmission Lines", IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-16, No.7, 439-444, July 1968.
- [5] SILVESTER, P., "TEM Properties of Microstrip Transmission Lines", Proc. Inst. Elec. Eng.(London), Vol.115, 43-48, Jan 1968.
- [6] YAMASHITA, E. and MITTRA, R., "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines", IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-16, No.4, 251-256, Apr 1968.
- [7] OWENS, R.P., "Accurate Analytical Determination of Quasi-Static Microstrip Line Parameters", The Radio and Electronic Engineer, 46, No.7, 360-364, July 1976.
- [8] MEIER, P.J., "Integrated Fin-Line Millimeter Components", IEEE Trans.,

MTT-22, No.12, 1209-1216, 1974.

[9] SHARMA, A.K., and HOEFER, W.J.R., "Empirical Expressions for Finline Design ", IEEE Trans. MTT., Vol. MTT-31, 350-356, Apr. 1983.

[10] PRAMANICK, P., and BHARTIA, P., "Accurate Analysis Equations and Synthesis Technique for Unilateral Finline", IEEE Trans., MTT-33, No.1, 24-29, Jan. 1985.

[11] PRAMANICK, P., and BHARTIA, P., "Computer-Aided Design Models for Millimeter-Wave Finline and Suspended Microstrip Lines", IEEE Trans. MTT., Vol. MTT-33, No.12, 1429-1434, Dec. 1985.

[12] SCHMIDT, L.P., and ITOH, T., "Spectral Domain Analysis of Dominant and Higher Order Modes in Finline", IEEE Trans. MTT., 981-985, Sept. 1980.

[13] PRAMANICK, P., and BHARTIA, P., "Finline Dispersion Model", presented at IEEE Electronicom, Toronto, Ont., Oct. 1985.

[14] FOUND-HANNA, V., "Finite Boundary Corrections to Coplanar Stripline Analysis", *ibid.*, 1980, 16, 604-606.

[15] GHIONE, G., NALDI, C., "Analytical Formulas for Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MICs", Electronics Letters, Vol.20, No.4, 179-181, 1984.

[16] MATTHAEI, G.L., YOUNG, L., and JONES, E.M.T., Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Mc Graw-Hill, New York, 1964.

- [17] BHARTIA, P., and BAHL, I.J., Millimeter Wave Engineering and Applications, John Wiley & Sons, New York, 1984.
- [18] EDWARDS, T.C., Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons, New York, 1981.
- [19] VERNER, C.J., and HOEFER, W.J.R., "Quarter-Wave Matching of Waveguide -to-Finline Transitions", IEEE Trans. MTT, Vol. MTT-32, no.12, 1645-1648, Dec. 1984.
- [20] LIAO, S.Y., Microwave Devices and Circuits, Pertinence-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.
- [21] MIRSHEKAR-SYHAKAL, D., and DAVIES, J.B., "Accurate Analysis of Tapered Planar Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits", IEEE Trans. MTT., Vol. MTT-29, 123-128, Feb. 1981.
- [22] GRAMMER, W., YNGVESSON, K.S., "Coplanar Waveguide Transition to Slotline: Design and Microprobe Characterization", IEEE Trans., MTT-41, No.9, 1653-1658 (1993).
- [23] GARG, R., and BAHL, I.J., "Microstrip discontinuities", Int. J. Electronics, vol.45, no.1, 81-87, 1978.
- [24] WEN, C.P., "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications", IEEE Trans., MTT-17, No.12, 1087-1090
- [25] MENZEL, W., and CALLSEN, H., "94 GHz Balanced Finline Mixer",

Electronics Letters, Vol.18, No.1, 5-6, 1982.

[26] DANIEL, N.H., and KERR A.R., "Conversion Loss and Noise of Microwave and Millimeter-Wave Mixers: Part 1-Theory, Part 2-Application", IEEE Trans., Vol. MTT-26, No.2, 49-54, (1978).

[27] TAHIM, R.S., HAYASHIBARA, G.M., and CHANG, K., "Design and Performance of W-Band Broad-Band Integrated Circuit Mixers", IEEE Trans., Vol. MTT-31, No.3, 277-283, 1983.

[28] KRAUSS, H.L., BOSTIAN, C.W., RAAB, F.H., Solid State Radio Engineering, John Wiley & Sons., Inc., New York, 1980.

[29] HOWELL, C.M., and PARISI, S.J., Principles, Applications and Selection of Receiving Diodes, MACOM Semiconductor Products Division, AG314.

[30] MARCHAND, N., "Transmission-Line Conversion", Electronics, Dec 1994, 142-145.

[31] ARMAĞAN, D.S., "Balanced Finline Mixer in Millimeter Wave Band", NRAO CO: Twenty-five Years of Millimeter-wave Spectroscopy Symposium, Tucson (Arizona), 1995.

EK-1

```

/      SUBROUTINE FINL(ER, A, B, S, F0, D, Eef, Zo, Lcf)
/
/      *****
/      ER - BAGIL DIELEKTRIK SABITI
/      A - DALGAKILAVUZUNUN BOYU(MM)
/      B - DALGAKILAVUZUNUN ENI(MM)
/      S - DIELEKTRIK MALZEMENIN KALINLIGI(MM)
/      F0 - ALIMA FREKANSI(GHZ)
/      D - YUZGEC HAT ARASINDAKI ACIKLIK(MM)
/      Eef- ETKIN DIELEKTRIK SABITI
/      Zo - KARAKTERISTIK EMPEDANS(OHM)
/      Lcf- HATTIN KAYBI
/
/      REAL K, KC, KE01, KE1, KE2, L0, L1, LCA, LCA1, LCF
/      ER = 2.2: A = 7.11: B = 3.56: S = .38: F0 = 34: D = .1
/
/      PI# = 3.14159254#
/      IF F0 = 0 THEN F0 = .0001
/      L0 = 300! / F0
/      X = LOG(1! / SIN(PI# * D / (2! * B)))
/      G = 1! + (.129 * SQR(X) + .00915) * SQR(B / A)
/      LCA1 = 1! + 4 * B * G * X / (A * PI#)
/      LCA = 2 * A * SQR(LCA1)
/      ZD = (S / A) / ((B / A) * (D / B))
/      ZA = ZD * D / B
/      GA = ZA * ATN(1 / ZA) + LOG(SQR(1 + ZA ^ 2))
/      GD = ZD * ATN(1 / ZD) + LOG(SQR(1 + ZD ^ 2))
/      XU = 2 * X + ER * (GA + GD)
/      R = LOG(A / S)
/      IF D / B < .5 THEN F = 1.9454 * R ^ 3 - 12.504 * R ^ 2 + 31.524 * R
/      - 25.1223
/      IF D / B <= .75 THEN F = 2.588 * R ^ 3 - 17.06 * R ^ 2 + 42.451 * R
/      - 33.934
/      IF D / B > .75 THEN F = 3.47 * R ^ 3 - 23.77 * R ^ 2 + 59.285 * R
/      - 48.05
/      K = 1 - S * F * (1.231 - .0769 * ER) / A
/      X1 = 4 * B * (1! + .2 * SQR(B / (A - S))) / (PI# * (A - S))
/      Lcf = 2! * (A - S) * SQR(1! + X1 * K * XU)
/      IF L0 > Lcf THEN GOTO 300
/      KC = (Lcf / LCA) ^ 2
/
/      -----
/      QF = (KC - 1!) / (ER - 1!)
/      QF1 = QF * QF
/      QF2 = QF1 * QF1
/      QF3 = QF1 * QF2
/      S01 = SQR(.0666 + .0466 * QF1 + .015 * QF2 - .00137 * QF3)
/      S1 = (S01 + QF / PI# ^ 2) ^ .333
/      XX1 = 2 * QF / PI# ^ 2 - S1 * S1 * S1
/      IF XX1 < 0 THEN GOTO 909
/      GOTO 800
/
909  XX1 = -XX1
/      N8 = 1
/
800  XX1 = XX1 ^ .333
/      IF N8 = 1 THEN XX1 = -XX1
/      XX = XX1 + S1 + QF / 3

```

```

L1 = LCA * PI# * SQR(XX * (3 - 2 * XX) * (ER - 1) / 12)
KE1 = 1 + PI# ^ 2 * XX * (3 - 2 * XX) * (ER - 1) / 12
FD = 1 + (KE1 / KC - 1) * (B / L0 - B / Lcf) / (B / L1 - B / Lcf)
KE01 = KC * FD
EEF1 = KE01 - (L0 / LCA) ^ 2
A11 = .4020974# * (LOG(A / S)) ^ 2 - .7684487# * LOG(A / S) + .3932021
B11 = 2.42 * SIN(.556 * LOG(A / S))
RN = .096 * (S / A - .007) * LOG(D / B)
SA = S / A
KE2 = (1! + SA * (A11 * X + B11) * (ER - 1!)) * (1! + .43 * SA)
      * EXP(RN)
EEF2 = KE2 - ((B / (2 * A)) * (B / L0)) ^ 2 / LCA1
Eef = (EEF1 + EEF2) / 2!

