

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK DİNAMİK ARALIKLI, Si-Ge TRANZİSTORLU, 8-11GHZ  
SİMETRİK SÜRÜMLÜ B SINIFI KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Hilal Hilye Canbey**

**Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektronik Mühendisliği Programı**

**MAYIS 2014**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK DİNAMİK ARALIKLI, Si-Ge TRANZİSTORLU, 8-11GHZ  
SİMETRİK SÜRÜMLÜ B SINIFI KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Hilal Hilye CANBEY  
504111206**

**Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektronik Mühendisliği Programı**

**Tez Danışmanı: Doç Dr. Mürvet KIRCI**

**MAYIS 2014**



İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504111206 numaralı Yüksek Lisans / Doktora Öğrencisi **Hilal Hilye Canbey**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**YÜKSEK DİNAMİK ARALIKLI Sİ-GE TRANZİSTORLU, 8-11GHz SİMETRİK SÜRÜMLÜ B SINIFI KUVVETLENDİRİCİ**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :**      **Doç. Dr Mürvet KIRCI** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :**      **Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞLU** .....  
Beykent Üniversitesi

**Dr. H. Bülent YAĞCI** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Teslim Tarihi :**      **5 Mayıs 2014**  
**Savunma Tarihi :**    **28 Mayıs 2014**



*Osman Çağrı Fidan'a,*





## ÖNSÖZ

Tez çalışmalarım sırasında emeklerini benden esirgemeyen hocalarım Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI'na ve Doç Dr. Mürvet KIRCI'ya,  
Henüz lisans aşamasındayken çalışacağım alanı seçmeme ve bu alanda çalışmaya başlamama olanak sağlayan, her konuda desteğini hissettiğim hocam Dr. H. Bülent YAĞCI'ya,  
Koşulsuz sevgi ve güvenleriyle her zaman yanımda olan anneme, babama ve kardeşlerime,  
Bir an olsun umutsuzluğa kapılmama imkan vermeyerek bana hep inanan, güvenen, destek olan meslektaşım Osman Çağrı Fidan'a,  
Çok teşekkür ediyorum.

Mayıs 2014

Hilal Hilye Canbey  
Elektronik Mühendisi



## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER .....	ix
KISALTMALAR .....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY .....	xix
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
1.1 Geniş Bantlı Yüksek Frekanslı Kuvvetlendiriciler.....	2
1.2 Kutuplama Yöntemine Göre Kuvvetlendirici Çeşitleri.....	3
1.3 Kazanç .....	6
1.4 Doğrusallık .....	10
<b>2. 8-11GHz BALUN TASARIMI .....</b>	<b>17</b>
2.1 Balunlar .....	17
2.1.1 Köprü (lattice) balun .....	17
2.1.2 Guanella (akım) balunu.....	19
2.1.3 Marchand balunu.....	19
2.2 Kuramsal Hesaplamalar .....	20
2.3 Benzetimler .....	25
<b>3. 8-11GHz B SINIFI KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI .....</b>	<b>27</b>
3.1 Tanıtım .....	29
3.2 Benzetimler .....	30
<b>4. SONUÇLAR .....</b>	<b>37</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>39</b>
<b>EKLER.....</b>	<b>41</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>45</b>



## KISALTMALAR

<b>SiGe</b>	: Silisyum Germanyum
<b>HF</b>	: Yüksek frekans
<b>VHF</b>	: Çok yüksek frekans
<b>UHF</b>	: Ultra yüksek frekans
<b>RF</b>	: Radyo frekansı
<b>G<sub>p</sub></b>	: Güç kazancı
<b>G<sub>A</sub></b>	: Elde edilebilir kazanç
<b>G<sub>T</sub></b>	: İletim kazancı
<b>IM3</b>	: 3. dereceden intermodülasyon
<b>IM2</b>	: 2. dereceden intermodülasyon
<b>IP3</b>	: 3. dereceden kesişim noktası
<b>OIP3</b>	: Çıkış 3. dereceden kesişim noktası
<b>IP2</b>	: 2. dereceden kesişim noktası
<b>OIP2</b>	: Çıkış 2. dereceden kesişim noktası
<b>P1dB</b>	: 1dB bastırma noktası
<b>OP1dB</b>	: Çıkış 1dB bastırma noktası



## ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
<b>Çizelge 1.1:</b> IEEE tarafından tanımlanan yüksek frekans bantları .....	1
<b>Çizelge 1.2 :</b> Doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin çıkışında görülen bozucu bileşenler. ....	12
<b>Çizelge 1.3 :</b> Doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin çıkışında görülen bozucu bileşenlerin genlikleri. ....	13
<b>Çizelge 2.1 :</b> Marchand balun yapısında kullanılacak taban malzemesinin özellikleri . ....	22
<b>Çizelge 4.1:</b> Sonuçlar .....	39





## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 1.1 : A sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma şekli .....	3
Şekil 1.2 : A sınıfı kuvvetlendiricilerde dirsek gerilimi-verimlilik karakteristiği.....	4
Şekil 1.3 : B sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma şekli.....	4
Şekil 1.4 : B sınıfı kuvvetlendiricilerde çıkış işareti.....	5
Şekil 1.5 : B sınıfı kuvvetlendiricilerde dirsek gerilimi verimlilik karakteristiği.....	5
Şekil 1.6 : AB sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma şekli.....	6
Şekil 1.7 : AB sınıfı kuvvetlendiricilerde çıkış işareti.....	6
Şekil 1.8 :Kuvvetlendiricinin iki kapılı olarak saçılma değişkenleri, kaynak ve yük empedansları ile birlikte modeli.....	7
Şekil 1.9 : Çeşitli frekans bileşenlerinin gösterimi.....	12
Şekil 1.10 :Çıkış gücünün temel, IM2 ve IM3 bileşenlerinin giriş gücüne göre gösterimi.....	14
Şekil 2.1 : İdeal Balun Yapısı .....	17
Şekil 2.2 : Köprü Balun Yapısı.....	18
Şekil 2.3 : 3-Kapılı Kayıpsız Köprü Balun Yapısı .....	18
Şekil 2.4 : Guanella Balun Yapısı.....	19
Şekil 2.5 : Marchand Balun Yapısı.....	20
Şekil 2.6 : Simetrik sürümlü B sınıfı kuvvetlendirici için Marchand Balun Yapısı..	21
Şekil 2.7 : Hesaplamalarda kullanılan eşdeğer devre. ....	22
Şekil 2.8 : 50ohm:25ohm balun için tek mod-çift mod empedans grafiği. ....	23
Şekil 2.9 : $Z_1$ empedansını gösteren hattın kalınlığı. ....	24
Şekil 2.10 : $Z_1$ empedansını gösteren hattın kalınlığı. ....	25
Şekil 2.11 : Benzetim ortamında oluşturulan Marchand balunu .....	25
Şekil 2.12 : Benzetim ortamında oluşturulan Marchand balunu .....	26
Şekil 3.1 : Tasarımda baz alınan genel yapı. ....	29
Şekil 3.2 : Kuvvetlendiricinin benzetim programında modellenmesi. ....	30
Şekil 3.3 : Farksal kuvvetlendirici yapısı. ....	31
Şekil 3.4 : Saçılma parametreleri.....	32
Şekil 3.5 :Giriş, çıkış ve simetrik sürümlü aktif elemanların kolektör düğüm gerilimleri .....	34
Şekil 3.6 : Çıkış gerilim salınımı .....	33
Şekil 3.7 : Frekansa göre çıkış üçümcü dereceden kesişim noktası .....	33
Şekil 1.8 :Frekansa göre iletim kazancı, güç kazancı, elde edilebilir kazanç ve en yüksek kazanç değerleri .....	36
Şekil 3.9 : 1dB bastırma noktası (10GHz için).....	34
Şekil 3.10 : Frekansa göre çıkış 1dB bastırma noktası.....	35



## **YÜKSEK DİNAMİK ARALIKLI, SiGe TRANZİSTORLU, 8-11GHz SİMETRİK SÜRÜMLÜ B SINIFI KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI**

### **ÖZET**

Bu çalışmada Si-Ge HBT teknolojisi kullanılarak 8-11GHz frekans bandında işlev gösteren simetrik sürümlü B sınıfı kuvvetlendirici tasarımı yapılmıştır. Giriş ve çıkış dengeli kapıları dengesiz kapılara uyumlamak ve sisteme bant geçiren özellik kazandırmak amacıyla giriş ve çıkışlarında kullanılmak üzere Marchand Balunu tasarlanmıştır.

Kablosuz haberleşme teknolojilerindeki gelişmeler sonucu, bilgiyi yüksek frekanslı işaret şeklinde gönderme ihtiyacı doğmuştur. Bunun sebebi frekans arttıkça dalga boyunun ve buna bağlı olarak da alıcı ve verici anten boyutlarının küçülmesidir.

IEEE kullanılan frekans bantlarını standart hale getirmiştir. Bu bant aralıkları küçükten büyüğe HF, VHF, UHF, L, S, C, X, Ku, K, Ka, V, W ve mm bantlarıdır. Bu çalışmada kullanılan 8-11GHz bandını tam olarak karşılayan standart "X" bandıdır.

Geniş bantlı yüksek frekanslı kuvvetlendirici tasarımından önce, hangi çalışma noktasında kutuplanacağına karar verilmelidir. Geniş bantlı tasarıma imkan veren A sınıfı, B sınıfı ve AB sınıfı çalışma şekilleri incelenmiştir. A sınıfının en doğrusal fakat en verimsiz, B sınıfının en az doğrusal ancak en verimli çalışma şekli olduğu görülmüş, simetrik sürümlü yapı kullanılacağından dolayı B sınıfı çalışma şekli daha uygun bulunmuştur. Yüksek dinamik aralıklı bir kuvvetlendirici tasarımında ayrıca kazanç ve doğrusallık kriterleri de oldukça önemlidir. Bu sebeple çeşitli kazanç hesaplamaları (güç kazancı, elde edilebilir kazanç, iletim kazancı) ve doğrusallık ölçütü değişkenleri (IP2, IP3 ve P1dB) incelendi.

Kuvvetlendiricinin giriş ve çıkışında kullanılmak üzere tasarlanacak balun yapısı için araştırma yapılmıştır. Sık kullanılan balun yapılarından Köprü Balun, Guanella Balunu ve Marchand Balunu yapıları incelenmiştir. Köprü balunun yapısı alçak geçiren süzgeç, Guanella balununun yapısı yüksek geçiren süzgeç karakteristiği gösterdiği için alttan ve üstten sınırlı çalışma bandı 8-11GHz bandında kullanılmaya uygun olmadığı belirlendi. Bant geçiren karakteristik gösteren Marchand Balunu tercih edildi. Balun yapısı tasarım için seçilen taban malzemesine uygun şekilde AWR-DE Microwave Office benzetim programı aracılığıyla optimize edilerek tasarlandı.

Kullanılacak Si-Ge tranzistor de yine aynı benzetim programında modellenerek simetrik sürümlü yapı kuruldu. Simetrik sürümlü yapının girişinde kazancı arttırmak ve de giriş empedans uyumunu sağlamak amacıyla farkskuvvetlendirici yapısı kaskat olarak eklendi. Tasarıma balunlar da eklenerek sonuçlar alındı.



## **HIGH DYNAMIC RANGE 8-11GHZ PUSH-PULL CLASS B AMPLIFIER WITH SiGe TRANSISTOR TECHNOLOGY**

### **SUMMARY**

Employing Si-Ge semiconductor technology, 8 to 11GHz push-pull Class B amplifier is designed with input and output balun structures due to make two balanced port network suitable to utilize in single ended systems. Applying input and output baluns also provides impedance matching and bandpass characteristic behaving like a resonant tank filtering even harmonics produced by push-pull amplifier.

This work includes literature research about amplifier design criterion, classes according to amplifier operation point, types of baluns, required calculations and finally designs of whole network with simulations done using AWR Design Environment Microwave Office. Due to increase the performance of the system, some optimization tools in simulation programme are utilized.

Developments of wireless communication technologies require using high frequency to reduce wave-length and related with wave-length receiver and transmitter antenna sizes also decrease. For common use, IEEE standardizes the frequency bands. from low frequency to high frequency these bands are; HF (3 to 30 MHz), VHF (30 to 300MHz), UHF (0.3 to 1GHz), L (1 to 2GHz), S (2 to 4GHz), C (4 to 8GHz), X (8 to 12GHz), Ka (12 to 18GHz), K (20 to 40GHz), Ku (26.5 to 40GHz), V (40 to 75 GHz), W (75 to 110GHz) and mm (110 to 300GHz).

HF band is generally used in military and government communications, communication with the ground station in aviation applications, amateur radio applications e.t.c.. VHF band is widely used in FM radio broadcasting, sea traffic controlling applications e.t.c.. Some GSM operators utilize UHF band. Besides that some amateur satellite applications can be done in UHF band. Furthermore, UHF band is also used for GPS (Global Positioning System) which is very important technology. S and C bands are suitable for weather and sea radar applications and satellite communications. X band covers this work's frequency band 8 to 11GHz, and can be used for electronic warfare, military satellite communications applications. In defense technology, electronic warfare is very important and promising subject to research.

The selection of the dc quiescent point for the active device is very important issue before designing an amplifier. It also means determining operation class of the amplifier. A bias network is used to acquire the appropriate quiescent point for the active device under the specified operating conditions, and it maintains a constant setting irrespective of transistor parameter variations. The various classes of device operation typically employed at microwave frequencies are defined as A, B, AB, C, D, E and F.

The choice of the class depends majorly on the specific application that is intended for the amplifier. For example, due to design a broadband microwave amplifier

designs, class A, B, or AB should be selected. D, E and F classes are high efficient switching topologies and widely used in power electronics applications. This thesis includes a brief information about A, B and AB types of operation classes for push-pull amplifier. Due to consider and acquire high efficiency and suitability to push-pull amplifier structure, class B is preferred.

Although linearity of a class B amplifier is worse than a class A amplifier, its efficiency is much better. This causes decreasing the power consumption of the system which is very important for both power cost saving and heat dissipation which effects the system performance very negatively.

Another important parameter that must be especially considered is linearity. In an ideal system, the output linearly changes with respect to the input. However, transfer function of an amplifier usually not as linear as desired in real world, because of distortive effects. Intermodulation signals can be dangerous if they are in the fundamental band, and cannot be easily filtered. Linearity must be increased to achieve high dynamic range operation. Some of important and widely used linearity criterions are P1dB, IP3 and IP2 are examined before design procedure. P1dB can be physically measured using a signal generator producing an appropriate signal which has enough amplitude for the sensitivity of the amplifier under test at desired frequency chosen from the operation bandwidth. It is also seen that, there are some analytical relationships between these linearity criterions.

For design procedure of the input and output balun, some balunstructure types are examined to determine which is more suitable for amplifier. The most common and widely used balun types are Bridge (Lattice) Balun, Guanella Balun and Marchand Balun. It is seen that Bridge (Lattice) balun has low-pass, and Guanella balun has high-pass characteristics so they are not suitable for the 8 to 11GHz application. Unlike Guanella or Bridge balun, Marchand balun has band-pass characteristics and is preferred for the input. Firstly, some literature research has done about Marchand balun to be sure about its functions are suitable for purpose.

Marchand introduced the Marchand balun, which is designed using coaxial transmission lines, in 1944, and there are still studies done about implementation and developing this structure. Today, substrate technology is very sophisticate in comparison with 1940s. Thus, current researchs are generally based on microstrip, coplanar, stripline transmission lines. For required calculations, previous studies about Marchand Balun are used then the results are implemented on transmission line impedance calculation tool TX LINE in AWR DE MWO.

After determining the type of input balun, the next issue is indicating the output balun structure. Due to transmit higher power at the output efficiently, 1:4 balun is chosen for output balun which is also perfectly suitable to use for class B amplifiers. Only one branch of the balun transmits the signal for each half cycle of the output signal, which leads combining the two signals with 180-degree phase difference together.

