

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**400-1300 MHZ BANDI MİKRODALGA DEVRE ANALİZÖRÜ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Müh. Çağrı YELESER**

**HAZİRAN 2015**

**TRABZON**



**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**400-1300 MHZ BANDI MİKRODALGA DEVRE ANALİZÖRÜ TASARIMI**

**Müh. Çağrı YELESER**

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde**  
**"ELEKTRONİK YÜKSEK MÜHENDİSİ"**  
**Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 26 / 05 / 2015**

**Tezin Savunma Tarihi : 22 / 06 / 2015**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA**

**Trabzon 2015**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında  
Çağrı YELESER tarafından hazırlanan**

**400-1300 MHZ BANDI MİKRODALGA DEVRE ANALİZÖRÜ TASARIMI**

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 26 / 05 / 2015 gün ve 1604 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda  
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
olarak kabul edilmiştir.

**Jüri Üyeleri**

**Başkan : Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR**

*İsmail Hakkı Çavdar*

**Üye : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA**

*Haydar Kaya*

**Üye : Yrd. Doç. Dr. Yasin OĞUZ**

*Yasin Oğuz*

**Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ**

**Enstitü Müdürü**

## ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı'nda yapılan bir çalışmadır.

Yüksek lisans tez danışmanlığımı üstlenerek, konu seçiminde ve çalışmaların yürütülmesinde yardımlarını benden esirgemeyen ve tez çalışmam boyunca beni sürekli cesaretlendiren değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA'ya en içten teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca yaşamım boyunca aldığım kararlarda saygı ve hoşgörülerini benden eksik etmeyen; sevgi ve desteklerini her daim hissettiren aileme sonsuz şükran duygularıyla teşekkürü borç bilirim.

Çağrı YELESER

Trabzon 2015

## **TEZ ETİK BEYANNAMESİ**

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “400-1300 MHz Bandı Mikrodalga Devre Analizörü Tasarımı” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA'nın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 26/05/2015

Çağrı YELESER

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ .....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ .....	IV
İÇİNDEKİLER .....	V
ÖZET .....	VIII
SUMMARY .....	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	X
TABLolar DİZİNİ .....	XII
SEMBOLLER DİZİNİ .....	XIII
1. GENEL BİLGİLER .....	1
1.1. Giriş .....	1
1.2. Mikrodalgalar Hakkında Genel Bilgi .....	1
1.3. İletim Hatları .....	2
1.3.1. Hat Parametreleri .....	3
1.3.2. Koaksiyel Hatlar .....	4
1.3.3. Mikroşerit Hatlar .....	5
1.4. Yansıma Katsayısı ve Duran Dalga Oranı .....	6
1.5. Herhangi Bir Noktada Ölçülen Yansıma Katsayısı Cinsinden Hat Başı ve Hat Sonu Parametrelerinin Çıkarılması .....	8
1.6. Smith Abağı .....	9
1.7. Saçılma (S) Parametreleri .....	13
1.8. Yönlü Kuplör .....	14
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR, TARTIŞMA .....	17
2.1. Yapılan Teorik Çalışmalar .....	17
2.1.1. Koaksiyel Kablo Zayıflatma Hesabı .....	17
2.1.1.1. Zayıflatma Hesabı (1. Yöntem) .....	19
2.1.1.2. Zayıflatma Hesabı (2. Yöntem) .....	23
2.1.1.3. Zayıflatma Hesabı (Tartışma) .....	25
2.1.2. Çift-Yönlü Kuplör İçin Saçılma Parametrelerinin Çıkarılması .....	26
2.1.2.1. S Parametrelerinin Birleştirilmesi .....	27

2.1.2.2.	Oran Ölçer Tarafından Ölçülen Değerin S Parametreleri Cinsinden İfadesinin Çıkarılması .....	30
2.1.3.	Üç Noktalı Kalibrasyon Denklemleri .....	33
2.2.	Yapılan Pratik Çalışmalar .....	35
2.2.1.	Ayarlanabilir DA-DA Dönüştürücü .....	36
2.2.1.1.	Darbeleri Gerilim Yükseltici (DGY) .....	36
2.2.1.2.	Gerilim Bölücüler .....	37
2.2.1.3.	Geri-Besleme .....	38
2.2.1.4.	Mikrodenetleyici .....	39
2.2.2.	Gerilim Kontrollü Osilatör (GKO) .....	39
2.2.3.	Çift-Yönlü Kuplör .....	41
2.2.3.1.	Mikroşerit Hat Hesabı .....	41
2.2.3.2.	Kuplör Devresinin Tasarımı .....	43
2.2.4.	Oran Ölçer .....	44
2.2.5.	Analog Dijital Dönüştürücü (ADD) .....	47
2.2.5.1.	ADD İçin Gerekli Çözünürlüğün Hesaplanması .....	47
2.2.5.2.	Tampon Devre Kullanılması .....	49
2.2.6.	Kayıt Birimi .....	50
2.2.6.1.	Hafıza İhtiyacının Belirlenmesi ve EEPROM Seçimi .....	50
2.2.6.2.	24LC256 EEPROM Entegrasyonu .....	51
2.2.6.3.	EEPROM Adreslemesi .....	52
2.2.7.	Besleme Devreleri .....	55
2.2.7.1.	USB Kaynağı ve Harici Kaynaktan Anahtarlama Besleme .....	55
2.2.7.2.	Negatif Besleme Kaynağı .....	56
2.2.7.3.	ADD İçin Referans Gerilimi Elde Edilmesi .....	57
2.2.8.	Merkezi İşlem Birimi .....	58
2.2.8.1.	Dokunmatik Ekranda Konumun Algılanması .....	60
2.2.8.2.	Frekansın Ayarlanması .....	61
2.2.8.3.	Yansıma Katsayısının Ölçülerek Hesaplanması .....	62
2.2.9.	Bilgisayar Arayüz Programı .....	65
2.2.9.1.	Oluşturulan Dosya Türleri (*.XS3P ve *.XCLB Dosyaları) .....	66
2.2.9.2.	XCLB Dosyasının Cihaza Yüklenmesi .....	68
2.2.10.	Cihazın Kalibrasyonu ve Çalıştırılması .....	69

3.	SONUÇLAR, ÖNERİLER .....	72
4.	KAYNAKLAR .....	74
ÖZGEÇMİŞ		



Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

400-1300 MHZ BANDI MİKRODALGA DEVRE ANALİZÖRÜ TASARIMI

Çağrı YELESER

Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Danışman: Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA  
2015, 75 Sayfa

Bu tez çalışmasında, 400-1300 MHz frekans bandında çalışan, mikrodenetleyici tabanlı bir mikrodalga devre analizörü gerçekleştirildi. Mikrodalga devreden, ilerleyen ve yansıyan dalgaların örneklerinin alınabilmesi için iki adet 3-kapılı yönlü kuplör birleştirilerek 4-kapılı çift-yönlü kuplör oluşturuldu. Oran/faz ölçer tarafından ölçülen değerler, 4-kapılı kuplörün çıkış kapısından görülen yansıma katsayısına bağlı matematiksel ifadeleri, kuplörlere ait S parametrelerinin birleştirilmesi suretiyle çıkarıldı. Ölçülen değerler ilgili kalibrasyon denklemlerinden yararlanılarak iyileştirildi. 400-1300 MHz frekans bandında ve 10 MHz' lik kademelerle analiz ve kalibrasyon işleminin yapılabilmesi için ölçüm cihazı dâhilinde bir gerilim kontrollü osilatör tasarlandı. Kalibrasyon işleminin yapılabilmesi ve sonuçların daha iyi analiz edilebilmesi için bir bilgisayar arayüz programı yazıldı. Sistemin bilgisayar bağlantısına ihtiyaç olmadan da çalışabilmesi için harici kaynaklardan beslenebilecek devre tasarımları yapıldı ve parametrelerin tutulduğu kayıt birimleri kullanıldı.

**Anahtar Kelimeler:** Mikrodalga analizör, Yansıma ölçer, DDO ölçer, Çift-Yönlü kuplör

Master Thesis

SUMMARY

400-1300 MHZ MICROWAVE CIRCUITS ANALYZER DESIGN

Çağrı YELESER

Karadeniz Technical University  
The Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Electrical and Electronics Engineering Graduate Program  
Supervisor: Asst. Prof. Haydar KAYA  
2015, 75 Pages

In this thesis, a microwave analyzer based on a microcontroller was designed, that is useable in 400-1300 MHz frequency range. For sampling incident and reflected waves from microwave circuit, 4-port dual-directional coupler was combined by two uni-directional couplers. By combining S parameters of couplers, mathematical expressions of the measured value by using ratio/phase detector related to reflection coefficient on the out of dual-directional coupler was calculated. Results of measurements was made better by using relevant calibration equations. For analyzing and calibration in 400-1300 MHz frequency range at 10 MHz intervals, a voltage controlled oscillator within the device was designed. And also a software interface application was wrote for calibration operation and for better analyzing of results. For using without of computer connection, circuit desings works with external power was designed and memories for parameters was used.

**Key Words:** Microwave analyzer, Reflectometer, SWR meter, Dual-directional coupler

## ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Koaksiyel kablonun iç yapısı .....	4
Şekil 1.2. Koaksiyel kabloların sınıflandırılması .....	4
Şekil 1.3. Mikroşerit hat gösterimi .....	5
Şekil 1.4. $Z_L = Z_0, \Gamma = 0$ için iletim hattındaki dalgaların gösterimi .....	7
Şekil 1.5. $Z_L = 63,4 + j18,7 \Omega, \Gamma = 0,2 \angle 45^\circ$ için iletim hattındaki dalgaların gösterimi .....	7
Şekil 1.6. İletim hattı modeli .....	8
Şekil 1.7. Smith abağında sabit direnç daireleri .....	11
Şekil 1.8. Smith abağında sabit reaktans eğrileri .....	12
Şekil 1.9. Arayüz programı tarafından çizilen Smith abağı .....	12
Şekil 1.10. Abak üzerinde temel noktaların gösterilmesi .....	13
Şekil 1.11. n kapılı devre .....	13
Şekil 1.12. 2-kapılı devrenin temsili gösterimi .....	14
Şekil 1.13. Kuplörlerin şematik gösterimi .....	15
Şekil 2.1. Koaksiyel kabloda parametreler .....	17
Şekil 2.2. Çift yönlü kuplör .....	26
Şekil 2.3. Çift yönlü kuplör ve ilerleyen/yansıyan gerilim dalgalarının gösterimi .....	27
Şekil 2.4. Oran ölçerin sisteme bağlantısı .....	30
Şekil 2.5. Sistemin genel blok diyagramı .....	35
Şekil 2.6. Ayarlanabilir DA-DA dönüştürücü devre şeması .....	36
Şekil 2.7. Doluluk oranının grafiksel gösterimi .....	37
Şekil 2.8. Anahtarlamalı gerilim bölücü .....	38
Şekil 2.9. Çıkış frekansının ayar gerilimine bağlı değişimi .....	40
Şekil 2.10. Çıkış gücünün çıkış frekansına bağlı değişimi .....	40
Şekil 2.11. Bakır plaketin kondansatör değerinin ölçülmesi .....	42
Şekil 2.12. Çift-yönlü kuplör devresi BDK çizimi .....	43
Şekil 2.13. Kuplör bağlantı uçları .....	44
Şekil 2.14. Çift-yönlü kuplör devre şeması .....	44
Şekil 2.15. AD8302 entegresinin iç yapısı .....	45

Şekil 2.16. Entegre çıkış gerilimleri ve yansıma katsayısı ilişkisi .....	46
Şekil 2.17. Oran/Faz ölçer devre şeması .....	46
Şekil 2.18. Oran/Faz ölçer devresi PCB çizimi .....	47
Şekil 2.19. MC3202 entegresinin bacak bağlantıları .....	49
Şekil 2.20. Tampon devre şeması .....	49
Şekil 2.21. 24LC256 entegresinin bacak bağlantıları .....	52
Şekil 2.22. EEPROM’da tutulan kayıtların genel mimarisi .....	54
Şekil 2.23. Anahtarlama besleme kaynağı devre şeması .....	55
Şekil 2.24. Negatif besleme kaynağı devre şeması .....	57
Şekil 2.25. ADC için referans geriliminin elde edilmesi .....	57
Şekil 2.26. Merkezi işlem birimi devre şeması .....	59
Şekil 2.27. LCD ekran bağlantıları .....	59
Şekil 2.28. Sistemin çalışır haldeki görüntüsü .....	60
Şekil 2.29. Dokunmatik ekranda temas noktasının tespiti .....	61
Şekil 2.30. Frekansın ayarlanması işlemi akış çizelgesi .....	62
Şekil 2.31. Yansıma katsayısının hesaplanması .....	63
Şekil 2.32. Yansıma katsayısının ölçülme ve hesaplanma işlemi akış çizelgesi .....	64
Şekil 2.33. Bilgisayar arayüz programının ekran görüntüsü .....	66
Şekil 2.34. S3P dosyası içeriği .....	67
Şekil 2.35. XS3P dosyası içeriği .....	68
Şekil 2.36. Kalibrasyon öncesi ve kalibrasyon sonrası 50 $\Omega$ için program çıktıları .....	69
Şekil 2.37. 50 $\Omega$ sonlandırıcı için program çıktısı .....	70
Şekil 2.38. Açık-devre sonlandırıcı için program çıktısı .....	70
Şekil 2.39. Kısa-devre sonlandırıcı için program çıktısı .....	71
Şekil 2.40. Çeşitli yükler için program çıktıları .....	71
Şekil 3.1. Çift-yönlü kuplör devresi .....	72

## TABLULAR DİZİNİ

	<b><u>Sayfa No</u></b>
Tablo 2.1. Farklı yük empedansları için oran ölçerde ölçülecek değerler .....	32
Tablo 2.2. GB1, GB2 lojik bilgilerine göre gerilim bölücü çıkışları .....	38
Tablo 2.3. 50 MHz aralıklarla GKO çıkış değerleri .....	39
Tablo 2.4. Frekansa bağlı kalibrasyon ve S parametrelerinin adres tespiti .....	53

## SEMBOLLER DİZİNİ

$Z_0$	Karakteristik empedans
$Z_L$	Yük empedansı
$\alpha$	Zayıflatma sabiti
$\alpha_i$	İletkenlik zayıflatması
$\alpha_d$	Dielektrik zayıflatması
$\beta$	Faz sabiti
$\gamma$	Yayılm sabiti
$v_p$	Faz hızı
$\epsilon_0$	Boşluğun elektrik geçirgenliği
$\epsilon_r$	Bağıl dielektrik sabiti
$\epsilon_{re}$	Etkin bağıl dielektrik sabiti
$W$	Mikroşerit hattın genişliği
$h$	Dielektrik malzemenin kalınlığı
$\Gamma$	Yansıma katsayısı
$\Gamma_M$	Ölçülen yansıma katsayısı
$\Gamma_G$	Gerçek yansıma katsayısı
$V^+$	İlerleyen gerilim dalgası
$V^-$	Yansıyan gerilim dalgası
[S]	S parametreleri matrisi
$a, b$	Çift-yönlü kuplör için S parametrelerine bağlı ifadeler
$K_C$	Kuplaj katsayısı
$K_{AY}$	Anayol kayıp katsayısı
$C$	Kuplör için dB cinsinden kuplaj değeri
$D$	Yönelticilik
$I$	Kuplör izolasyonu
$\delta_S$	Deri kalınlığı
$f$	Frekans
$\sigma_i$	İletkenin öz-iletkenliği

$\sigma_d$	Yalıtkanın (dielektrik) öz-iletkenliği
$\mu_i$	İletkenin bağıl manyetik geçirgenliği
$\mu_o$	Boşluğun manyetik geçirgenliği
$c_o$	Işık hızı
$\tan\delta$	Dielektrik kayıp açısı tanjantı
$k_1$	İletkenlik kayıp katsayısı
$k_2$	Dielektrik kayıp katsayısı
$P$	Koaksiyel kablo zayıflatma hesabı için kullanılan katsayı
$A$	Yayılm sabitinin genlik değeri
$B$	Yayılm sabitinin faz değeri
$M$	Ölçülen değer
$K_1, K_2, K_3$	Kalibrasyon katsayıları
$E_D$	Yönelticilik hatası
$E_S$	Kaynak uyumsuzluğu hatası
$E_R$	Yansıma katsayısı izleme hatası
$V_{ayar}$	Gerilim kontrollü osilatörün ayar gerilimi
$V_{DGY}$	Darbeleri gerilim yükseltici çıkış gerilimi
$f_{DGY}$	Darbeleri gerilim yükseltici anahtarlama frekansı
$V_{MAG}$	Orana bağlı entegre çıkış gerilimi
$V_{PHS}$	Faza bağlı entegre çıkış gerilimi
$V_{cc}$	Besleme gerilimi
DA	Doğru Akım
AA	Alternatif Akım
LNB	Düşük Gürültülü Blok ( <i>Low Noise Block</i> )
RG	Koaksiyel kablo sınıflandırma kodu ( <i>Radio Frequency - Government</i> )
BDK	Baskılı Devre Kartı
DDO	Duran Dalga Oranı
RL	Geri Dönüş veya Yansıma Kaybı ( <i>Return Loss</i> )
AYK	Anayol Kaybı
AGK	Araya Girme Kaybı
DGY	Darbeleri Gerilim Yükseltici
GKO	Gerilim Kontrollü Osilatör

ADD	Analog Dijital Dönüştürücü
LF	Alçak Frekans ( <i>Low Frequency</i> )
EEPROM	Elektronik Olarak Silinebilir Programlanabilir Salt Okunur Bellek ( <i>Electronically Erasable Programmable Read-Only Memory</i> )
USB	Evrensel Seri Veri Yolu ( <i>Universal Serial Bus</i> )
SY	Saat Yönünde
SYT	Saat Yönünün Tersine
GND	Şase ( <i>Ground</i> )
LCD	Sıvı Kristal Ekran ( <i>Liquid Crystal Display</i> )
YMT	Yüzey Montaj Tasarım
ICSP	Devre Üzerinde Seri Programlama ( <i>In-Circuit Serial Programming</i> )
*.S3P	3-Kapılı mikrodalga elemana ait S parametreleri dosyası türü
*.XS3P	4-Kapılı çift-yönlü kuplöre ait S parametreleri dosyası türü
*.XCLB	Kalibrasyon katsayılarını içeren dosya türü



## **1. GENEL BİLGİLER**

### **1.1. Giriş**

Mikrodalga devre analizinde kullanılan mevcut ölçüm cihazlarının karmaşık yapıları, kullanımlarının zor olması ve maliyetlerinin yüksek olması gibi özellikleri, daha basit yapıda ve daha az maliyetli bir mikrodalga devre analizörü tasarlanmasında önemli rol oynamıştır.

Sistem temelde, bir mikrodalga devresinde, istenen herhangi bir referans noktasından alınan ölçüm değerlerinin hesaplanarak, iletim hattının mümkün olan diğer parametreleri ve özelliklerinin çıkarılmasını gerçekleştirir. Ölçülen temel büyüklük, referans noktasından görülen yansıma katsayısıdır. Bu temel büyüklük, ilgili hat denklemlerine uygulanmaktadır. Ölçüm örneğinin ilk alındığı düzen, bu alanda çalışan mühendislerin sıkça kullandığı bir mikrodalga devre elemanı olan yönlü kuplör düzenidir. Ancak yansıma katsayısının ölçülebilmesi için bilindiği gibi ilerleyen ve yansıyan dalgaların örneklenmesi ve bu sebeple iki adet 3-kapılı yönlü kuplörden oluşan düzenin, 4-kapılı çift-yönlü kuplör düzenine ilgili bağlantıların çıkarılması suretiyle indirgenmesi gerekmektedir.

Gerçekleştirilen ölçüm cihazında, diğer tüm ölçüm cihazlarında da olduğu gibi, bilinen değerler üzerinden kalibrasyon işlemi yapılmalıdır. Sistemdeki ölçüm işlemlerinin denetimini, sonuçların matematiksel hesaplamalarını ve görsel çıktıların alınmasını yürüten, mikrodenetleyici tabanlı bir merkezi işlem birimi bulunmaktadır.

### **1.2. Mikrodalgalar Hakkında Genel Bilgi**

Elektromanyetik spektrumda 300 MHz ile 300 GHz arasındaki frekans bantlarında yer alan mikrodalgalar kısa dalga boylu elektromanyetik dalgalardır [1]. Örneğin 1 GHz' lik bir dalganın boyu 30 cm'dir. Mikrodalgalar yüksek frekanslı dalgalar olup, bu tarz dalgaların bulunduğu bir elektronik devre gerçekleştirmek veya devre ile çalışmak, alçak frekans AA (alternatif akım) veya DA (doğru akım) devrelerle çalışmaktan çok daha zordur.

Gerçekte tüm elektrik (veya elektronik) devrelerde elektrik ve manyetik alanlar mevcuttur ve devre analizi bu alanlara bağlı kanunlar ve denklemlerle yapılabilir. Ancak alçak

frekanslarda ve DA devrelerde bu kadar karmaşık analize gerek yoktur. Çünkü bu devrelerde, devreyi oluşturan tüm elemanlar toplu eleman olarak düşünülür ve devrede gerçekleşen tüm elektriksel olaylar akan akım baz alınarak temel elektriksel kanun, teori veya kurullarla (örneğin Ohm Kanunu, Kirschoff Kanunu) ve basit matematiksel denklemlerle açıklanabilir [1]. Ancak bir mikrodalga devresinde çalışmak için devrede bulunan ve mümkün olan tüm parametrelerin hesaplanması gerekir.

Devre elemanlarının elektriksel büyüklükleri, fiziksel boyları, devre üzerindeki konumları, üretildikleri malzemeler, iletim hatları, devre elemanların üzerinde bulunduğu baskılı devre kartının elektriksel ve fiziksel özellikleri gibi birçok parametre, bir mikrodalga devre gerçekleştirilmesi ve analizinde dikkate alınarak hesaplanmalı veya etkileri göz ardı edilmemelidir.

### 1.3. İletim Hatları

Enerjinin üretildiği veya depolandığı kaynaktan, tüketileceği herhangi bir sisteme aktarılmasını sağlayan yol düzenleri iletim hattı olarak tanımlanır [2]. Örneğin, basit bir elektrik devresinde enerjinin kaynağı olan pil ile tüketildiği yer olan ampul arasındaki kablo bir iletim hattıdır. Temelde enerjinin bir noktadan diğer noktaya aktarılması düşünüldüğünde, radyo vericisi ile alıcısı arasındaki hava da bir iletim hattı olarak düşünülür.

Bir yüksek frekans devresinin tasarlanmasında veya analizinde en önemli parametrelerden biri de iletim hatlarının karakteristik empedansıdır. Karakteristik empedans basit manada, bir iletim hattında herhangi bir noktadaki ilerleyen gerilim ve akım dalgalarının oranıdır. Karakteristik empedans, karmaşık bir değer olup  $Z_0$  ile gösterilir ve birimi  $\Omega$  (ohm)'dur.