```

```

-----
SA = LOG(A / S)
IF D / B <= .3 THEN GOTO 803
PP = -.763 * (B / L0) ^ 2 + .58 * (B / L0) + .0775 * SA ^ 2 - .668
      * SA + 1.262
PQ = .372 * (B / L0) + .914
GOTO 804
803 PP = .17 * (B / L0) + .0098
      PQ = .138 * (B / L0) + .873
804 ZO = (240 * PI# * PI# * (PP * X + PQ) / ((.385 * X + 1.7621) ^ 2))
      * (B / A) / SQR(Eef)
IF D / B <= .3 THEN Zo = ZO + (10 * D / B + 1) * (29.7 * B / L0 + 2)
      / (A / .0107)
IF D / B > .6 THEN Zo = ZO + 2.5 * (29.7 * B / L0 + 2!) / (A / .0107)
Zo = ZO + (5.5 - 5! * D / B) * (29.7 * B / L0 + 2!) / (A / .0107)
Eef = 1 / SQR(Eef)
GOTO 301
300 AA = LCA / Lcf * SQR(1! - (Lcf / L0) ^ 2)
      Zo = 250! * (EXP(AA * 10!) - 1!)
      Eef = 0!
301 'RETURN
PRINT " ETKIN DIELEKTRİK SABİTİ Eef ="; Eef
PRINT " KARAKTERİSTİK EMPEDANS ="; Zo
PRINT " HATTIN KAYBI ="; Lcf

```

END

```

SUBROUTINE FINL(ER, A, B, S, F0, D, Eef, Zo, Lcf)

```

```

*****
ER - BAGIL DIELEKTRİK SABİTİ
A - DALGAKILAVUZUNUN BOYU(MM)
B - DALGAKILAVUZUNUN ENİ(MM)
S - DIELEKTRİK MALZEMENİN KALINLIĞI(MM)

```

DECLARE FUNCTION FK! (X!)

SUBROUTINE COPL(ER, W, S, H, T, F, Eef, Zo)

Condition of use :

2.2 <= ER <= 13. 0.2 <= W/S <= 4.

0.0 <= T/S <= 0.12 0.0 <= S/H <= 1.

Case of dispersion:

F <= 90 GHz 3.0 <= ER <= 10.

0.05 <= H,mm <= 1.5

Input values :

ER - Dielectric Constant of Substrate;

W - Width strip, mm;

S - Width slot, mm;

H - Thickness substrate, mm;

T - Thickness metallization of strip, mm;

F - Operation frequency, GHz.

Output values:

Eef - Effective Dielectric Constant;

Zo - Characteristic Impedance of Coplanar Line.

ER = 2.2: W = .36: S = .14: H = .38: T = .017: F = 34

'REAL k, K1

PI = 3.141592

DEL = 0!

BIF = 1.4969 * (35.5844 - ER) / (1! + 4! / EXP(1! + H))

K = W / (W + 2 * S)

X = PI * W / (4 * H)

Y = PI * (W + 2 * S) / (4 * H)

K1 = (EXP(X) - EXP(-X)) / (EXP(Y) - EXP(-Y))

EF0 = 1 + (ER - 1) * FK(1! - K * K) * FK(K1 * K1) /

(2 * FK(K * K) * FK(1! - K1 * K1))

XFK = FK(1! - K * K)

Z0 = 30! * PI * FK(1! - K * K) / (SQR(EF0) * FK(K * K))

X0 = T / S

YY1 = 1.82838E-04 * X0 - 1.301917E-02 * X0 ^ 2 + .3449039 * X0 ^ 3

-3.88591 * X0 ^ 4 + 15.4385 * X0 ^ 5

YY2 = 1.39663E-06 - 8.703095E-05 * X0 + 1.770877E-03 * X0 ^ 2

-7.121067E-03 * X0 ^ 3 - .1344476 * X0 ^ 4 + X0 ^ 5

D0 = ((ER - 2.6) / 14! + .5) * YY1 / (YY2 * 100)

EFT = EF0 * (1! - D0)

Characteristic Impedance, Zo

IF T = 0 THEN 14

DEL = 1.25 * T / PI * (1 + LOG(4 * PI * W / T) * .43429448#)

```

14  K = (W - DEL) / (W + 2 * S + DEL)
    ZT = 30! * PI * FK(1! - K * K) / (SQR(EFT) * FK(K * K))
    ZT = ZO * (1! - ABS((.89 - .043 * (ER - 2.6)) * (ZT - ZO) / ZO))

    FP1 = ZT / ((.35 + 1! / (1! + EXP(1! + H))) * (1.5 + .007 * ZT))
    FP = ZT / (H * (1.5 + .007 * ZT))
    IF F > BIF THEN Eef1 = (ER - (ER - EFT) / (1! + ((F - BIF) / FP) ^ 2))
      * (1! - .05 * (F - BIF) / FP)
    eef = ER - (ER - EFT) / (1! + (F / FP) ^ 2) * (1! - .05 * (F / FP) ^ 1.
    B1 = SQR(eef / EFT) * (1! + .02 * F / BIF)
    IF F > BIF THEN B1 = (EFT / Eef1) * SQR(eef / EFT) * 1.02
    Zo = ZT * B1
    x = (91.35 * 91.35) / 79.966

    PRINT "Zo="; Zo; "Eef="; eef; "x="; x;

    'RETURN
    END

    FUNCTION FK (x)
    -----
    x = 1 - x
    FK = (((.01451196212# * x + .03742563713#) * x + .035900923383#) * x +
      .09666344259#) * x + 1.38629436112# - LOG(x) * (((.00441787012# *
      .03328355346#) * x + .06880248576#) * x + .12498593597#) * x + .5)

    END FUNCTION

```

EK-2

Unilateral fin line structure

```

1      I      I
1      I      I
1      I      I HU, AIR
1      I      I W
1      I*****I
A      I      I H, ER
1      I-----I
1      I      I HL,AIR
1      I      I

----- B1 -----

```

Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
(Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)

TRL > F=31.5 W=3.556

TRL >

TRL > SHO

Global units: MM GHZ

TRL UNF

```

Freq      31.5000GHZ
W          3.5560MM
H          .3800MM
HU         3.3700MM
HL         3.3600MM
B1         3.5560MM
Er         2.2000
Tand       .0010

```

TRL > ANA

Unilateral fin line analysis

```

A = 7.110MM      B1 = 3.556MM      HL = 3.360MM      HU = 3.370MM
H = .380MM      ER = 2.200      TAND = .00100      T/H = .0000

```

```

Freq      W/B1      W      Z0      Keff      L/Lo      C Loss      D Loss
GHZ              MM      Ohms
31.5      1.000      3.556      477.87      .707      1.1893      *****      -.0072

```

TRL >

TRL >

TRL >

TRL >

TRL > SYN

Unilateral fin line synthesis

```

A = 7.110MM      B = 3.556MM      HL = 3.360MM      HU = 3.370MM
H = .380MM      ER = 2.20      TAND = .00100      T/H = .0000
W = .353 CM      F = 31.50GHZ      Z0 = 477.87Ohm      Z = 477.84Ohm