Another important stage is choosing transistor technology. There are many types of transistors widely used in similar applications such as silicon BJTs, silicon MOSFETs, GaAs MESFETs, InGaAs/InP HEMTs. As the active semiconductor elements, SiGe HBTs are employed in the class B push pull amplifier design due to its very high cut-off frequency.

There is a differential amplifier with feedback due to adjust input impedance and besides that increase the total gain. Supply voltage of the structure is defined as 4V according to characteristics of the chosen transistor model. Class B push-pull amplifier design with additional differential amplifier and input-output baluns is completed and results are achieved with AWR-DE MWO simulation program.

8 to 11GHz push-pull Class B amplifier is designed with input and output balun structures due to make two balanced port network suitable to utilize in single ended systems. Network performance is highly increased by utilizing optimization tools in simulation program after combining all stages of design. Applying input and output baluns provides impedance matching and bandpass characteristic behaving like a resonant tank filtering even harmonics produced by push-pull amplifier. Differential amplifier at the first amplification stage provides higher gain, which helps increasing dynamic range of the cascaded amplifier.

After research, calculations and optimizations, very satisfactory results are acquired according to simulation graphics. Gain is over 33dB, output P1dB is 15dBm, output IP3 is 40dBm, input reflection is very good ( $S_{11} < -10\text{dBm}$ ) within desired bandwidth 8 to 11GHz. These results are very hard to achieve for X band, and promising for fabrication and implementation. After realizing the structure with lumped elements and getting good results, same network can be implemented as an integrated circuit using SiGe or some other semiconductor technology.





## 1. GİRİŞ

Haberleşme teknolojilerinde kaydedilen önemli ilerlemeler sonucunda, haberleşme elektroniğindeki çalışmalar hız kazanmıştır. Gelişen modülasyon teknikleri sonucu yüksek frekansta işlev gösteren yüksek frekanslı elektronik yapılar önemli hale gelmiştir. Haberleşme sistemlerinde yüksek frekanslı işaretlerin kullanılması, en temel olarak dalga boyunun ve buna bağlı olarak alıcı ve verici anten boyutlarının küçülmesi için gerekli olmuştur. Yüksek frekans elektroniğinin kullanıldığı alanlardan birkaçı, uydu haberleşmesi, askeri haberleşme sistemleri, radarlar, elektronik harp uygulamalarıdır.

Haberleşmede ve radarlarda kullanılan frekans bantları IEEE[1] tarafından tanımlanmıştır, bu tanımlar Çizelge 1.1’de incelenebilir.

**Çizelge 1.1 :** IEEE tarafından tanımlanan yüksek frekans bantları.

Frekans Bandı	Karşılığı
HF	3-30MHz
VHF	30-300MHz
UHF	0.3-1GHz
L	1-2GHz
S	2-4GHz
C	4-8GHz
X	8-12GHz
K <sub>u</sub>	12-18GHz
K	20-40GHz
K <sub>a</sub>	26.5-40GHz
V	40-75GHz
W	75-110GHz
mm	110-300GHz

HF bandı genel olarak askeri haberleşmede, hükümet haberleşmesinde, havacılıkta yer istasyonu ile haberleşmede, amatör radyoculukta, kısa dalga uluslararası yerel ya da bölgesel haberleşmede, denizclikte kıyı ile haberleşmede kullanılır. VHF bandı

FM radyo bandını (88-108MHz) kapsar. Ayrıca kara mobil istasyonlarında, hava ve deniz trafik kontrolleri haberleşmesinde, hava ve deniz haberleşmesinde de kullanılır.

UHF bandında çalışan GSM operatörleri vardır, aynı zamanda kişisel radyo yayınında ve amatör uyduların haberleşmesinde de kullanılabilir.

L bandı da GSM amaçlı kullanılabilir. Diğer kullanım alanlarına örnek olarak GPS (Global Positioning System) ve sayısal ses yayını (DAB – Digital Audio Broadcasting) gösterilebilir. Bu bantta radar ve elektronik harp uygulamaları da olur. S ve C bandında hava ve deniz radarı uygulamaları, uydu haberleşmesi yapılabilir.

Bu çalışmanın konusu 8-11GHz bandında çalışan B sınıfı simetrik sürümlü kuvvetlendirici tasarımı olduğu için, X bandına dahildir. Askeri radarlar, elektronik harp, askeri uydu haberleşmesi uygulamaları X bandında çalışır. Çoğu elektron paramanyetik rezonans spektrometresi (EPR) bu bantta işlev gösterir.

Tasarıma başlamadan önce yüksek frekansta işlev gösteren kuvvetlendiriciler ve aktif elemanlarla ilgili literatür araştırması yapılmıştır. Bu bölümde bu araştırmalar özetlenecektir.

## **1.1 Geniş Bantlı Yüksek Frekanslı Kuvvetlendiriciler**

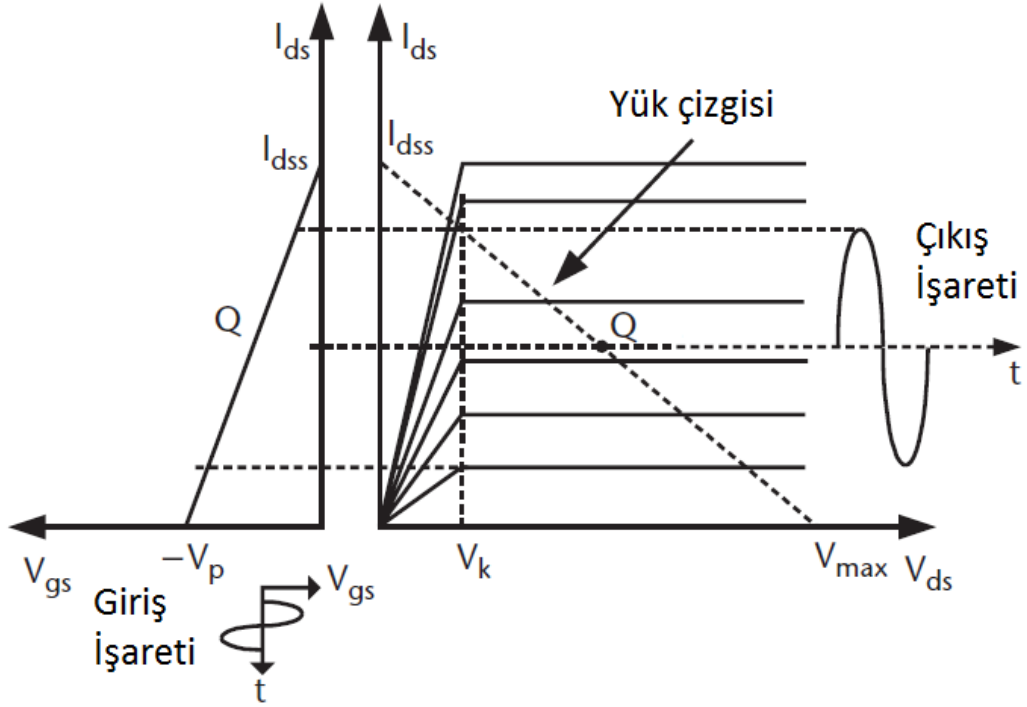
Giriş bölümünde bahsedildiği gibi, çoğu haberleşme uygulamaları geniş frekans bantlarını kapsamaktadır, bu sebeple yüksek frekanslarda ve geniş bantlarda işlev gösteren sistem bloklarına gereksinim vardır. Güç kuvvetlendiricileri de haberleşme elektroniğinde önemli ve geniş kullanım alanına sahiptir. Ancak bir güç kuvvetlendiricisi için kazanç, gürültü sayısı, doğruluk ve bant genişliği arasında her zaman ödünleşim (trade-off) olmaktadır. Yüksek frekansta aynı zamanda tasarımda kullanılan aktif elemanların parazitik bileşenlerinin ortaya çıkması da frekansa bağlı performansı etkilemekte ve de tasarımı zorlaştırmaktadır.

Geniş bantlı yüksek frekanslı kuvvetlendirici tasarımının daha yüksek performanslarda yapılabilmesi için çeşitli yarı iletken teknolojileri geliştirilmiştir. Bunlardan en sık kullanılanlar arasında silisyum BJT'ler, silisyum MOSFET'ler, galyum arsenit (GaAs) MESFET'ler (metal-alan etkili tranzistor), InGaAs/InPPHEMT'ler (sahte yüksek elektron hareketlilikli tranzistor), InAlAs/InGaAsMHEMT'ler, InGaP/InGaAs veya SiGeHBT'ler sayılabilir. Bu çalışmada SiGe HBT ile tasarım yapılmıştır.

## 1.2 Kutuplama Yöntemine Göre Kuvvetlendirici Çeşitleri

Kuvvetlendiricide kullanılan aktif elemanın doğru akım sükunet noktasının belirlenmesi, kutuplamanın nasıl olacağına karar verilmesi ve topolojinin kararlaştırılması açısından önemlidir[2]. Yüksek frekanslı kuvvetlendiricilerde sıklıkla kullanılan sınıflar A, AB, B, C, D, E, F sınıflarıdır. D, E ve F sınıfları anahtarlama sınıfları olarak bilinir. A, B, ve AB sınıfları geniş bantlı uygulamalar için daha uygundur, bu sebeple bu sınıflar ilgili bilgiler araştırılmıştır.

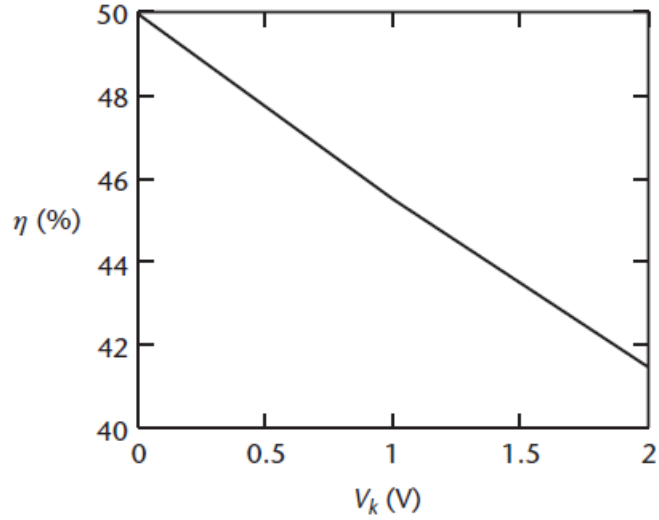
A sınıfı kuvvetlendiricilerde işaretin dalga boyunun  $360^\circ$ 'lik döngüsü boyunca aktif elemanlar iletimdedir (Şekil 1.1).



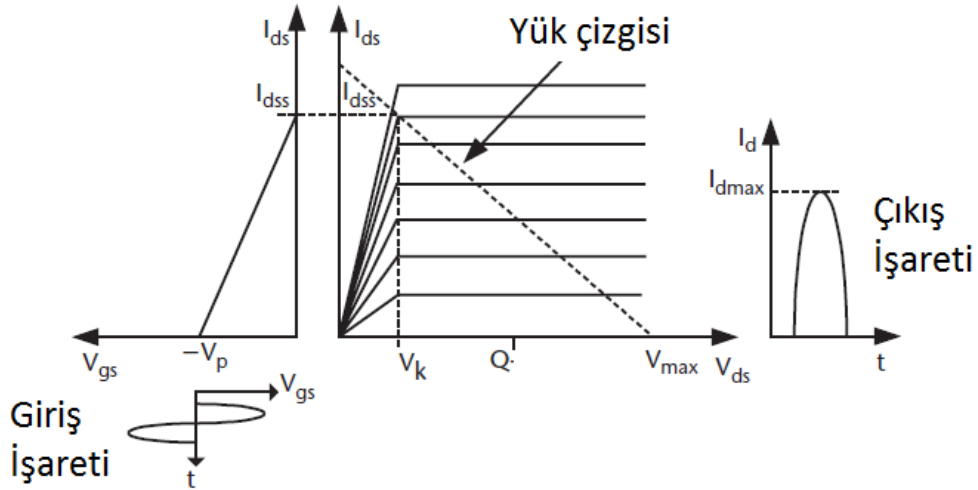
Şekil 1.1 : A sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma şekli.

Kuvvetlendiricinin sükunette çalışma noktası Q, dirsek gerilimi  $V_k$  ile gösterilmiştir. A sınıfı kuvvetlendiriciler diğer bütün sınıflardan daha doğrusaldırlar, giriş işaretinin yapısını hiç bozmadan kuvvetlendirerek çıkışa aktarırlar. Ancak verimlilikleri kuramsal olarak bile %50'yi geçmediği için (Şekil 1.2) çok yüksek doğrusallık gerektiren uygulamalar haricinde çok tercih edilmezler.

B sınıfı kuvvetlendiricilerde işaretin dalga boyunun  $180^\circ$ lik döngüsü boyunca aktif elemanlar iletimdedir (Şekil 1.3). Bu yüzden yarım dalga boylarında bir süreksizlik sebebiyle bozulma (distorsiyon) oluşması sebebiyle A sınıfı kadar doğrusal değildir, ancak B sınıfı kuvvetlendiriciler verimlilik açısından A sınıfı kuvvetlendiricilerden daha avantajlıdır(Şekil1.5).

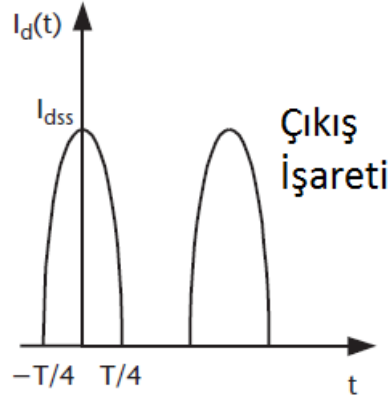


Şekil 1.2 : A sınıfı kuvvetlendiricilerde dirsek gerilimi-verimlilik karakteristiği.



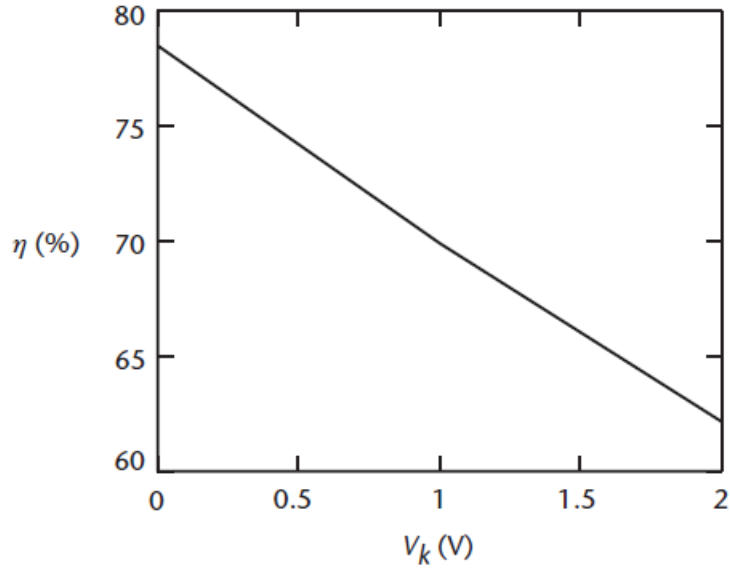
Şekil 1.3 : B sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma şekli.

Bu çalışmada simetrik sürümlü B sınıfı kuvvetlendirici tasarımı yapıldığından, B sınıfı ile ilgili kuramsal hesaplamalara 3. bölümde yer verilmiştir.