Tasarımda diğer tüm parametreler gibi iletim hatları parametreleri de çalışılan frekans bantlarına göre belirlenmelidir. Ayrıca ileride daha ayrıntılı olarak açıklanacak olan empedans uygunluğu da sağlanmalıdır. Örneğin basit lambda devresinde kullanılan elektrik kablosu, uydu anteninde yer alan LNB (Düşük gürültülü blok – low noise block) ile uydu alıcısı arasında kullanılmaya uygun değildir. Benzer şekilde kamera kablosu olarak kullanılan 50 ohm'luk karakteristik empedansa sahip RG58 koaksiyel kablo da uydu kablosu olarak kullanılmaya uygun olmayıp 75 ohm'luk örneğin RG59 koaksiyel kablo kullanılması gerekir [3].

Yüksek frekanslarda en çok kullanılan iletim hatları koaksiyel hatlar, mikroşerit hatlar, dalga kılavuzları, fiber hatlar, iletim boruları olup bu çalışmada sadece koaksiyel ve mikroşerit hatlar kullanılmıştır.

### 1.3.1. Hat Parametreleri

Mikrodalga iletim hatlarında, hat parametreleri, birincil ve ikincil hat parametreleri olarak ikiye ayrılır [1].

#### a) Birincil Parametreler

İletim hattı boyunca yayılmış direnç, endüktans, kapasite ve iletkenlik değerleridir. Bu değerler kendi birimlerinde ve hat uzunluğuna bağlı olarak tanımlanır [2].

<b>R</b> : Hattın birim uzunluktaki direnci	[ $\Omega$ /m]
<b>L</b> : Hattın birim uzunluktaki endüktansı	[H/m]
<b>G</b> : Hattın birim uzunluktaki iletkenliği	[S/m]
<b>C</b> : Hattın birim uzunluktaki kapasitesi	[F/m]

#### b) İkincil Parametreler

İletim hatlarının birincil parametreleri kullanılarak hesaplanan ikincil parametreler, karakteristik empedans, zayıflatma sabiti, faz sabiti ve faz hızıdır.

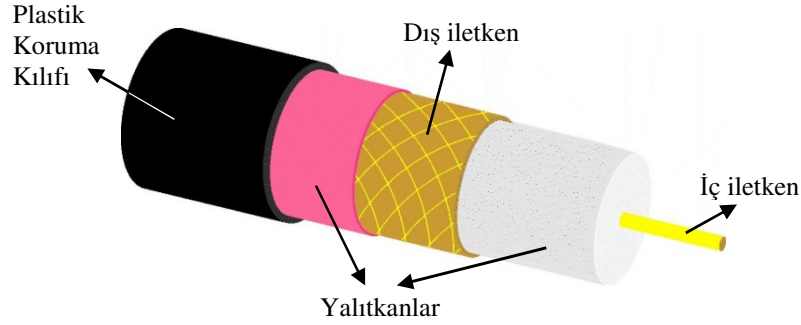
<b>Z<sub>0</sub></b> : Karakteristik empedans	[ $\Omega$ ]
<b><math>\alpha</math></b> : Zayıflatma sabiti	[Np/m]
<b><math>\beta</math></b> : Faz sabiti	[rad/m]
<b>v<sub>p</sub></b> : Faz hızı	[m/s]

Bir iletim hattında zayıflatma sabiti, hattın başı ve sonu arasındaki güç farkı olarak tanımlanabilir. Zayıflatma, iletkenlik ve dielektrik zayıflatmalarının toplamıdır. Faz sabiti ise hat üzerinde ilerleyen dalganın birim uzunluğundaki faz değişimidir.

### 1.3.2. Koaksiyel Hatlar

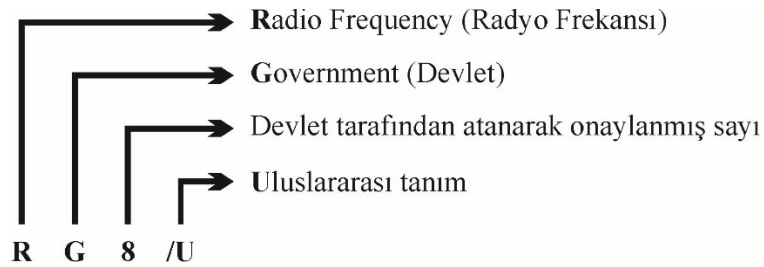
Koaksiyel hatlar, yüksek frekans devrelerinde en çok kullanılan iletim hatlarından. Genellikle mikrodalga alıcısı veya vericisi ile yayın yapılan anten arasında kullanılır ve bu sebeple halk arasında anten kablosu olarak bilinir.

Koaksiyel kablo, ekranlı kablo olarak bilinir ve bu sebeple kablo içerisinde taşınan bilgi dışarıdan gelebilecek elektromanyetik girişimlere karşı korunmalıdır. Bu özelliği sayesinde yüksek frekanslar dışında, DA devrelerde düşük gerilimlerin ölçülerek, girişimsiz iletilmesi için de kullanılmaktadır.



Şekil 1.1. Koaksiyel kablonun iç yapısı

Koaksiyel kablo, Şekil 1.1'de gösterildiği gibi silindirik şekilde iç içe geçmiş iki iletken oluşur. Dış iletken şase iletkeni olarak kullanılmakta olup, iç iletken enerjinin taşındığı iletkenidir. İki iletken arasında dielektrik malzeme bulunur [4]. Dış iletken örgülü yapıdadır.



Şekil 1.2. Koaksiyel kabloların sınıflandırılması

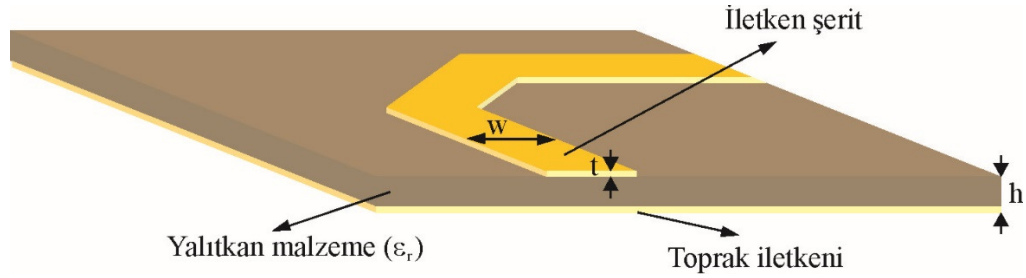
Koaksiyel kablolar, üretildikleri iletken ve yalıtkan malzemelerin elektriksel ve fiziksel özelliklerine (karakteristik empedans, çap, örgü biçimi gibi) bağlı olarak sınıflandırılırlar.

En çok kullanılan sınıflandırma türü, RG kodlarıdır. Şekil 1.2’de RG kodlamasına ait açıklamalar verilmiştir[4].

Koaksiyel hatlar için birincil ve ikincil parametreler daha sonra ayrıntılı olarak inceleneceği için bu kısımda verilmemiştir (bkz. Bölüm 2.1.1).

### 1.3.3. Mikroşerit Hatlar

Mikroşerit hatlar düzlemsel hatlar olup, iletken bir şerit ve iletken toprak levhası ile aralarında bulunan dielektrik malzemeden oluşur [5]. Mikroşerit hatlar, mikrodalga devre elemanlarının üzerinde dizili olduğu BDK’da (Baskılı Devre Kartı, *PCB: Printed Circuit Board*), bu elemanlar arasındaki elektriksel bağlantıyı sağlayan yol veya hatların tümüdür.



Şekil 1.3. Mikroşerit hat gösterimi

Mikroşerit iletim hatları, Şekil 1.3’te gösterildiği gibi çift taraflı bakır (veya iletken) plakette kullanılarak gerçekleştirilir. Mikroşerit iletim hatlarında karakteristik empedans, hattın tasarlandığı BDK’nın, şekilde gösterilen fiziksel ve elektriksel değerlerine bağlı olarak (1.1) ve (1.2) bağıntıları kullanılarak hesaplanır. [6].

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & , \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} & , \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2} \left[ (\epsilon_r + 1) + (\epsilon_r - 1) \sqrt{\left( \frac{W}{W + 12h} \right)} \right] \quad (1.2)$$

$W$ : Hattın genişliği	[m]
$h$ : Dielektrik malzemenin kalınlığı	[m]
$\epsilon_{re}$ : Etkin bağıl dielektrik sabiti	

Mikroşerit hattın iletken yüzeyinde ilerleyen (veya yansıyan) elektromanyetik dalgalar, dielektrik malzeme ve havadan oluşan birleşik bir düzende yolunu tamamlar. Bu sebeple, (1.2) bağıntısıyla verilen etkin bağıl dielektrik sabiti  $\epsilon_{re}$ , dielektrik ve havanın ortak dielektrik sabiti olarak tanımlanır.

#### 1.4. Yansıma Katsayısı ve Duran Dalga Oranı

Bir iletim hattında kaynaktan yüke doğru ilerleyen elektromanyetik dalgalar hattın sonuna geldiğinde, eğer yük sisteme uyumlu değil ise hat sonundan geri yansır. Eğer yük sisteme uyumlu ise herhangi bir yansıma olmaz ve bu durumda kaynaktan sisteme verilen gücün tamamı yüke aktarılır.

Yansıma katsayısı, iletim hattında herhangi bir noktadaki yansıyan gerilim dalgasının, ilerleyen gerilim dalgasına oranıdır [6]. Yansıma katsayısı karmaşık bir sayı olup, yük empedansı ve karakteristik empedans üzerinden de tanımlanabilir; ilgili ifade (1.3) bağıntısında verilmiştir. Yansımanın olmadığı duruma empedans uyumluluğu veya empedans uygunluğu denir. Empedans uyumluluğunun sağlanabilmesi için, hat karakteristik empedans ile sonlandırılmalıdır. Teoride empedans uyumluluğu mümkün olmasına rağmen, pratikte daima bir miktar uyumsuzluk olur ve ilerleyen dalganın bir kısmı geri yansır.

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = |\Gamma| \cdot e^{j\varphi} \quad , -1 \leq \Gamma \leq 1 \quad (1.3)$$

$V^-$  : Yansıyan gerilim dalgası

$V^+$  : İlerleyen gerilim dalgası

Sonu açık-devre veya kısa-devre hatlarda ilerleyen dalganın tamamı geri yansır.

Sonu açık-devre hat

$$Z_L = \infty \Rightarrow \Gamma = 1$$

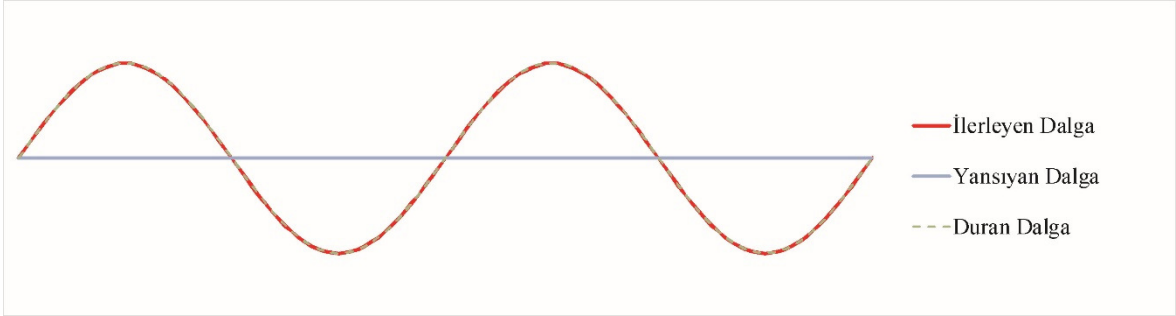
Sonu kısa-devre hat

$$Z_L = 0 \Rightarrow \Gamma = 1 \angle 180^\circ$$

Uyumlu hat

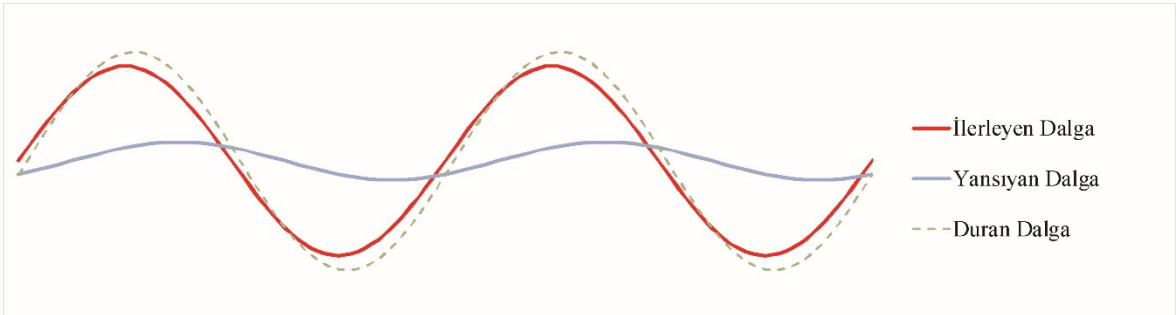
$$Z_L = Z_o \Rightarrow \Gamma = 0$$

Eğer bir sistemde empedans uygunluğu sağlanmamışsa, herhangi bir noktadan bakıldığında, ilerleyen ve yansıyan dalgaların birleşerek duran dalga oluşturduğu görülebilir. Şekil 1.4'te sonu karakteristik empedansla sonlandırılmış bir hattın, herhangi bir kesitindeki dalgalar görülmektedir.



Şekil 1.4.  $Z_L = Z_o, \Gamma = 0$  için iletim hattındaki dalgaların gösterimi

Empedans uygunluğu sağlanmamış, örneğin sonu  $Z_L = 63,4 + j18,7 \Omega$  empedansıyla sonlandırılmış bir iletim hattında Şekil 1.5'te gösterildiği gibi bir duran dalga oluşur.



Şekil 1.5.  $Z_L = 63,4 + j18,7 \Omega, \Gamma = 0,2 \angle 45^\circ$  için iletim hattındaki dalgaların gösterimi

Duran dalga oranı (DDO) ise iletim hattında gerilimin maksimum değerinin minimum değerine oranıdır [6] ve (1.4) bağıntısında gösterildiği gibi, empedans uygunluğu sağlanmış  $\Gamma = 0$  olan bir devrede  $DDO = 1$ 'dir.

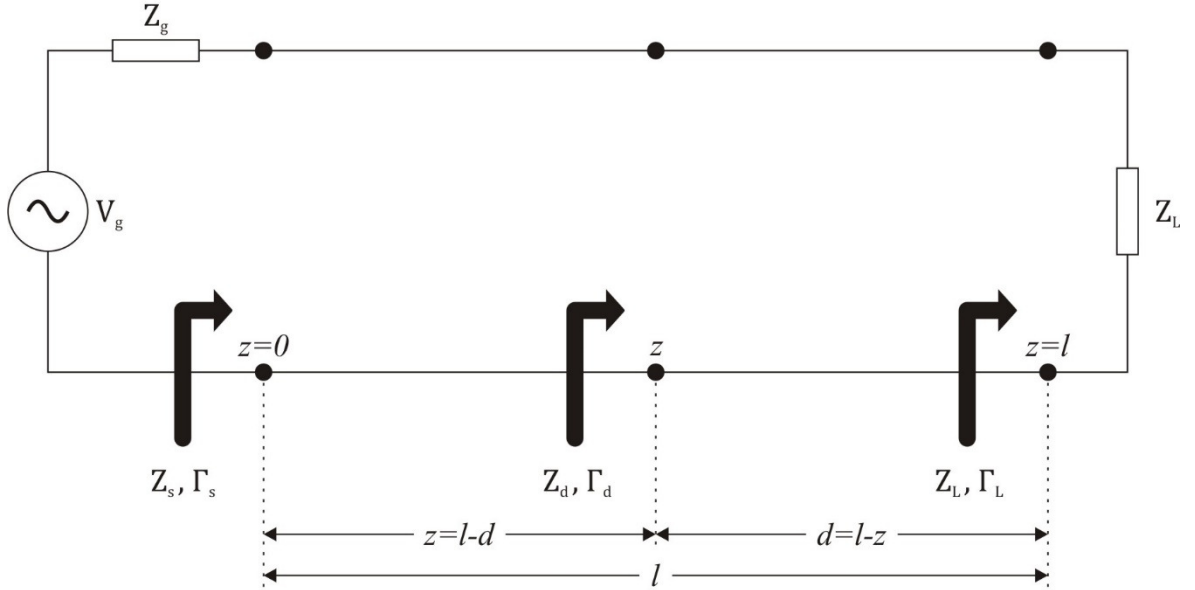
$$DDO = \frac{|V_{mak}|}{|V_{min}|} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad , 1 \leq DDO < \infty \quad (1.4)$$

### 1.5. Herhangi Bir Noktada Ölçülen Yansıma Katsayısı Cinsinden Hat Başı ve Hat Sonu Parametrelerinin Çıkarılması

Kayıplı bir iletim hattında, kaynaktan yüke doğru gidildikçe iletim hattı parametreleri ve frekansa bağlı olarak zayıflatma ve faz farkı oluşur. Bu durum, DA devrelerinde iletim hattından kaynaklı gerilim düşümüne benzetilebilir.

Hat başı, hat sonu veya analizin yapılmak istendiği noktadan, ölçüm işleminin mümkün olmadığı durumlarda, hattın herhangi bir noktasında ölçüm yapılabilir. Bu durumda iletim hattı parametreleri ve çalışılan frekans değeri kullanılarak, hat boyunca tüm noktadaki parametreler ölçüm işlemine gerek duyulmadan hesaplanabilir.

Şekil 1.6'da bir iletim hattı modeli görülmektedir. Ölçüm noktasından görülen yansıma katsayısına bağlı olarak, hattın diğer noktalarındaki yansıma katsayıları (1.5a-c) bağıntıları yardımıyla hesaplanabilir [7].



Şekil 1.6. İletim hattı modeli

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o}$$

$$\Gamma_s = \Gamma_d \cdot e^{-2\gamma z}$$

$$\Gamma_s = \Gamma_y \cdot e^{-2\gamma l}$$

$$\Gamma_d = \frac{Z_d - Z_o}{Z_d + Z_o}$$

$$\Gamma_d = \Gamma_s \cdot e^{2\gamma z}$$

$$\Gamma_d = \Gamma_y \cdot e^{-2\gamma(l-z)}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_s \cdot e^{2\gamma l}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_d \cdot e^{-2\gamma(z-l)}$$

(1.5a, 1.5b, 1.5c)



Hat başı ve hat sonu yansıma katsayılarını,  $z$  noktasında ölçülen yansıma katsayısı cinsinden yazalım.

$$\begin{aligned}\Gamma_s &= |\Gamma_s|e^{j\varphi_s} = \Gamma_d \cdot e^{-2\gamma z} = (|\Gamma_d|e^{j\varphi_d})e^{-2\gamma z} = (|\Gamma_d|e^{-2\alpha z})e^{j(\varphi_d-2\beta z)} \\ \Gamma_L &= |\Gamma_L|e^{j\varphi_L} = \Gamma_d \cdot e^{-2\gamma(z-l)} = (|\Gamma_d|e^{j\varphi_d})e^{-2\gamma(z-l)} = (|\Gamma_d|e^{-2\alpha(z-l)})e^{j(\varphi_d-2\beta(z-l))}\end{aligned}\quad (1.6a, 1.6b)$$

(1.6) eşitliklerinden yararlanarak hat başı, referans noktası ve hat sonu parametrelerini, ölçülen değerler cinsinden düzenleyelim.

$$\begin{array}{l} \Gamma_s = |\Gamma_s|e^{j\varphi_s} \\ |\Gamma_s| = |\Gamma_d|e^{-2\alpha z} \\ \varphi_s = \varphi_d - 2\beta z \\ Z_s = Z_o \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} \\ DDO_s = \frac{1 + |\Gamma_s|}{1 - |\Gamma_s|} \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} \Gamma_d = |\Gamma_d|e^{j\varphi_d} \\ |\Gamma_d| = \text{ÖLÇÜM} \\ \varphi_d = \text{ÖLÇÜM} \\ Z_d = Z_o \frac{1 + \Gamma_d}{1 - \Gamma_d} \\ DDO_d = \frac{1 + |\Gamma_d|}{1 - |\Gamma_d|} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \Gamma_L = |\Gamma_L|e^{j\varphi_L} \\ |\Gamma_L| = |\Gamma_d|e^{-2\alpha(z-l)} \\ \varphi_L = \varphi_d - 2\beta(z-l) \\ Z_L = Z_o \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \\ DDO_L = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \end{array}\quad (1.7a, 1.7b, 1.7c)$$

Tasarlanan mikrodalga devre analizöründe, (1.7) bağıntılarından yararlanılarak hesaplamalar yapılmaktadır.

## 1.6. Smith Abağı

İletim hatlarında karmaşık empedans ve değişen koşullarda devre analizini kolaylaştıran Smith Abağı, Philip H. Smith tarafından 1939 yılında geliştirilmiştir [5]. Özellikle bilgisayarların yeterince gelişmediği günlerde, hat analizlerinde mühendislerin yardımcısı olan abak, günümüzde dahi karmaşık empedans ve iletim hat problemlerinin yer aldığı mikrodalga elektroniğinde kullanılmakta ve birçok mikrodalga ölçüm cihazının ana şablonunu oluşturmaktadır.

Bu çalışma sonucunda gerçekleştirilen ölçüm cihazının, bilgisayar arayüz programında da kullanıldığı için Smith abağının oluşturulma denklemlerini inceleyelim [5].

Smith abağı normalize empedans çizgisi, sabit direnç daireleri ve sabit reaktans eğri-  
lerinden oluşur. Yük empedansı, karakteristik empedans ve yansıma katsayısı denklemleri-  
nin, analitik geometri denklemlerine benzetilmesi yoluyla çizilebilir.