```

Unilateral fin line structure

```

1      I      I
1      I      I
1      I      I HU, AIR
1      I      I
1      I      I
1      I      I
A      I      I H, ER
1      I      I
1      I      I HL,AIR
1      I      I
      ----- B1 -----

```

Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
 (Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)
 ERL >

```

ERL > W=1.34
ERL > SHO
Global units: MM  GHZ
ERL UNF
Freq  31.5000GHZ
W      1.3400MM
H      .3800MM
HU     3.3700MM
HL     3.3600MM
B1     3.5560MM
Er     2.2000
Tand   .0010
ERL > ANA

```

Unilateral fin line analysis

```

= 7.110MM  B1 = 3.556MM  HL = 3.360MM  HU = 3.370MM
= .380MM  ER = 2.200  TAND = .00100  T/H = .0000

Freq  W/B1  W  ZO  Keff  L/Lo  C Loss  D Loss
GHZ   MM   Ohms
31.5  .377  1.340  348.03  .900  1.0541  *****  -.0022

```

```

ERL >
ERL >
ERL >

```

```

ERL > SYN

```

Unilateral fin line synthesis

```

= 7.110MM  B = 3.556MM  HL = 3.360MM  HU = 3.370MM
= .380MM  ER = 2.20  TAND = .00100  T/H = .0000

= .134 CM  F = 31.50GHZ  ZO = 348.03Ohm  Z = 348.04Ohm

```

Unilateral fin line structure

```

1      I-----I
1      I      I
1      I      I HU, AIR
1      I      W      I
1      I*****I
A      I      I H, ER
1      I-----I
1      I      I HL,AIR
1      I-----I

----- B1 -----

```

Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
 (Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)
 TRL >

TRL > SHO

Global units: MM GHZ

TRL UNF

```

Freq      31.5000GHZ
W          .4000MM
H          .3800MM
HU         3.3700MM
HL         3.3600MM
B1         3.5560MM
Er         2.2000
Tand       .0010

```

TRL > ANA

Unilateral fin line analysis

```

A = 7.110MM    B1 = 3.556MM    HL = 3.360MM    HU = 3.370MM
H = .380MM     ER = 2.200      TAND = .00100   T/H = .0000

```

```

Freq      W/B1      W      Z0      Keff      L/Lo      C Loss      D Loss
GHZ              MM      Ohms
31.5      .112      .400    197.93    1.135     .9388 ***** .0026

```

TRL >

TRL >

TRL >

TRL >

TRL > SYN

Unilateral fin line synthesis

```

A = 7.110MM    B = 3.556MM    HL = 3.360MM    HU = 3.370MM
H = .380MM     ER = 2.20      TAND = .00100   T/H = .0000
W = .040 CM    F = 31.50GHz    Z0 = 197.93Ohm  Z = 197.93Ohm

```

Unilateral fin line structure

```

1      I      I
1      I      I
1      I      I HU, AIR
1      I      I
1      I      I
1      I      I
A      I      I H, ER
1      I      I
1      I      I HL, AIR
1      I      I
----- B1 -----

```

Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
(Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)

TRL > HL=3.36 H=.38 HU=3.37 B1=3.556 W=3.556

TRL > ER=2.2 F=34

TRL > CU T=.017 TAND=.001

TRL >

TRL > SHO

Global units: MM GHZ

TRL UNF

```

Freq      34.0000GHZ
W          3.5560MM
H          .3800MM
HU         3.3700MM
HL         3.3600MM
B1         3.5560MM
Er         2.2000
Tand       .0010

```

TRL > ANA

Unilateral fin line analysis

```

A =      7.110MM      B1 =      3.556MM      HL =      3.360MM      HU =      3.370MM
H =      .380MM      ER =      2.200      TAND =      .00100      T/H =      .0000

```

```

Freq      W/B1      W      Z0      Keff      L/Lo      C Loss      D Loss
GHZ              MM      Ohms
34.0      1.000      3.556      462.56      .770      1.1393      *****      -.0058

```

TRL >

TRL >

TRL >

TRL >

TRL > SYN

Unilateral fin line synthesis

```

A =      7.110MM      B =      3.556MM      HL =      3.360MM      HU =      3.370MM
H =      .380MM      ER =      2.20      TAND =      .00100      T/H =      .0000

```

```

W =      .353 CM      F =      34.00GHZ      Z0 =      462.56Ohm      Z =      462.54Ohm

```

Unilateral fin line structure

```

1      I      I
1      I      I
1      I      I HU, AIR
1      I      I
1      I      I W      I
1      I*****I
A      I      I H, ER
1      I-----I
1      I      I HL,AIR
1      I      I

```

----- B1 -----

Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
(Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)

TRL > HL=3.36 H=.38 HU=3.37

TRL > B1=3.556 W=1.4

TRL > ER=2.2 F=34

TRL > CU T=.017 TAND=.001

TRL > SHO

Global units: MM GHZ

TRL UNF

Freq 34.0000GHZ

W 1.4000MM

H .3800MM

HU 3.3700MM

HL 3.3600MM

B1 3.5560MM

Er 2.2000

Tand .0010

TRL > ANA

Unilateral fin line analysis

A =	7.110MM	B1 =	3.556MM	HL =	3.360MM	HU =	3.370MM
H =	.380MM	ER =	2.200	TAND =	.00100	T/H =	.0000

Freq	W/B1	W	Z0	Keff	L/Lo	C Loss	D Loss
GHZ		MM	Ohms			dB/CM	
34.0	.394	1.400	348.98	.935	1.0340	*****	-.0015

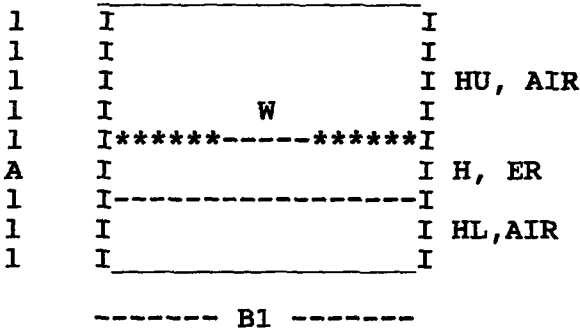
TRL >
TRL >
TRL >
TRL >

TRL > SYN

Unilateral fin line synthesis

A =	7.110MM	B =	3.556MM	HL =	3.360MM	HU =	3.370MM
H =	.380MM	ER =	2.20	TAND =	.00100	T/H =	.0000
W =	.140 CM	F =	34.00GHz	Z0 =	348.98Ohm	Z =	348.96Ohm

Unilateral fin line structure



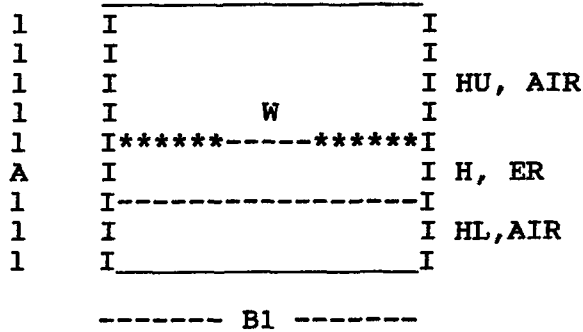
Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
(Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)
TRL >

TRL > SHO
Global units: MM GHZ
TRL UNF
Freq 34.0000GHZ
W .1200MM
H .3800MM
HU 3.3700MM
HL 3.3600MM
B1 3.5560MM
Er 2.2000
Tand .0010
TRL > ANA

Unilateral fin line analysis

A =	7.110MM	B1 =	3.556MM	HL =	3.360MM	HU =	3.370MM
H =	.380MM	ER =	2.200	TAND =	.00100	T/H =	.0000
Freq	W/B1	W	Z0	Keff	L/Lo	C Loss	D Loss
GHZ		MM	Ohms			dB/CM	
34.0	.034	.120	142.11	1.332	.8664	*****	.0064
TRL >							
TRL >							
TRL >							
TRL >							