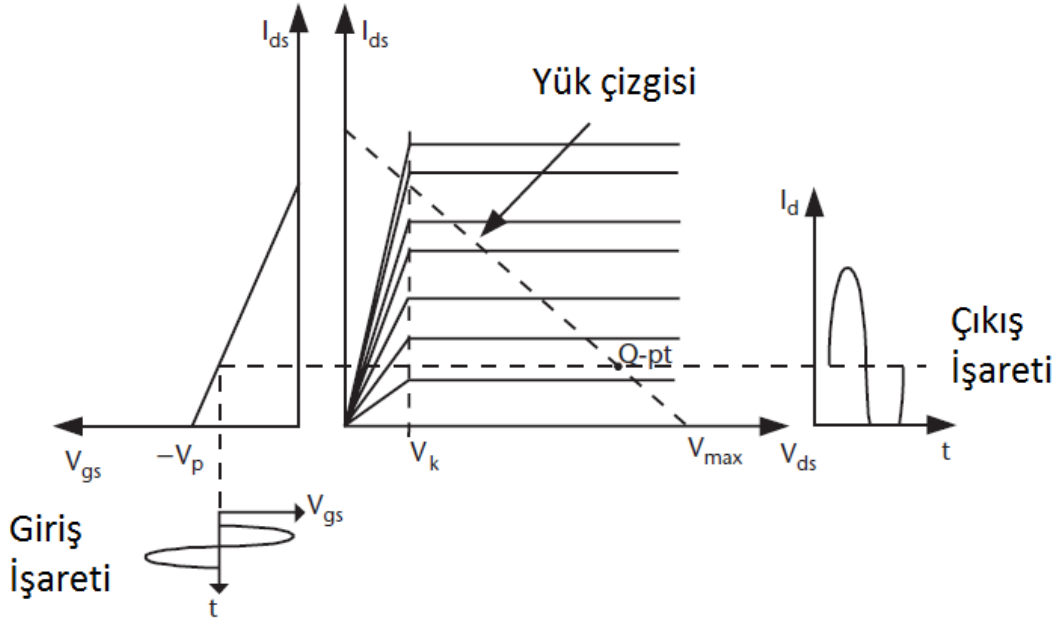


**Şekil 1.4 :** B sınıfı kuvvetlendiricilerde çıkış işareti.

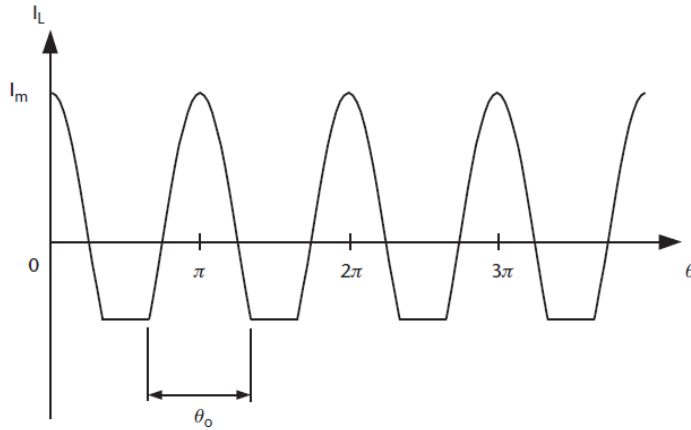
AB sınıfı kuvvetlendiriciler A sınıfının doğrusallığından ve B sınıfının verimliliğinden bir miktar ödünleşimle de olsa faydalanabilmek amacıyla tercih edilir (Şekil 1.6). AB sınıfındaki çıkış işareti karakteristiği Şekil (1.7)'de verilmiştir.



**Şekil 1.5 :** B sınıfı kuvvetlendiricilerde dirsek gerilimi verimlilik karakteristiği.



Şekil 1.6 : AB sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma şekli.



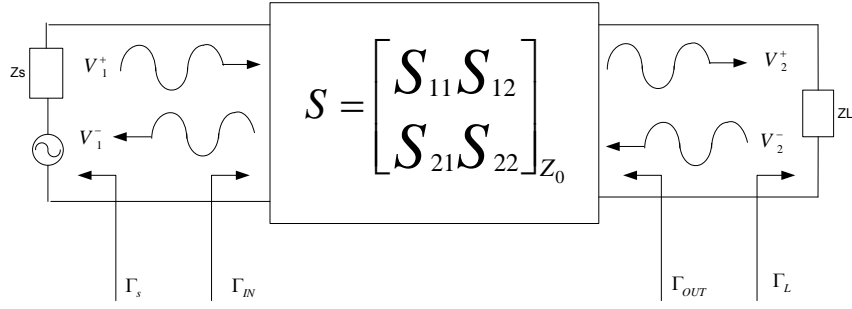
Şekil 1.7 : AB sınıfı kuvvetlendiricilerde çıkış işareti.

### 1.3 Kazanç

Yüksek frekanslı kuvvetlendiricilerde birden fazla kazanç tanımı vardır. Bunlar güç kazancı, elde edilebilir kazanç ve iletim kazancıdır[3].

Kuvvetlendirici iki kapılı bir devredir(Şekil 1.8). Kazançlar hesaplanmadan önce kaynak yansımaya katsayısı  $\Gamma_s$ , güç yansımaya katsayısı  $\Gamma_L$ , giriş yansımaya katsayısı  $\Gamma_{in}$ , çıkış yansımaya katsayısı  $\Gamma_{out}$  değerleri bulunmalıdır.

Bir kuvvetlendiricinin kaynak empedansı  $Z_s$ , yük empedansı  $Z_L$  olarak tanımlanabilir. Bu durumda yük ve kaynak yansımaya katsayılarının bulunması denklem (1.1) ve (1.2)'de gösterilmiştir.



**Şekil 1.8 :** Kuvvetlendiricinin iki kapılı olarak saçılma değişkenleri, kaynak ve yük empedansları ile birlikte modeli.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.1)$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (1.2)$$

Birinci ve ikinci kapıya gelen ve yansıyan gerilimlerin arasında saçılma değişkenleri (S parametreleri), kaynak ve yük yansıma katsayılar cinsinden bir ilişki vardır.

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (1.3)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (1.4)$$

Denklem (1.3)'ten  $V_2^-$  çekildiğinde denklem (1.5) elde edilir.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1.5)$$

Denklem (1.5)'te  $Z_{in}$ , sonlandırılmış iki kapılı devrenin birinci kapısından (girişten) görülen empedanstır. Aynı şekilde çıkış yansıma katsayısı da hesaplanır(1.6).

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (1.6)$$

Girişte  $Z_{in}$  ve  $Z_s$  empedansları gerilim bölücü olarak davranır ve denklem (1.7) yazılabilir.

$$V_1 = V_s \frac{Z_{in}}{Z_s + Z_{in}} = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + \Gamma_{in}) \quad (1.7)$$

(1.8) bağıntısı kullanılarak  $V_1^+$  değeri  $V_s$  cinsinden (1.9) denklemindeki gibi ifade edilebilir.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (1.8)$$

$$V_1^+ = \frac{V_s}{2} \frac{(1 - \Gamma_s)}{(1 - \Gamma_s \Gamma_{in})} \quad (1.9)$$

Gerilimlerin tepe değerleri baz alınır ise iki kapılı devreye girişinden aktarılan en yüksek güç (1.10) denkleminde hesaplanmış olur.

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (1.10)$$

Yüke aktarılan güç (1.11) denklemindeki gibi ifade edilir.

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (1.11)$$

(1.11) ifadesine (1.9) ve (1.4) eşitlikleri uygulandığında yüke aktarılan güç (1.12) denklemi ile hesaplanabilir.

$$P_L = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{8Z_0 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} \quad (1.12)$$

Bu durumda güç kazancı denklem (1.13)'teki şekilde ifade edilir.

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2 \quad (1.13)$$



Kaynaktan elde edilebilir güç değeri  $P_{avs}$  devreye gelecek en yüksek güç değerini temsil eder. Bu da iki kapılı kuvverlendiricinin giriş yansıma katsayısının yükün eşleniğine eşit olmasıyla mümkün olur, bu duruma mükemmel uyumlama denir.  $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$  olduğunda denklem (1.10) (1.14) haline gelir.

$$P_{avs} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|}{(1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (1.14)$$

Benzer şekilde yüke aktarılan güç  $P_{avl}$  de  $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$  olduğunda en yüksek değerine ulaşır. Bu değerler denklem (1.12)'ye uygulandığında yüke aktarılması mümkün olan en yüksek güç bulunmuş olur(1.15).

$$P_{avl} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (1.15)$$

(1.5) denkleminde  $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$  eşitliği uygulandığında (1.16) bağıntısı elde edilir.

$$|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 = \frac{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)^2}{|1 - S_{11}\Gamma_{out}^*|^2} \quad (1.16)$$

(1.16) denklemini kullanılarak yüke aktarılan en yüksek güç değeri yeniden ifade edilir(1.17).

$$P_{avl} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (1.17)$$

Elde edilebilir kazanç, yüke aktarılan en yüksek gücün kaynaktan aktarılan en yüksek güce oranı olarak hesaplanır(1.18).

$$G_A = \frac{P_{avl}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (1.18)$$

İletim kazancı yük üzerindeki gücün kaynaktan aktarılabilen en yüksek güce oranıdır.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2 |1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (1.19)$$

#### 1.4 Doğrusallık

İdeal bir kuvvetlendiricide çıkış gücü, giriş gücü ile doğrusal bir ilişki içerisinde, ancak uygulamada bu belirli çalışma aralıklarında mümkün olabilir. Doğrusallık kullanılan aktif ve pasif yapıların fiziksel özellikleri tarafından sınırlanır[4].

Doğrusal olmayan bir giriş çıkış transfer (örneğinimizde gerilim transfer fonksiyonu) fonksiyonu denklem (1.20)'deki gibi ifade edilebilir[5, 6].

$$V_{out} = k_0 + k_1V_{in} + k_2V_{in}^2 + k_3V_{in}^3 + \dots \quad (1.20)$$

Mükemmel doğruluk için sonsuz derece için toplama yapmak gerekir, ancak bu mümkün değildir. Uygulamada üçüncü dereceye kadar olan terimler alınır, bu şekilde ihmal edilebilir bir hata ile yeterli doğrulukta bir sonuç alınır.

Bir sistemin doğrusallığı test edilirken girişinden iki tonlu bir işaret verilir. Bu sebeple giriş işareti başlangıç kabulü olarak (1.21)'deki şekilde modellenilebilir.

$$V_{in} = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t = X_1 + X_2 \quad (1.21)$$

(1.21) ifadesi (1.20)'deki gerilim transfer fonksiyonuna uygulanırsa denklem (1.22) eşitliği elde edilir.

$$V_{out} = k_0 + k_1(X_1 + X_2) + k_2(X_1 + X_2)^2 + k_3(X_1 + X_2)^3 \quad (1.22)$$

Toplamların karesi ve kübü açılınca (1.23) haline gelir.

$$V_{out} = k_0 + k_1(X_1 + X_2) + k_2(X_1^2 + 2X_1X_2 + X_2^2) + k_3(X_1^3 + 3X_1^2X_2 + 3X_1X_2^2 + X_2^3) \quad (1.23)$$

Denklem (1.23)'ten görülebileceği gibi çıkış işaretinde çok çeşitli frekanslarda bileşenler vardır. Örneğin  $X_1^2$  teriminde DC ve ikinci harmonik bileşenleri vardır(1.24).

$$X_1^2 = (V_1 \cos \omega_1 t)^2 = \frac{V_1^2}{2} (1 + \cos 2\omega_1 t) \quad (1.24)$$

Yani ikinci derece terim açıldığında bileşenler (1.25) ifadesindeki gibi olur.

$$(X_1 + X_2)^2 = \underbrace{X_1^2}_{DC+HD2} + \underbrace{2X_1X_2}_{IM2} + \underbrace{X_2^2}_{DC+HD2} \quad (1.25)$$

IM2 ile gösterilen terim ikinci dereceden intermodülasyondistorsiyonu olarak bilinir. Bu bileşenin içinde toplam ve fark frekans bileşenleri bulunur.

Üçüncü derece terim açıldığında bileşenler (1.26) ifadesindeki gibi olur.

$$(X_1 + X_2)^3 = \underbrace{X_1^3}_{TB+HD3} + \underbrace{3X_1^2X_2}_{TB+IM3} + \underbrace{3X_1X_2^2}_{TB+IM3} + \underbrace{X_2^3}_{HD3} \quad (1.26)$$

**Çizelge 1.2 :** Doğrusal olmayan kuvvetlendiricinin çıkışında görülen bozucu bileşenler.

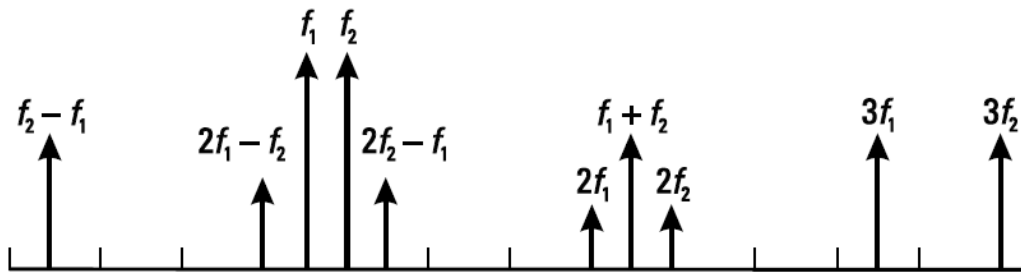
	Frekans Bileşeni	Tanımı	Açıklama
1. derece	$f_1, f_2$	Temel bileşen	İstenen bileşen
2. derece	$2f_1, 2f_2$	HD2 (2. harmonik)	Süzülebilir
	$f_2 - f_1, f_2 + f_1$	IM2 (intermodülasyon)	Süzülebilir
3. derece	$3f_1, 3f_2$	HD3 (3. harmonik)	Süzülebilir
	$2f_1 - f_2$	IM3 (intermodülasyon)	Temel bileşene yakın süzülmesi zor
	$2f_2 - f_1$	IM3 (intermodülasyon)	

Çizelge 1.2'de iki tonlu giriş verildiğinde çıkışta görülen bozucu bileşenler açıklanmıştır. Çizelge 1.3'ten her frekans bileşenin genliklerinin hesaplanması izlenebilir. Şekil 1.9'da görüldüğü gibi 3. dereceden intermodülasyon bileşeni istenilen frekans aralığına düşebilme ihtimalinden dolayı doğrusallığı en çok tehdit eden bileşendir. Bu sebeple çıkış 3. dereceden kesişim noktası (third-order interception point) OIP3 doğrusallığı ifade etmede önemli bir

değişkendir. Doğrusallığa ilişkin diğer önemli değişkenler 1dB bastırma noktası  $P_{1dB}$  ve ikinci dereceden kesişim noktasıdır (Şekil 1.10).