(1.8) eşitliğiyle verilen normalize yük empedansı, yük empedansının, devrenin ka-  
rakteristik empedansına oranı olup, boyutsuz bir büyüklüktür.

$$z = \frac{Z_L}{Z_o} = \frac{R + jX}{Z_o} = r + jx = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (1.8)$$

Normalize empedansın reel ve sanal kısımlarını ayıralım.

$$\begin{aligned} r + jx &= \frac{1 - \Gamma_r + j\Gamma_i + \Gamma_r - \Gamma_r^2 + j\Gamma_r\Gamma_i + j\Gamma_i - j\Gamma_r\Gamma_i - \Gamma_i^2}{1 - \Gamma_r + j\Gamma_i - \Gamma_r + \Gamma_r^2 - j\Gamma_r\Gamma_i - j\Gamma_i + j\Gamma_r\Gamma_i + \Gamma_i^2} \\ &= \frac{1 + j2\Gamma_i - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{1 - 2\Gamma_r + \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2} \end{aligned} \quad (1.9)$$

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{\Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2}, \quad x = \frac{2\Gamma_i}{\Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2} \quad (1.10a, 1.10b)$$

(1.10a) denklemini daire denklemi haline getirelim.

$$r + r\Gamma_r^2 - 2r\Gamma_r + r\Gamma_i^2 = 1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 \quad (1.11a)$$

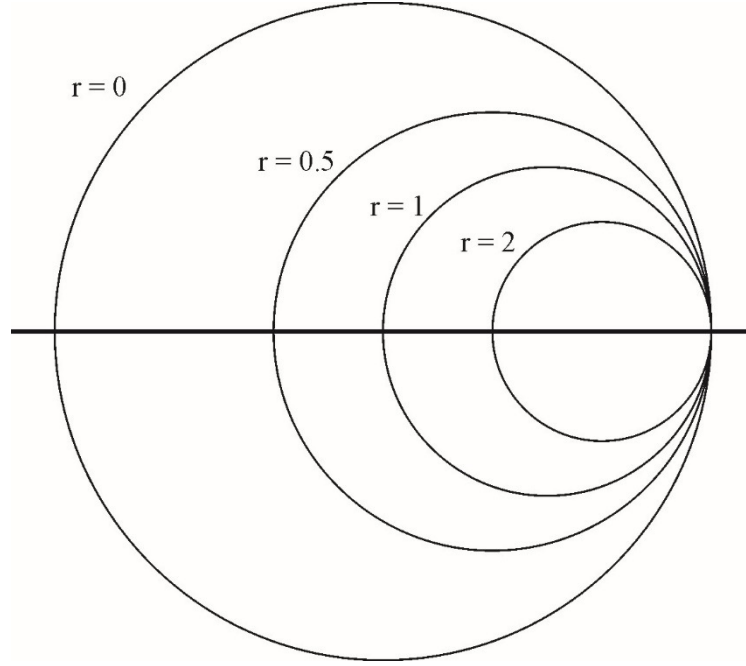
$$\Gamma_r^2(1 + r) + \Gamma_i^2(1 + r) - 2r\Gamma_r = 1 - r \quad (1.11b)$$

$$\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2 - \Gamma_r \frac{2r}{1 + r} = \frac{1 - r}{1 + r} \quad (1.11c)$$

$$\Gamma_r^2 - \Gamma_r \frac{2r}{r + 1} + \left(\frac{r}{r + 1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \frac{1 - r}{1 + r} + \left(\frac{r}{r + 1}\right)^2 \quad (1.11d)$$

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r + 1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{r + 1}\right)^2 \quad (1.12)$$

(1.12) denklemi  $\Gamma_r - \Gamma_i$  düzleminde, merkezi  $M\left(\frac{r}{r+1}, 0\right)$  ve yarıçapı  $\left(\frac{1}{r+1}\right)$  olan bir  
daire denklemdir. Şekil 1.7’de gösterilen ve değişken  $r$  değerlerine bağlı olarak çizilen bu  
dairelere, sabit direnç daireleri denir.



Şekil 1.7. Smith abağında sabit direnç daireleri

(1.10b) denklemini çember denklemi haline getirelim.

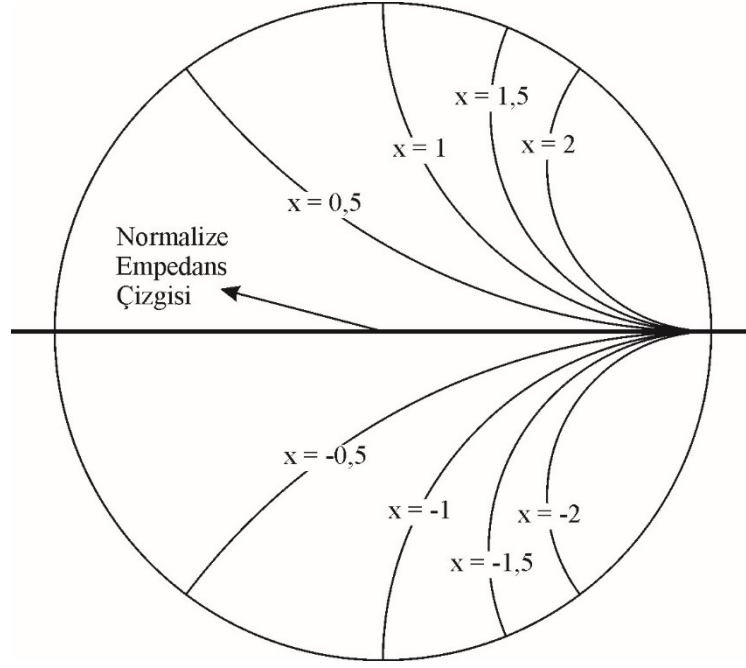
$$x = \frac{2\Gamma_i}{(\Gamma_r - 1)^2 + \Gamma_i^2} \quad (1.13a)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \Gamma_i^2 = \frac{2\Gamma_i}{x} - \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^2} \quad (1.13b)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \Gamma_i^2 - \frac{2\Gamma_i}{x} + \frac{1}{x^2} = \frac{1}{x^2} \quad (1.13c)$$

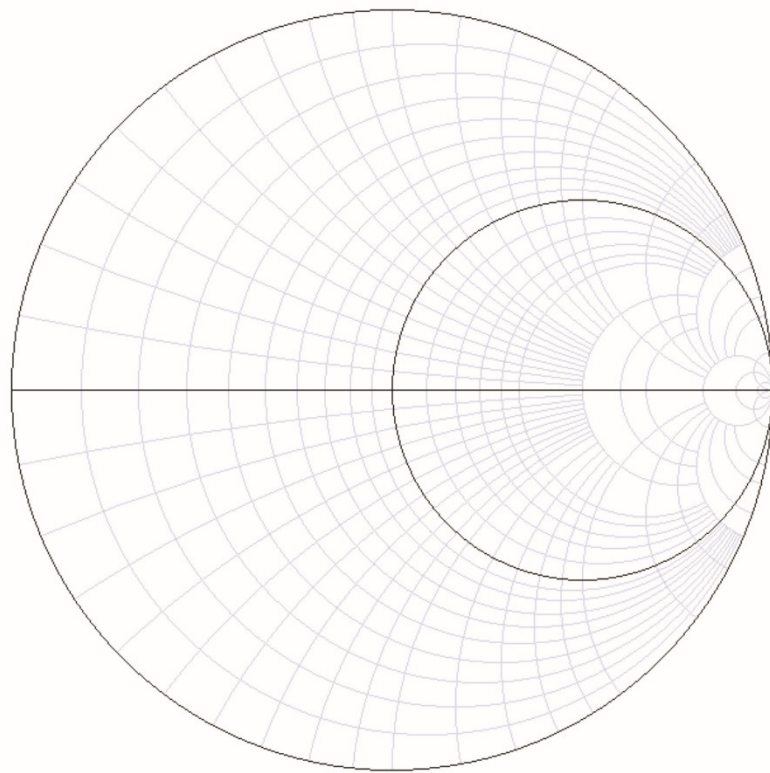
$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (1.14)$$

(1.14) denklemi  $\Gamma_r - \Gamma_i$  düzleminde, merkezi  $M\left(1, \frac{1}{\pm x}\right)$  ve yarıçapı  $\left(\frac{1}{\pm x}\right)$  olan bir daire denklemdir. Şekil 1.8'de gösterilen ve değişken  $x$  değerlerine bağlı olarak çizilen bu dairelere, sabit reaktans eğrileri denir.



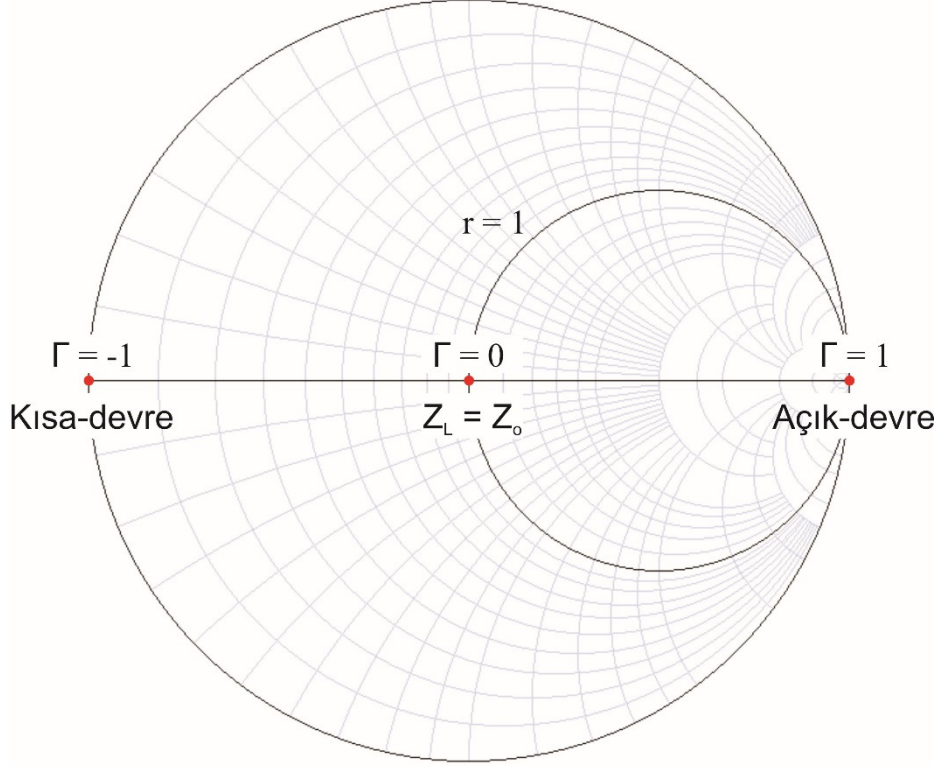
Şekil 1.8. Smith abağında sabit reaktans eğrileri

(1.12) ve (1.14) denklemleri kullanılarak, çalışmada gerçekleştirilen arayüz programında çizdirilen Smith abağı, Şekil 1.9'da verilmiştir.



Şekil 1.9. Arayüz programı tarafından çizilen Smith abağı

Abak üzerinde yansıma katsayısının 1,  $-1$  ve 0 olduğu noktalar Şekil 1.10'da gösterilmiştir. Şekilde gösterilen  $r = 1$  dairesi  $|Z_L| = |Z_0|$  koşulunu sağlayan yük empedanslarını göstermektedir.



Şekil 1.10. Abak üzerinde temel noktaların gösterilmesi

### 1.7. Saçılma (S) Parametreleri

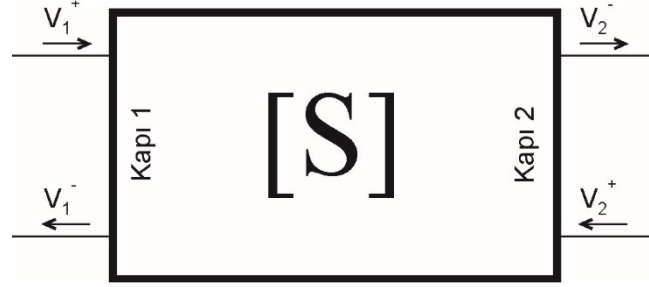
S parametreleri, bir mikrodalga devresinin davranışını, iç-yapısı veya hangi elektronik elemanlardan oluştuğu bilinmeden, matrisel yapıda gösteren bir yöntemdir. Diğer bir deyişle, kara kutu olarak tanımlanan devrenin geçiş denklemlerini içerir.



Şekil 1.11. n kapılı devre

Kara kutu, direnç, kondansatör gibi elemanlar olabileceği gibi; entegre yapıda da olabilir. Bir kara kutu, Şekil 1.11’de verildiği gibi bir veya daha fazla kapıya sahip olabilir. Mikrodalga devrelerde S parametreleri, herhangi bir kapıya gelen gerilimin (diğer kapılarda uygun sonlandırma yapılarak) aynı kapıdan yansıyan gerilime oranı olarak tanımlanır [6].

S parametrelerinin belirlenmesi için, kara kutunun her bir kapısına sabit bir frekansa dalga gönderilir ve diğer kapılardaki ilerleyen ve yansıyan dalgalar ölçülür. (1.15) matrisi ve (1.16) denklemleri Şekil 1.12’deki 2 kapılı devrenin S parametrelerini göstermektedir [6].



Şekil 1.12. 2-kapılı devrenin temsili gösterimi

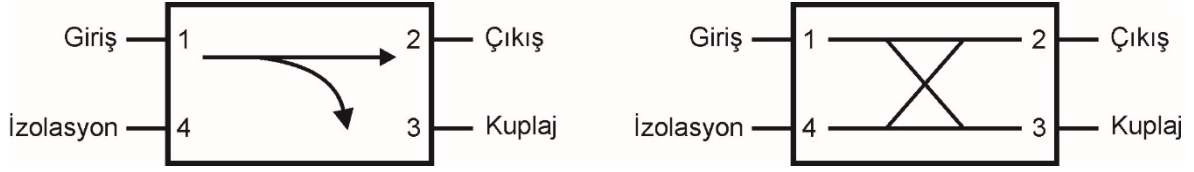
$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} V_1^- &= s_{11}V_1^+ + s_{12}V_2^+ \\ V_2^- &= s_{21}V_1^+ + s_{22}V_2^+ \end{aligned} \quad (1.15)$$

$$s_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}, \quad s_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0}, \quad s_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}, \quad s_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (1.16)$$

### 1.8. Yönlü Kuplör

Bir mikrodalga devresinde, iletim hattında ilerleyen ve yansıyan dalgaları örnekleyerek ölçmeye yarayan düzene kuplör (bağlaştırıcı, rabıta) denir. Kuplörler, AA elektrik devrelerinde kullanılan akım trafosuna benzetilebilir. Bir pusulanın akım geçen iletken tepki vermesi gibi, bir iletim hattında ilerleyen dalgalar da sadece iletken içerisinde veya yüzeyinde yer almaz; hava veya dielektrik üzerinden de yolunu tamamlayarak ortamda elektromanyetik alan oluşturur. Eğer ortamda başka bir düzen varsa, elektromanyetik dalgalar bu düzene kuple olurlar.

Bir kuplör, mikroşerit hat olabileceği gibi, trafo da olabilir. Mikroşerit kuplörlerin varlığı bize mikrodalga devrelerinde BDK tasarımının zorluğunu açıklar.



Şekil 1.13. Kuplörlerin şematik gösterimi

Kuplörler, 4 kapılı düzenlerdir. Şekil 1.13'te gösterilen kuplörde, 1 kapısından giren dalga, düşük bir zayıflatma ile 2 kapısından yoluna devam eder. Bu sırada yine belirli bir kuplaj oranı ile 3 kapısına kuple olur. 4 kapısı dekuplaj kapısı olup, genellikle izolasyon kapısı olarak kullanılır ve bu kapıda dâhili sonlandırma yapılır. Bu durumda kuplör 3 kapılı olarak düşünülür. Dâhili sonlandırma yapılmadığı durumlarda, 3 kapısı ilerleyen dalgayı, 4 kapısı ise yansıyan dalgayı örnekler. Aşağıda kuplörler ile ilgili temel tanımlar ve bağıntılar verilmiştir [6].

- Kuplaj katsayısı** : 1 kapısından ilerleyen dalganın 3 kapısına hangi oranda zayıflayarak kuple olduğunu tanımlar ( $K_C$ ) (Eşitlik 1.17).
- Anayol Kaybı** : Kuplörün ana hattı üzerinde, ne kadarlık bir zayıflatma olduğunu belirler (AYK) (Eşitlik 1.18)
- Yönelticilik** : Kuplaj ve dekuplaj kapıları arasındaki güç oranını belirler (Eşitlik 1.19).
- İzolasyon** : Kuplörün kapıları arasındaki kuplaj veya yalıtım durumunu belirler (Eşitlik 1.20).

$$P_3 = \frac{P_1}{K_C} \Rightarrow C = -10 \log \frac{P_3}{P_1} [dB] \quad (1.17)$$

$$K_{AY} : \text{Anayol kayıp katsayısı} \Rightarrow AYK = 10 \log \frac{P_1}{K_{AY}} [dB] \quad (1.18)$$

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} [dB] \quad (1.19)$$

$$I = C + D = 10 \log \frac{P_1}{P_3} + 10 \log \frac{P_3}{P_4} [dB] \quad (1.20)$$

Bir yönlü kuplörde, kuplörün mikrodalga devresine dâhil edilmesinden dolayı çıkış gücünde, giriş gücüne oranla zayıflama meydana gelir. Bu zayıflama, Araya Girme Kaybı (AGK) olarak tanımlanır. AGK, anayol kaybı ve kuplaj kapısından kaybedilen güçlerin toplamıdır. Çıkış gücünün, kayıplara bağlı ifadeleri (1.21) ve (1.22)'de verilmiştir.

$$P_2 = P_1 - \frac{P_1}{K_c} - \frac{P_1}{K_{AY}} \quad \Rightarrow \quad P_2 = P_1 \left(1 - \frac{1}{K_c}\right) - \frac{P_1}{K_{AY}} \quad (1.21)$$

$$P_2(dB) = P_1(dB) - 10 \log \left( \frac{K_c}{K_c - 1} \right) - AYK(dB) \quad (1.22)$$

(1.22) ifadesinden yararlanarak AGK, (1.23)'teki gibi tanımlanabilir.

$$AGK(dB) = -10 \log \left( \frac{K_c}{K_c - 1} \right) - AYK(dB) \quad (1.23)$$

Kuplaj katsayısının yeterince büyük olduğu durumlarda, kuplaj kapısından kaybedilen güç ihmal edilir; bu durumda  $AGK = AYK$  kabul edilerek (1.24)'teki gibi tanımlanır.

$$K_c \gg 1 \quad \Rightarrow \quad AGK(dB) = AYK(dB) = -10 \log \left( \frac{P_2}{P_1} \right) \quad (1.24)$$

İdeal bir kuplörde, kuplaj katsayısı sonlu bir değer, yönelticilik ve izolasyon sonsuz, tüm kapılar sisteme uyumlu (örneğin  $50 \Omega$ ) ve AGK 0'dır. Böyle bir kuplörde, kuplör dâhil olduğu sisteme hiçbir etki yapmadan, sistemden örnek alır. Ancak pratikte böyle bir durum söz konusu değildir ve kayıplar hesap edilmelidir.



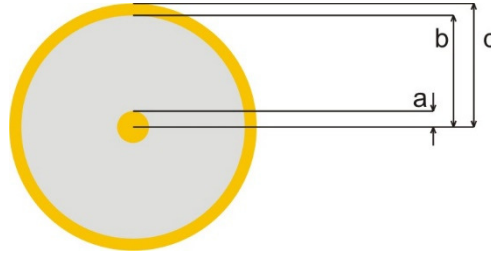
## 2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR, TARTIŞMA

### 2.1. Yapılan Teorik Çalışmalar

Bu bölümde, yapılan pratik çalışmada kullanılan teorik altyapının, çeşitli kaynaklardan yararlanılarak karşılaştırılması, tartışılması ve en az girdi esasına göre formüllerin sadeleştirilerek oluşturulması amaçlanmıştır.

#### 2.1.1. Koaksiyel Kablo Zayıflatma Hesabı

Koaksiyel kablolar için tanımlanan fiziksel parametreler Şekil 2.1’de gösterilmiştir.  $a$ , değeri iç iletken yarıçapı,  $b$  değeri yalıtkan(dielektrik) malzemenin yarıçapı,  $c$  değeri ise dış iletken yarıçapı olarak tanımlanır.



Şekil 2.1. Koaksiyel kabloda parametreler

Telgrafçılar denklemlerinden yola çıkılarak herhangi bir iletim hattının, karakteristik empedansı ve yayılım sabiti en genel haliyle (2.1a-b) bağıntılarında gösterilmiştir [2, 4, 6].

**Z** : İletim hattının birim uzunluğunun seri empedansı

**Y** : İletim hattının birim uzunluğunun paralel admitansı

$$Z_o = \sqrt{Z/Y} \quad , \quad \gamma = \sqrt{Z.Y} \quad (2.1a, 2.1b)$$

$$Z = R + j\omega L \quad [\Omega/m] \quad (2.2a)$$

$$Y = G + j\omega C \quad [S/m] \quad (2.2b)$$

(2.2) bağıntılarında belirtilen birincil hat parametreleri koaksiyel hatlar için aşağıdaki bağıntılarla tanımlanır [2, 4, 6].

$$R = \frac{1}{2\pi\delta_s\sigma_i} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad \delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_i \sigma_i}} \quad (2.3)$$

$$L = \frac{\mu_i \mu_o}{2\pi} \ln(b/a) \quad (2.4)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma_d}{\ln(b/a)} \quad (2.5)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_o}{\ln(b/a)} \quad (2.6)$$

(2.3-6) denklemlerinde geçen parametreler aşağıda açıklanmıştır.

<b>R</b> : Hattın birim uzunluktaki direnci	[ $\Omega/m$ ]
<b>L</b> : Hattın birim uzunluktaki endüktansı	[ $H/m$ ]
<b>G</b> : Hattın birim uzunluktaki iletkenliği	[ $S/m$ ]
<b>C</b> : Hattın birim uzunluktaki kapasitesi	[ $F/m$ ]
<b><math>\delta_s</math></b> : İletkenin deri kalınlığı	[ $m$ ]
<b>f</b> : Frekans	[ $Hz$ ]
<b><math>\sigma_i</math></b> : İletkenin öz-iletkenliği	[ $S/m$ ]
<b><math>\sigma_d</math></b> : Yalıtkanın (dielektrik) öz-iletkenliği	[ $S/m$ ]
<b><math>\mu_i</math></b> : İletkenin bağlı manyetik geçirgenliği	
<b><math>\mu_o</math></b> : Boşluğun manyetik geçirgenliği	[ $H/m$ ]
<b><math>\epsilon_r</math></b> : Yalıtkanın (dielektrik) bağlı elektrik geçirgenliği	
<b><math>\epsilon_o</math></b> : Boşluğun elektrik geçirgenliği	[ $F/m$ ]

### 2.1.1.1. Zayıflatma Hesabı (1. Yöntem)

(2.1a) denkleminde koaksiyel hat için verilen karakteristik empedansın ( $Z_o$ ) eşitliğini bulalım.

$$Z_o = \sqrt{Z/Y} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.7a)$$

$$Z_o = \frac{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)}{\sqrt{G^2 + (\omega C)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{G}\right)} \quad (2.7b)$$

$$= \sqrt{\frac{R^2 + (\omega L)^2}{G^2 + (\omega C)^2}} \angle \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{G}\right)}{2} \quad (2.7c)$$

İletim hattını az kayıplı olarak düşünürsek ( $\omega L \gg R$  ve  $\omega C \gg G$ ),

$$Z_o = \sqrt{\frac{(\omega L)^2}{(\omega C)^2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\frac{\mu_r \mu_o}{2\pi} \ln(b/a)}{\frac{2\pi \epsilon_r \epsilon_o}{\ln(b/a)}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o} \frac{1}{\epsilon_r}} \ln(b/a) \quad (2.7d)$$

$$Z_o \cong \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(b/a) \quad (2.8)$$

(2.8) denklemi birçok kaynakta koaksiyel kablolar için karakteristik empedans eşitliği olarak yer almaktadır [2, 4, 6]. Burada iletim hattının az kayıplı olduğu ve bu sebeple  $\omega L \gg R$  ve  $\omega C \gg G$  koşulunun kabul edildiği unutulmamalıdır.