Unilateral fin line structure



Input: HL, H, HU, B1, W, ER, and F for impedance
 (Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)
 TRL >

Unilateral fin line analysis

A = 7.110MM B1 = 3.556MM HL = 3.360MM HU = 3.370MM
 H = .380MM ER = 2.200 TAND = .00100 T/H = .0000

Freq GHZ	W/B1	W MM	Z0 Ohms	Keff	L/Lo	C Loss dB/CM	D Loss
31.5	.056	.200	161.24	1.241	.8977	*****	.0045
31.5	.062	.220	165.59	1.227	.9028	*****	.0042
31.5	.067	.240	169.73	1.214	.9075	*****	.0040
31.5	.073	.260	173.69	1.202	.9120	*****	.0038
31.5	.079	.280	177.50	1.191	.9163	*****	.0036
31.5	.084	.300	181.17	1.180	.9204	*****	.0034
31.5	.090	.320	184.72	1.170	.9244	*****	.0033
31.5	.096	.340	188.16	1.161	.9282	*****	.0031
31.5	.101	.360	191.51	1.152	.9318	*****	.0029
31.5	.107	.380	194.76	1.143	.9354	*****	.0028
31.5	.112	.400	197.93	1.135	.9388	*****	.0026
31.5	.118	.420	201.03	1.127	.9422	*****	.0025
31.5	.124	.440	204.06	1.119	.9454	*****	.0023
31.5	.129	.460	207.02	1.111	.9486	*****	.0022
31.5	.135	.480	209.93	1.104	.9517	*****	.0020
31.5	.141	.500	212.78	1.097	.9547	*****	.0019

TRL >

Global units: MM GHZ

TRL UNF

Freq	31.5000GHZ		
W	.2000MM	.5000MM	.0200MM
H	.3800MM		
HU	3.3700MM		
HL	3.3600MM		

Coplanar waveguide structure

```

I      I
I      G  W  G      I HU, AIR
I*****I
I      I H, ER
I-----I
I      I HL,AIR
I      I
----- A -----

```

Input: HL,H,HU,A,G,W,ER, and F for impedance
(Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)

TRL >
TRL >

TRL >
TRL >
TRL >
TRL > SHO

Global units: MM GHZ

TRL CPW
Freq 31.5000GHZ
W .8000MM
G .0800MM
H .3800MM
HU 3.3700MM
HL 3.3600MM
A 3.5560MM
Er 2.2000
Tand .0010

TRL >
TRL > ANA

Coplanar Waveguide (Ungrounded Substrate)

Lowest order waveguide cut-off frequency: 41.473 GHz

G = .080MM H/G = 4.8 ER = 2.20 TAND = .00100 T/G = .0000

Freq GHZ	W/(W+2G)	W MM	Z0 Ohms	Keff	Cond	Loss (db/CM) Diel	Total
34.0	.833	.800	63.62	1.494	.0000	.0229	.0229

TRL >

TRL > SYN

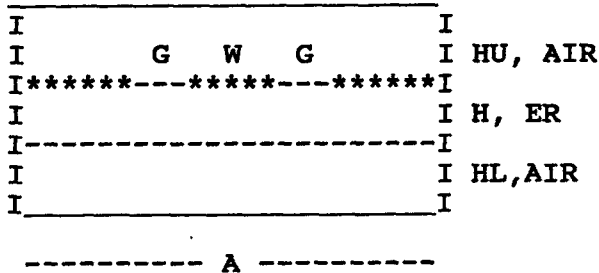
Conventional coplanar waveguide synthesis

Z0 = 63.62 H = .380MM G = .080MM ER = 2.20 T/G = .00000

KEFF = 1.495 W/(W+2G) = .8370 W = .82141MM

TRL >
TRL >

Coplanar waveguide structure



Input: HL,H,HU,A,G,W,ER, and F for impedance
(Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)

TRL >
TRL >

TRL > SHO
Global units: MM GHZ
TRL CPW
Freq 31.5000GHZ
W .3024MM
G .1500MM
H .3800MM
HU 3.3700MM
HL 3.3600MM
A 3.5560MM
Er 2.2000
Tand .0010

TRL >
TRL > ANA

Coplanar Waveguide (Ungrounded Substrate)

Lowest order waveguide cut-off frequency: 41.473 GHz
G = .150MM H/G = 2.5 ER = 2.20 TAND = .00100 T/G = .0000

Freq	W/(W+2G)	W	Z0	Keff	Loss (db/CM)		
GHZ		MM	Ohms		Cond	Diel	Total
34.0	.502	.302	96.60	1.543	.0000	.0248	.0248

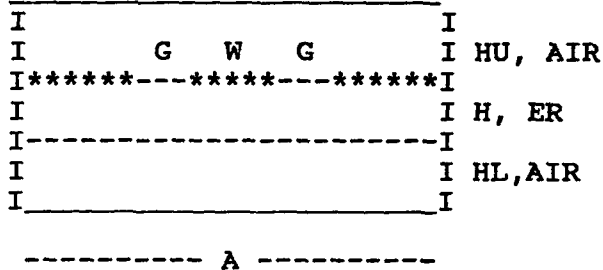
TRL >
TRL >
TRL >
TRL >

TRL > SYN
Conventional coplanar waveguide synthesis
Z0 = 96.60 H = .380MM G = .150MM ER = 2.20 T/G = .0000

KEFF = 1.544 W/(W+2G) = .5040 W = .30484MM

TRL >
TRL >

Coplanar waveguide structure



Input: HL,H,HU,A,G,W,ER, and F for impedance
 (Input: Metal, T, and Tand for loss calculation)

TRL >

TRL >

TRL > ANA

Coplanar Waveguide (Ungrounded Substrate)

Lowest order waveguide cut-off frequency: 41.473 GHz

G = .080MM H/G = 4.8 ER = 2.20 TAND = .00100 T/G = .0000

Freq GHz	W/(W+2G)	W MM	Z0 Ohms	Keff	Loss (db/CM)		
					Cond	Diel	Total
31.5	.750	.480	71.57	1.537	.0000	.0246	.0246
31.5	.760	.507	70.64	1.533	.0000	.0244	.0244
31.5	.770	.536	69.71	1.529	.0000	.0243	.0243
31.5	.780	.567	68.77	1.525	.0000	.0241	.0241
31.5	.790	.602	67.83	1.520	.0000	.0239	.0239
31.5	.800	.640	66.88	1.515	.0000	.0237	.0237
31.5	.810	.682	65.92	1.509	.0000	.0235	.0235
31.5	.820	.729	64.95	1.503	.0000	.0233	.0233
31.5	.830	.781	63.96	1.496	.0000	.0230	.0230
31.5	.840	.840	62.95	1.489	.0000	.0228	.0228
31.5	.850	.907	61.92	1.482	.0000	.0225	.0225
31.5	.860	.983	60.85	1.474	.0000	.0221	.0221
31.5	.870	1.071	59.76	1.465	.0000	.0218	.0218
31.5	.880	1.173	58.61	1.455	.0000	.0214	.0214
31.5	.890	1.295	57.41	1.445	.0000	.0210	.0210
31.5	.900	1.440	56.14	1.434	.0000	.0206	.0206