**Çizelge 1.3 :** Doğrusal olmayan kuvvetlendiricinin çıkışında görülen bozucu bileşenlerin genlikleri.

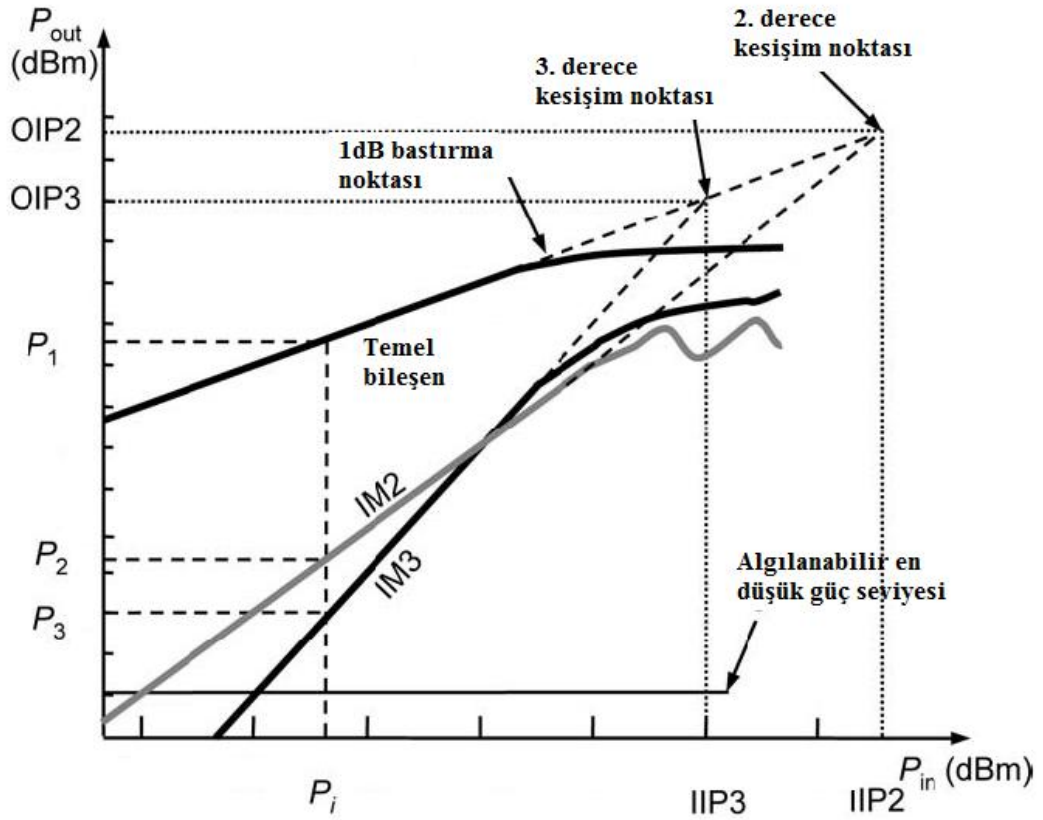
Frekans Bileşeni	Bileşenin Genliği
dc	$k_0 + \frac{k_2}{2}(V_1^2 + V_2^2)$
$\omega_1$	$k_1V_1 + k_3V_1\left(\frac{3}{4}V_1^2 + \frac{3}{2}V_2^2\right)$
$\omega_2$	$k_1V_2 + k_3V_2\left(\frac{3}{4}V_2^2 + \frac{3}{2}V_1^2\right)$
$2\omega_1$	$\frac{k_2V_1^2}{2}$
$2\omega_2$	$\frac{k_2V_2^2}{2}$
$\pm\omega_1 \pm \omega_2$	$k_2V_1V_2$
$3\omega_1$	$\frac{k_3V_1^3}{4}$
$3\omega_2$	$\frac{k_3V_2^3}{4}$
$2\omega_1 - \omega_2$	$\frac{3}{4}k_3V_1^2V_2$
$2\omega_2 - \omega_1$	$\frac{3}{4}k_3V_1V_2^2$



**Şekil 1.9 :** Çeşitli frekans bileşenlerinin gösterimi.

3. derece kesişim noktası kuramsal bir noktadır ve  $2f_1 - f_2$  ve  $2f_2 - f_1$  intermodülasyon bileşenlerinin genliklerinin  $f_1$  ve  $f_2$  temel bileşenlerinin

genliklerine eşitlendiği nokta olarak tanımlanır. Gerçek bir nokta değildir, gerçek hayatta ölçülemez.



**Şekil 1.10 :** Çıkış gücünün temel, IM2 ve IM3 bileşenlerinin giriş gücüne göre gösterimi.

3. derece kesişim noktası ölçülürken girişe iki adet aynı genlikli fakat tercihen birbirine yakın frekansta işaret verilir (two-tone test). İşaret genlikleri eşit olduğu için (1.21) denkleminde  $V_1 = V_2 = V_i$  olduğu söylenebilir. Temel bileşenin genlik değeri ile ilgili bilgiye Çizelge 1.3'ten ulaşabiliriz. Çizelge 1.3'te temel bileşenin genliğinde bu eşitlik kullanılırsa genlik değeri (1.27) haline gelir.

$$|TB| = \underbrace{k_1 V_i}_{\text{DOĞRUSAL BİLEŞEN}} + \frac{9}{4} k_3 V_i^3 \quad (1.27)$$

Yine Çizelge 1.3'ten 3. dereceden intermodülasyon bileşeninin genliği (1.28)'deki gibi ifade edilir.

$$|IM3| = \frac{3}{4} k_3 V_i^3 \quad (1.28)$$

3. derece kesişim noktası temel işaretin doğrusal bileşeninin genliğinin 3. intermodülasyon bileşeninin genliğine eşit olduğu noktadır. (1.27)'deki doğrusal bileşen genliği (1.28)'deki IM3 genliğine eşitlenir, giriş gerilimi çekilirse (1.29) giriş gerilimi 3. derece kesişim noktası bulunur.

$$V_{IP3} = 2 \sqrt{\frac{k_1}{3 |k_3|}} \quad (1.29)$$

OIP3 noktası gerçek ölçümle bulunabilecek bir değer değil, teorik bir noktadır. Çünkü kuvvetlendirici bu çıkış noktasına erişmeden doyuma girer. Bu sebeple bu nokta nümerik hesaplamalarla, eğri uydurma (ekstrapolasyon) yöntemiyle hesaplanır. Bunun için Şekil 1.10'daki grafikten temel bileşeninin doğrusal olduğu bölgede kalan bir  $P_i$  giriş gücü değeri için çıkıştaki temel işaretin ve IM3 işaretinin genlikleri  $P_1$  ve  $P_3$  okunur. Bu değerlere göre eğrilerin eğimleri hesaplanarak teorik olarak hangi noktada kesişecekleri hesaplanır(1.30).

$$IIP3 = P_1 + \frac{1}{2}[P_1 - P_3] - G = P_i + \frac{1}{2}[P_1 - P_3] \quad (1.30)$$

(1.30) bağıntısından bulunan giriş gücü için 3. derece kesişim noktası değerinin çıkış gücü karşılığı OIP3 değerini verir.

Bir diğer önemli doğrusallık ölçütü de benzer özellikteki 1. derece kesişim noktası IP2 değeridir. IP2 ya da IP3 kriterlerinin hangisinin diğerinden daha önemli olduğu tasarımın kullanım amacına göre değişir. IP2 özellikle karıştırıcı alıcı yapılarında oldukça önemli bir doğrusallık ölçütüdür. Hesaplanış yöntemi IP3 ile aynıdır.

$$V_{IM2} = k_2 V_i^2 \quad (1.31)$$

$$V_{IP2} = \frac{k_1}{k_2} \quad (1.32)$$

Bu kez yine Şekil 1.10'da  $P_1$  giriş gücü için temel işaret bileşeninin gücü  $P_1$  2. derece intermodülasyon işaretinin gücü  $P_2$  olur. Yine eğri uydurma yöntemiyle 2. derece kesişim noktası hesaplanır(1.33).

$$IIP2 = P_1 + [P_1 - P_2] - G = P_i + [P_1 - P_2] \quad (1.33)$$

Doğrusallığın gerçek ölçümle de bulunabilecek bir kriteri 1dB bastırma noktası  $P_{1dB}$  değeridir. IP3 ve IP2 noktalarının aksine,  $P_{1dB}$  ölçülürken kuvvetlendiricinin girişine yalnızca tek frekans bileşeni içeren giriş işareti verilmesi yeterlidir. 1dB bastırma noktası, çıkış gücünün doğrusal kazanç değerine göre olması gerekenden 1dB daha düşük olduğu noktadır(Şekil 1.10). Bu tanıma göre  $V_O$  ölçülen çıkış gerilimi ve  $V_{O_i}$  ideal olması gereken çıkış gerilimi (1.34)'teki gibi ifade edilir.

$$20 \log_{10} \frac{V_O}{V_{O_i}} = -1dB \quad (1.34)$$

Çizelge 1.3'e göre tek tonlu bir giriş işaretinin gerilimi (1.35)'te verilmiştir.

$$V_O = k_1 V_i + \frac{3}{4} k_3 V_i^3 \quad (1.35)$$

Olması beklenen ideal çıkış gerilimi;

$$V_{O_i} = k_1 V_i \quad (1.36)$$

(1.36) ve (1.35) eşitlikleri (1.34) bağıntısına uygulanırsa 1dB bastırma noktasındaki giriş gerilimi (1.37)'deki gibi bulunur.

$$V_{1dB} = 0.38 \sqrt{\frac{k_1}{|k_3|}} k_1 V_i \quad (1.37)$$

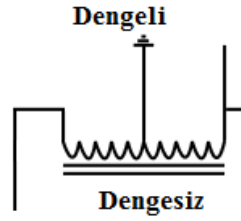




## 2. 8-11GHz BALUN TASARIMI

### 2.1 Balunlar

Balunlar, devre sistemlerinde dengeli (iki ucu da toprağa bağlı olmayan) bir kapıyı dengesiz (bir ucu toprağa bağlı olan) bir kapıya bağlarken kullanılan pasif yapılardır. İdeal bir balun kayıpsız, mükemmel empedans uyumlu, karakteristiği sıklığa bağlı ya da giriş gücüne bağlı olarak değişmeyen, empedans dönüşümü yapabilen iki kapılı bir devredir[7]. Bu çalışmada dengeli bir yapı olan simetrik sürümlükuvvetlendiricinin giriş ve çıkışında kullanılmak üzere 8-11GHz bant aralığında işlev gösterebilen balunlar tasarlanacaktır. Bu sebeple uygun yapıyı belirlemek için araştırmalar yapılmıştır.



Şekil 2.1 : İdeal balun yapısı.

#### 2.1.1 Köprü (lattice) balun

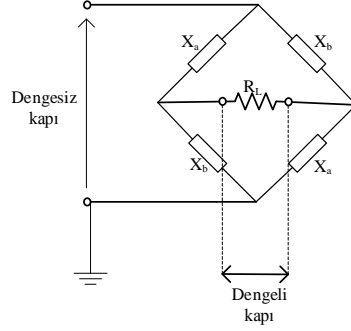
Köprü (lattice) balun en basit balun yapılarından birisidir, Şekil 2.2’de gösterilmiştir. Kayıpsız iki kapılı bir devrede  $Z$  değişkenleri tamamen sanaldır ve bu sebeple  $Z_{11} = jX_{11}$  ve  $Z_{12} = jX_{12}$  şeklinde modellenebilirler. Bu durumda  $R_L$  yüküyle sonlandırıldığı durumda giriş empedansı (2.1) denklem ile hesaplanabilir.

$$Z_{in} = \frac{X_{12}^2 R_L}{R_L^2 + X_{12}^2} + j \frac{X_{11}}{R_L} (R_L - \text{Re}\{Z_{in}\}) \quad (2.1)$$

$R_L = \text{Re}\{Z_{in}\}$  olduğu durumda  $Z_{in}$  tamamen gerçel olacaktır ki bu da  $R_L^2 = X_{12}^2 - X_{11}^2$  eşitliğinin sağlanması demektir. Bobinin empedansına  $jX_a$

kapasitenin empedansına  $jX_b$  dersek,  $X_{11} = (X_a + X_b)/2$  ve  $X_{11} = (X_a + X_b)/2$  olmuş olur. Bu şekilde sonlandırma yükü kapasite ve bobin değerleri ile (2.2) denklemindeki gibi ifade edilebilir.

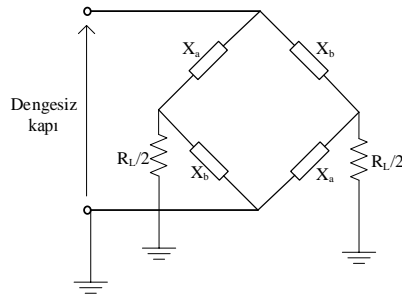
$$R_L = \sqrt{-X_a X_b} \quad (2.2)$$



Şekil 2.2 : Köprü balun yapısı.

(2.1) denkleminde açısal frekans değerleri sadeleştirildiğinde  $R_L = \sqrt{L/C}$  olduğunu görebiliriz.

Hem toplu değişkenli elemanlarla, hem de dağılmış değişkenli “ideal” elemanlarla (mikroşerit vb.) gerçekleştirildiğinde köprü balun, sonsuz bant genişliğinde kayıpsız ve mükemmel empedans uyumlu olmaktadır. Yani tüm-geçiren özellik göstermektedir. Toplu değişkenli elemanlarla gerçekleştirilmiş bir köprü balunda belirli bir frekansta bobbin ve kapasitenin reaktansları eşit, fakat ters işaretli olurlar. Bu noktada dengeli kapının iki düğümünde de toprağa göre gerilim eşit ve ters işaretli olacaktır. Şekil 2.3’deki gibi yeniden gösterilebilen yapı, simetrik sürümlü bir kuvvetlendirici tasarımında kullanılmaya uygun hale gelecektir.



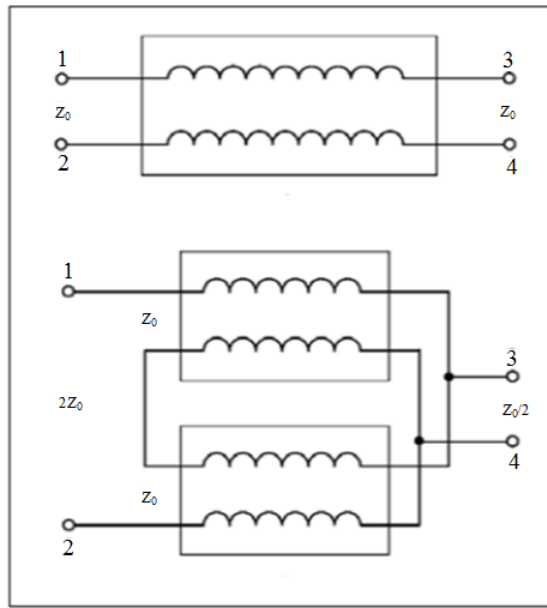
Şekil 2.3 : 3-kapılı kayıpsız köprü balun yapısı.

Dağılmış değişkenli elemanlarla gerçekleştirilen bir köprü balunun 300kHz-4GHz bant aralığını kapsadığı belirlenmiştir[7, 8]. Ancak, köprü balunu dağılmış değişkenli elemanlarla gerçeklemek uygulamada oldukça zordur.

8-11GHz bandında çalışıldığı için bu tip balun tercih edilmemiştir.

### 2.1.2 Guanella (akım) balunu

Guanella balunu yüksek geçiren yapıdadır. Bu sebeple bant geçiren uygulama için kullanılmamıştır. Şekil 2.4'teki gibi gösterilebilir.



Şekil 2.4 : Guanella balun yapısı.

### 2.1.3 Marchand balunu

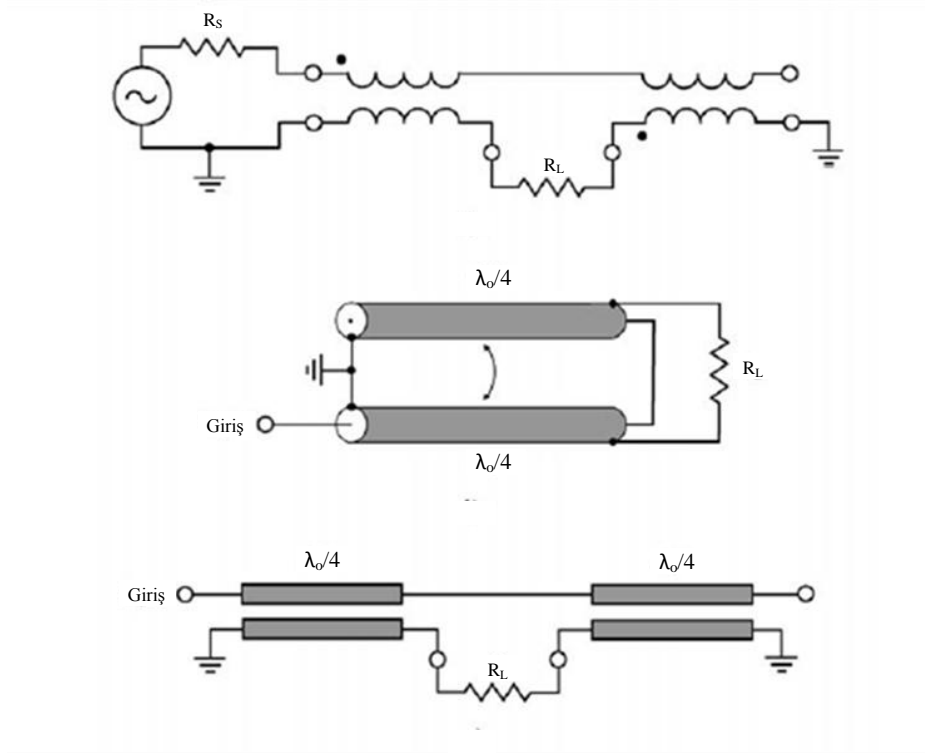
Marchand balunu[9] yapısını Şekil 2.5'te görebiliriz. Marchand balunu bant geçiren yapıdadır, iletim hatlarıyla gerçekleştirilen elektriksel uzunluklar merkez frekansa göre çeyrek dalga boyu alınarak hesaplanır.