Koaksiyel kablolar için zayıflatma ifadelerini ( $\alpha$ ) ve faz sabitini ( $\beta$ ), (2.1b) bağıntısında verilen yayılım sabitinden ( $\gamma$ ) yola çıkarak bulalım.

$$\gamma = \sqrt{Z \cdot Y} \quad (2.9a)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.9b)$$

$$(R + j\omega L)(G + j\omega C) = (\alpha + j\beta)^2 \quad (2.9c)$$

$$RG + j\omega RC + j\omega GL - \omega^2 LC = \alpha^2 + j2\alpha\beta - \beta^2 \quad (2.9d)$$

(2.9d) denkleminde reel ve sanal kısımları eşitleyelim.

$$\omega RC + \omega GL = 2\alpha\beta \quad ve \quad RG - \omega^2 LC = \alpha^2 - \beta^2 \quad (2.10a, 2.10b)$$

Faz sabitinin ( $\beta$ ), dielektrik ortamda hareket eden bir elektromanyetik dalganın faz hızı ( $v_p$ ) cinsinden eşitliğini bulalım.

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \quad (2.11a)$$

$$\mu_r = \mu_{bakır} = 1 \quad \Rightarrow \quad v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.11b)$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} \quad \Rightarrow \quad \beta = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} \quad (2.12)$$

(2.10a) denkleminde yerine koyalım.

$$\omega RC + \omega GL = 2\alpha \frac{\omega\sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} \quad (2.13)$$

$$RC + GL = \frac{2\alpha\sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} \quad \Rightarrow \quad \alpha = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{RC}{2} + \frac{GL}{2} \right) \quad (2.14)$$

(2.15) denkleminde RC ve GL ifadelerini ayıralım.

$$\left. \begin{aligned} \alpha_i &= \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{RC}{2} \right) \\ \alpha_d &= \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{GL}{2} \right) \end{aligned} \right\} \alpha = \alpha_i + \alpha_d \quad (2.15)$$

(2.15) denklemlerinde  $\alpha_i$  ifadesi iletkenlik zayıflatması ve  $\alpha_d$  dielektrik zayıflatmasıdır [2, 4, 6]. Bu ifadeleri (2.3-6) denklemlerinde verilen birincil parametrelerin eşitliklerinden yararlanarak çözelim.

$$\alpha_i = \frac{c_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{RC}{2} \right) = \frac{Rc_o}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{2\pi\varepsilon_o\varepsilon_r}{\ln(b/a)} \right) \times \frac{60}{60} \quad (2.16a)$$

$$= 60Rc_o \frac{\pi\varepsilon_o}{\frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln(b/a)} = 60R \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}} \cdot \frac{\pi\varepsilon_o}{Z_o} = \frac{60\pi R}{\sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} Z_o} = \frac{60\pi R}{120\pi Z_o} \quad (2.16b)$$

$$\alpha_i = \frac{R}{2Z_o} \quad (2.17)$$

$$\alpha_d = \frac{c_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{GL}{2} \right) = \frac{Gc_o}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \left( \frac{\mu_o\mu_i}{2\pi} \ln(b/a) \right) \times \frac{60}{60} \quad (2.18a)$$

$$= \frac{Gc_o}{2.60} \cdot \frac{\mu_o\mu_i}{2\pi} \cdot \left( \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln(b/a) \right) = \frac{G}{2.120\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}} \mu_o Z_o \quad (2.18b)$$

$$= \frac{G}{2.120\pi} \cdot \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} Z_o = \frac{G}{2.120\pi} \cdot 120\pi \cdot Z_o \quad (2.18c)$$

$$\alpha_d = \frac{GZ_o}{2} \quad (2.19)$$

(2.17) ve (2.19) eşitliklerinin çözümünde, az kayıplı hatlar için geçerli (2.8) yaklaşık eşitliğinde verilen  $Z_o$  ifadesinden yararlanıldığına dikkat edilmelidir.  $\alpha_d$  ve  $\alpha_i$  zayıflatmalarını frekansa bağımlı hale getirelim [2, 4, 6].

$$R = \frac{1}{2\pi\delta_s\sigma_i} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \text{ ve } \delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_i \sigma_i}} \text{ için,} \quad (2.20a)$$

$$R = \frac{\sqrt{\pi f \mu_i \sigma_i}}{2\pi\sigma_i} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (2.20b)$$

$\mu_i = \mu_o\mu_r$ ;  $\mu_r = \mu_{bakır} = 1$  olduğuna göre,

$$R = \frac{\sqrt{\pi f \mu_i \sigma_i}}{2\pi\sigma_i} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) = \frac{\sqrt{\pi f \mu_i}}{2\pi\sqrt{\sigma_i}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) = \frac{\sqrt{\pi f \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}}{2\pi\sqrt{\sigma_i}} \left( \frac{1 + \frac{b}{a}}{b} \right) \quad (2.20c)$$

$$R = \frac{\sqrt{f}}{\sqrt{\sigma_i}} \sqrt{10^{-7}} \left( \frac{1 + \frac{b}{a}}{b} \right) \Omega/m \quad (2.21)$$

(2.17) eşitliğinde yerine koyalım.

$$\alpha_i = \frac{R}{2Z_o} = \frac{\sqrt{f \cdot 10^{-7}}}{\sqrt{\sigma_i}} \cdot \frac{1}{2bZ_o} \cdot \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \quad (2.22a)$$

$$= \frac{\sqrt{f} \sqrt{10^{-7}}}{2b\sqrt{\sigma_i}} \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{60} \cdot \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \cdot \frac{1}{\ln(b/a)} \quad (2.22b)$$

$$= \left( \frac{\sqrt{10^{-7}}}{2 \times 60} \right) \sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\sigma_i}} \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \left( \frac{1}{b \cdot \ln(b/a)} \right) \quad [Np/m] \quad (2.22c)$$

$$= \left( \frac{\sqrt{10^{-7}}}{2 \times 60} \cdot 10 \log e^2 \right) \sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\sigma_i}} \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \left( \frac{1}{b \cdot \ln(b/a)} \right) \quad [dB/m] \quad (2.22d)$$

$$\alpha_i = 22.9 \times 10^{-6} \sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\sigma_i}} \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \left( \frac{1}{b \ln(b/a)} \right) \quad [dB/m] \quad (2.23)$$

$$k_1 = 22.9 \times 10^{-6} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\sigma_i}} \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \left( \frac{1}{b \ln(b/a)} \right) \quad \text{için,} \quad (2.24)$$

$$\alpha_i = k_1 \sqrt{f} \quad [dB/m] \quad (2.25)$$

$$\alpha_d = \frac{GZ_o}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi\sigma}{\ln(b/a)} \cdot \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(b/a) \quad (2.26a)$$

$$= \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{2\pi f}{\omega} \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{\epsilon_o}{\epsilon_o} = 120\pi^2 \sqrt{\epsilon_r} f \epsilon_o \cdot \left( \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \right) \quad [Np/m] \quad (2.26b)$$

$$= (120\pi^2 \epsilon_o \times 10 \log e^2) \sqrt{\epsilon_r} f \cdot \tan \delta \quad [dB/m] \quad (2.26c)$$

$$\alpha_d = 91 \times 10^{-9} \sqrt{\epsilon_r} f \tan \delta \quad [dB/m] \quad (2.27a)$$

$$k_2 = 91 \times 10^{-9} \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta \quad \text{için,} \quad (2.27b)$$

$$\alpha_d = k_2 f \quad [dB/m] \quad (2.28)$$

(2.27) ifadelerinde geçen  $\tan \delta$  değeri, kayıp tanjantı veya kayıp faktörü olarak bilinir. Bu durumda  $\alpha$  ve  $\beta$  değerlerinin son hali aşağıdaki gibi olur [3].

$$\alpha = \alpha_i + \alpha_d = k_1 \sqrt{f} + k_2 f \quad [dB/m] \quad (2.29a)$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} \quad [rad/m] \quad (2.29b)$$

### 2.1.1.2. Zayıflatma Hesabı (2. Yöntem)

Bu kısımda, daha az girdiye bağlı ve daha sade bir çözüm öne sürülmüştür. Bu yöntem için öncelikle, (2.21) eşitliğinde verilen  $R$  değerini;  $f$ : [MHz],  $a, b$ : [mm] ve  $R$ : [ $\Omega$ ] için sadeleştiririm.

$$R = \frac{\sqrt{f}}{\sqrt{\sigma_i}} \sqrt{10^{-7}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) = \frac{\sqrt{10^{-7}}}{\sqrt{5,96 \cdot 10^7}} \cdot \sqrt{f \cdot 10^6} \cdot 10^3 \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (2.30a)$$

$$R = 0,041 \sqrt{f} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (2.30b)$$

$$R_a = 0,041 \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad \Rightarrow \quad R = R_a \sqrt{f} \quad (2.31)$$

(2.9a) eşitliğinde verilen yayılım sabiti ifadesini fazörel gösterimle tekrar çözelim.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta = A \angle B \quad (2.32a)$$

$\omega C \gg G$  kabul edilirse,

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(j\omega C)} = \sqrt{j\omega RC - \omega^2 LC} \quad (2.32b)$$

$$= \sqrt[4]{(\omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2} \angle \frac{\tan^{-1}\left(-\frac{\omega RC}{\omega^2 LC}\right) + \pi}{2} = A \angle B \quad (2.32c)$$

(2.32c) eşitliğinde  $B$  değerini, trigonometrik eşitliklerden yararlanarak sadeleştirelim.

$$B = \frac{\tan^{-1}\left(-\frac{R}{\omega L}\right) + \pi}{2} = \frac{-\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(-\frac{\omega L}{R}\right) + \pi}{2} = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) + \frac{\pi}{2}}{2} \quad (2.32d)$$

$$A = \sqrt[4]{(\omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2} \quad B = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) + \frac{\pi}{2}}{2} \quad (2.33a, 2.33b)$$

(2.33b) denklemini (2.31) ifadesinde verilen  $R$  değeri ve  $f$ : [MHz],  $L$ : [nH] ve  $R$ : [ $\Omega$ ] birimleri için sadeleştirelim.

$$B = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{2\pi f L}{R \cdot 10^3}\right) + \frac{\pi}{2}}{2} \quad (2.34a)$$

$$= \frac{\tan^{-1}\left(\frac{2\pi f L \cdot 10^{-3}}{R_a \sqrt{f}}\right) + \frac{\pi}{2}}{2} = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{2\pi L \cdot 10^{-3}}{R_a} \sqrt{f}\right) + \frac{\pi}{2}}{2} \quad (2.34b)$$

$$P = \frac{2\pi L \cdot 10^{-3}}{R_a} \quad \Rightarrow \quad B = \frac{\tan^{-1}(P\sqrt{f}) + \frac{\pi}{2}}{2} \quad (2.35)$$

(2.32a) eşitliğinden  $\alpha$  ve  $\beta$  değerlerini çekelim.

$$\gamma = \alpha + j\beta = A \angle B \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} \alpha &= A \cdot \cos B & [Np/m] \\ \beta &= A \cdot \sin B & [rad/m] \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\beta = A \cdot \sin B = \frac{\omega}{v_p} \quad \Rightarrow \quad A = \frac{\omega}{v_p \sin B} \quad (2.37)$$

Bu durumda  $\alpha$  ve  $\beta$  değerlerinin son hali aşağıdaki gibi olur.



$$\alpha = A \cdot \cos B \cdot 8,686 \quad [dB/m] \quad (2.38a)$$

$$\beta = A \cdot \sin B \quad [rad/m] \quad (2.38b)$$

### 2.1.1.3. Zayıflatma Hesabı (Tartışma)

Herhangi bir noktada ölçülen yansıma katsayısı cinsinden, istenen herhangi bir noktadaki yansıma katsayısı, aşağıda verilen (2.39) bağıntıları ile hesaplanır.

$$\begin{aligned} \Gamma_s &= |\Gamma_s| e^{j\varphi_s} = \Gamma_d \cdot e^{-2\gamma z} = (|\Gamma_d| e^{j\varphi_d}) e^{-2\gamma z} = (|\Gamma_d| e^{-2\alpha z}) e^{j(\varphi_d - 2\beta z)} \\ \Gamma_L &= |\Gamma_L| e^{j\varphi_L} = \Gamma_d \cdot e^{-2\gamma(z-l)} = (|\Gamma_d| e^{j\varphi_d}) e^{-2\gamma(z-l)} = (|\Gamma_d| e^{-2\alpha(z-l)}) e^{j(\varphi_d - 2\beta(z-l))} \end{aligned} \quad (2.39a, 2.39b)$$

(2.39) eşitliklerinin, yapılması planlanan cihaz tarafından yazılımsal olarak hızlı ve sade biçimde uygulanabilmesi için  $\alpha$  ve  $\beta$  ifadelerinin en az girdi esasına göre düzenlenmesi gerekmektedir. Bu durumda;

(2.29) bağıntılarında verilen 1. yöntem kullanılarak  $\alpha$  ve  $\beta$  ifadelerinin yazılımsal olarak hesaplanabilmesi için, cihaz yazılımına girilmesi gereken parametreler her kablo türü için  $k_1$ ,  $k_2$  ve  $v_p$  değerleri olmak üzere toplam 3 adettir.

(2.38) bağıntılarında verilen 2. yöntem kullanılarak  $\alpha$  ve  $\beta$  ifadelerinin hesaplanabilmesi için ise,  $P$  katsayısı ve  $v_p$  olmak üzere toplam 2 adet parametre cihaz yazılımına girilmelidir.

Her iki yöntemde de bağıntıların son durumlarına kadar tüm hesaplamalar, tasarımcı tarafından yapılır ve her kablo türüne ait katsayılar oluşturulur. Bu katsayıların kullanıldığı son bağıntılar ise cihaz yazılımı tarafından uygulanır. Yazılımda matematiksel ifadeler hem kod satırı hem de işlem süresi açısından önem teşkil eder. Bu sebeple matematiksel ifadelerin sadeleştirilmesi iyi bir tasarım için gereklidir.

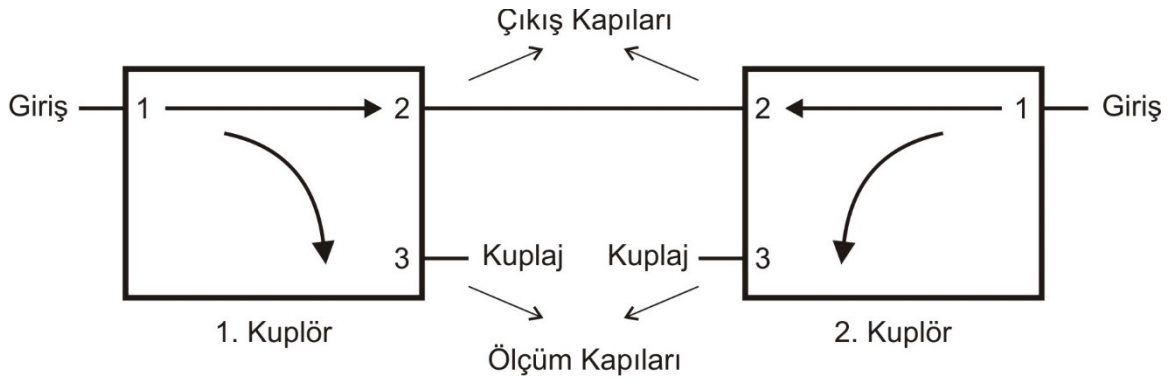
Girilmesi gereken kablo parametreleri (sabitler) ne kadar az olursa, cihazın dâhili veya harici kayıt birimlerinde de o derece az yer kaplar. Bu durum ise ileride yapılacak geliştirmeler için daha geniş bir hafıza alanına imkân tanır.

### 2.1.2. Çift-Yönlü Kuplör İçin Saçılma Parametrelerinin Çıkarılması

Bir yönlü kuplörün dekaplaj kapısında dâhili sonlandırma yapılması suretiyle 3-kapılı yönlü kuplör oluşur. 3-kapılı bir yönlü kuplörde sadece kuplörün bağlı olduğu yöndeki ilerleyen dalgalardan örnek alınabilir.

İki adet 3-kapılı yönlü kuplörün ana hatları kaskat, çıkış kapıları ise birbirine bağlı olacak şekilde birleştirilmesiyle oluşan yönlü kuplöre ise çift-yönlü kuplör (dual-directional coupler) denir.

Şekil 2.2’de çift-yönlü kuplörün oluşturulma ve kullanılma şeması verilmiştir.



Şekil 2.2. Çift-yönlü kuplör

Şekilde verilen 1. kuplör ilerleyen dalgayı, 2. kuplör ise yansıyan dalgayı örnekler. Çift-yönlü kuplör (dual-directional coupler), iki yönlü kuplör (bi-directional coupler) ile karıştırılmamalıdır [8] (21, 2015).

3-kapılı bir mikrodalga eleman için saçılma parametreleri matrisi  $[S]$ , aşağıdaki gibi tanımlanır [6].

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} \quad (2.39a)$$

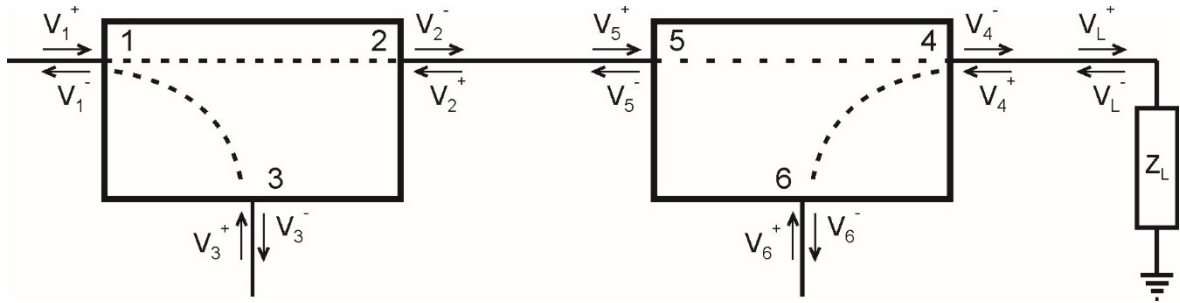
Yukarıda verilen matriste 1 kapısı yönlü kuplörün giriş, 2 kapısı çıkış ve 3 kapısı kuplaj kapısıdır.

3-kapılı bir yönlü kuplör için S parametreleri matrisi dB cinsinden de verilebilir. Bu durumda (2.39a) matrisi değerleri aşağıdaki gibi verilir.  $RL_1, RL_2$  ve  $RL_3$ , ilgili kapılara ait geri dönüş kayıplarıdır (RL: Geri Dönüş Kaybı – Return Loss).

$$[S]_{dB} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -RL_1 & -AGK & -C \\ -AGK & -RL_2 & -I \\ -C & -I & -RL_3 \end{bmatrix} \quad (2.39b)$$

### 2.1.2.1. S Parametrelerinin Birleştirilmesi

3-kapılı yönlü kuplör için verilen S parametreleri matrisinden (2.39) yararlanarak, özdeş ( $[S_1]=[S_2]$ ) iki adet 3-kapılı yönlü kuplörün birleştirilmesiyle oluşturulan ve Şekil 2.3'te gösterilen çift-yönlü kuplör için S parametrelerini hesaplayalım.



Şekil 2.3. Çift yönlü kuplör ve ilerleyen/yansıyan gerilim dalgalarının gösterimi

$$[S1] = [S2] \quad (2.40a)$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \begin{bmatrix} V_4^- \\ V_5^- \\ V_6^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4^+ \\ V_5^+ \\ V_6^+ \end{bmatrix} \quad (2.40b)$$

2-5 yolu kayıpsız ve eş fazlı düşünülürse ( $V_2^- = V_5^+$  ve  $V_2^+ = V_5^-$ );

$$V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{12}V_2^+ + s_{13}V_3^+ \quad (2.41a)$$

$$V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{12}(s_{21}V_4^+ + s_{22}V_5^+ + s_{23}V_6^+) + s_{13}V_3^+ \quad (2.41b)$$

$$V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{13}V_3^+ + s_{12}s_{23}V_6^+ + s_{12}s_{21}V_4^+ + (s_{12}s_{22}V_5^+) \quad (2.41c)$$

$$V_3^- = s_{31}V_1^+ + s_{32}V_2^+ + s_{33}V_3^+ \quad (2.42a)$$

$$V_3^- = s_{31}V_1^+ + s_{32}(s_{21}V_4^+ + s_{22}V_5^+ + s_{23}V_6^+) + s_{33}V_3^+ \quad (2.42b)$$

$$V_3^- = s_{31}V_1^+ + s_{33}V_3^+ + s_{32}s_{23}V_6^+ + s_{32}s_{21}V_4^+ + (s_{32}s_{22}V_5^+) \quad (2.42c)$$

$$V_6^- = s_{31}V_4^+ + s_{32}V_5^+ + s_{33}V_6^+ \quad (2.43a)$$

$$V_6^- = s_{31}V_4^+ + s_{32}(s_{21}V_1^+ + s_{22}V_2^+ + s_{23}V_3^+) + s_{33}V_6^+ \quad (2.43b)$$

$$V_6^- = s_{32}s_{21}V_1^+ + s_{32}s_{23}V_3^+ + s_{33}V_6^+ + s_{31}V_4^+ + (s_{32}s_{22}V_2^+) \quad (2.43c)$$

$$V_4^- = s_{11}V_4^+ + s_{12}V_5^+ + s_{13}V_6^+ \quad (2.44a)$$

$$V_4^- = s_{11}V_4^+ + s_{12}(s_{21}V_1^+ + s_{22}V_2^+ + s_{23}V_3^+) + s_{13}V_6^+ \quad (2.44b)$$

$$V_4^- = s_{12}s_{21}V_1^+ + s_{12}s_{23}V_3^+ + s_{13}V_6^+ + s_{11}V_4^+ + (s_{12}s_{22}V_2^+) \quad (2.44c)$$

(2.41-2.44) denklemlerinden yararlanarak çift-yönlü kuplör için S parametreleri matrisini yazalım.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_3^- \\ V_6^- \\ V_4^- \\ V_2^- \\ V_5^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{13} & s_{12}s_{23} & s_{12}s_{21} & s_{12}s_{22} & 0 \\ s_{31} & s_{33} & s_{32}s_{23} & s_{32}s_{21} & s_{32}s_{22} & 0 \\ s_{32}s_{21} & s_{32}s_{23} & s_{33} & s_{31} & 0 & s_{32}s_{22} \\ s_{12}s_{21} & s_{12}s_{23} & s_{13} & s_{11} & 0 & s_{12}s_{22} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_3^+ \\ V_6^+ \\ V_4^+ \\ V_5^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$s_{32}s_{22} = \sim 0$  ihmal edilirse,

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_3^- \\ V_6^- \\ V_4^- \\ V_2^- \\ V_5^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{13} & s_{12}s_{23} & s_{12}s_{21} & s_{12}s_{22} & 0 \\ s_{31} & s_{33} & s_{32}s_{23} & s_{32}s_{21} & 0 & 0 \\ s_{32}s_{21} & s_{32}s_{23} & s_{33} & s_{31} & 0 & 0 \\ s_{12}s_{21} & s_{12}s_{23} & s_{13} & s_{11} & 0 & s_{12}s_{22} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_3^+ \\ V_6^+ \\ V_4^+ \\ V_5^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Matrisel biçimden yararlanarak denklemleri tekrar yazalım.