TRL >

```

#include<stdio.h>
#include<math.h>
#include<conio.h>
#define pi 3.141592654
#define c 300
int a,b,n,i;
double uc2,lc2,l1p,l3p,u11,u13,c11,c13,cs,c2p,uc2p;
double lc2p,l12,l32,u13p2,c112,u1p2,c132,c2s;
float C[10],L[10],Zo[10],h1[10],w[10],d[10],eef[10],lm[10];
float x,y,f,er,h,lmb;

void main()
{
    clrscr();
    printf("Prototip süzgecin endüktans sayısını giriniz:");
    scanf("%d",&a);
    printf("Endüktans değerlerini giriniz:\n");
    for(i=0;i<a;i++)
    {
        printf("%s%d%s","L",i,"=");
        scanf("%f",&x);
        L[i]=x;
        printf("\n");
        getch();
    }

    printf("Prototip süzgecin kapasite sayısını giriniz:");
    scanf("%d",&b);
    printf("Kapasite değerlerini giriniz:\n");
    for(i=0;i<b;i++)
    {
        printf("%s%d%s","C",i,"=");
        scanf("%f",&y);
        C[i]=y;
        printf("\n");
    }

    printf("Süzgecin kesim frekansını giriniz[GHz]; f=");
    scanf("%f",&f);
    printf("\n");
    printf("Kullanılacak taban malzemenin dielektrik katsayısını giriniz; er=");
    scanf("%f",&er);
    printf("\n");
    printf("Kullanılacak taban malzemenin dielektrik kalınlığını giriniz[mm]; h");
    scanf("%f",&h);
    printf("\n");
    printf("Kaç tane hat kalınlığı hesap edilecek?");
    scanf("%d",&n);
    for (i=0;i<n;i++)
    {
        printf("\n");
        printf("Kalınlığı hesaplanacak hattın karakteristik empedansını giriniz:\n");
        scanf("%f",&Zo[i]);

        loop1:
        if(Zo[i]>(44-2*er))
        {
            h1[i]=(Zo[i]*sqrt(2*(er+1)))/119.9+0.5*(er-1)/(er+1)*(log(pi/2)+(1/er)*
                log(4/pi));
            w[i]=h*pow((exp(h1[i])/8-1/(4*exp(h1[i]))),(-1));
            goto loop2;
        }
        else
    }

```

```
{
d[i]=(59.95*pi*pi)/(Zo[i]*sqrt(er));
w[i]=h*2/pi*((d[i]-1)-log(2*d[i]-1))+(er-1)/(pi*er)*(log(d[i]-1)+0.293-
0.517/er);
}
```

```
loop2:
if(Zo[i]>(63-2*er))
{
eef[i]=(er+1)/2*pow(1+29.98/Zo[i]*pow(2/(er+1),0.5)*(er-1)/(er+1)*
(log(pi/2)+1/er*log(4/pi)),2);
goto loop3; }
else
```

```
{
eef[i]=(er+1)/2+(er-1)/2*pow((1+10*h/w[i]),-0.555);
}
loop3:
{
```

```
lmb=c/f;
lm[i]=lmb/sqrt(eef[i]);
printf("w[%d]=%f eef[%d]=%f lm[%d]=%f \n",i,w[i],i,eef[i],i,lm[i]);
printf("\n");
getch();
}
}
```

```
loop4:
uc2=lm[0]/(2*pi)*asin(2*pi*f*C[0]*Zo[0]*0.001);
lc2=Zo[0]/(2*pi*f)*tan(pi*uc2/lm[0]);
l1p=L[0]-lc2;
l3p=L[1]-2*lc2;
ul1=lm[2]/(2*pi)*asin(2*pi*f*l1p/Zo[2]);
ul3=lm[2]/(2*pi)*asin(2*pi*f*l3p/Zo[2]);
cl1=1000/(2*pi*f*Zo[2])*tan(pi*ul1/lm[2]);
cl3=1000/(2*pi*f*Zo[2])*tan(pi*ul3/lm[2]);
```

```
cs=0.001*sqrt
(w[0]*w[2])*((10.1*log10(2.2)+2.33)*(w[0]/w[2])-(12.6*log10(2.2))-3.17);
c2p=C[0]-cl1-cl3-2*cs;
uc2p=lm[0]/(2*pi)*asin(2*pi*f*c2p*Zo[0]*0.001);
lc2p=Zo[0]/(2*pi*f)*tan(pi*uc2p/lm[0]);
l12=L[0]-lc2p;
l32=L[1]-2*lc2p;
ul1p2=lm[2]/(2*pi)*asin(2*pi*f*l12/Zo[2]);
ul3p2=lm[2]/(2*pi)*asin(2*pi*f*l32/Zo[2]);
cl12=1000/(2*pi*f*Zo[2])*tan(pi*ul1p2/lm[2]);
cl32=1000/(2*pi*f*Zo[2])*tan(pi*ul3p2/lm[2]);
c2s=c2p+cl12+cl32+2*cs;
```

```
printf("c2=%lf c2p=%lf c2s=%lf \n",C[0],c2p,c2s);
getch();
{
if (c2s>1.56)
{
C[0]=C[0]-0.001;
goto loop4;
}
}
```

```
else
{
printf("\n");
}
```

95
printf("c2s=%lf ul1=%lf ul3=%lf uc2=%lf\n",c2s,ul1,ul3,uc2);
getch();

}
}}

Prototip süzgecin endüktans sayısını giriniz:2
Endüktans değerlerini giriniz:
L0=3.26

L1=5.613

Prototip süzgecin kapasite sayısını giriniz:
1
Kapasite değerlerini giriniz:
C0=1.56

Süzgecin kesim frekansını giriniz[GHz]; f=2.8

Kullanılacak taban malzemenin dielektrik katsayısını giriniz; er=2.2

Kullanılacak taban malzemenin dielektrik kalınlığını giriniz[mm]; h=0.38

Kaç tane hat kalınlığı hesap edilecek?3

Kalınlığı hesaplanacak hattın karakteristik empedansını giriniz:
20
w[0]=4.218440 eef[0]=2.020088 lm[0]=75.383804

Kalınlığı hesaplanacak hattın karakteristik empedansını giriniz:
50
w[1]=1.185719 eef[1]=1.870379 lm[1]=78.342690

Kalınlığı hesaplanacak hattın karakteristik empedansını giriniz:
130
w[2]=0.177357 eef[2]=1.725177 lm[2]=81.572990

c2=1.560000 c2p=1.077384 c2s=1.574796
c2=1.559000 c2p=1.076352 c2s=1.573794
c2=1.558000 c2p=1.075319 c2s=1.572791
c2=1.557000 c2p=1.074287 c2s=1.571789
c2=1.556000 c2p=1.073254 c2s=1.570787
c2=1.555000 c2p=1.072222 c2s=1.569784
c2=1.554000 c2p=1.071189 c2s=1.568782
c2=1.553000 c2p=1.070157 c2s=1.567780
c2=1.552000 c2p=1.069124 c2s=1.566778
c2=1.551000 c2p=1.068092 c2s=1.565775
c2=1.549999 c2p=1.067059 c2s=1.564773
c2=1.548999 c2p=1.066027 c2s=1.563771
c2=1.547999 c2p=1.064994 c2s=1.562769
c2=1.546999 c2p=1.063962 c2s=1.561766
c2=1.545999 c2p=1.062930 c2s=1.560764
c2=1.544999 c2p=1.061897 c2s=1.559762

c2s=1.559762 ul1=5.281861 ul3=9.508778 uc2=6.895623

GaAs Beam Lead Schottky Barrier Diodes

Technical Data

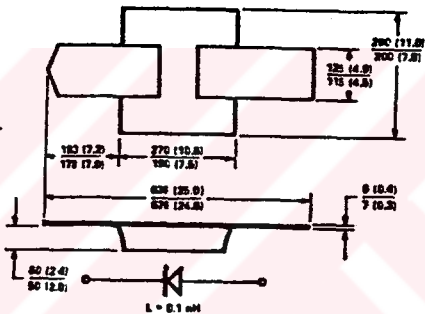
HSCH-9101
HSCH-9201
HSCH-9251

Features

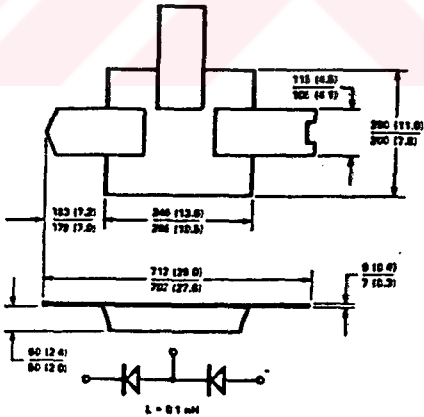
- Gold Tri-Metal System For Improved Reliability
- Low Capacitance
- Low Series Resistance
- High Cutoff Frequency
- Polyimide Passivation
- Low Noise Figure Through K_a Band
- Guaranteed at 44 GHz
- Multiple Configurations

Description

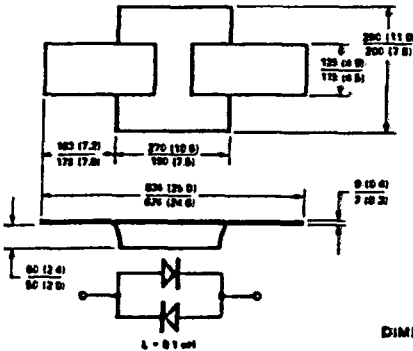
The HSCH-9101 single, the HSCH-9201 series pair, and the HSCH-9251 anti-parallel pair are advanced gallium arsenide Schottky barrier diodes. These devices are fabricated utilizing molecular beam epitaxy (MBE) manufacturing techniques and feature rugged construction and consistent electrical performance. A polyimide coating provides scratch protection and resistance to contamination.