Eğer kaynak ve yük empedansı birbirine eşit olursa bant geçiren filtrenin karakteristiği en düz (Butterworth) özellik gösterebilir.

Bu çalışmada 8-11GHz kuvvetlendirici tasarımı yapılacağından, bant geçiren karakteristiğinden dolayı Marchand Balunu kullanılacaktır.

B Sınıfı Simetrik sürümlü kuvvetlendirici girişinde kullanılacağından dolayı balun, Şekil 2.3'teki yapıya getirilecektir. Bununla ilgili Fathelhab tarafından Marchand

Balunu ve kuvvetlendiricilerle ilgili yapılmış çalışmadaki[10]hesaplamalar kullanılacaktır.



Şekil 2.5 : Marchand balun yapısı.

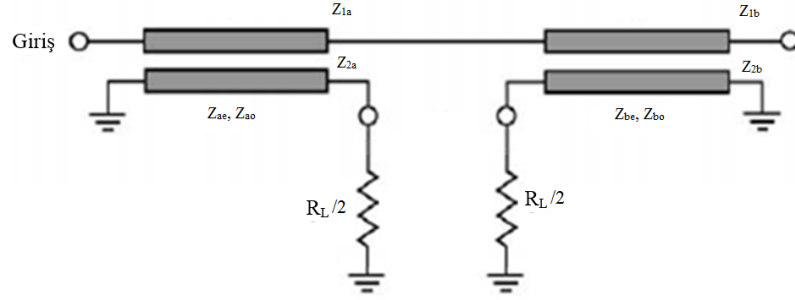
## 2.2 Kuramsal Hesaplamalar

B sınıfı simetrik sürümlü kuvvetlendiricide kullanılacak Marchand balunu ile ilgili hesaplamalarda kullanılacak taban malzemesinin özellikleri Çizelge 2.2’de verilmiştir. Bu malzemeyle 8-11GHz aralığında çalışan, dengeli kapı girişi 50ohm, dengesiz kapıdaki iki yükü 25’er ohm olan Marchand balunu gerçekleştirilecektir.

Çizelge 2.1 : Taban malzemesi özellikleri.

Dielektrik Katsayısı	Yükseklik 1	Yükseklik 2	Metal Kalınlığı	Kayıp tanjantı
4.1	0.12mil	100mil	0.08mil	0

Geleneksel Marchand Balunu yapısı simetrik sürümlü (push-pull) B sınıfı kuvvetlendiriciyle birlikte çalışmaya uygun hale getirildiğinde yük ikiye bölünecektir. İletim hatlarıyla birlikte modellenmiş hali Şekil 2.6’da görülebilir. A ve B eşlenmiş hatlarının empedansları  $Z_a$  ve  $Z_b$ , tek (odd) ve çift (even) mod empedansları  $Z_{ae}$ ,  $Z_{ao}$ ,  $Z_{be}$ ,  $Z_{bo}$  olarak gösterilmiştir.



**Şekil 2.6 :** Simetrik sürümlü B sınıfı kuvvetlendirici için Marchand balun yapısı.

Fathelhab hesaplamalarını Şekil 2.7’deki eşdeğer modele göre yapmıştır. Kuramsal hesaplamalarda bu yöntem kullanılmıştır. A hattının eşlenme katsayısı  $K_a$ B hattının eşlenme katsayısı ise  $K_b$ olarak gösterilmiştir.

(2.3), (2.4), (2.5) ve (2.6)denklemlerinde balunda yer alan eşlenmiş hatların tek dallarının empedansları ile toplam empedansları arasında eşlenme katsayılarına bağlı olan ilişki verilmiştir.

$$Z_{2a} = \frac{Z_a}{\sqrt{1 - K_a^2}} \quad (2.3)$$

$$Z_{2b} = \frac{Z_b}{\sqrt{1 - K_b^2}} \quad (2.4)$$

$$Z_{1a} = \frac{Z_a \sqrt{1 - K_a^2}}{K_a^2} \quad (2.5)$$

$$Z_{1b} = \frac{Z_b \sqrt{1 - K_b^2}}{K_b^2} \quad (2.6)$$

(2.7) ve (2.8) denklemlerinde toplam empedans ile tek ve çift mod empedanslar arasındaki ilişki verilmiştir.

$$Z_a = \sqrt{Z_{ae} Z_{ao}} \quad (2.7)$$

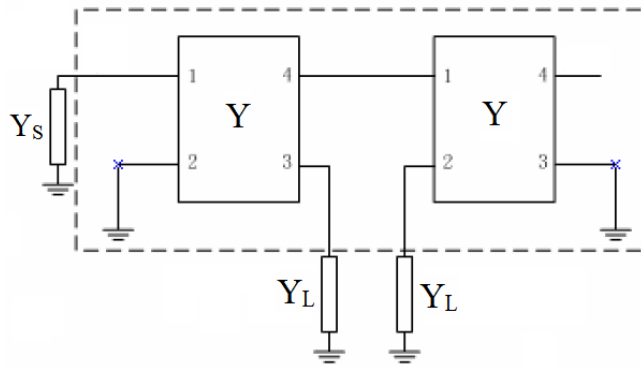
$$Z_b = \sqrt{Z_{be} Z_{bo}} \quad (2.8)$$

Eşlenme katsayısının tek ve çift mod empedanslar cinsinden ifadesi;

$$K_a = \frac{Z_{ae} - Z_{ao}}{Z_{ae} + Z_{ao}} \quad (2.9)$$

$$K_b = \frac{Z_{be} - Z_{bo}}{Z_{be} + Z_{bo}} \quad (2.10)$$

A ve B eşlenmiş hatları birbirine eşitlenerek Şekil 2.7'deki eşdeğer devre elde edilir.



Şekil 2.7 : Hesaplamalarda kullanılan eşdeğer devre.

Tasarlanmak istenilen balun için kaynak admitansı  $Y_S=50\text{ohm}$ , yük empedansı  $Y_L=25\text{ohm}$  olacaktır.

Eşlenmiş hattın admitansı tek ve çift mod admitanslar cinsinden denklem (2.10)'daki gibi ifade edilir.

$$Y = j \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -(Y_e + Y_o) \cot \theta & -(Y_e - Y_o) \cot \theta & (Y_e - Y_o) \csc \theta & (Y_e + Y_o) \csc \theta \\ -(Y_e - Y_o) \cot \theta & -(Y_e + Y_o) \cot \theta & (Y_e + Y_o) \csc \theta & (Y_e - Y_o) \csc \theta \\ (Y_e - Y_o) \csc \theta & (Y_e + Y_o) \csc \theta & -(Y_e + Y_o) \cot \theta & -(Y_e - Y_o) \cot \theta \\ (Y_e + Y_o) \csc \theta & (Y_e - Y_o) \csc \theta & -(Y_e - Y_o) \cot \theta & -(Y_e + Y_o) \cot \theta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Marchand balunu için idealde  $S_{11}=0$  ve  $S_{21}=-S_{31}$  olduğundan, ifadeyi denklem (2.11)'e indirgeyebiliriz.

$$((Y_e - Y_o) \csc \theta)^4 - 2(Y_e - Y_o)^2 Y_S Y_L \csc^2 \theta = 0 \quad (2.12)$$

Marchand balununda hattın elektriksel uzunluğu çeyrek dalga boyu olarak belirlenir.

Bu sebeple  $\theta=90^\circ$  olduğunda denklem (2.12) elde edilir, aynı bağıntı denklem (2.13)'te empedans cinsinden ifade edilmiştir.

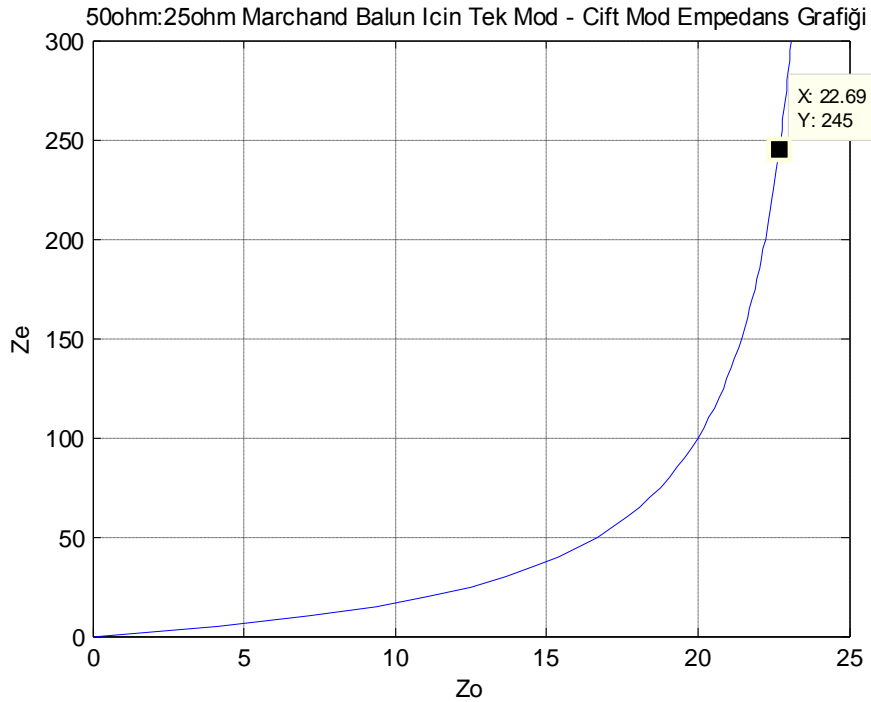
$$Y_e - Y_o = \sqrt{2Y_S Y_L} \quad (2.13)$$

$$\frac{1}{Z_e} - \frac{1}{Z_o} = \sqrt{\frac{2}{Z_S Z_L}} \quad (2.14)$$

Tasarlanmak istenilen balun için kaynak empedansı  $Z_S=50\text{ohm}$ , yük empedansı  $Z_L=25\text{ohm}$  olacaktır. Bu değerler denklem (2.13)'e uygulandığında tek mod empedansı ile çift mod empedansı arasındaki bağıntı ortaya çıkmış olur(2.14).

$$Z_o = \frac{25Z_e}{Z_e + 25} \quad (2.15)$$

Bu bağıntıya göre kaynak ve yük empedanslarına uygun tek mod ve çift mod empedans karakteristiği MATLAB ortamında çizdirilmiştir. Elde edilen eğri üzerinden tek mod empedansı  $Z_o = 22.69\text{ohm}$  ve çift mod empedansı  $Z_e = 245\text{ohm}$  noktası seçilmiştir(Şekil 2.8).



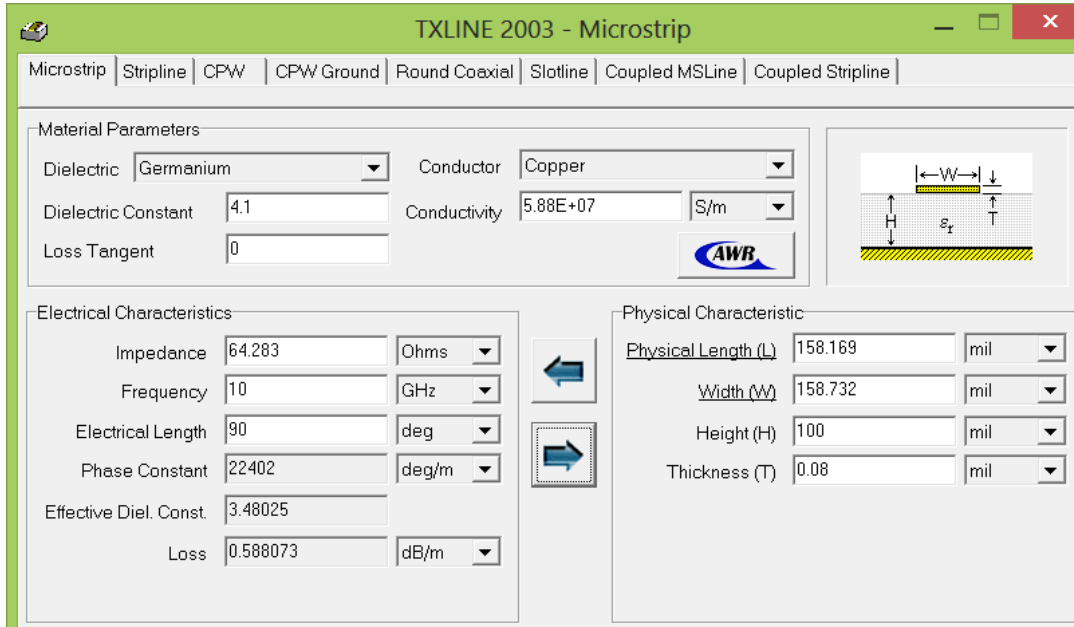
Şekil 2.8 : 50ohm:25ohm balun için tek mod-çift mod empedans grafiği.

Tek ve çift mod empedanslar belirlendikten sonra (2.9) denkleminde yerine konularak eşlenme faktörü K, (2.7) denkleminde yerine konularak toplam empedans

Z değeri hesaplanır. Bulunan Z ve K (2.3) ve (2.5) denklemlerine yerleştirildiğinde  $Z_1$  ve  $Z_2$  empedansları hesaplanır.

Bu durumda taban malzemesinin özelliklerine göre AWR-DEMicrowave Office benzetim ortamında TX LINE aracı ile eşlenmiş hatların kalınlıkları belirlenmiştir (Şekil 2.9 ve Şekil 2.10).

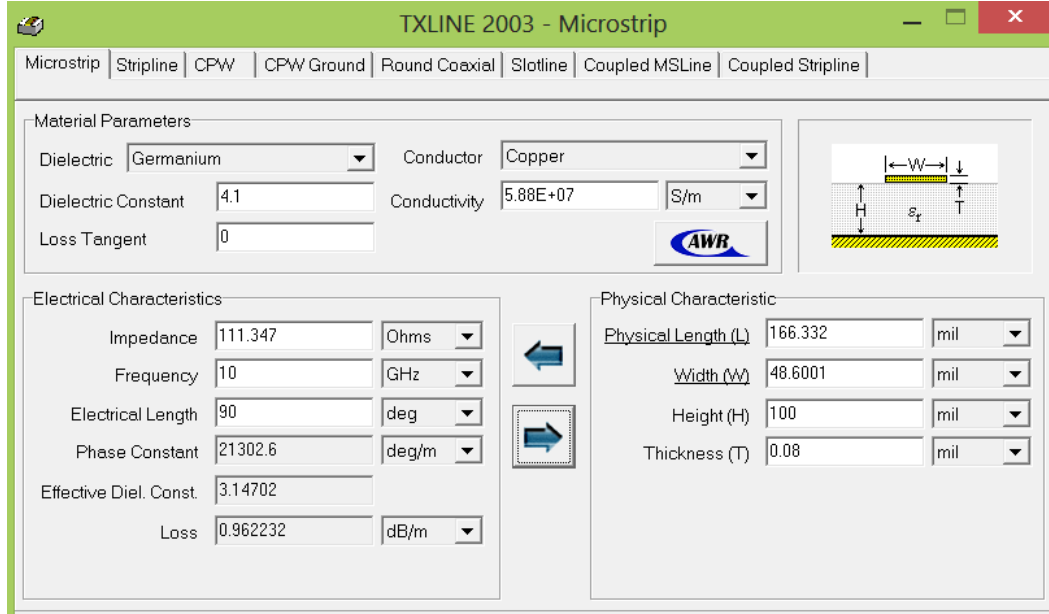
Bu kalınlıklar başlangıç değeri olarak kullanılacak, ve daha iyi performans almak amacıyla benzetim programı üzerinden optimize edilerek en uygun değerler bulunacaktır. Bunun için benzetim programının kendi içeriğinde bulunan çeşitli iterasyon algoritmalarından en uygun olan yöntem belirlenmelidir.