$$V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{13}V_3^+ + s_{12}s_{23}V_6^+ + s_{12}s_{21}V_4^+ + s_{12}s_{22}V_5^+ \quad (2.47a)$$

$$V_3^- = s_{31}V_1^+ + s_{33}V_3^+ + s_{32}s_{23}V_6^+ + s_{32}s_{21}V_4^+ \quad (2.47b)$$

$$V_6^- = s_{32}s_{21}V_1^+ + s_{32}s_{23}V_3^+ + s_{33}V_6^+ + s_{31}V_4^+ \quad (2.47c)$$

$$V_4^- = s_{12}s_{21}V_1^+ + s_{12}s_{23}V_3^+ + s_{13}V_6^+ + s_{11}V_4^+ + s_{12}s_{22}V_2^+ \quad (2.47d)$$

3 ve 6 nolu kapılara bağlanarak, bu kapılardaki ilerleyen dalgaları ölçen dedektörler sisteme uyumlu ise; ( $Z_{L3} = Z_{L6} = Z_0 \Rightarrow V_3^+ = 0$  ve  $V_6^+ = 0$ )

$$V_1^- = s_{31}V_1^+ + s_{32}s_{21}V_4^+ + s_{12}s_{22}V_5^+ \quad (2.48a)$$

$$V_3^- = s_{31}V_1^+ + s_{32}s_{21}V_4^+ \quad (2.48b)$$

$$V_6^- = s_{32}s_{21}V_1^+ + s_{31}V_4^+ \quad (2.48c)$$

$$V_4^- = s_{12}s_{21}V_1^+ + s_{11}V_4^+ + s_{12}s_{22}V_2^+ \quad (2.48d)$$

(2.40) matrislerinden ve  $V_2^+ = V_5^-$  kabulünden yararlanarak (2.48a) ve (2.48d) denklemlerinde yer alan  $V_2^+$  ve  $V_5^+$  ifadelerinin eşitliğini bulalım.

$$\begin{aligned} V_2^+ = V_5^- &= s_{21}V_4^+ + s_{22}V_5^+ + s_{23}V_6^+ \\ &= s_{21}V_4^+ + s_{22}V_2^- \\ &= s_{21}V_4^+ + s_{22}(s_{21}V_1^+ + s_{22}V_2^+ + s_{23}V_3^+) \end{aligned} \quad (2.49a)$$

$$V_2^+ = \frac{s_{21}}{1 - s_{22}^2}V_4^+ + \frac{s_{21}s_{22}}{1 - s_{22}^2}V_1^+ \quad (2.49b)$$

(2.48d) denkleminde yerine koyalım.

$$V_4^- = s_{12}s_{21}V_1^+ + s_{11}V_4^+ + s_{12}s_{22}\left(\frac{s_{21}}{1 - s_{22}^2}V_4^+ + \frac{s_{21}s_{22}}{1 - s_{22}^2}V_1^+\right) \quad (2.50a)$$

$$V_4^- = \left(s_{12}s_{21} + \frac{s_{12}s_{21}s_{22}^2}{1 - s_{22}^2}\right)V_1^+ + \left(s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}s_{22}}{1 - s_{22}^2}\right)V_4^+ \quad (2.50b)$$

$$a = \left(s_{12}s_{21} + \frac{s_{12}s_{21}s_{22}^2}{1 - s_{22}^2}\right) \quad \text{ve} \quad b = \left(s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}s_{22}}{1 - s_{22}^2}\right) \quad (2.51a, 2.51b)$$

$V_5^+$  ifadesi de benzer şekilde çözüldüğünde, (2.48a) ve (2.48d) denklemlerinin son hali aşağıdaki gibi olur.

$$V_1^- = bV_1^+ + aV_4^+ \quad (2.52a)$$

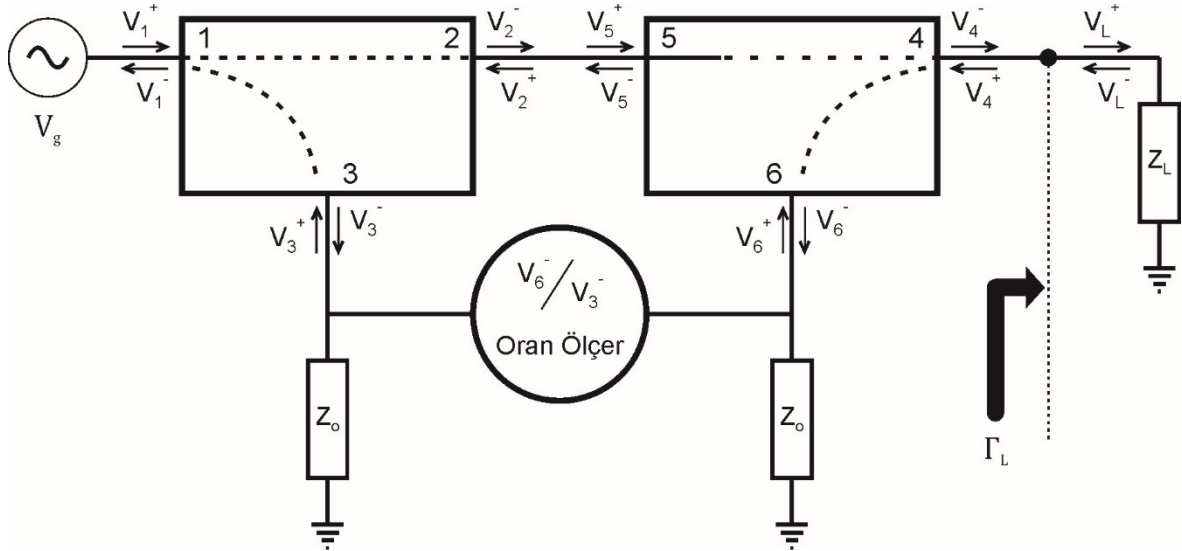
$$V_4^- = aV_1^+ + bV_4^+ \quad (2.52b)$$

Buna göre S matrisini tekrar yazarsak,

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_3^- \\ V_6^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & a \\ s_{31} & s_{32}s_{21} \\ s_{32}s_{21} & s_{31} \\ a & b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_4^+ \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

### 2.1.2.2. Oran Ölçer Tarafından Ölçülen Değerin S Parametreleri Cinsinden İfadesinin Çıkarılması

Çalışmada gerçekleştirilmek istenen oran ölçerin, mikrodalga devreye bağlantısı Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Oran ölçerin, 3 ve 6 nolu kapılardan çıkan dalgaların oranını alacağı düşünüldüğünde;  $V_6^- / V_3^-$  oranının ve çift-yönlü kuplörün çıkış kapısından yüke doğru görülen yansıma katsayısının ( $\Gamma_L$ ), bu oran cinsinden değerinin hesaplanması gerekmektedir.



Şekil 2.4. Oran ölçerin sisteme bağlantısı

(2.54a) formülü ve (2.53) matrisinden yararlanarak herhangi bir empedans ile sonlandırılmış hat için yansıyan gerilim dalgasını hesaplayalım;

$$\Gamma_L = \frac{V_L^-}{V_L^+} = \frac{V_4^-}{V_4^+} \quad (2.54a)$$

$$V_4^- = aV_1^+ + bV_4^+ \quad (2.54b)$$

$$\frac{V_4^+}{\Gamma_L} = aV_1^+ + bV_4^+ \quad (2.54c)$$

$$V_4^+ = \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} V_1^+ \quad (2.54d)$$

(2.54d) denkleminde bulunan  $V_4^+$  ifadesini  $V_6^-$  ve  $V_3^-$  eşitliklerinde yerine koyalım

$$V_6^- = s_{32}s_{21}V_1^+ + s_{31}V_4^+ = \left( s_{32}s_{21} + \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} s_{31} \right) V_1^+ \quad (2.55a)$$

$$V_3^- = s_{31}V_1^+ + s_{32}s_{21}V_4^+ = \left( s_{31} + \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} s_{32}s_{21} \right) V_1^+ \quad (2.55b)$$

(2.55) eşitliklerinde elde edilen ifadeleri oranlarsak, oran ölçerde ölçülecek değer ( $M$ ) aşağıdaki gibi bulunur.

$$M = \frac{V_6^-}{V_3^-} = \frac{s_{32}s_{21} + \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} s_{31}}{s_{31} + \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} s_{32}s_{21}} \quad (2.56)$$

Karakteristik empedans ile sonlandırılmış hat için;  $Z_L = Z_0 \Rightarrow \Gamma_L = 0$

$$M = \frac{s_{32}s_{21}}{s_{31}} \quad (2.57)$$

Sonu açık-devre hat için;  $Z_L = \infty \Rightarrow \Gamma_L = 1$

$$M = \frac{s_{32}s_{21} + \frac{a}{1-b} s_{31}}{s_{31} + \frac{a}{1-b} s_{32}s_{21}} \quad (2.58)$$

Sonu kısa-devre hat için;  $Z_L = 0 \Rightarrow \Gamma_L = -1$

$$M = \frac{s_{32}s_{21} - \frac{a}{1+b}s_{31}}{s_{31} - \frac{a}{1+b}s_{32}s_{21}} \quad (2.59)$$

(2.56-59) denklemlerinden yararlanarak oran ölçerde farklı yük (çıkış) empedansları için bulunan ifadeler Tablo 2.1'de gösterilmiştir.

Tablo 2.1. Farklı yük empedansları için oran ölçerde ölçülecek değerler

	$Z_L = Z_X$	$Z_L = Z_0$	Açık Devre	Kısa Devre
<b>M</b>	$\frac{s_{32}s_{21} + \frac{a}{\Gamma_L - b}s_{31}}{s_{31} + \frac{a}{\Gamma_L - b}s_{32}s_{21}}$	$\frac{s_{32}s_{21}}{s_{31}}$	$\frac{s_{32}s_{21} + \frac{a}{1-b}s_{31}}{s_{31} + \frac{a}{1-b}s_{32}s_{21}}$	$\frac{s_{32}s_{21} - \frac{a}{1+b}s_{31}}{s_{31} - \frac{a}{1+b}s_{32}s_{21}}$

Yönlü kuplörün 4 nolu kapısından yüke doğru görülen yansıma katsayısının ( $\Gamma_L$ ), oran ölçer tarafından ölçülen değer ( $M$ ) cinsinden eşitliğini bulalım. (2.56) ifadesinde  $\Gamma_L$  içeren kısma  $K$  dersek,

$$K = \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} \Rightarrow M = \frac{s_{32}s_{21} + Ks_{31}}{s_{31} + Ks_{32}s_{21}} \quad (2.60a)$$

$$Ms_{31} + MKs_{32}s_{21} = s_{32}s_{21} + Ks_{31} \quad (2.60b)$$

$$K = \frac{s_{32}s_{21} - Ms_{31}}{Ms_{32}s_{21} - s_{31}} = \frac{a}{\frac{1}{\Gamma_L} - b} \quad (2.60c)$$

$$\frac{1}{\Gamma_L} = \frac{a(Ms_{32}s_{21} - s_{31})}{s_{32}s_{21} - Ms_{31}} + b \quad (2.60d)$$



$$\Gamma_L = \left( \frac{a(Ms_{32}s_{21} - s_{31})}{s_{32}s_{21} - Ms_{31}} + b \right)^{-1} \quad (2.61)$$

### 2.1.3. Üç Noktalı Kalibrasyon Denklemleri

Bu bölüme kadar anlatılan ve hesaplanan parametreler dışında yüksek frekans devrelerinde hesaplanması neredeyse mümkün olmayan hatalar bulunur. Çünkü yapılan her türlü müdahale devre parametrelerinde değişikliğe sebep olur. Daha önce de belirtildiği gibi empedans uygunluğu sadece teoride mümkündür ve mikrodalga devrelerde her zaman bir miktar yansıma olacaktır.

Empedans uygunluğu dışında kuplörlerin yönelticiliklerinin (D) pratikte sonsuz olması da ölçüm işleminde kararsızlığa sebep olur. Bu sebeple tüm ölçüm cihazlarında olduğu gibi mikrodalga ölçüm cihazlarında da kalibrasyon (ölçümleme) işlemine gerek duyulur.

Ölçüm cihazlarında kalibrasyon işlemi, değeri bilinen büyüklüklerin ölçüm sonuçları ile gerçek değerleri arasındaki hata denklemlerinin çözülmesi ve bu çözümlerin her ölçümde kullanılması olarak tanımlanabilir.

Mikrodalga devrelerde kalibrasyon işlemi ise genellikle açık-devre, kısa-devre ve omik yük üzerinden yapılır. Omik yük genelde sistemin karakteristik empedansıdır. Üç noktalı kalibrasyon işlemi için kullanılan çözüm matrisi ve denklemi (2.62)'de verilmiştir (22 ve 23, 2015).

$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$  gerçek (bilinen) değerler ve  $\Gamma_{m1}, \Gamma_{m2}, \Gamma_{m3}$  kalibrasyon yapılmamış durumda ölçülen değerler olmak üzere,

$$\begin{bmatrix} \Gamma_1 & 1 & -\Gamma_{m1}\Gamma_1 \\ \Gamma_2 & 1 & -\Gamma_{m2}\Gamma_2 \\ \Gamma_3 & 1 & -\Gamma_{m3}\Gamma_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{m1} \\ \Gamma_{m2} \\ \Gamma_{m3} \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} \Gamma_{m1} &= K_1\Gamma_1 + K_2 - K_3\Gamma_{m1}\Gamma_1 \\ \Gamma_{m2} &= K_1\Gamma_2 + K_2 - K_3\Gamma_{m2}\Gamma_2 \\ \Gamma_{m3} &= K_1\Gamma_3 + K_2 - K_3\Gamma_{m3}\Gamma_3 \end{aligned} \quad (2.62)$$

Kalibrasyon işlemi için ölçüm cihazının 3 bilinen değerde vermiş olduğu ölçüm sonuçları alınır ve denklemlerde yerine yazılır. (2.62) 3-bilinmeyenli denklemleri çözülerek  $K_1, K_2$  ve  $K_3$  katsayıları bulunur.

Kalibrasyon işlemi yapıldıktan sonra ise her ölçüm işleminde, kayıt altında tutulan  $K_1$ ,  $K_2$  ve  $K_3$  katsayıları (2.63) eşitliğinde yerine konularak gerçek değer hesaplanır.

$$\Gamma_{gerçek} = \frac{\Gamma_{ölçülen} - K_2}{K_1 - K_3 \cdot \Gamma_{ölçülen}} \quad (2.63)$$

Üç noktalı kalibrasyon işleminde hataların  $K_1$ ,  $K_2$  ve  $K_3$  katsayıları cinsinden tanımları aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} E_D = K_2 & \quad \mathbf{E}_D : \text{Yönelticilik hatası} \\ E_S = -K_3 & \quad \mathbf{E}_S : \text{Kaynak uyumsuzluğu hatası} \\ E_R = K_1 - K_2 K_3 & \quad \mathbf{E}_R : \text{Yansıma katsayısı izleme hatası} \end{aligned}$$

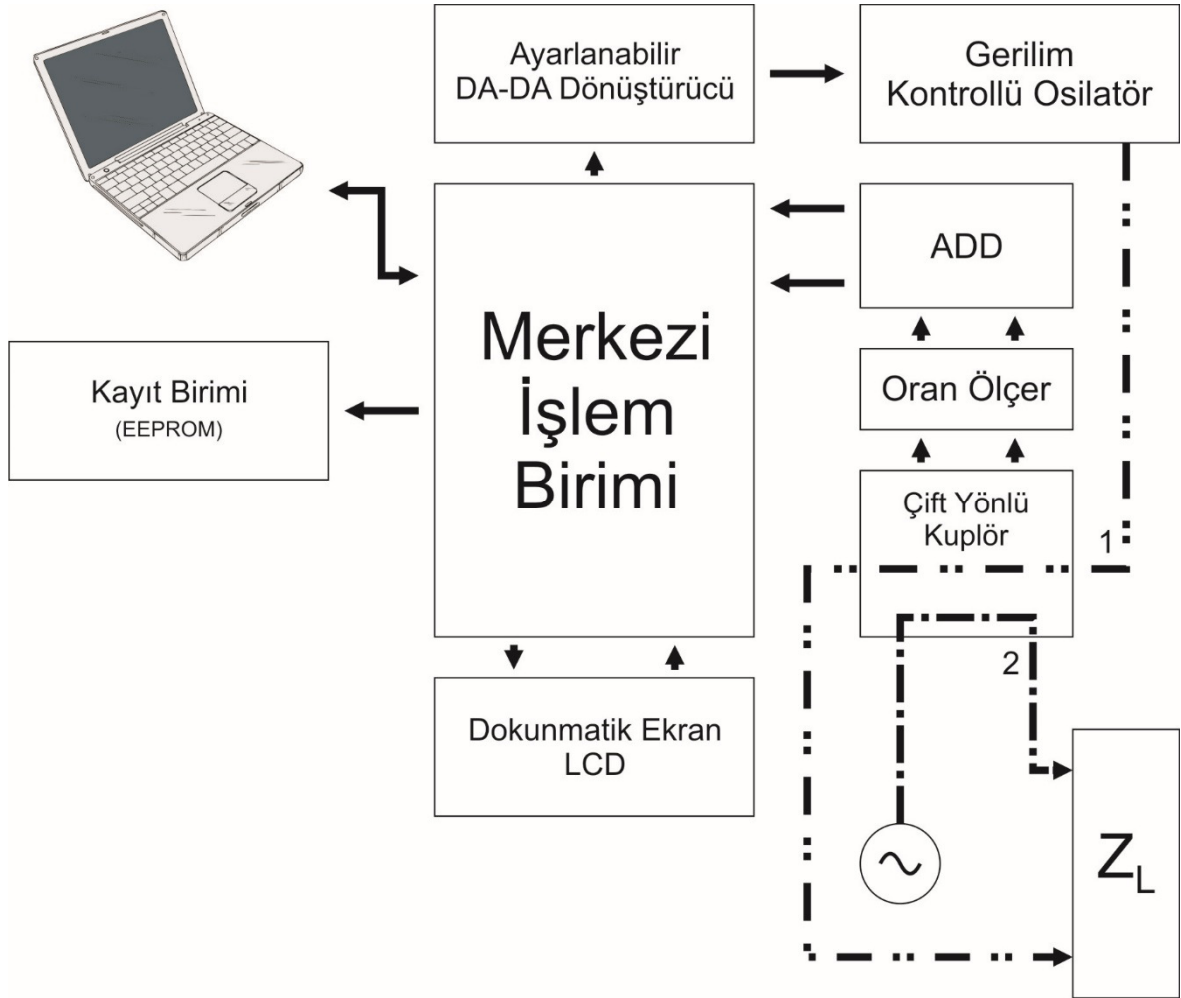
İdeal bir ölçüm cihazı için hata değerleri aşağıdaki gibi olup, ölçüm sonucu, ölçülen büyüklüğün gerçek değerine eşittir.

$$\left. \begin{array}{l} E_D \rightarrow 0 \\ E_S \rightarrow 0 \\ E_R \rightarrow 1 \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} K_1 \rightarrow 1 \\ K_2 \rightarrow 0 \\ K_3 \rightarrow 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \Gamma_{gerçek} = \Gamma_{ölçülen}$$

Kalibrasyon işleminin, çalışılan tüm frekanslar için ayrı ayrı yapılması gerektiği unutulmamalıdır.

## 2.2. Yapılan Pratik Çalışmalar

Çalışmada 400 MHz ile 1.3 GHz arasında ölçüm yapabilen, dâhili ayarlanabilen frekans üretici bulunan bir mikrodalga devre analizörü gerçekleştirilmiştir. Ayrıca geliştirilen bilgisayar arayüz programı ile birlikte cihaz kalibrasyonu ve ölçülen değerlerin Smith abağı üzerinde gösterilmesi sağlanmıştır. Sistemin genel blok diyagramı Şekil 2.5'te verilmiştir.



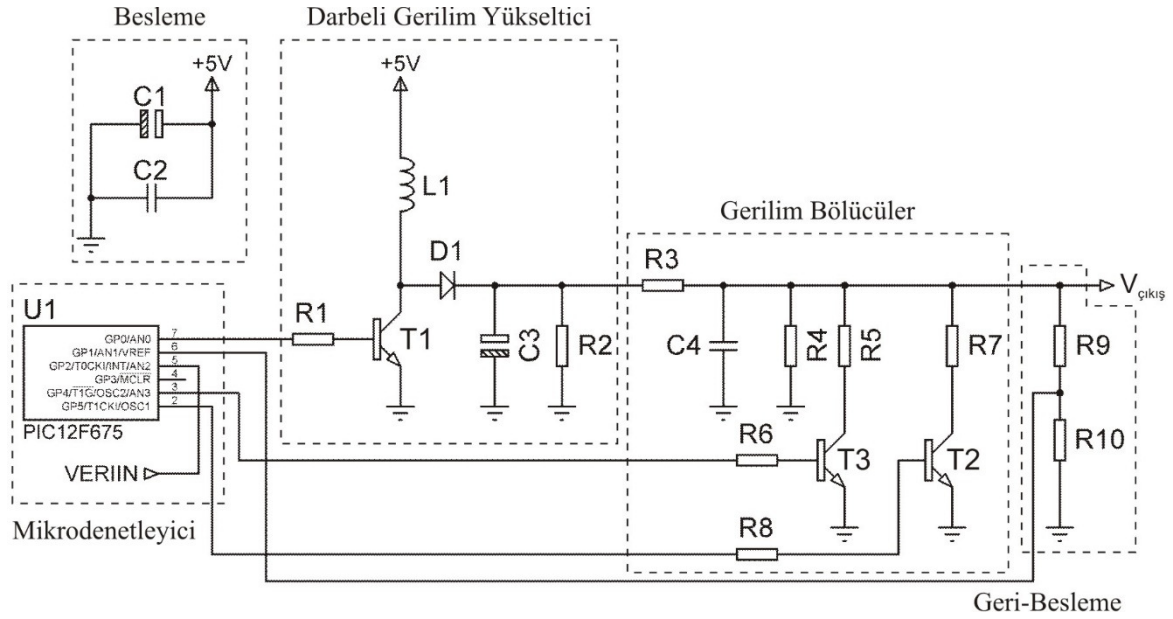
Şekil 2.5. Sistemin genel blok diyagramı

Şekilde kesik çizgilerle gösterilen kısımlar koaksiyel hatlar olup, kullanıcı tarafından dâhili frekans üreticiden gelen mikrodalgaya göre yük analizi yapabileceği gibi (1. Yol) harici bir kaynak kullanılarak da (2. Yol) analiz yapılabilmektedir.

### 2.2.1. Ayarlanabilir DA-DA Dönüştürücü

DA-DA dönüştürücünün sistemdeki görevi, gerilim kontrollü osilatör için gerekli ayar gerilimini üretmektir. Dönüştürücü devre, mikrodenetleyici, darbeleri gerilim yükseltici, anahtarlamalı gerilim bölücüler ve geri-besleme kısımlarından oluşmaktadır.