HSCH-9101



HSCH-9201



HSCH-9251
Junction Side Up

DIMENSIONS IN μm (1/1000 inch)

Applications

This line of Schottky diodes is optimized for use in mixer applications at millimeter wave frequencies. Some suggested mixer types are single ended and single balanced for the single and series pair. The anti-parallel pair is ideal for harmonic mixers.

Assembly Techniques

Thermocompression bonding is recommended. Welding, ultrasonic bonding, solder, or conductive epoxy may also be used. For additional information see Application Note 979, "The Handling and Bonding of Beam Lead Devices Made Easy," or

Application Note 992, "Beam Lead Attachment Methods," or Application Note 993, "Beam Lead Device Bonding to Soft Substrates."

GaAs diodes are ESD sensitive. Proper precautions should be used when handling these devices.

Maximum Ratings

Power Dissipation at $T_{LEAD} = 25^{\circ}\text{C}$ 75 mW per junction
*Measured in an infinite heat sink derated linearly
 to zero at maximum rated temperature*
 Operating Temperature -65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
 Storage Temperature -65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
 Mounting Temperature 235°C for 10 seconds
 Minimum Lead Strength 6 grams

Bonding and Handling Procedures

See page 3-45.

Electrical Specifications at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$

Part Number			HSCH-9101			HSCH-9201			HSCH-9251		
Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
$C_j^{(1)}$	Junction Capacitance $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	pF		0.040	0.050		0.040	0.050		0.040	
$\Delta C_j^{(1)}$	Junction Capacitance Difference $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	pF					0.005	0.010			
$R_s^{(2)}$	Series Resistance	Ω			6			6			6
V_{F1}	Forward Voltage $I_F = 1\text{ mA}$	mV		700	800		700	800		700	800
V_{F10}	Forward Voltage $I_F = 10\text{ mA}$	mV		800	850		800	850		800	850
ΔV_F	Forward Voltage Difference $I_F = 1\text{ mA}$ and 10 mA	mV						15			15
V_{BR}	Reverse Breakdown Voltage $V_R = V_{BR}$ measure $I_R \leq 10\text{ }\mu\text{A}$ (per junction)	V	4.5			4.5					
NF ⁽³⁾	Noise Figure at 44 GHz	dB		6.7	7.2		6.7	7.2		6.7	
SWR	Standing Wave Ratio at Noise Figure			1.35	1.5		1.35	1.5			
Z_{IF}	IF Impedance at Noise Figure	Ω	125	200	325	125	200	325			

Notes:

1. Junction capacitance is determined by measuring total device capacitance and subtracting the calculated parasitic capacitance (0.035 pF).
2. Series resistance is determined by measuring the dynamic resistance and subtracting the calculated junction resistance of 6 Ω .
3. Noise figure is determined by lot sampling (LTPD = 15), LO power = 6 dBm, IF = 90 MHz, and the IF noise figure (1.5 dB) is included.

Typical Parameters

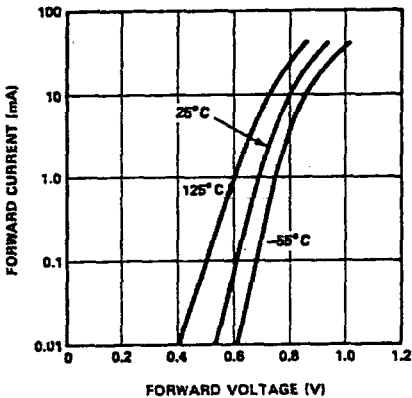


Figure 1. Typical Forward Characteristics for HSCH-9101, HSCH-9201, and HSCH-9251.

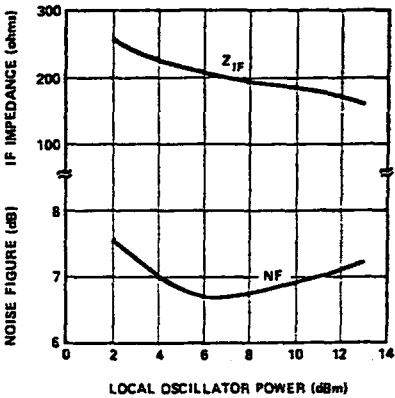


Figure 2. Typical Noise Figure and I.F. Impedance vs. Local Oscillator Power, for HSCH-9101 and HSCH-9201.


**HEWLETT
PACKARD**

BEAM LEAD SCHOTTKY DIODES FOR MIXERS AND DETECTORS (1-26 GHz)

**HSCH-5300
SERIES**

Features

PLATINUM TRI-METAL SYSTEM

High Temperature Stability

SILICON NITRIDE PASSIVATION

Stable, Reliable Performance

LOW NOISE FIGURE

Guaranteed 7.5 dB at 26 GHz

HIGH UNIFORMITY

Tightly Controlled Process Insures Uniform RF Characteristics

RUGGED CONSTRUCTION

4 Grams Minimum Lead Pull

LOW CAPACITANCE

0.10 pF Max. at 0 V

RUGGED CONSTRUCTION

4 Grams Minimum Lead Pull

POLYIMIDE SCRATCH PROTECTION

Description

These beam lead diodes are constructed using a metal-semiconductor Schottky barrier junction. Advanced epitaxial techniques and precise process control insure uniformity and repeatability of this planar passivated microwave semiconductor. A nitride passivation layer provides immunity from contaminants which could otherwise lead to I_n drift.

The HP beam lead process allows for large beam anchor pads for rugged construction. Typical 6 gram pull strength without degrading capacitance.

Maximum Ratings

Pulse Power Incident at $T_A = 25^\circ\text{C}$ 1 W
Pulse Width 1 μs , Duty 0.001

CW Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$ 150 mW
Measured in an infinite heat sink derated linearly to zero at maximum rated temperature

T_{OPR} - Operating Temperature

Range 65°C to -175°C

T_{STG} - Storage Temperature

Range 65°C to -200°C

Minimum Lead Strength 4 grams pull on any lead

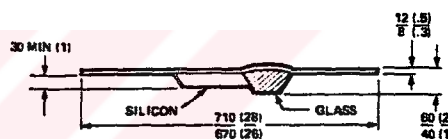
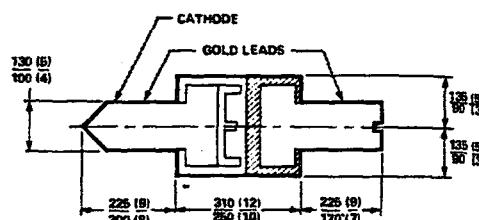
Diode Mounting

Temperature $+350^\circ\text{C}$ for 10 sec. max.

These diodes are ESD sensitive. Handle with care to avoid static discharge through the diode.

Bonding and Handling Procedures

See page 4-36.



DIMENSIONS IN μm (1/1000 inch)

Outline 07

Applications

The beam lead diode is ideally suited for use in stripline or microstrip circuits. Its small physical size and uniform dimensions give it low parasitics and repeatable RF characteristics through K-band.

The basic medium barrier devices in this family are DC tested HSCH-5310, -5312, and -5316. Batch matched versions are available as the HSCH-5311, -5313, and -5317. Equivalent low barrier devices are HSCH-5330, -5332 and -5336. Batch matched versions are available as HSCH-5331, -5333, and -5337.