Şekil 2.9 :  $Z_1$  empedansını gösteren hattın kalınlığı.

TX LINE aracındaki elektriksel uzunluk çeyrek dalga boyu için  $\pi/4$  yani  $90^\circ$  olarak girilmiştir. Yine bu değer de optimizasyon sonucunda istenilen performansa erişmek amacıyla değiştirilebilir.

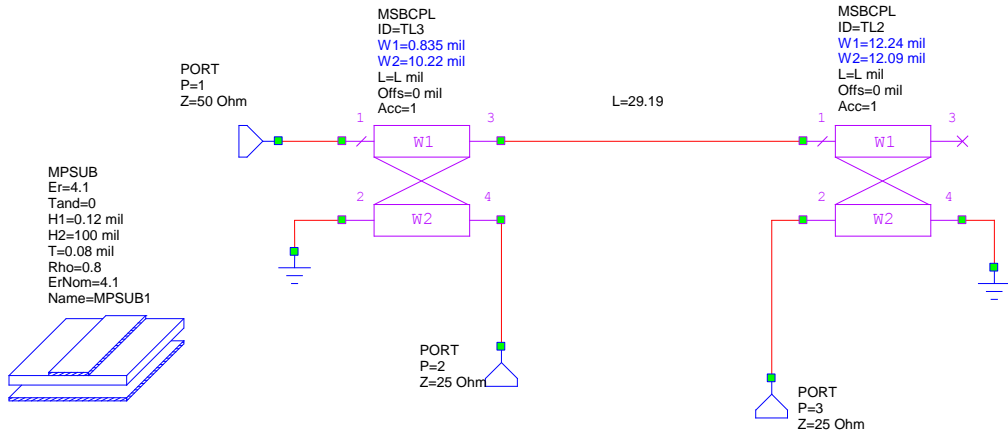




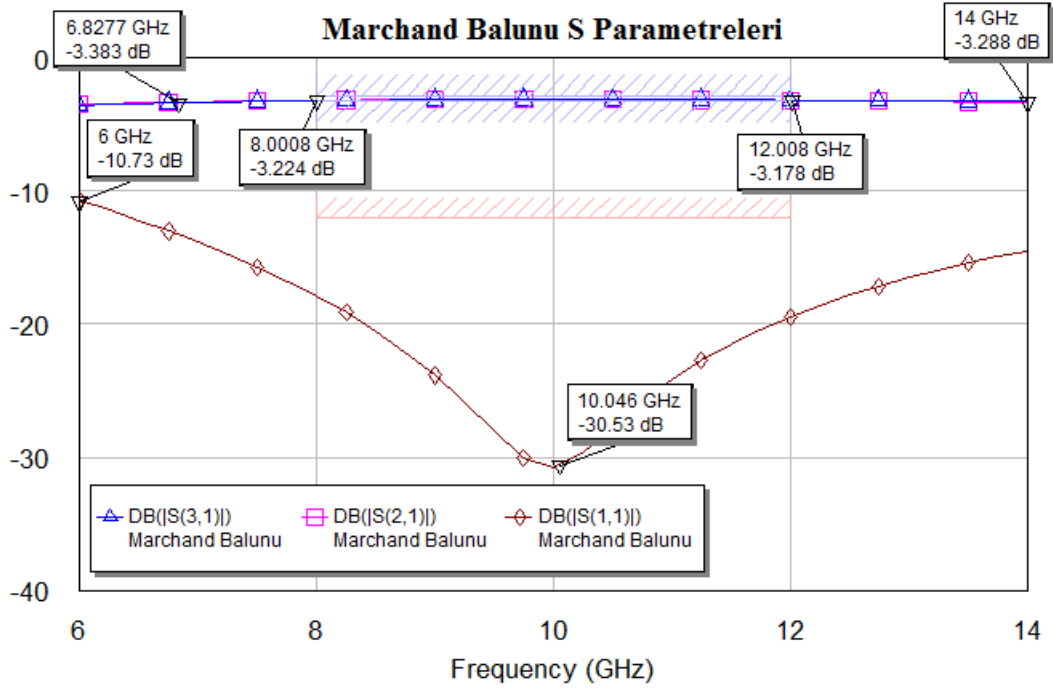
Şekil 2.10 :  $Z_1$  empedansını gösteren hattın kalınlığı.

### 2.3 Benzetimler

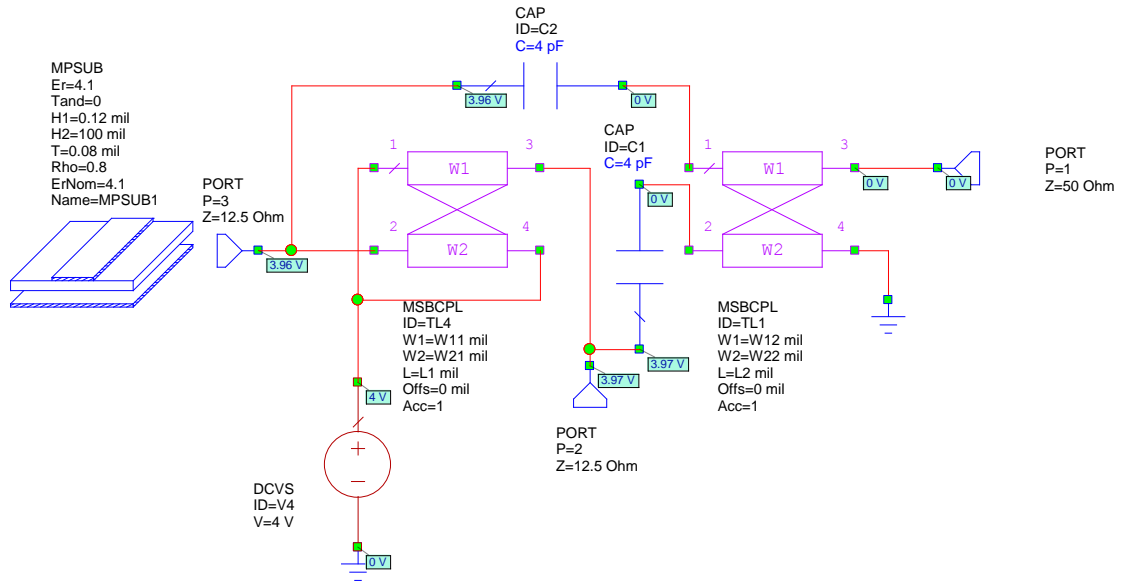
Kuramsal hesaplamalar sonucu bulunan değerler AWR-DE Microwave Office benzetim ortamında optimize edilmiştir.



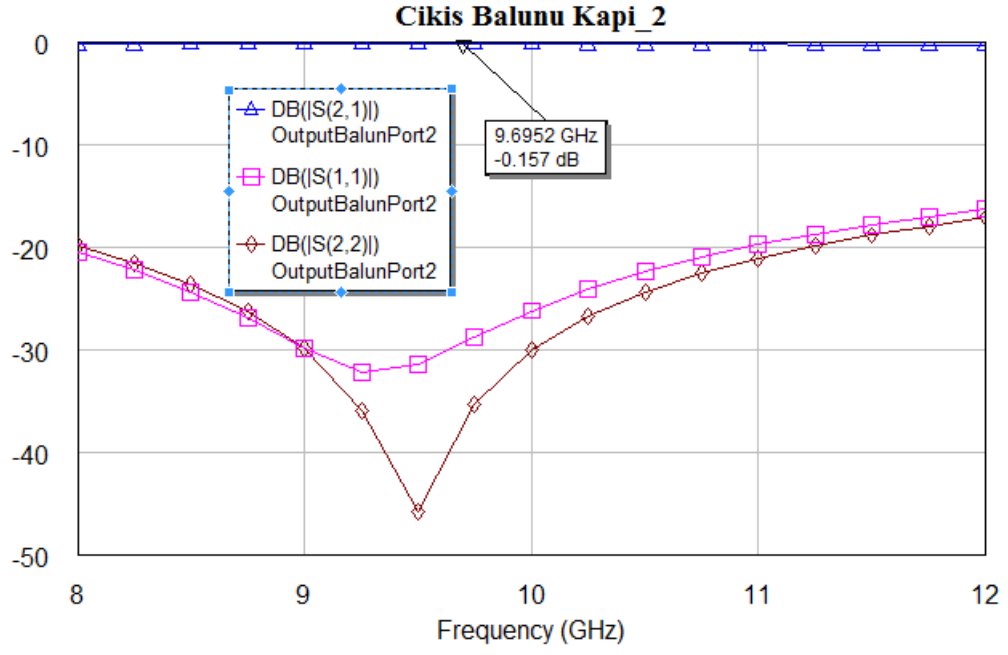
Şekil 2.11 : Benzetim ortamında oluşturulan Marchand balunu.



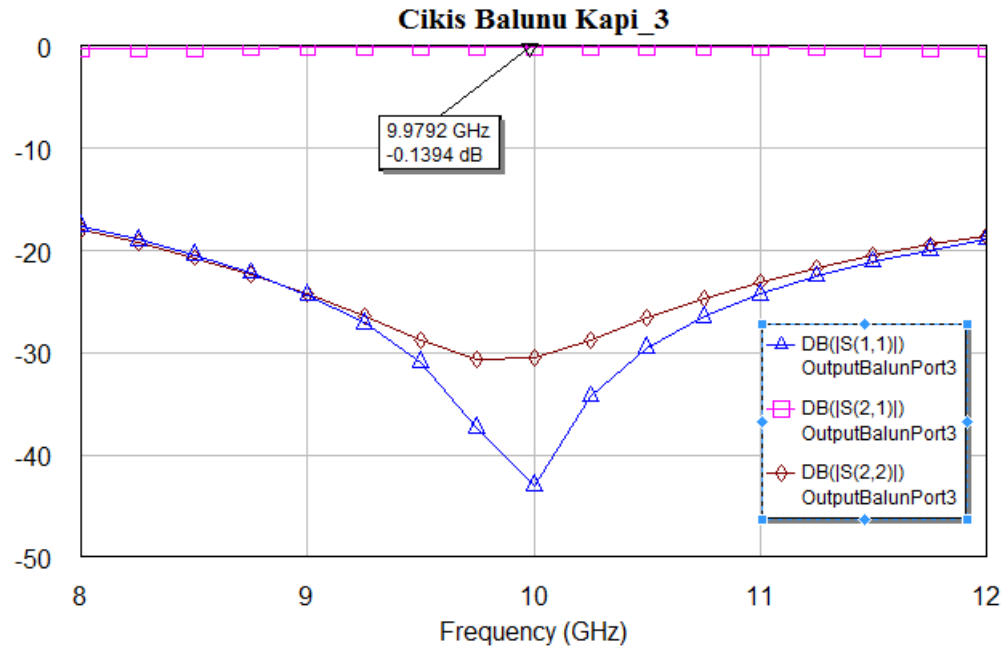
Şekil 2.12 : Benzetim ortamında oluşturulan Marchand balunu.



Şekil 2.13 : Benzetim ortamında oluşturulan 1:4 çıkış balunu.



Şekil 2.14 : Çıkış balununun 2. kapi çıkışı.



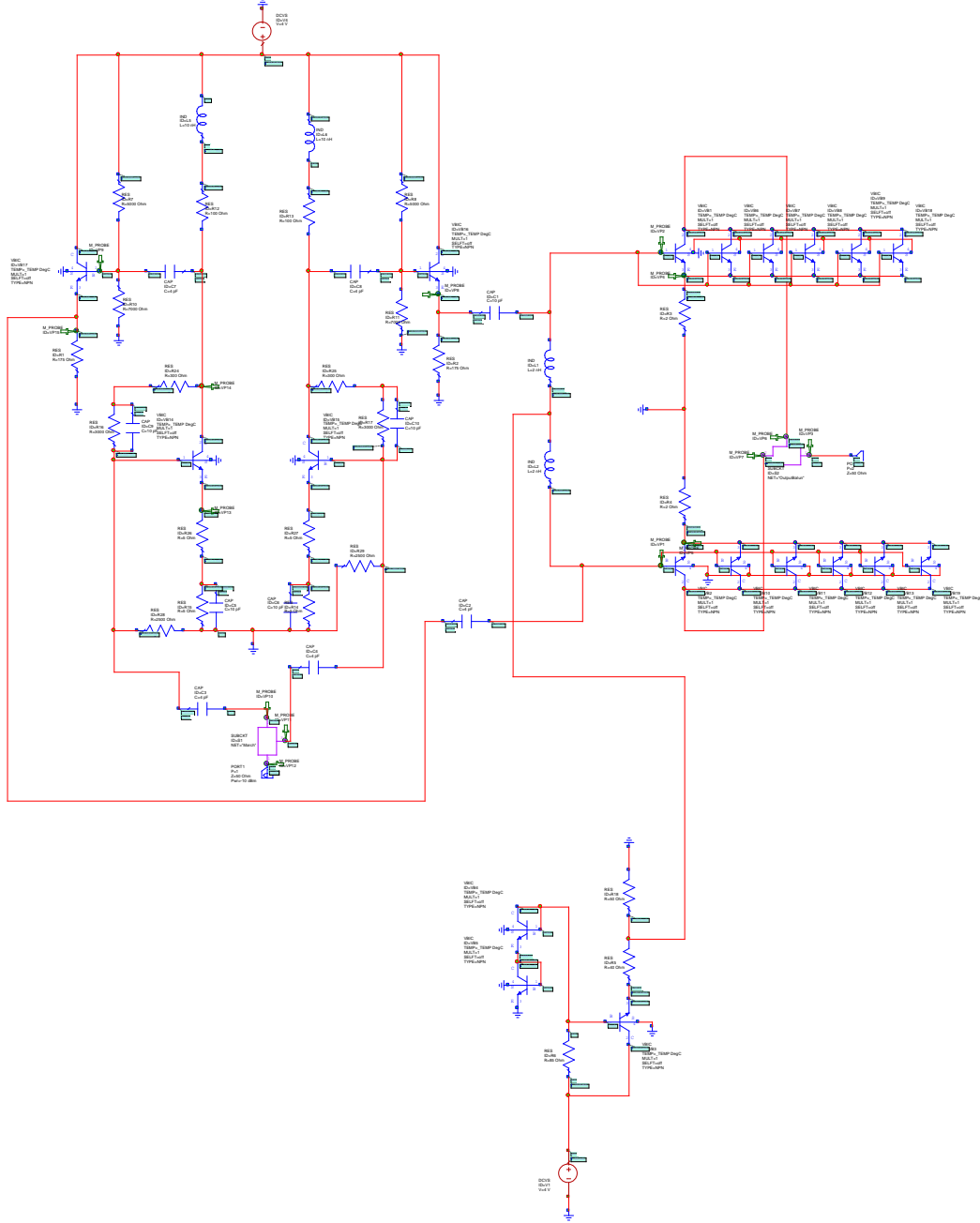
Şekil 2.15 : Çıkış balununun 3. kapi çıkışı.