İlgili devre şeması Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6. Ayarlanabilir DA-DA dönüştürücü devre şeması

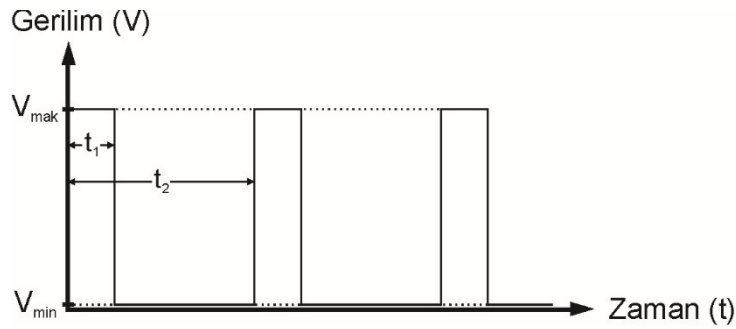
#### 2.2.1.1. Darbeleri Gerilim Yükseltici (DGY)

Temel bir darbeleri gerilim yükseltici (step-up dönüştürücü) kondansatör, diyot, bobin, besleme kaynağı, anahtarlama elemanı ve bir anahtarlayıcı elemandan oluşur. Bir gerilim yükseltici DA-DA dönüştürücüde temel kural, çıkış geriliminin her zaman giriş geriliminden büyük olmasıdır.

Anahtarlama elemanı ( $T_1$ ) kapandığında  $L_1$  bobini besleme gerilimi ile dolar. Anahtarlama elemanı açıldığında ise  $L_1$  bobininde depolanan enerji,  $D_1$  diyodu üzerinden  $C_3$  kondansatörünü doldurur. Bu durumda  $C_3$  kondansatörünü dolduran gerilim, besleme geriliminden büyüktür. Çünkü ilk durumdaki bobin kutuplanması ile ikinci durumdaki kutuplanma terstir.  $D_1$  diyodu, kondansatörde depolanan gerilimin  $T_1$  transistörü üzerinden boşalmasını önler (24, 2015).

Anahtar açık olduğu durumda  $L_1$  bobinindeki gerilim belirli bir zaman sabitiyle boşalacağı için, çıkış gerilimini belirleyen etken  $T_1$  transistörünün anahtarlama frekansındır.

Dönüştürücüde bir diğer durum ise çıkış akımıdır. Çıkış akımı, transistöre uygulanan kare dalganın doluluk oranına bağlıdır. Doluluk oranı, Şekil 2.7’de grafiksel olarak gösterilmiş ve ilgili bağıntı (2.64)’te verilmiştir. Doluluk oranı arttıkça çıkış akımı artar ancak bu akım artışı tüm sistemin çekmiş olduğu akımı artırırken, kaynak gerilimini ve dolayısıyla  $L_1$  bobininin besleme gerilimini de değiştirir. Bu değişken durum hesaplanmamış olup, deneysel olarak sonuçlar elde edilmiştir.

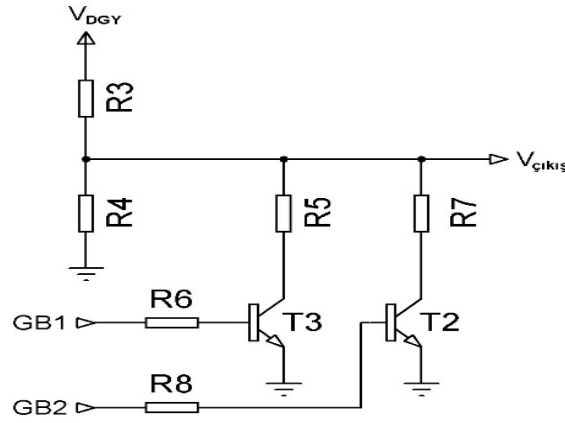


Şekil 2.7. Doluluk oranının grafiksel gösterimi

$$\text{Doluluk Oranı (\%)} = \frac{t_1}{t_2} \times 100 \quad (2.64)$$

### 2.2.1.2. Gerilim Bölücüler

Bir DGY’de, dönüştürücünün çıkış gerilimi her zaman, devrenin besleme gerilimden büyük veya eşit olmalıdır ( $V_{DGY} \geq V_{CC}$ ). Dolayısıyla çıkış geriliminin en küçük değeri 5V’dir. Ancak çalışmada kullanılan GKO (gerilim kontrollü osilatör) için gerekli giriş gerilimi aralığı 0-20 V’dir [9]. Bu durumda, 5V değerinden daha küçük gerilimleri üretebilmek için, gerilim bölücülere ihtiyaç duyulmuştur. Tasarlanan gerilim bölücü devrenin şeması Şekil 2.8’de verilmiştir.



Şekil 2.8. Anahtarlamalı gerilim bölücü

Anahtarlamalı gerilim bölücünün çalışmasında, mikrodenetleyici tarafından gönderilen lojik değerlere bağlı olarak (GB1 ve GB2) 4 farklı çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Bu durumlar  $R_3 = 1k\Omega$ ,  $R_4 = 22k\Omega$ ,  $R_5 = 500\Omega$ ,  $R_7 = 150\Omega$  değerleri ve  $V_g = V_{DGY}$  için Tablo 2.2’de verilmiştir.

Tablo 2.2. GB1, GB2 lojik bilgilerine göre gerilim bölücü çıkışları

GB1	GB2	Çıkış Gerilimi	
0	0	$V_{\text{çıkış}} = \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) V_g$	$V_{\text{çıkış}} = 0,957 \cdot V_g$
0	1	$V_{\text{çıkış}} = \left( \frac{(R_4 // R_7)}{R_3 + (R_4 // R_7)} \right) V_g$	$V_{\text{çıkış}} = 0,130 \cdot V_g$
1	0	$V_{\text{çıkış}} = \left( \frac{(R_4 // R_5)}{R_3 + (R_4 // R_5)} \right) V_g$	$V_{\text{çıkış}} = 0,328 \cdot V_g$
1	1	$V_{\text{çıkış}} = \left( \frac{(R_4 // R_5 // R_7)}{R_3 + (R_4 // R_5 // R_7)} \right) V_g$	$V_{\text{çıkış}} = 0,102 \cdot V_g$

### 2.2.1.3. Geri-Besleme

GKO’nun çıkış frekansı kararlılığı için, ayarlanabilir DA-DA dönüştürücünün çıkışından geri-besleme alınması ve mikrodenetleyici tarafından değerlendirilerek kararlı bir çıkış gerilimi elde edilmesi gerekmektedir. Ancak mikrodenetleyici ADD (analog dijital dönüştürücü) girişi 5V besleme gerilimi değerinden büyük olmamalıdır. Bu sebeple çıkış gerilimi, Şekil 2.6’da gösterilen  $R_9$  ve  $R_{10}$  dirençlerinden oluşan gerilim bölücü ile birlikte örneklenir.

#### 2.2.1.4. Mikrodenetleyici

12F675 adlı mikrodenetleyici, merkezi işlem biriminden asenkron iletişim [20] yoluyla almış olduğu bilgilere göre, DA-DA dönüştürücü anahtarlama frekansını ( $f_{DGY}$ ), doluluk oranını ve dönüştürücü çıkış gerilimini ( $V_{DGY(çıkış)}$ ) ayarlar. Mikrodenetleyici yazılımı *Assembly* dilinde yazılmıştır. Böylece GKO için gerekli 0-20V değerleri arası ayarlanabilir DA-DA dönüştürücü gerçekleştirilmiş olur ( $V_{DGY(çıkış)} = V_{GKO(ayar)}$ ).

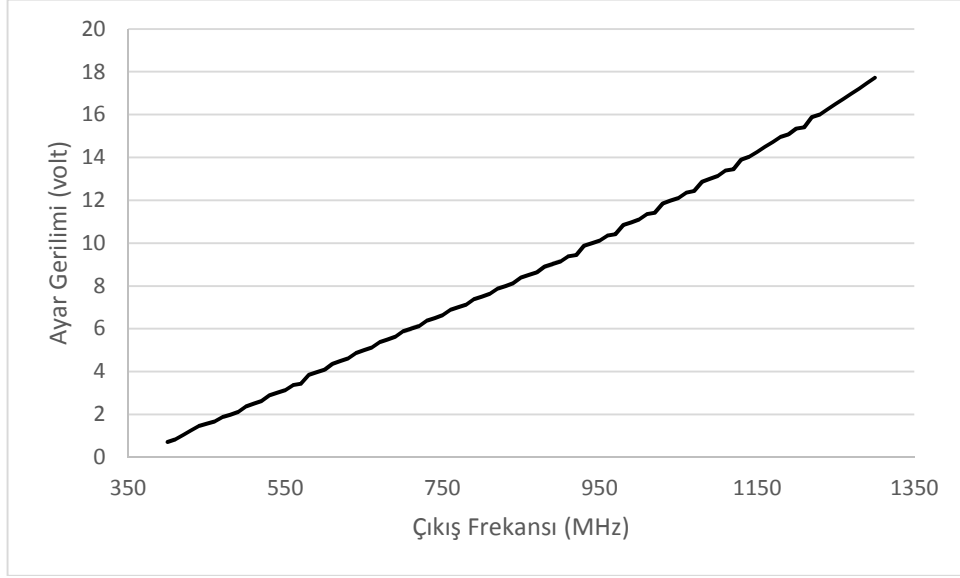
#### 2.2.2. Gerilim Kontrollü Osilatör (GKO)

Sistemde gerilim kontrollü osilatör olarak, yurtdışı menşeli *Mini-Circuits* firması tarafından üretilen ROS-1300+ kullanılmıştır. GKO, giriş gerilimine ( $V_{VCO(ayar)}$ ) bağlı olarak çıkışında 400-1300 MHz frekans aralığında mikrodalga üretir. Tablo 2.3, deneyler sonucu elde edilen ayarlanabilir DA-DA dönüştürücü gerilimi ve GKO çıkışı arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Yapılan çalışmada 10 MHz aralıklarla çıkış frekansı üretilebilmektedir. (Dolu ve Boş değerleri, kare-dalganın gecikmeye bağlı sayısal uzunluklarıdır)

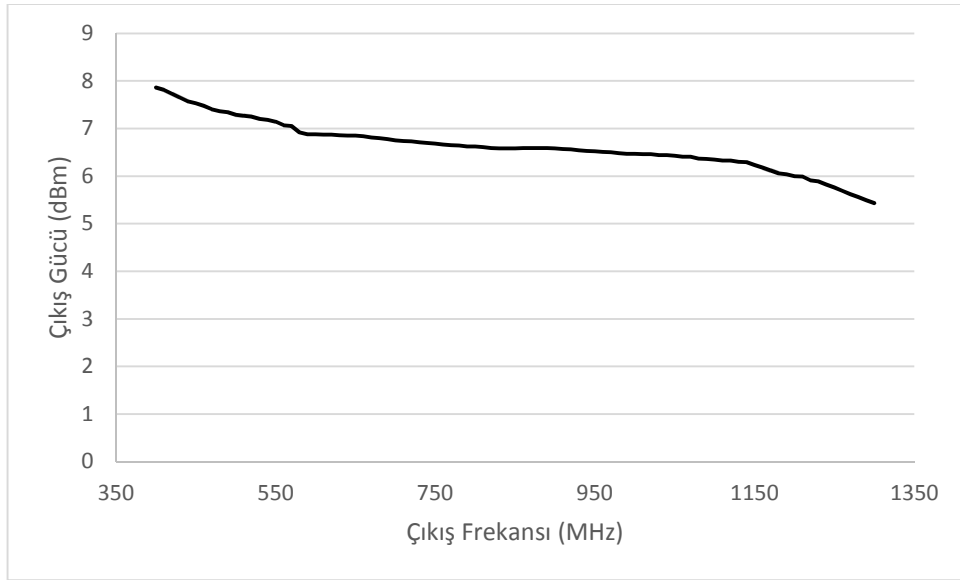
Tablo 2.3. 50 MHz aralıklarla GKO çıkış değerleri

Frekans	GB2	GB1	Dolu	Boş	Oran	V <sub>ayar</sub>	Çıkış Gücü
400 MHz	1	1	1	250	% 0,40	0,72 V	7,86 dBm
450 MHz	1	0	1	34	% 2,94	1,57 V	7,53 dBm
500 MHz	0	1	1	152	% 0,66	2,38 V	7,29 dBm
550 MHz	0	1	1	55	% 1,82	3,14 V	7,14 dBm
600 MHz	0	1	4	62	% 6,45	4,13 V	6,88 dBm
650 MHz	0	1	5	44	% 11,36	5,00 V	6,85 dBm
700 MHz	0	1	6	34	% 17,65	5,88 V	6,75 dBm
750 MHz	0	1	6	21	% 28,57	6,63 V	6,68 dBm
800 MHz	0	0	1	189	% 0,53	7,50 V	6,62 dBm
850 MHz	0	0	1	136	% 0,74	8,39 V	6,58 dBm
900 MHz	0	0	1	102	% 0,98	9,15 V	6,58 dBm
950 MHz	0	0	1	79	% 1,27	10,11 V	6,52 dBm
1000 MHz	0	0	1	63	% 1,59	11,10 V	6,47 dBm
1050 MHz	0	0	1	51	% 1,96	12,11 V	6,43 dBm
1100 MHz	0	0	1	40	% 2,50	13,13 V	6,35 dBm
1150 MHz	0	0	1	31	% 3,23	14,26 V	6,23 dBm
1200 MHz	0	0	1	24	% 4,17	15,35 V	6,00 dBm
1250 MHz	0	0	1	19	% 5,26	16,49 V	5,76 dBm
1300 MHz	0	0	1	14	% 7,14	17,72 V	5,43 dBm

Deneysel olarak elde edilmiş ayar gerilimi ( $V_{ayar}$ ) ile çıkış frekansı arasındaki ilişkiyi gösterir grafik Şekil 2.9'da, değişken çıkış frekanslarındaki çıkış güçleri grafiği ise Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9. Çıkış frekansının ayar gerilimine bağlı değişimi



Şekil 2.10. Çıkış gücünün çıkış frekansına bağlı değişimi

GKO devresinin çıkışında da kullanılan mikroşerit hat hesabı Bölüm 2.2.3.1'de açıklanmıştır.



### 2.2.3. Çift-Yönlü Kuplör

Sistemde çift-yönlü kuplör (dual-directional coupler) olarak, yurtdışı menşeli *Mini-Circuits* firması tarafından üretilen DBTC-9-4+ kullanılmıştır. DBTC-9-4+, 3-kapılı bir kuplör olup, iki adet kullanılarak çift-yönlü kuplör oluşturulmuştur [10].

#### 2.2.3.1. Mikroşerit Hat Hesabı

Gerçekleştirilen çalışmada, GKO çıkışı, çift-yönlü kuplör ve oran ölçer devrelerinde mikroşerit hatlar kullanılmıştır. Çalışmada yer alan ve Bölüm 1.3.3'te teorik altyapısı anlatılan mikroşerit hatların tasarımı için, öncelikle BDK yapımı için kullanılacak çift taraflı bakır plaketin dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) deneysel olarak tespit edilmiştir. Yapılan bu tespit için gerçekleştirilen deney aşağıda açıklanmıştır.

1) Kondansatörün ( $C$ ) temel bağıntısından  $\epsilon_r$  ifadesinin çekilmesi:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad \Rightarrow \quad \epsilon_r = \frac{C \cdot d}{\epsilon_0 \cdot A} \quad (2.65)$$

$\epsilon_0$  : Boşluğun elektrik geçirgenliği  $[F/m]$

$d$  : Dielektrik malzemenin kalınlığı  $[m]$

$A$  : Dielektrik malzemenin yüzey alanı  $[m^2]$

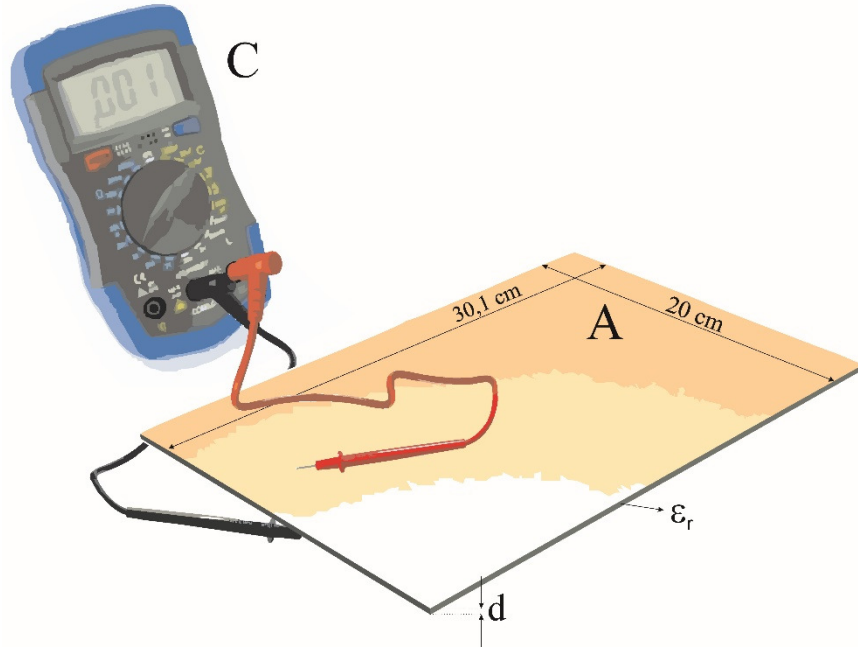
2) Yüzey alanı ölçülen bakır plaketin kondansatör değerinin ölçülmesi:

$A = 20 \times 30,1 \text{ cm}^2$  için ölçülen kondansatör değeri,  $C_{ölçülen} = 1,749 \text{ nF}$  'tır.

3) Ölçülen değerin (2.65) eşitliğinde yerine yazılarak  $\epsilon_r$ 'nin hesaplanması:

$$\epsilon_r = \frac{C \cdot d}{\epsilon_0 \cdot A} = \frac{(1,749 \cdot 10^{-9})(1,6 \times 10^{-3})}{(8,854 \cdot 10^{-12})(20 \cdot 10^{-2})(30,1 \cdot 10^{-2})} \quad \Rightarrow \quad \epsilon_r = 5,25$$

Yapılan deneyin temsili gösterimi Şekil 2.11'de verilmiştir.



Şekil 2.11. Bakır plaketin kondansatör değerinin ölçülmesi

- 4) Bulunan  $\epsilon_r$  değerinin, aynı plaketin farklı boyutlarında ( $A = 11,65 \times 2,5 \text{ cm}^2$ ) ölçülen kondansatör değeri için kontrol edilmesi:

$$C_{\text{hesaplanan}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} = \frac{(8,854 \cdot 10^{-12})(5,25)(11,65 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4})}{(1,6 \cdot 10^{-3})} = 84,616 \text{ pF}$$

$$C_{\text{ölcülen}} = 84,60 \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad C_{\text{ölcülen}} \cong C_{\text{hesaplanan}}$$

Deneyle sonucu  $\epsilon_r = 5,25$  olarak tespit edilen bakır plaket için  $W/h$  oranını ve mikroşerit hat kalınlığı hesaplayalım. Verilen bir  $Z_0$  karakteristik empedans değeri için  $W/h$  oranı (2.66) bağıntılarında verilmiştir [6].

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & , \frac{W}{h} > 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.66)$$

$\frac{W}{h} < 2$  ve  $Z_o = 50 \Omega$  için,

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{5,25 + 1}{2}} + \frac{5,25 - 1}{5,25 + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{5,25} \right) = 1,644$$

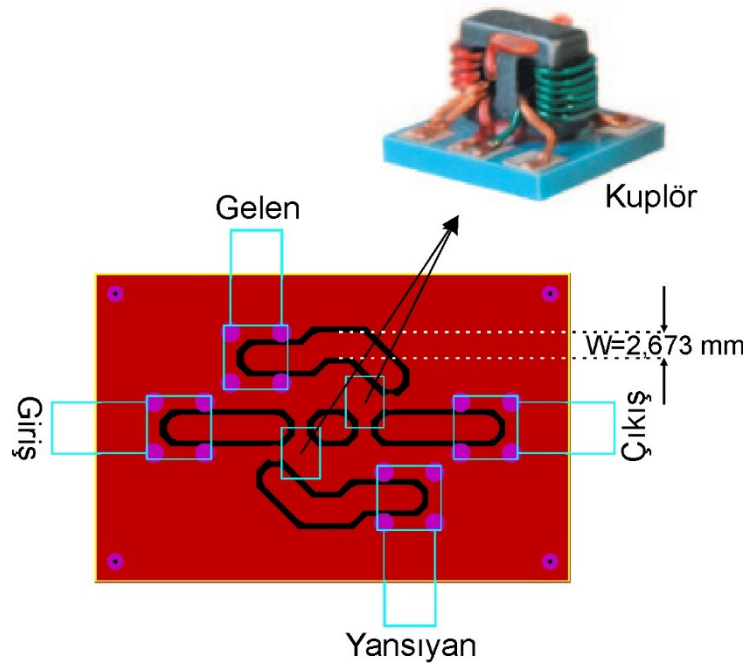
$$\frac{W}{h} = \frac{8e^{1,644}}{e^{2 \cdot 1,644} - 2} = 1,671$$

$$h = 1,6 \text{ mm} \quad \Rightarrow \quad W = 2,673 \text{ mm}$$

Bu sebeple, GKO çıkışı, çift-yönlü koplör ve oran ölçer devrelerinde kullanılacak olan mikroşerit hatlar 2,673 mm olacak şekilde tasarlanmıştır.

### 2.2.3.2. Koplör Devresinin Tasarımı

Bir önceki bölümde hesaplanan hat kalınlığına uyularak tasarlanan çift-yönlü koplör devresinin BDK çizimi aşağıdaki şekilde verilmiştir.

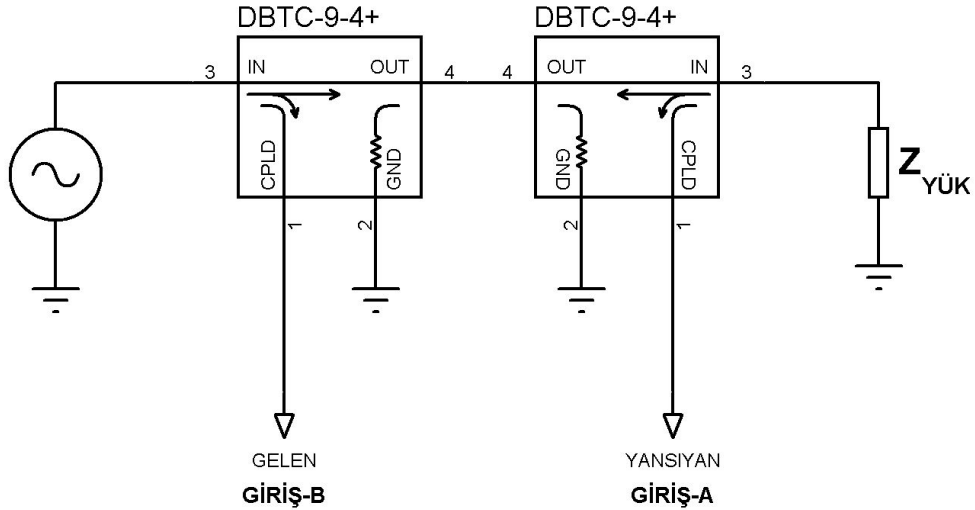


Şekil 2.12. Çift-yönlü koplör devresi BDK çizimi



Şekil 2.13. Kuplör bağlantı uçları [10].