For applications requiring guaranteed RF performance up to 26 GHz, the HSCH-5320 is selected with batch match units available as the HSCH-5321. The HSCH-5318 is selected for 6.2 dB maximum noise figure at 9.375 GHz with RF batch match units available as the HSCH-5319. The HSCH-5314 is rated at 7.2 dB maximum noise figure at 16 GHz with RF batch match units available as the HSCH-5315.

For guaranteed low-barrier RF performance to 26 GHz, the HSCH-5340 is selected with batch match units available as the HSCH-5341. The HSCH-5338 and -5334 are selected for noise figure 6.2 dB maximum at 9.375 and 7.2 dB maximum at 16 GHz respectively. Batch matched versions are available as the HSCH-5339 and -5335.

Electrical Specifications for RF tested Diodes at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Part Number HSCH-	Batch* Matched HSCH-	Barrier	Maximum Noise Figure NF (dB)	IF Impedance Z_{IF} (Ω)		Maximum SWR	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Dynamic Resistance R_D (Ω)	Maximum Total Capacitance C_T (pF)	Maximum Forward Voltage V_F (mV)
				Min.	Max.					
5316	5319	Medium	6.2 at 9.375 GHz	200	400	1.5:1	4	12	0.25	500
5314	5315		7.2 at 16 GHz					16	0.15	
5320	5321		7.5 at 26 GHz					20	0.10	
5336	5339	Low	6.2 at 9.375 GHz	150	350	1.5:1	4	12	0.25	375
5334	5335		7.2 at 16 GHz					16	0.15	
5340	5341		7.5 at 26 GHz					20	0.10	
Test Conditions	$\Delta NF \leq 0.3 \text{ dB}$ $\Delta Z_{IF} \leq 25\%$		DC Load Resistance = 0 Ω L.O. Power = 1 mW I_F = 30 MHz, 1.5 dB NF				$I_R \leq 10 \mu\text{A}$	I_F = 5 mA	V_R = 0V f = 1 MHz	I_F = 1 mA

*Minimum batch size 20 units.

Note: $C_T = C_J + 0.02 \text{ pF}$ Electrical Specifications for DC tested Diodes at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Part Number HSCH-	Batch* Matched HSCH-	Barrier	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Dynamic Resistance R_D (Ω)	Maximum Total Capacitance C_T (pF)	Maximum Forward Voltage V_F (mV)
5316	5317	Medium	4	12	0.25	500
5312	5313			16	0.15	
5310	5311			20	0.10	
5336	5337	Low	4	12	0.25	375
5332	5333			16	0.15	
5330	5331			20	0.10	
Test Conditions	$\Delta V_F \leq 15 \text{ mV}$ @ 5 mA		$I_R = 10 \mu\text{A}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	$V_R = 0\text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$I_F = 1 \text{ mA}$

*Minimum batch size 20 units

Typical Detector Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$

MEDIUM AND LOW BARRIER (DC BIAS)

Parameter	Symbol	Typical Value	Units	Test Conditions
Tangential Sensitivity	TSS	-54	dBm	20 μA Bias Video Bandwidth = 2 MHz $f = 10 \text{ GHz}$
Voltage Sensitivity	γ	6.6	mV/ μW	
Video Resistance	R_V	1400	Ω	

LOW BARRIER (ZERO BIAS)

Parameter	Symbol	Typical Value	Units	Test Conditions
Tangential Sensitivity	TSS	-44	dBm	Zero Bias Video Bandwidth = 2 MHz $f = 10 \text{ GHz}$
Voltage Sensitivity	γ	10	mV/ μW	
Video Resistance	R_V	1.8	M Ω	

Typical Parameters

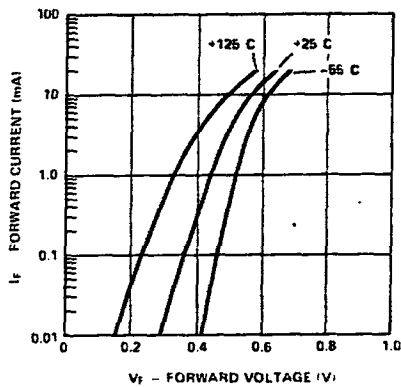


Figure 1 Typical Forward Characteristics for Medium Barrier Beam Lead Diodes HSCH-5310, -5320 Series

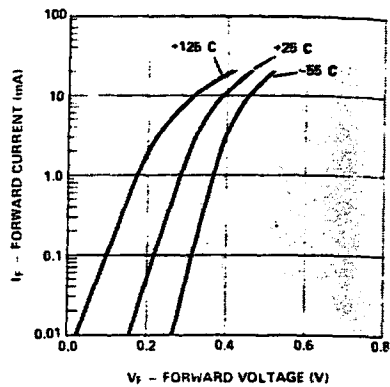


Figure 2 Typical Forward Characteristics for Low Barrier Beam Lead Diodes HSCH-5330, -5340 Series

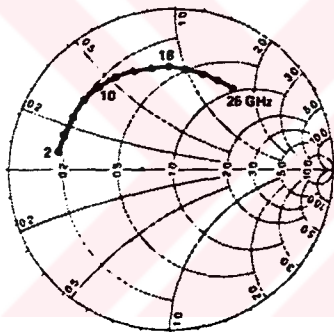


Figure 3 Typical Admittance Characteristics with 1 mA Self Bias HSCH-5320, -5340, -5321, and -5341

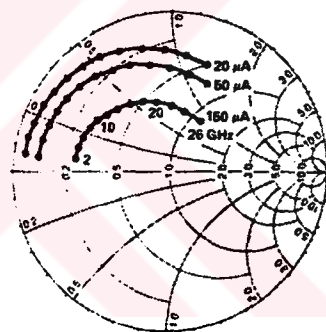


Figure 4 Typical Admittance Characteristics with External Bias HSCH-5320, -5340, -5321, and -5341

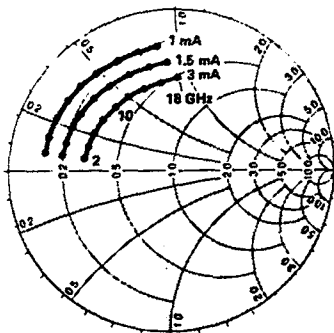


Figure 5 Typical Admittance Characteristics with Self Bias HSCH-5314, -5315, -5334, and -5335

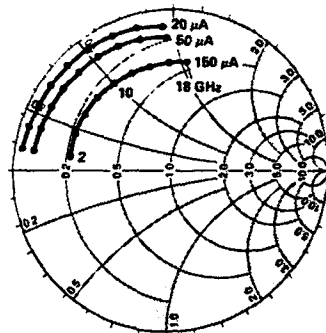


Figure 6 Typical Admittance Characteristics with External Bias HSCH-5314, -5315, -5334, and -5335

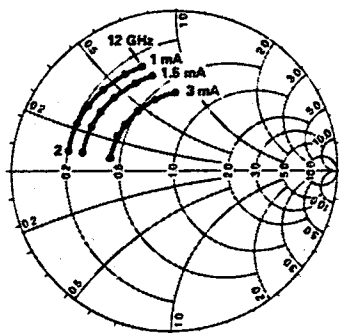


Figure 7 Typical Admittance Characteristics with Self Bias
HSC-5318, -5319, -5338 and -5339

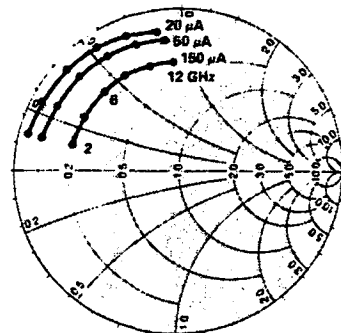


Figure 8 Typical Admittance Characteristics with External Bias
HSC-5318, -5319, -5338 and -5339