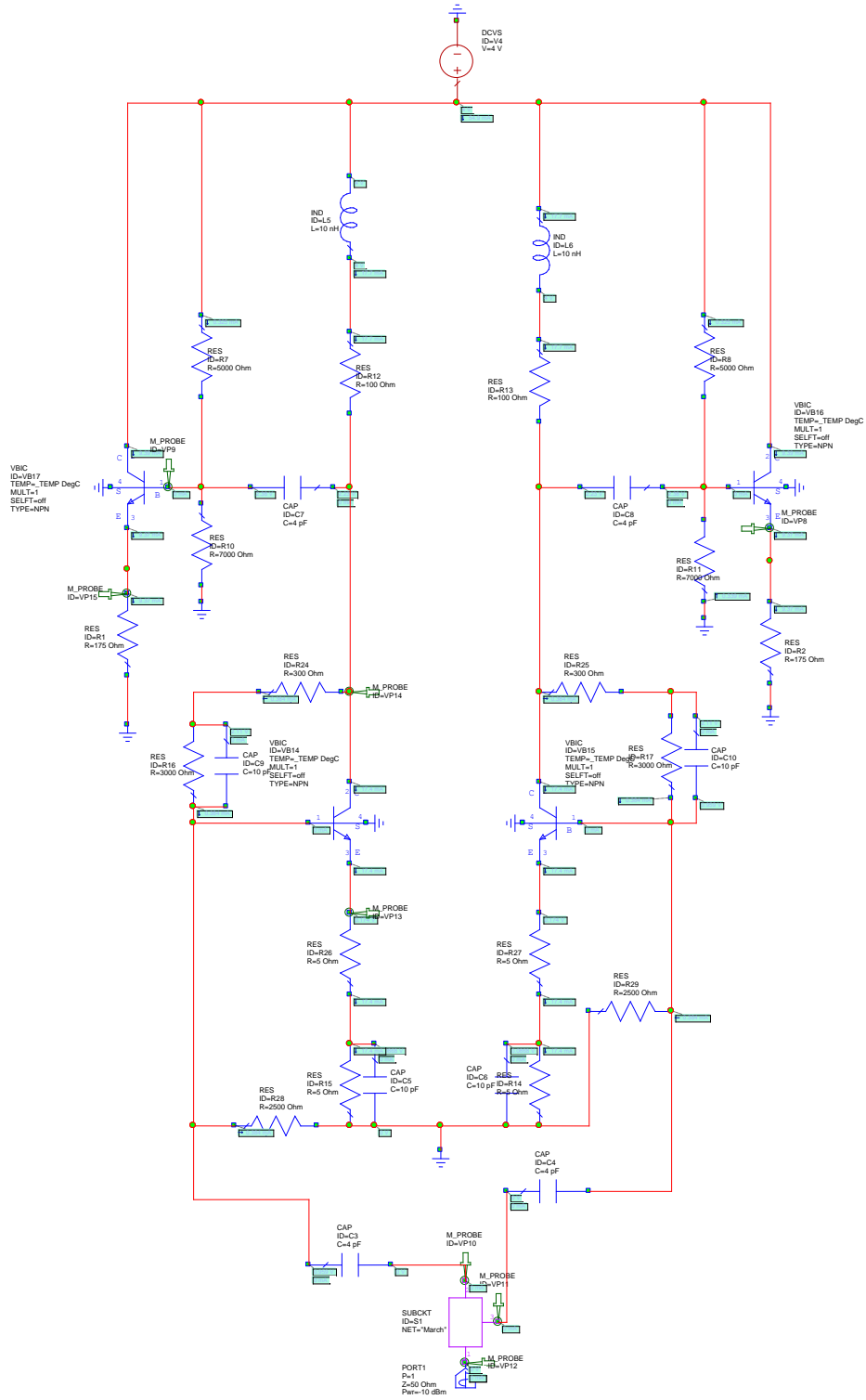


### 3.2 Benzetimler

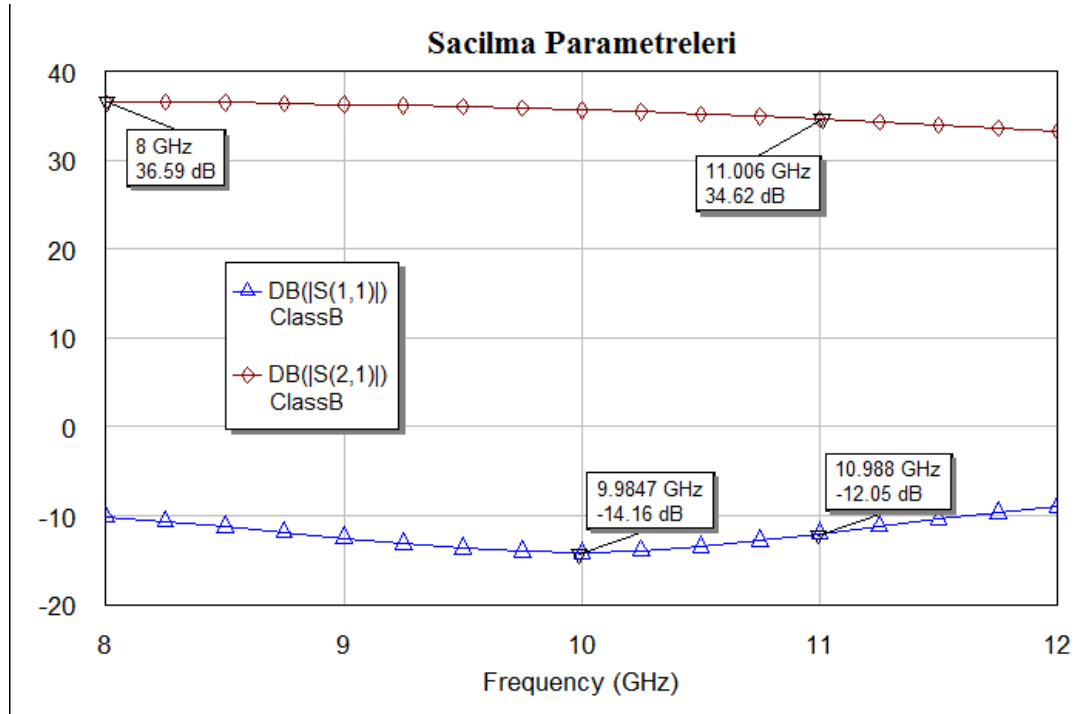
Benzetimler AWR-DE Microwave Office ortamında gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen yapının şeması ve sonuçlar aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



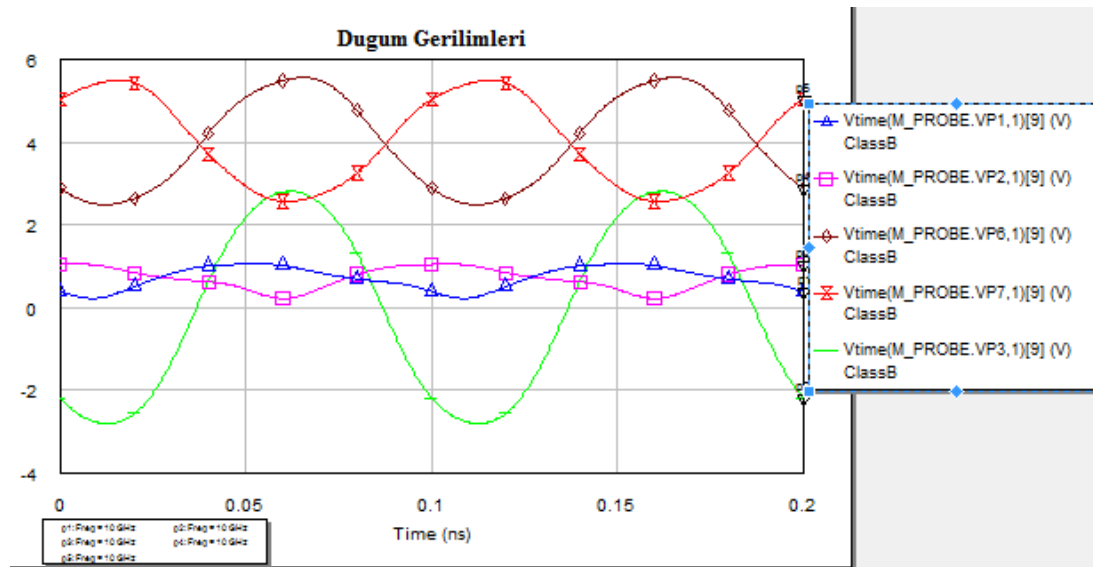
Şekil 3.2 : Kuvvetlendiricinin benzetim programında modellenmesi.



Şekil 3.3 : Farksal kuvvetlendirici yapısı.

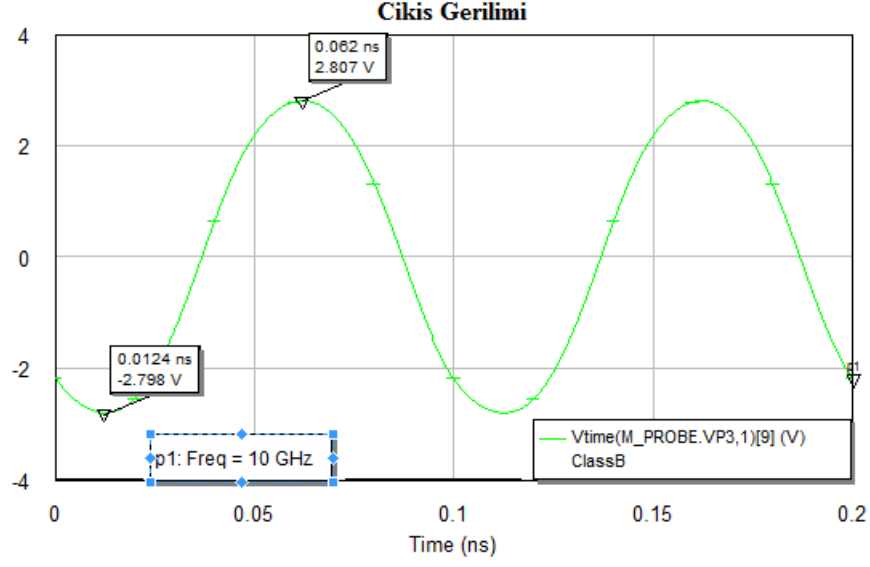


Şekil 3.4 : Saçılma parametreleri.

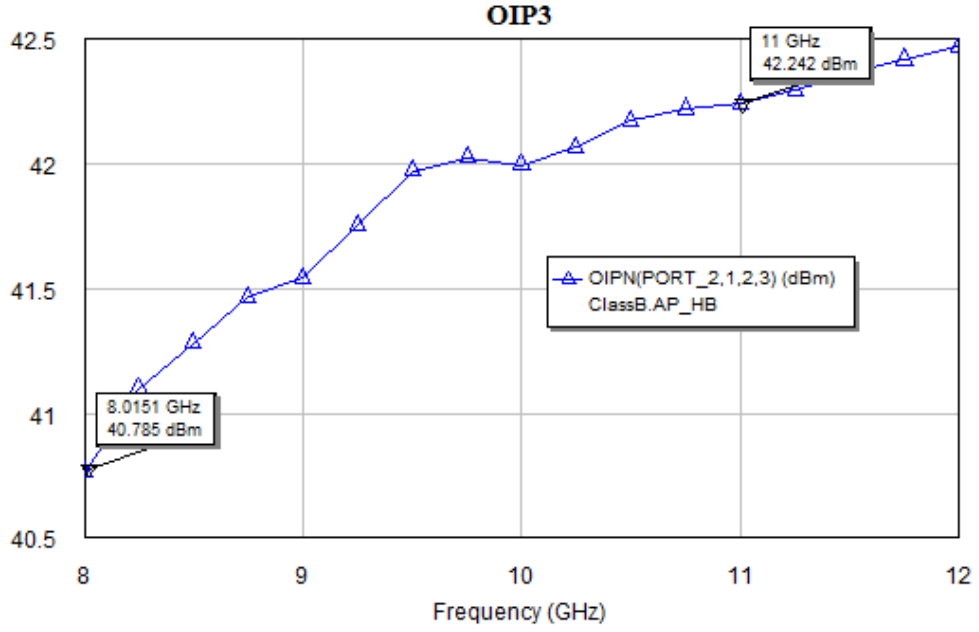


Şekil 3.5 : Giriş, çıkış ve simetrik sürümlü aktif elemanların kolektör düğüm gerilimleri.

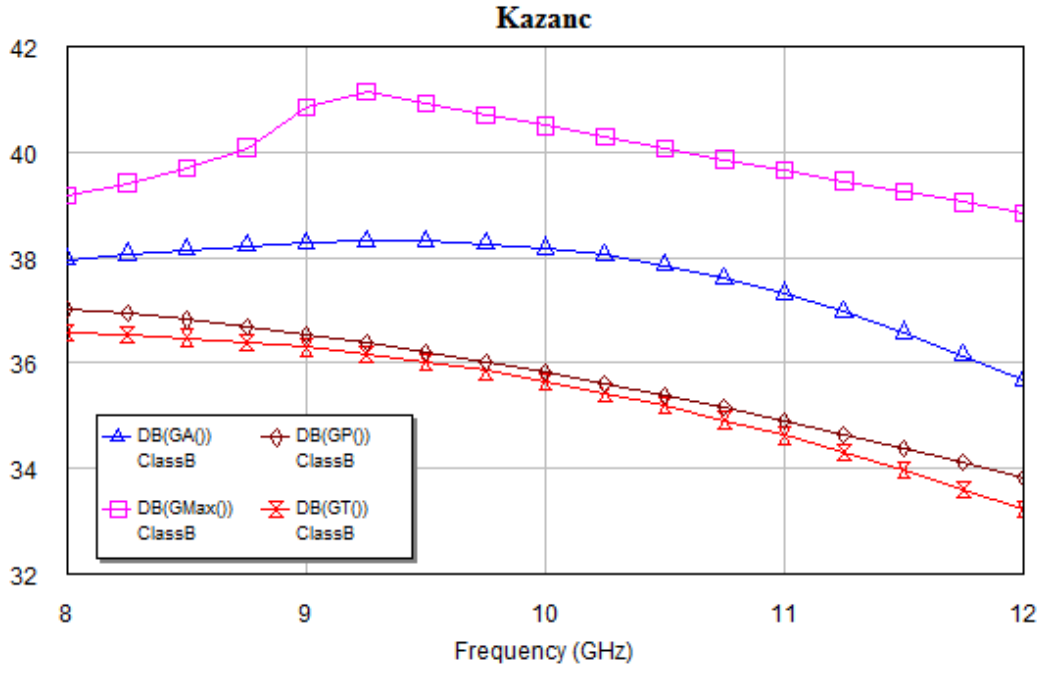




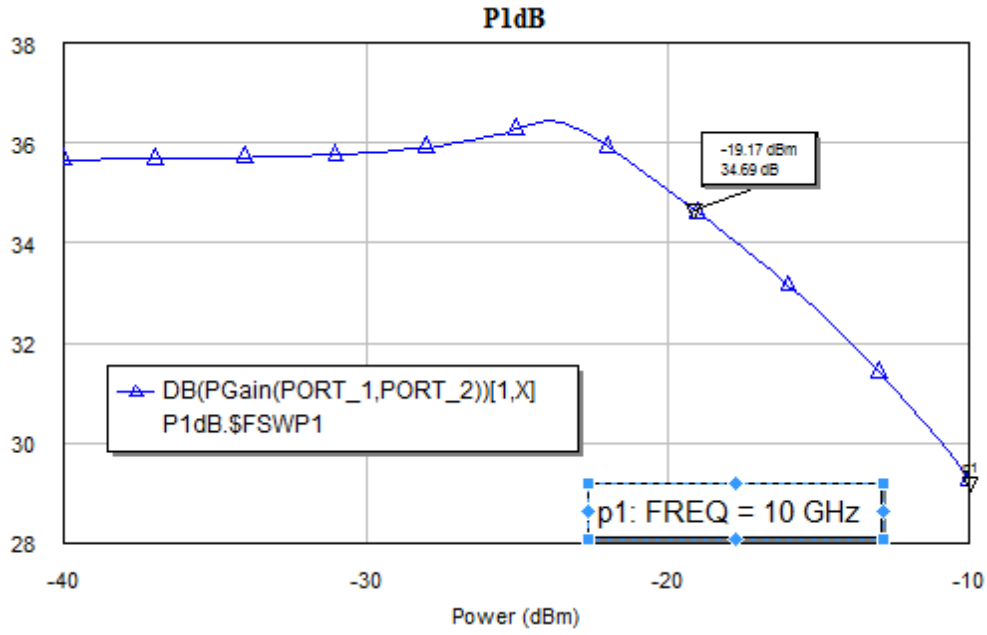
Şekil 3.6 : Çıkış gerilim salınımı.