Şekil 2.13'te, birbirine bağlanan kuplörlerin bağlantı uçları verilmiştir. 6 numaralı uca üretici tarafından dâhili sonlandırma yapılmıştır. Şekil 2.14'de çift-yönlü kuplör devresine ait devre şeması görülmektedir.

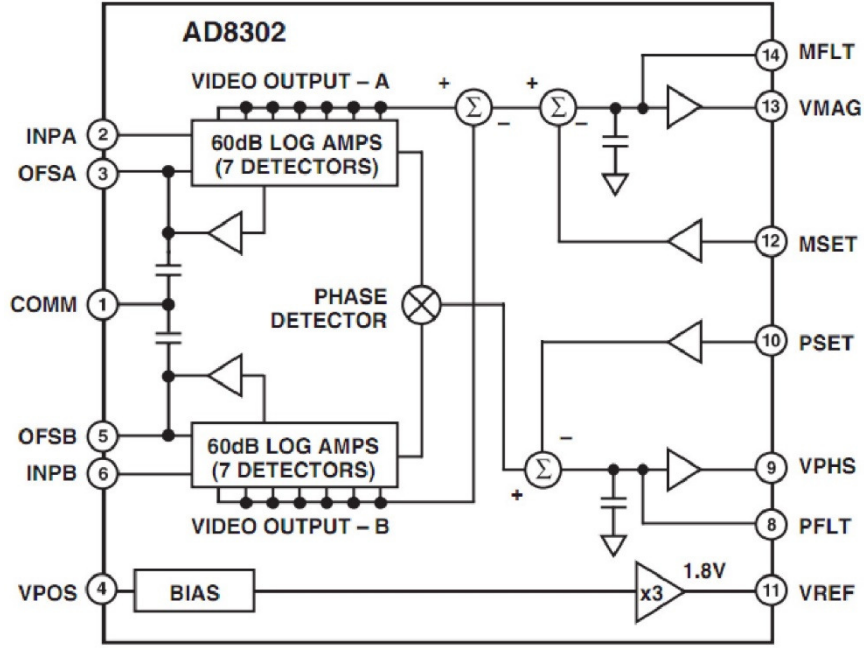


Şekil 2.14. Çift-yönlü kuplör devre şeması

#### 2.2.4. Oran Ölçer

AD8302 entegresi, oran ölçer olarak kullanılmış olup, Şekil 2.15'te entegreye ait blok diyagramı görülmektedir. [11]. Kullanılan entegre LF-2,7 GHz frekans aralığında kazanç/kayıp ve faz ölçümü yapabilmektedir (LF: alçak frekans-low frequency).

$INP_A$  ve  $INP_B$  girişlerinden verilen iki yüksek frekanslı işaretin birbirlerine göre dB farkları ve faz farkları değerlendirilerek,  $V_{MAG}$  ve  $V_{PHS}$  uçlarından analog (gerilim) çıkış alınmaktadır.



Şekil 2.15. AD8302 entegresinin iç yapısı

Çıkış gerilimlerinin, giriş işaretlerinin genlik ve faz büyüklükleri cinsinden eşitlikleri (2.67a) ve (2.67b) eşitliklerinde verilmiştir [11, 12].

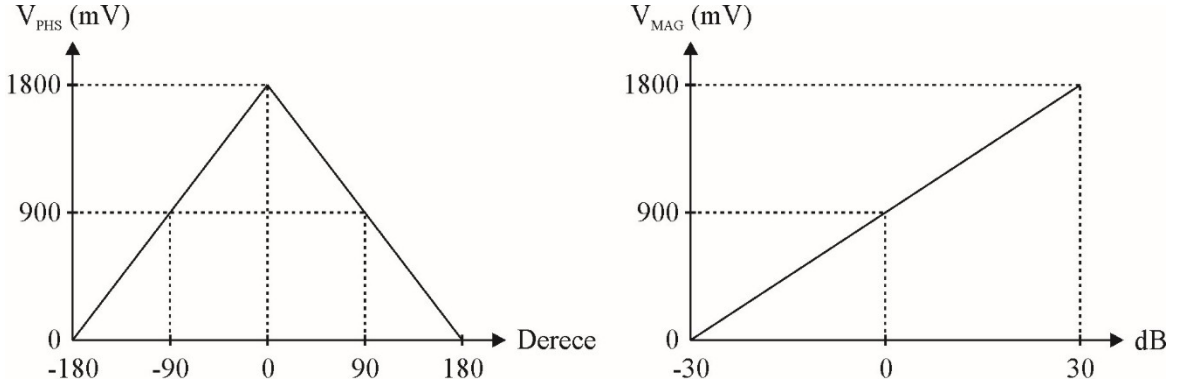
$$V_{MAG} = 30. \left( 20 \log \frac{V_{INPA}}{V_{INPB}} \right) + 900 \text{ [mV]} \quad (2.67a)$$

$$V_{PHS} = \pm 10. (\varphi_{INPA} - \varphi_{INPB}) + 1800 \text{ [mV]} \quad (2.67b)$$

Oran ölçerde yansımaya katsayısı ölçülmek istendiği için, yansımaya katsayısının  $V_{MAG}$  ve  $V_{PHS}$  cinsinden ifadelerinin bulunması gerekmektedir. İlgili bağıntılar (2.68a-c)'de verilmiştir. Şekil 2.16,  $V_{MAG}$ ,  $V_{PHS}$  ve yansımaya katsayısı ilişkisini göstermektedir [11].

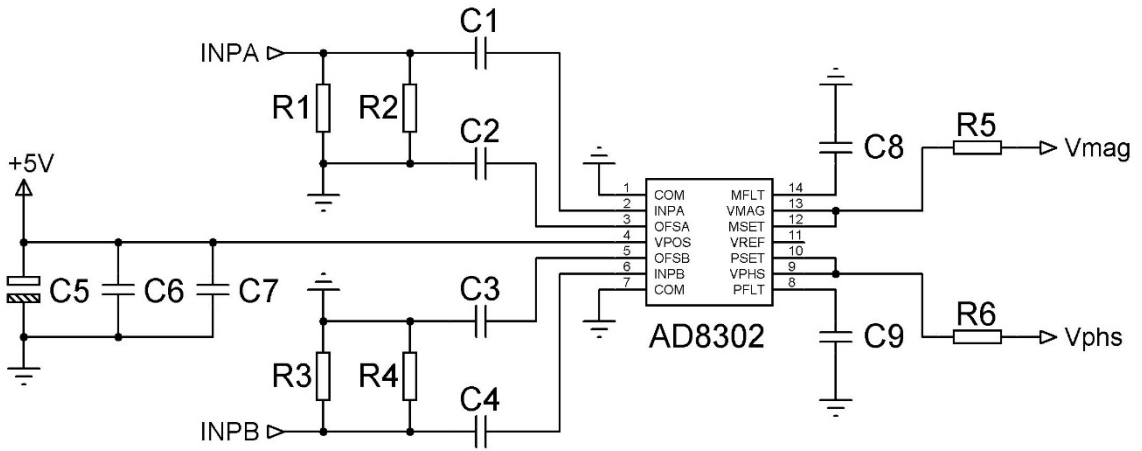
$$\Gamma = |\Gamma| \angle \varphi \quad (2.68a)$$

$$|\Gamma| = 10^{\frac{(V_{MAG}-900)}{30}} \cdot \varphi = \frac{V_{PHS} - 1800}{\pm 10} \quad (2.68b, 2.68c)$$



Şekil 2.16. Entegre çıkış gerilimleri ve yansıma katsayısı ilişkisi

AD8302 entegresi kullanılarak gerçekleştirilen oran/faz ölçer devresinin şeması Şekil 2.17'de verilmiştir.  $R_1$ ,  $R_2$  ve  $R_3$ ,  $R_4$  dirençlerinin değerleri  $100 \Omega$  olup, birbirlerine paralel bağlanarak sistemin karakteristik empedansı olan  $50 \Omega$  değerinde sonlandırma yapılmıştır [11, 12].

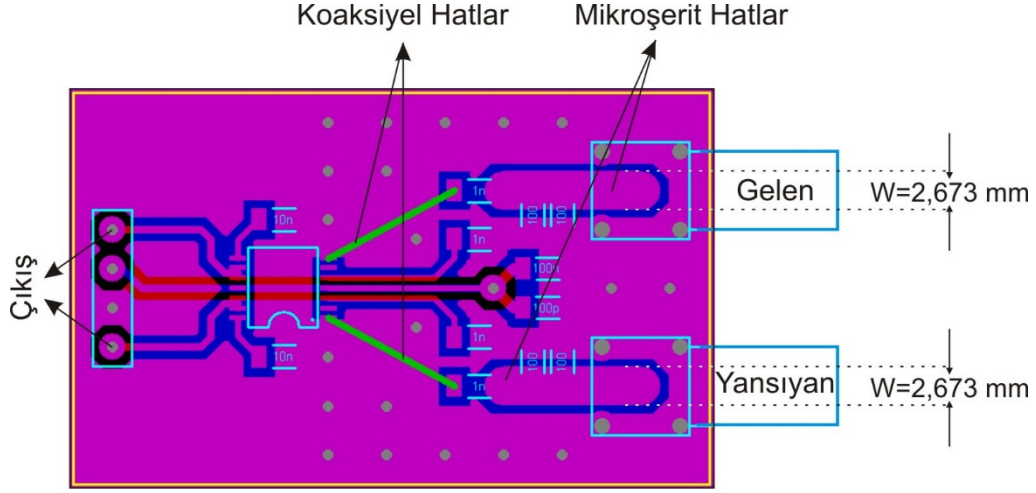


Şekil 2.17. Oran/Faz ölçer devre şeması

Şekilde görülen  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  ve  $C_4$  kondansatörleri, DA yalıtım amaçlı kullanılmıştır.  $C_5$ ,  $C_6$  ve  $C_7$  kondansatörleri ise besleme geriliminde oluşabilecek harmonikleri azaltmak içindir.

AD8302 devresinde, kuplörlerden alınan işaretler sisteme uyumlu hatlar ( $Z_o = 50 \Omega$ ) üzerinden ölçülmelidir. Yönlü kuplör devresinde de olduğu gibi tasarlanan mikroşerit hatların kalınlığı  $W = 2,673 \text{ mm}$ 'dir. Şekil 2.18'de verilen BDK çiziminde mikroşerit hatlar

gösterilmiştir. Mikroşerit hatların kullanımının mümkün olmadığı bağlantılarda ise yine sisteme uyumlu koaksiyel hatlar kullanılmıştır.



Şekil 2.18. Oran/Faz ölçer devresi BDK çizimi

Şekil 2.18’de verilen oran ölçer devresi ve Şekil 2.12’de verilen çift-yönlü kuplör devrelerinin BDK çizimlerinde dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta ise gelen ve yansıyan yollarındaki simetridir. Bilindiği gibi herhangi bir iletim hattında, hat uzunluğuna bağlı olarak, hatta ilerleyen dalganın, hat başı ve hat sonu fazları farklı olur. Ölçüm sisteminde, gelen ve yansıyan dalgaların ilerlediği hatların uzunlukları eşit tasarlanarak, aynı faz farkı ile ölçüm entegresine girmeleri sağlanmıştır.

### 2.2.5. Analog Dijital Dönüştürücü (ADD)

Oran ölçer devresinin çıkışında, sistemde ölçülmek istenen yansıma katsayısının genlik ve faz cinsinden değerlerine bağlı olarak,  $mV$  mertebesinde gerilimler elde edilmektedir. Bu gerilimlerin değerlendirilerek işlemlerde kullanılabilmesi için dijital değerlere dönüştürülmesi ve bu amaçla ADD kullanılması gerekmektedir.

#### 2.2.5.1. ADD İçin Gerekli Çözünürlüğün Hesaplanması

Şekil 2.5’te verilen genel blok diyagramında gösterilen merkezi işlem birimi bir mikrodenetleyicidir ve dâhili ADD işlevine sahiptir. Ancak mikrodenetleyici olarak kullanılan

18F4550, 10 bit ADD'ye sahiptir [13]. Yansıma katsayısının  $\pm 0,01$  dB hassasiyetle ölçülebilmesi için gerekli ADD bit sayısı hesabı (2.69-72)'de verilmiştir.

$V_{MAG}$  değeri olarak ölçülmek istenen en büyük ve en küçük değerler [11]:

$$V_{MAG(MAK)} = 1,8 V \quad \text{ve} \quad V_{MAG(MIN)} = 0 V$$

Herhangi bir ADD devresinde ise ölçülebilecek en küçük değer (ADD çözünürlüğü):

$$V_{ADD(MIN)} = \frac{V_{MAK}}{2^n} \quad (\text{n: ADD bit sayısı}) \quad (25, 2015) \quad (2.69)$$

$$\Delta V_{MAG} = V_{ADD(MIN)} = \frac{V_{MAG(MAK)} - V_{MAG(MIN)}}{2^n} = \frac{1800}{2^n} \quad (2.70)$$

$$|\Gamma|_{dB} = \frac{V_{MAG} - 900}{30} \quad \Rightarrow \quad \Delta|\Gamma|_{dB} = \frac{\Delta V_{MAG}}{30} \quad (2.71a)$$

$$\Delta|\Gamma|_{dB} = \frac{\Delta V_{MAG}}{30} = \left(\frac{1800}{2^n}\right) \cdot \frac{1}{30} \quad \Rightarrow \quad \Delta|\Gamma|_{dB} = \frac{60}{2^n} \quad (2.71b)$$

$$n = \log_2 \left( \frac{60}{\Delta|\Gamma|_{dB}} \right) \quad (2.71c)$$

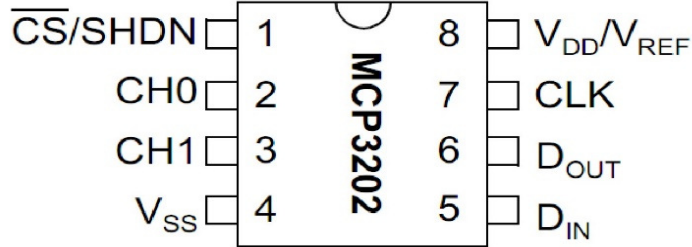
$$\Delta|\Gamma|_{dB} = \pm 0,01 \text{ dB} \quad \Rightarrow \quad n = 12,55 \quad (2.72)$$

(2.72) çözümüne göre, sistemde 12 bitlik ADD kullanılmalıdır. (2.69) eşitliğinde verilen ifadeye göre 12 bitlik bir ADD ile ölçülebilecek en küçük değer hesaplanırsa  $0,439 \text{ mV}$  olarak bulunacaktır. 12 bitlik ADD işlevini görmesi için, çalışmada *Microchip* firması tarafından üretilen MC3202 entegresi kullanılmıştır. MC3202 entegresi, seri senkron [20] iletişim yoluyla almış olduğu “ölç komutu” ile dönüştürme işlemine başlar ve sayısal veriye dönüştürülen gerilim değerini yine seri iletişim yoluyla hat üzerinden geri gönderir.

Şekil 2.19’da MC3202 entegresine ait bacak bağlantıları verilmiştir. Şekilde de görülebileceği gibi ADC, 2 adet girişe sahiptir ( $CH_0$  ve  $CH_1$ ). Entegrenin CLK bacağı, seri ileti-



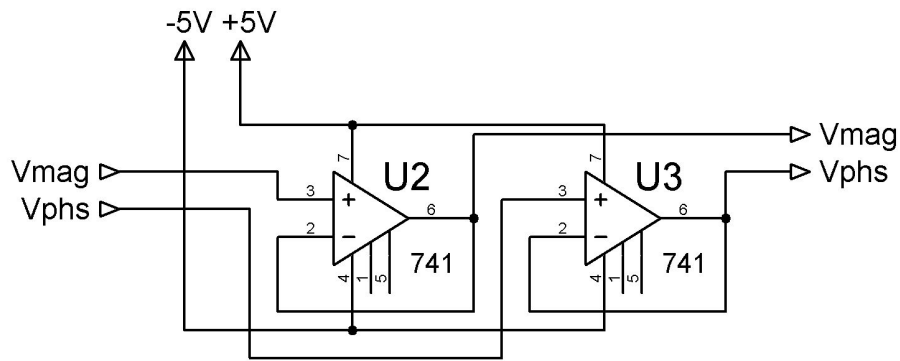
şim için gerekli saat sinyalini,  $D_{IN}$  ve CS bacakları ise “ölç komutu” ve hangi kanaldan (girişten) ölçüm yapılacağı bilgisini alır. Ölçülen bilgi ise benzer şekilde  $D_{OUT}$  bacağından geri gönderilir [14].



Şekil 2.19. MC3202 entegresinin bacak bağlantıları [14].

### 2.2.5.2. Tampon Devre Kullanılması

AD8302 entegresinden çıkan gerilim değerleri, daha önce de belirtildiği gibi  $mV$  mertebesindedir. ADD girişleri yüksek empedans özelliği göstermesine karşın; ölçüm işleminde, ölçülecek gerilimde bir miktar değişiklik olmakta ve bu değişiklik ölçüm hatası oluşturmaktadır. Bu durum deneyler sonucunda da doğrulandığı için, ADD girişlerinde 1 kazançlı LM741 işlemsel yükselteçlerinden oluşturulan tampon (buffer) devreleri kullanılmıştır. İlgili devre şeması aşağıda görülmektedir.



Şekil 2.20. Tampon devre şeması

### 2.2.6. Kayıt Birimi

Çift-yönlü kuplör → oran/faz ölçer → tampon devre → ADD yoluyla ölçülen yansıma katsayısının ilgili bağıntılarda kullanılarak, mikrodalga devre analizi yapılabilmesi bazı bilinen değerlerin (sabitlerin) kayıt altında tutulması gerekmektedir. EEPROM (Elektronik Olarak Silinebilir Programlanabilir Salt Okunur Bellek - *Electronically Erasable Programmable Read-Only Memory*), herhangi bir bilgiyi sayısal (dijital) veri olarak saklayan entegre devredir.

#### 2.2.6.1. Hafıza İhtiyacının Belirlenmesi ve EEPROM Seçimi

İhtiyacın belirlenmesi için öncelikle hafıza alanının tanımlamasını yapalım. Bir sayısal verinin kaydedilebileceği en küçük hafıza birimine bit denir. Bit, 0 veya 1 değerlerini alabilir. Hafıza birimleri ise 8 bitlik veri alabilen bayt tanımlamasıyla sınıflandırılırlar. Aşağıda değişik hafıza boyutları için tanımlamalar verilmiştir (26, 2015):

<b>Bit</b>	: En küçük sayısal hafıza boyutudur. 0 veya 1 olabilir.
<b>Bayt</b>	: 8 bittir. 0 – 255 arası işaretli sayıları ifade eder.
<b>Sözcük (Word)</b>	: 2 bayttır. 0 – 65535 arası işaretli sayıları ifade eder.
<b>Tamsayı (Double)</b>	: 4 bayttır. (-2147483647) – (+2147483647) arası işaretli sayıları ifade eder.
<b>Reel Sayı (Float)</b>	: 4 bayttır. $10^{-37}$ – $10^{37}$ arası işaretli sayıları ifade eder. Ondalık olabilir.

Kayıt altında tutulması gereken verileri sırayla inceleyelim.

- a) GKO için gerekli ayar parametreleri: 10 MHz aralıklarla ayarlanabilen 400-1300 MHz arası bir GKO çıkışında 91 farklı frekans değeri elde edilebilir. Farklı frekans değerleri için ise kayıt altında tutulması gereken veriler Tablo 2.3'te gösterildiği gibi GB1, GB2, Doluluk ve Boşluk değerleridir. Bu değerler bayt olarak tutulabilir. Bu sebeple toplamda  $91 \times (4) \cdot (1 \text{ bayt}) = 364 \text{ bayt}$  gereklidir.

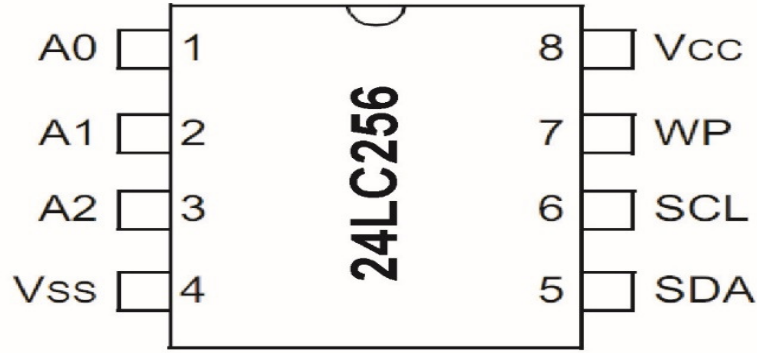
- b) S parametreleri: (2.61) bağıntısının kullanılabilmesi için her farklı frekans değeri için  $a, b, s_{31}$  ve  $s_x$  olmak üzere 4 adet veriye ihtiyaç vardır ( $s_x = s_{32}s_{21}$ ). Bu verilerin karmaşık sayı ve işaretli reel sayılar olduğu düşünüldüğünde S parametreleri için  $91 \times (4 \times 2) \times (4 \text{ bayt}) = 2912 \text{ bayt}$  gereklidir.
- c) Kalibrasyon katsayıları: (2.63) bağıntısının kullanılabilmesi için kalibrasyon işlemi sonucu elde edilen  $K_1, K_2$  ve  $K_3$  katsayılarına ihtiyaç vardır.  $K_1, K_2$  ve  $K_3$  katsayılarının işaretli, virgüllü karmaşık sayılar olduğu ve her frekans değeri için gerektiği düşünüldüğünde  $91 \times (3 \times 2) \times (4 \text{ bayt}) = 2184 \text{ bayt}$  gereklidir.
- d) Koaksiyel kablo parametreleri: (2.38) bağıntılarından yararlanılarak koaksiyel kablo zayıflatma hesabı için ise en az 2 verinin kaydedilmesi gerekmektedir.  $P$  katsayıları reel sayı olup 4 bayt gerektirirken,  $v_p$  değerleri için 2 bayt alan yeterlidir. Çalışmada 60 çeşit RG sınıfı koaksiyel kablo parametresi kaydedilmek istenmekte olup, bu sebeple  $60 \times (4 \text{ bayt} + 2 \text{ bayt}) = 360 \text{ bayt}$  alana ihtiyaç vardır.

Böylelikle toplam hafıza alanı ihtiyacı 5820 bayt olarak hesaplanır. Çalışmada bu amaçla *Microchip* firması tarafından üretilen 24LC256 entegresi kullanılmıştır.

### 2.2.6.2. 24LC256 EEPROM Entegresi

Bir önceki kısımda hesaplanan, kaydedilmesi gereken toplam veri en az 5820 bayt olarak bulunmasına karşın 24LC256 entegresi 32768 bayt veriyi depolayabilmektedir [15]. Hafıza biriminin ihtiyaçtan daha büyük seçilmesinin sebebi yapılacak geliştirmelere kolaylık sağlamaktır.