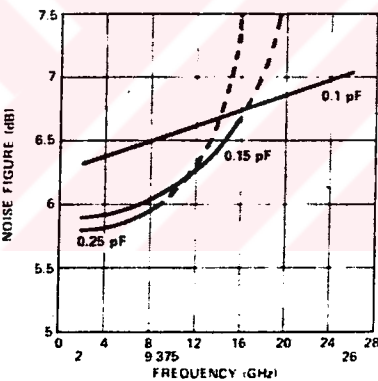


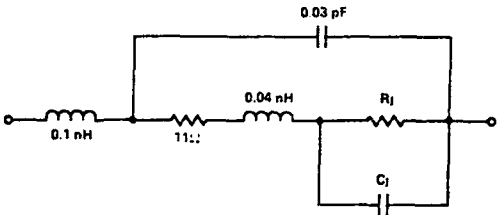
Figure 9 Typical Noise Figure vs Frequency



MODELS FOR EACH BEAM LEAD SCHOTTKY DIODE

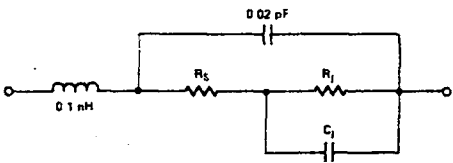
HSCH-5320, 5321, 5340, 5341

1 mA SELF BIAS



OTHER HSCH-53XX

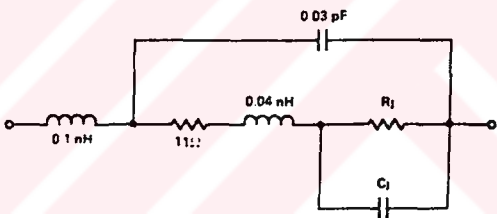
SELF BIAS



Part Numbers	1.0 mA Self Bias			1.5 mA Self Bias			3.0 mA Self Bias		
	Rs (Ω)	Rj (Ω)	Cj (pF)	Rs (Ω)	Rj (Ω)	Cj (pF)	Rs (Ω)	Rj (Ω)	Cj (pF)
HSCH-5314, -5315, -5334, -5335	5.0	393	0.11	5.2	232	0.11	5.0	150	0.12
HSCH-5318, -5319, -5338, -5339	5.1	244	0.16	5.0	178	0.16	5.0	109	0.19

HSCH-5320, -5321, -5340, -5341

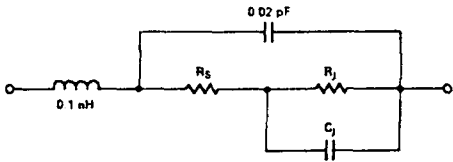
EXTERNAL BIAS



Part Numbers	20 μA DC Bias		50 μA DC Bias		150 μA DC Bias	
	Rj (Ω)	Cj (pF)	Rj (Ω)	Cj (pF)	Rj (Ω)	Cj (pF)
HSCH-5320, -5321, -5340, -5341	1400	0.09	560	0.09	187	0.10

OTHER HSCH-53XX

EXTERNAL BIAS



Part Numbers	20 μADC Bias			50 μADC Bias			150 μADC Bias		
	Rs (Ω)	Rj (Ω)	Cj (pF)	Rs (Ω)	Rj (Ω)	Cj (pF)	Rs (Ω)	Rj (Ω)	Cj (pF)
HSCH-5314, -5315, -5334, -5335	2.8	1240	0.11	4.7	618	0.12	2.7	211	0.13
HSCH-5318, -5319, -5338, -5339	5.1	2050	0.18	3.9	665	0.19	4.7	242	0.20

EK-5

```

GaAs BEAM LEAD DIYOT GIRIS DIRENCI HESABI
COMPLEX JJ,Z1,Z2,Z3,Z4
REAL L1,L2
WRITE(*,*)'CALISMA FREKANSINI GIRINIZ'
READ(*,*) F
WRITE(*,*)'DIYODUN KUCUK ISARET ESDEGERINI SIRASIYLA GIRINIZ'
WRITE(*,*)'L1,RS,RJ,CJ,CP,L2'
READ(*,*)'L,C,R'
READ(*,*)L1,RS,RJ,CJ,CP,L2
PI=4*ATAN(1.)
W=2*PI*F
JJ=(0.,1.)
Z1=1/((1/RJ)+JJ*W*CJ)
Z2=RS+Z1
Z3=Z2/(1+JJ*Z2*W*CP)
Z4=Z3+(JJ*W*(L1+L2))
Z1=JJ*W*L+R+1/JJ*W*C
Z4=JJ*W*L+1/((1/R)+JJ*W*C)
RG=REAL(Z4)
ZG=AIMAG(Z4)
RX=REAL(Z1)
ZX=AIMAG(Z1)
WRITE(*,*)'GIRIS DIRENCI=',RG,RX
WRITE(*,*)'GIRIS ENDUKTANSI=',ZG,ZX
CGS= -2/(W*ZG)
RGS=2*RG
CGP=CGS/(1+W*W*CGS*CGS*RGS*RGS)
RGP=(1+W*W*CGS*CGS*RGS*RGS)/(W*W*CGS*CGS*RGS*RGS)
WRITE(*,*)'PARALEL GIRIS DIRENCI=',RGP
WRITE(*,*)'PARALEL GIRIS KAPASITESI=',CGP
STOP
END

```

```

PORTTRAN>DEME
SMA FREKANSINI GIRINIZ
DIYODUN KUCUK ISARET ESDEGERINI SIRASIYLA GIRINIZ
L1,RS,RJ,CJ,CP,L2
F=9

```

```

--=12
--=12

```

```

S DIRENCI=          6.7762220
S ENDUKTANSI=       -4.5353300
PARALEL GIRIS DIRENCI=          1.0279980
PARALEL GIRIS KAPASITESI=  5.622024E-014
- Program terminated.

```

KARISTIRICININ IF CIKIS EMPEDANS HESABI

```

COMPLEX R1,RO,J
J=(0,1)
WRITE(*,*) 'Ip DEGERINI GIRINIZ'
READ(*,*) DIP
WRITE(*,*) 'Is DEGERINI GIRINIZ'
READ(*,*) DIS
WRITE(*,*) 'rs DEGERINI GIRINIZ'
READ(*,*) RS
WRITE(*,*) 'IO DEGERINI GIRINIZ'
READ(*,*) DIO
TQ=25.9*1.E-3
A=DIS/(DIS+DIO)
B=DIP/(DIO+DIS)
RDO=TQ/DIS
RS1=RS/RDO
RO=RDO*(RS1+ A/(J*SQRT(-1*(1-B*B))))
ROR=REAL(RO)
WRITE(*,*) ROR
R1=RDO*A*(J*SQRT(-1*(1-B*B))-1)/(B*J*SQRT(-1*(1-B*B)))
R1R=REAL(R1)
WRITE(*,*) R1R
F=(R1R*R1R)/(ROR*ROR)
WRITE (*,*) 'CIKIS DIRENCI=',F
F1=F/RDO
WRITE (*,*) 'NORMALIZE CIKIS EMPEDANSI=' ,F1
STOP
END

```

YUNUS EMRE
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

ORTRAN>DC
 DEGERINI GIRINIZ
 3
 DEGERINI GIRINIZ
 ,
 DEGERINI GIRINIZ
 DEGERINI GIRINIZ

5.1000000
 43.1666700
 DIRENCI= 71.6401700
 LIZE CIKIS EMPEDANSI= 2.766030E-002
 - Program terminated.

ÖZGEÇMİŞ

Demet Sevil Armağan, 11 Aralık 1970'te Alanya'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Alanya'da tamamladıktan sonra, 1987 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümüne girdi. Bu bölümde Endüstriyel Elektronik paketini tamamlayarak, 1991 yılında mezun oldu. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Bölümü yüksek lisans programına başladı. Bir yıl İngilizce Hazırlık programına devam etti. Ocak 1994 yılında TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi, Uzay Teknolojileri Bölümünde, araştırmacı olarak göreve başladı. Halen bu bölüm bünyesinde, Radyoteleskop ve Mikrodalga Laboratuvarı Geliştirme projesinde göreve devam etmektedir.