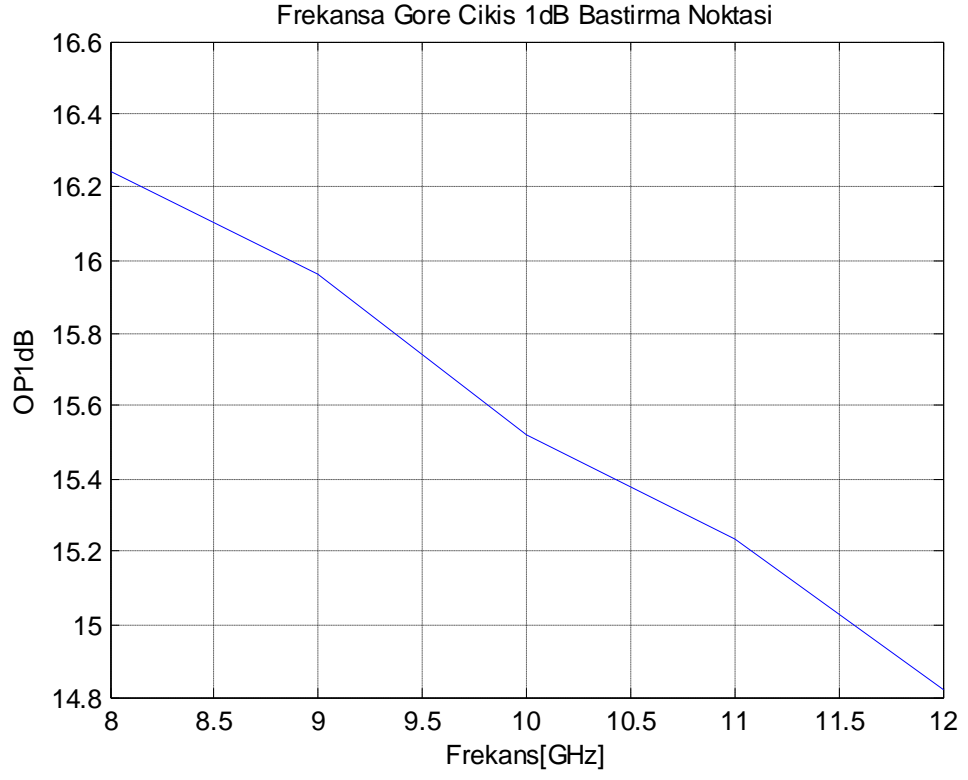
Şekil 3.7 : Frekansa göre çıkış üçüncü dereceden kesişim noktası.



**Şekil 3.8 :** Frekansa göre iletim kazancı, güç kazancı, elde edilebilir kazanç ve en yüksek kazanç değerleri.



**Şekil 3.9 :** 1dB bastırma noktası (10GHz için).



**Şekil 3.10** : Frekansa göre çıkış 1dB bastırma noktası.



#### 4. SONUÇLAR

Yüksek dinamik aralıklı 8-11GHz B Sınıfı simetrik sürümlü kuvvetlendirici tasarımı başarıyla gerçekleştirilmiştir. Kazancı arttırmak, daha da önemlisi giriş empedans uyumunu geri besleme ile sağlamak amacıyla simetrik sürümlü yapının girişinde kaskat bağlanan farksal kuvvetlendirici devresi kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre kazanç, doğrusallık, bant genişliği istenilen şekilde sağlanmıştır. Benzetimde elde edilen sonuçlarla tasarlanan kuvvetlendirici Çizelge 4.1'deki gibi tanımlanabilir.

**Çizelge 4.1 : Sonuçlar.**

Değişken	Değeri
Kazanç	>33dB
OP1dB	>15dBm
OIP3	>40dBm
Bant aralığı	8-11GHz
$S_{11}$	<-10dB

Gelecek çalışmalarda yapının tümdevre halinde benzetimi ve tasarımı yapılabilir. Aktif eleman seçimlerinde farklı teknolojiler denenerek sonuçlar incelenebilir. Giriş ve çıkış balun yapıları hakkında araştırmalar yapılarak performansı daha yüksek bir yapı elde edilebilir.



## KAYNAKLAR

- [1] **IEEE.** (2003).521-2002 (Revision of 521-1984): *IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands*, 1/1/2003, p01-3-3, 10p. Publisher: IEEE.
- [2] **Virdee, B. S., Virdee, A.S. ve Banyamin, B. Y.** (2004). Broadband Microwave Amplifiers, *Artech House*, 103–117.
- [3] **Pozar, M. D.** (1998). Microwave Engineering, *John Wiley and Sons*, 606–612.
- [4] **Rogers, J. ve Plett C.**(2001). Radio Frequency Integrated Circuit Design, *John Wiley and Sons*,18–23.
- [5] **Wambacq, P., ve Sansen, W.** (1998). Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits, *Kluwer Academic Publishers*, 65-69.
- [6] **Wambacq, P., Gielen G. G. E., Kinget P. R. ve Sansen, W.** (1999). *High-Frequency Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*, Vol. 46, No. 3, March 1999, pp.335-345.
- [7] **Walker, J. L. B., Myer, D. P., Raab, F. H. ve Trask C.**(2006).Classic Works in RF Engineering, *Artech House*,92-97.
- [8] **Trifunovic, V., Jekanovic, B.** (1992). *Four Decade Bandwidth Uniplanar Balun*, *Electronic Letters*, Vol. 28, No. 6, March 1992, pp.534-535.
- [9] **Marchand, N.,** (1944). *Transmission Line Conversion Transformers*, *Electronics*, Vol. 17, December 1944, pp.142-145.
- [10] **Fathelbab, W. M.,** (1944). *New Classes of Miniaturized Planar Marchand Baluns*, Vol. 53, April 2005, pp.1211-1220.





## **EKLER**

**EK A:** Tranzistor özellikleri

Element Options: VBIC - VBIC BJT Model Özellikleri

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
ID	VB16								Element ID
TNOM	25	DegC	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-273.15	-273.15	-273.15	Extraction temperature
TEMP	_TEMP	DegC							Baseplate temperature
RCX	19.51	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Extrinsic Collector Resistance
RCI	29.26	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Intrinsic Collector Resistance (must be >0)
VO	0.875	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Epi Drift Saturation Voltage
GAMM	6.732e-13		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Epi Doping Parameter
HRCF	1000		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	High-Current RC Factor
RBX	14.6	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Extrinsic Base Resistance
RBI	29.5	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Intrinsic Base Resistance (must be >0)
RE	3.5	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Emitter Resistance
RS	1	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Substrate Resistance
RBP	26.25	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Parasitic Base Resistance (must be >0)
IS	6.934e-11	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Transport Saturation Current
NF	1.042		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Forward Emission Coefficient
NR	1.025		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Reverse Emission Coefficient
FC	0.976		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Forward-Bias Junction Threshold Capacitance (0.05<FC<0.95)
CBE0	0.00093	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Small Signal Capacitance
CJE	0.0164	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Zero-Bias Junction Capacitance
PE	0.7788	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Grading Coefficient
ME	0.124		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Junction Exponent
AJE	-0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Capacitance Smoothing Factor
CBCO	0.0013	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Extrinsic Base-Collector Overlap Capacitance

Element ID

Enable element    Part Number    

Element Options: VBIC - VBIC BJT Model Özellikleri

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
CBE0	0.00093	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Small Signal Capacitance
CJE	0.0164	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Zero-Bias Junction Capacitance
PE	0.7788	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Grading Coefficient
ME	0.124		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Junction Exponent
AJE	-0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Emitter Capacitance Smoothing Factor
CBCO	0.0013	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Extrinsic Base-Collector Overlap Capacitance
CJC	0.0054	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Collector Zero-Bias Capacitance
QCO	6.845e-15		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Collector Charge at Zero Bias
CJEP	0.014	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Extrinsic Base-Emitter Zero-Bias Capacitance
PC	0.77	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Collector Grading Coefficient
MC	0.3327		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Collector Junction Exponent
AJC	-0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Collector Capacitance Smoothing Factor
CJCP	0.008	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Extrinsic Base-Collector Zero-Bias Capacitance
PS	0.5456	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Collector-Substrate Grading Coefficient
MS	0.1035		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Collector-Substrate Junction Exponent
AJS	-0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Collector-Substrate Capacitance Smoothing Factor
IBEI	1.75e-16	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Base-Emitter Saturation Current
WBE	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Portion of Ibei from Vbei, (1-Wbe) is from Vbex
NEI	1.024		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Base-Emitter Emission Coefficient
IBEN	1.672e-12	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Base-Emitter Saturation Current
NEN	2.135		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Base-Emitter Emission Coefficient
IBCI	6.855e-16	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Base-Collector Saturation Current
NCI	1.035		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Base-Collector Emission Coefficient

Element ID

Enable element    Part Number

Element Options: VBIC - VBIC BJT Model Özellikleri



Parameters	Statistics	Display	Symbol	Layout	Model Options	Vector			
Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
<input type="checkbox"/> NCI	1.035		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Base-Collector Emission Coefficient
<input type="checkbox"/> IBCN	4.487e-11	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Base-Collector Saturation Current
<input type="checkbox"/> NCN	3.487		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Base-Collector Emission Coefficient
<input type="checkbox"/> ISP	5.429e-16	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Parasitic Transport Saturation Current
<input type="checkbox"/> WSP	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Portion of Iccp from Vbep, 1-Wsp from Vbci
<input type="checkbox"/> NFP	0.9979		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Parasitic Forward Emission Coefficient
<input type="checkbox"/> IBEIP	1.124e-15	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Parasitic Base-Emitter Saturation Current
<input type="checkbox"/> IBENP	1.361e-15	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Parasitic Base-Emitter Saturation Current
<input type="checkbox"/> IBCIP	2.409e-11	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Parasitic Base-Collector Saturation Current
<input type="checkbox"/> NCIP	1.063		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Parasitic Base-Collector Emission Coefficient
<input type="checkbox"/> IBCNP	8e-15	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Parasitic Base-Collector Saturation Current
<input type="checkbox"/> AVC1	4.087		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Collector Weak Avalanche Parameter 1
<input type="checkbox"/> AVC2	13.21		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Base-Collector Weak Avalanche Parameter 2
<input type="checkbox"/> NCNP	2.436		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Non-Ideal Parasitic Base-Collector Emission Coefficient
<input type="checkbox"/> VEF	150	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Forward Early Voltage
<input type="checkbox"/> VER	2.2	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Reverse Early Voltage
<input type="checkbox"/> IKF	18.95	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Forward Knee Current
<input type="checkbox"/> IKR	0.6494	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Reverse Knee Current
<input type="checkbox"/> IKP	0.3968	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Parasitic Knee Current
<input type="checkbox"/> TF	0.00106	ns	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Forward Transit Time (must be >0)
<input type="checkbox"/> QTF	1e-15		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Variation of Tf with Base Width Modulation
<input type="checkbox"/> XTF	56.23		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Coefficient of Tf Bias Dependence
<input type="checkbox"/> VTF	100	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Coefficient of Tf Dependence on Vbc

Element ID

Enable element    Part Number    

Element Options: VBIC - VBIC BJT Model Özellikleri



Parameters	Statistics	Display	Symbol	Layout	Model Options	Vector			
Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
Parameter name		V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Coefficient of Tf Dependence on Vbc
<input type="checkbox"/> ITF	627	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Coefficient of Tf Dependence on Icc
<input type="checkbox"/> TR	0.0001267	ns	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideal Reverse Transit Time (must be >0)
<input type="checkbox"/> TD	0	ns	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Forward Excess-Phase Delay Time (must be >0)
<input type="checkbox"/> KFN	2e-10		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Flicker Noise Coefficient
<input type="checkbox"/> AFN	1.9		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Flicker Noise Exponent
<input type="checkbox"/> BFN	1.005		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Flicker Noise Frequency Exponent
<input type="checkbox"/> NFLAG	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Noise analysis flag,0: Noise off,1: Noise on
<input type="checkbox"/> XRE	0.07		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Emitter Resistance
<input type="checkbox"/> XRB	0.1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Base Resistance
<input type="checkbox"/> XRC	1.116		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Collector Resistance
<input type="checkbox"/> XRS	0		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Substrate Resistance
<input type="checkbox"/> XVO	0.95		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Vo
<input type="checkbox"/> EA	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Is (eV)
<input type="checkbox"/> EAIE	1.125		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibei (eV)
<input type="checkbox"/> EAIC	1.005		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibc/Ibeip (eV)
<input type="checkbox"/> EAIS	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibcip (eV)
<input type="checkbox"/> EANE	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Iben (eV)
<input type="checkbox"/> EANC	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibcn/Ibenp (eV)
<input type="checkbox"/> EANS	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibcnp (eV)
<input type="checkbox"/> XIS	3.409		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Is
<input type="checkbox"/> XII	2.962		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Ibei/Ibc/Ibeip/Ibcip
<input type="checkbox"/> XIN	3		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Iben/Ibcn/Ibenp/Ibcnp

Element ID

Enable element    Part Number

## Element Options: VBIC - VBIC BJT Model Özellikleri



Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
<input type="checkbox"/> XRB	0.1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Base Resistance
<input type="checkbox"/> XRC	1.116		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Collector Resistance
<input type="checkbox"/> XRS	0		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Substrate Resistance
<input type="checkbox"/> XVO	0.95		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Vo
<input type="checkbox"/> EA	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Is (eV)
<input type="checkbox"/> EAIE	1.125		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibei (eV)
<input type="checkbox"/> EAIC	1.005		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibc/Ibeip (eV)
<input type="checkbox"/> EAIS	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibcip (eV)
<input type="checkbox"/> EANE	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Iben (eV)
<input type="checkbox"/> EANC	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibcn/Ibenp (eV)
<input type="checkbox"/> EANS	1.12		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Activation Energy for Ibcnp (eV)
<input type="checkbox"/> XIS	3.409		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Is
<input type="checkbox"/> XII	2.962		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Ibei/Ibci/Ibeip/Ibcip
<input type="checkbox"/> XIN	3		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Exponent of Iben/Ibcn/Ibenp/Ibcnp
<input type="checkbox"/> TNF	-0.0004515		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Coefficient of Nf
<input type="checkbox"/> TAVC	-6e-5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Temperature Coefficient of Avc
<input type="checkbox"/> RTH	1050	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Thermal Resistance
<input type="checkbox"/> CTH	500	pF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Thermal Capacitance
<input type="checkbox"/> IMAX	1000	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Explosion Current (not implemented)
<input type="checkbox"/> MULT	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Area scale factor
<input type="checkbox"/> VERSION	1.15		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Model version
<input checked="" type="checkbox"/> SELFT	off		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Self heating support
<input checked="" type="checkbox"/> TYPE	NPN		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Device type

Element ID

Enable element

Part Number

Hide Secondary

Tamam

İptal

Yardım

Element Help

Vendor Help

## ÖZGEÇMİŞ



**Ad Soyad:**Hilal Hilye Canbey

**Doğum Yeri ve Tarihi:** BALIKESİR 1988

**E-Posta:** hcanbey@aselsan.com.tr

**Lisans:** İstanbul Teknik Üniversitesi-Elektronik Mühendisliği