24LC256 entegresi, MC3202 ADD entegresine benzer şekilde seri senkron [20] iletişim ile haberleşir. Şekil 2.21'de bacak bağlantıları verilen entegrenin SCL bacağı, iletişim için gerekli saat sinyalini taşıırken, SDA bacağı veri hattıdır. WP (*Write Protect*) bacağı, yazma koruması; A0, A1, A2 bacakları ise birden fazla EEPROM'un bağlanabilmesi için gerekli adresleme bağlantılarını sağlar [15].



Şekil 2.21. 24LC256 entegresinin bacak bağlantıları [15].

### 2.2.6.3. EEPROM Adreslemesi

Bir kaydedicide kayıtların tutulması için bazı adresleme algoritmalarının belirlenmesi gerekir. EEPROM’da okuma veya yazma işlemlerinin yapılabilmesi için hangi kaydın hangi adreste yer aldığı bilinmesi gerekmektedir. Adres bilgileri bir çevrim tablosuna (*look-up table*) yazılarak listelenebileceği gibi bazı formüllerle de belirlenebilir. Adres tespitinin formüllerden elde edilmesi işleminin, merkezi işlem biriminde daha az zaman harcaması sebebiyle bazı formüller kullanılmıştır.

a) Frekansa bağlı kalibrasyon katsayıları ve S parametreleri:

$K_1, K_2, K_3, a, b, s_x, s_{31}$  parametreleri 8’er bayt (genlik ve faz) ve 91 adet frekans değeri için kaydedilmektedir. Sıralama aynı şekilde kalmak üzere, herhangi bir frekans için kayıt altında tutulan parametreler ile bu frekansın 10 MHz üstü için olan parametreler arasında toplam 56 bayt bulunur. Örneğin 570 MHz için olan  $s_x$  parametresinin faz değerinin 2. baytı ( $s_{x_r}[570].\text{Bayt}2$ ) EEPROM’un 998. adresinde yer alırken, 580 MHz için olan aynı parametre 1054. adreste yer alır.

Frekansa bağlı kalibrasyon katsayıları ve S parametrelerinin EEPROM adreslerini tespit etmek için kullanılan fonksiyonlar, 2.73a-c bağıntılarında verilmiş olup; Tablo 2.4’de toplu halde listelenmiştir.

$$\text{Adr}(f) = 56 \cdot \left( \frac{f - 400}{10} \right) \quad f: [\text{MHz}] \quad (2.73a)$$

$$\text{Genlik}(f, \text{parametre}) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(\text{parametre}) \quad (2.73b)$$

$$\text{Faz}(f, \text{parametre}) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(\text{parametre}) + 4 \quad (2.73c)$$

Tablo 2.4. Frekansa bağılı kalibrasyon ve S parametrelerinin adres tespiti

Parametre		Formül	Adres Farkı
$K_1$	Genlik	$ K_1 (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(K_1)$	$\text{Fark}(K_1) = 0$
	Faz	$\varphi_{K_1}(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(K_1) + 4$	
$K_2$	Genlik	$ K_2 (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(K_2)$	$\text{Fark}(K_2) = 8$
	Faz	$\varphi_{K_2}(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(K_2) + 4$	
$K_3$	Genlik	$ K_3 (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(K_3)$	$\text{Fark}(K_3) = 16$
	Faz	$\varphi_{K_3}(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(K_3) + 4$	
$a$	Genlik	$ a (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(a)$	$\text{Fark}(a) = 24$
	Faz	$\varphi_a(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(a) + 4$	
$b$	Genlik	$ b (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(b)$	$\text{Fark}(b) = 32$
	Faz	$\varphi_b(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(b) + 4$	
$s_x$	Genlik	$ s_x (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(s_x)$	$\text{Fark}(s_x) = 40$
	Faz	$\varphi_{s_x}(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(s_x) + 4$	
$s_{31}$	Genlik	$ s_{31} (f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(s_{31})$	$\text{Fark}(s_{31}) = 48$
	Faz	$\varphi_{s_{31}}(f) = \text{Adr}(f) + \text{Fark}(s_{31}) + 4$	

b) Frekansa bağılı GKO ayar parametreleri:

12F675 mikrodenetleyicisine gönderilen GKO ayarlarının EEPROM adreslerinin tespitinde ise (2.74) formülleri kullanılır.

$$\text{Adr}_{GB1}(f) = \frac{2(f - 400)}{5} + 5096 \quad (2.74a)$$

$$\text{Adr}_{GB2}(f) = \frac{2(f - 400)}{5} + 5097 \quad (2.74b)$$

$$\text{Adr}_{Doluluk}(f) = \frac{2(f - 400)}{5} + 5098 \quad (2.74c)$$

$$\text{Adr}_{Bosluk}(f) = \frac{2(f - 400)}{5} + 5099 \quad (2.74d)$$

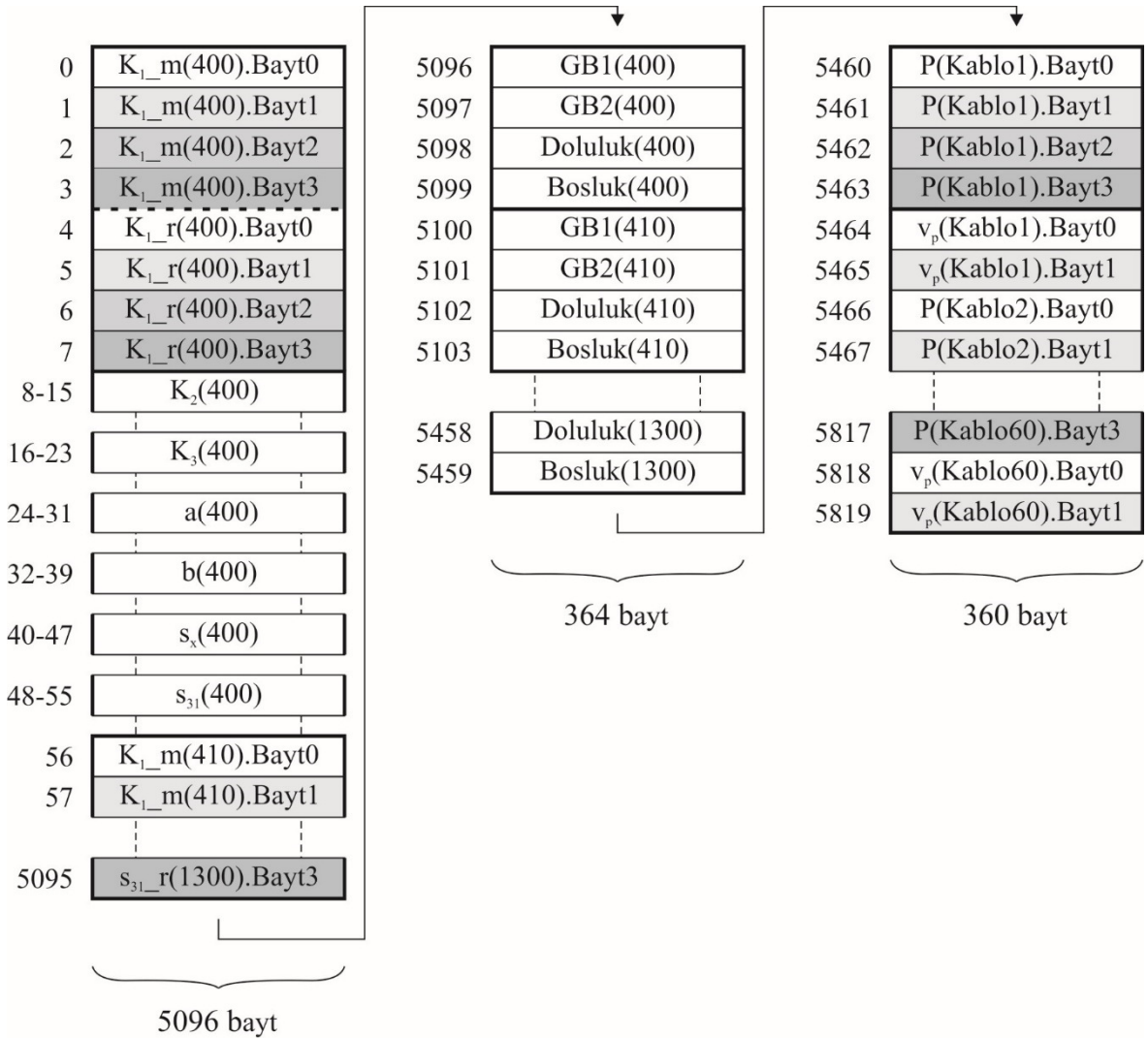
c) Kablo parametreleri:

EEPROM’da kayıt altında tutulan kablo zayıflatma parametrelerinin ( $P$  katsayısı ve  $v_p$ ) adresleri ise (2.75) bağıntılarından elde edilir.

$$Adr_{P \text{ Katsayısı}}(kablono) = 6(kablono - 1) + 5460 \quad (2.75a)$$

$$Adr_{v_p}(kablono) = 6(kablono - 1) + 5464 \quad (2.75b)$$

EEPROM’da tutulan kayıtların genel mimarisi Şekil 2.22’de gösterilmiştir.

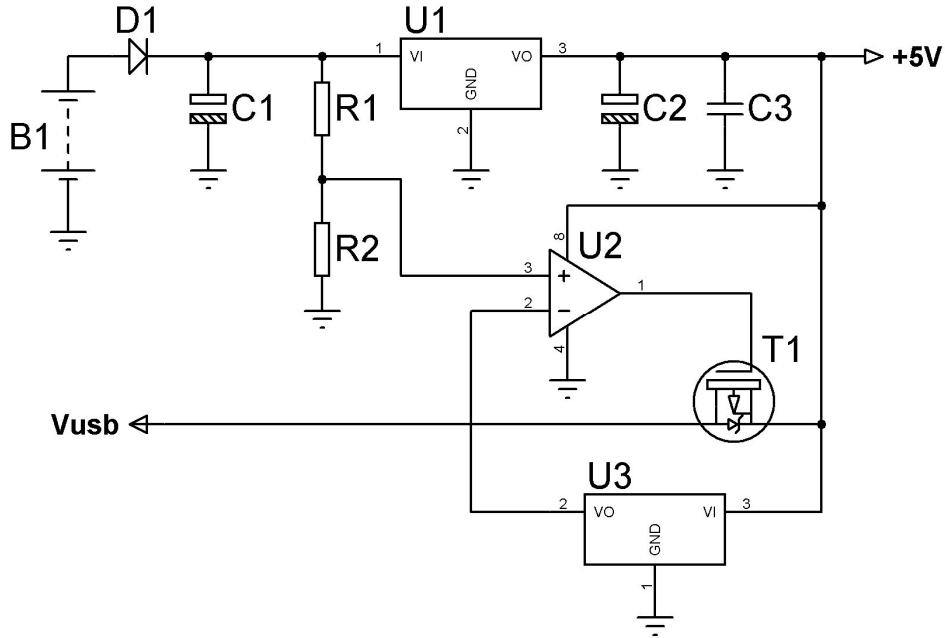


Şekil 2.22. EEPROM’da tutulan kayıtların genel mimarisi

## 2.2.7. Besleme Devreleri

### 2.2.7.1. USB Kaynağı ve Harici Kaynaktan Anahtarlamalı Besleme

Entegrelerin çalışması veya işlevlerini yerine getirebilmesi için gerekli 5V'luk gerilim, bilgisayarın USB (Evrensel Seri Veri Yolu - Universal Serial Bus) hattından alınabileceği gibi harici bir kaynaktan da elde edilebilmektedir. Ancak burada karşılaşılan problem aynı anda iki DA kaynağının paralel olarak bağlanarak kullanılmasının mümkün olmamasıdır. Çünkü bilgisayar donanımı bu şekilde bir bağlantıya ters yönde akım akabileceğinden dolayı izin vermez.



Şekil 2.23. Anahtarlamalı besleme kaynağı devre şeması (27, 2015)

Bu sebeple Şekil 2.23'te ilgili devre şeması verilen, otomatik çalışan bir anahtarlama devresi kullanılmıştır. Anahtarlama elemanı  $T_1$ , p-kanal mosfettir ve anahtarlama bilgisini  $U_2$  karşılaştırıcısından alır. Karşılaştırıcı çıkışı 0V değerinde ise mosfet iletime geçerek  $V_{USB}$  hattını sisteme bağlar.  $U_3$  entegresi, elde edilen 5V gerilimi, 3.3 V'a düşürür.  $U_1$  entegresi ise  $B_1$  kaynağından gelen gerilimi, 5V değerine sabitler. Bu sistemde olası 4 durum vardır:

- 1) Sadece  $B_1$  kaynağı varsa:  $R_1$  ve  $R_2$ 'den oluşan ( $R_1 = R_2$ ) gerilim bölücü sebebiyle karşılaştırıcının (+) girişinde  $\frac{B_1 - V_{D1}}{2}$  gerilimi olur. 5V gerilim, anahtarlama olmak-

sızın ( $U_1$  üzerinden) elde edilebileceğinden karşılaştırıcının (-) girişinde ise  $3,3V$  bulunur. Bu durumda  $B_1 > 6,6 V - V_{D1}$  için karşılaştırıcı çıkışı  $5V$  olduğundan  $T_1$  açıktır. Sistem pil üzerinden çalışır.

- 2) Sadece USB kaynağı varsa:  $T_1$  normal durumda kapalı (iletimde) olduğundan sistem  $5V$  gerilimi USB kaynağından alır.
- 3) Her iki kaynak da varsa:  $B_1 > 6,6 V - V_{D1}$  olduğu her durumda sistem pil üzerinden, aksi durumda ise USB kaynağından çalışır.
- 4) Her iki kaynak da yoksa: Sistem çalışmaz.

Şekilde görülen  $D_1$  diyodu, ters bağlantıdan koruma amaçlıdır.

### 2.2.7.2. Negatif Besleme Kaynağı

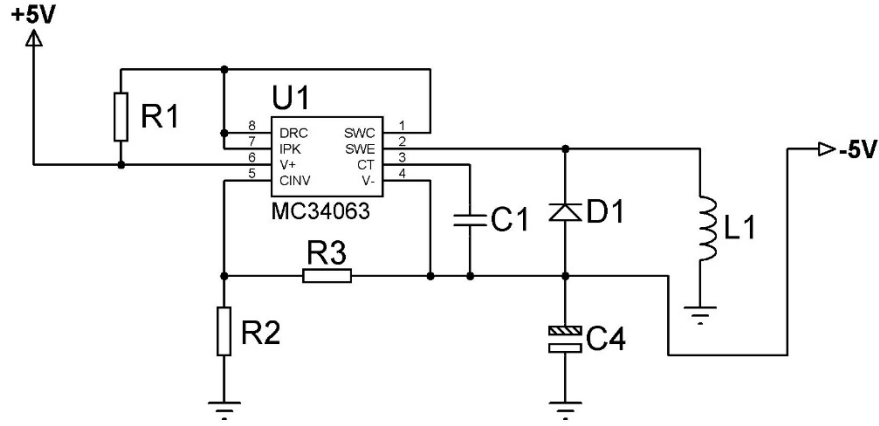
Bölüm 2.2.5.2’de anlatılan tampon devrenin negatif beslemeye ihtiyacı vardır. Negatif besleme olmaması durumunda, 1 kazançlı yükselteç çıkışındaki gerilim pratikte  $0-5 V$  aralığında oluşmaz ve yükselteç çıkışında, girişin en küçük gerilim değerinde belirli bir hata gerilimi oluşur. Bu sebeple negatif besleme kullanılarak bu fark gerilimi negatif tarafa atılır.

Negatif besleme elde edilebilmesi için, DA-DA dönüştürücüye gerek duyulur. Bu sebeple *ON Semiconductor* firması tarafından üretilen MC34063 entegresi kullanılmıştır. MC34063 entegresi farklı bacak bağlantıları ile darbeli gerilim yükseltici, darbeli gerilim düşürücü ve gerilim tersleyici (*step-up, step-down ve voltage inverting*) olarak kullanılabilir [16].

Darbeli gerilim yükseltici (DGY) devresine benzer şekilde çalışan negatif besleme kaynağı devresi Şekil 2.24’te gösterilmiştir. Entegre dâhilinde bir anahtarlama elemanı bulunur. Anahtar kapalı konumdayken  $L_1$  bobini, besleme gerilimi ile bir yönde dolar; bu yönü SY (saat yönünde) kabul edelim.  $D_1$  diyodu, bu gerilimden dolayı akacak akıma ters yöndedir. Anahtar açıldığı durumda ise,  $L_1$  bobininde bulunan gerilim ters kutuplanarak SYT (saat yönünün tersi) yönünde oluşur. Bu yöndeki gerilimden dolayı akacak akım  $D_1$  diyodunun iletim yönünde olduğu için diyot iletime izin verir. SYT yönünde olan kondansatör,  $L_1$  bobini tarafından doldurularak, devre çıkışında SYT yönünde  $5V$ ’luk gerilim elde edilir. Devre girişinde görülen  $5V$ ’un SY yönünde olmasından dolayı, çıkışta üretilen geri-



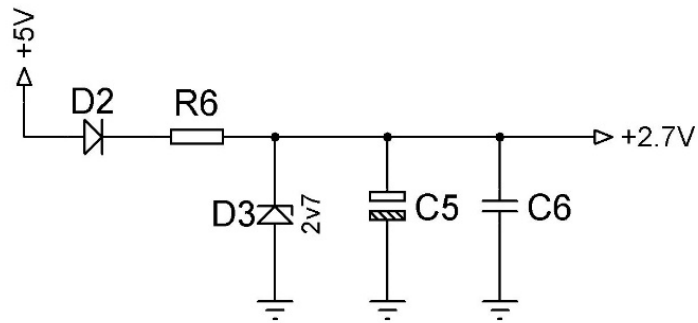
lim ana kaynak gerilimine göre negatif değerdedir. Şekilde C<sub>4</sub> kondansatörünün şaseye (GND, şase - ground) göre ters bağlandığı görülmektedir (24, 2015).



Şekil 2.24. Negatif besleme kaynağı devre şeması [16].

### 2.2.7.3. ADD İçin Referans Gerilimi Elde Edilmesi

Yansıma katsayısının ölçüm devresinde elde edilen analog gerilim değerlerini sayısal değerlere dönüştüren MC3202 entegresi (ADD), belirli bir referans gerilimine ihtiyaç duyar. Bu referans gerilimi aynı zamanda, 12 bitlik bir sistemde sayısal olarak elde edilebilecek en büyük sayı olan 4096 değerine karşılık gelir.



Şekil 2.25. ADC için referans geriliminin elde edilmesi

Şekil 2.25'te ilgili devre şeması verilmiştir. D<sub>2</sub> diyodu giriş gerilimini yaklaşık olarak 0,7V düşürürken, 2,7V'luk zener diyot (D<sub>3</sub>) çıkış gerilimini sabitler.

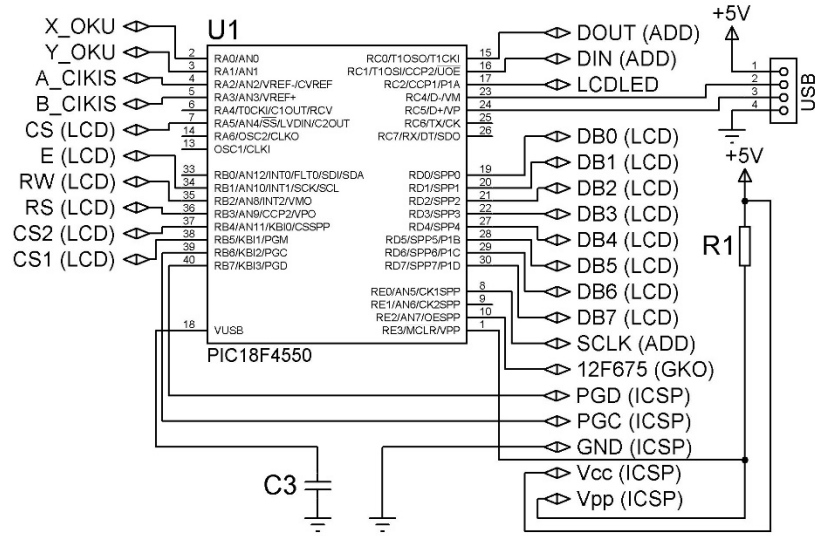
### 2.2.8. Merkezi İşlem Birimi

Çalışmada, diğer tüm kısımların görevlerini yürüten, ölçüm sonuçlarını değerlendiren, hesaplamalar için gerekli bilgilerin ve bağıntıların kayıt altında tutulduğu ve hesaplandığı kısım, merkezi işlem birimidir. Bu işlem için *Microchip* firması tarafından üretilen 18F4550 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır [13]. Kullanılan yazılım dili *Proton Basic*'tir.

Mikrodenetleyici tarafından yapılan temel işlemler aşağıda verilmiştir:

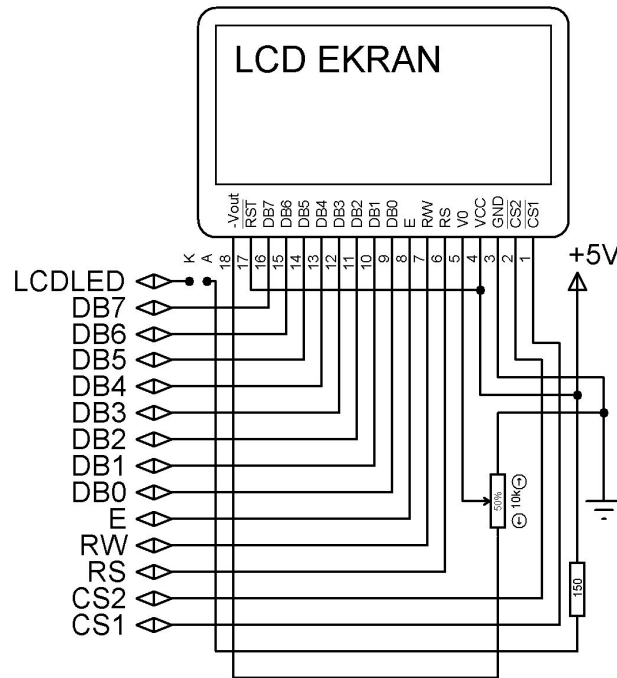
- Dokunmatik ekranda konuma bağlı komutları değerlendirir.
- Eğer bağlı ise bilgisayardan gelen komutları değerlendirir.
- İstenen frekans değeri için, 12F675 mikrodenetleyicisine gerekli komutları bildirerek GKO çıkışındaki frekans değerini kontrol eder.
- ADD işlemini başlatarak yansıma katsayısının genlik ve faz değerini alır.
- EEPROM'dan gerekli sabitleri okur.
- Yansıma katsayısının ham haline [M] kalibrasyon işlemleri ve S parametrelerini uygulayarak, referans noktasındaki gerçek yansıma katsayısını elde eder.
- Referans noktasından ölçülen yansıma katsayısını baz alarak hat başı ve hat sonu değerlerini hesaplar.
- Sonuçları LCD'ye (sıvı kristal ekran – liquid crystal display) aktarır.
- Sonuçları eğer bağlı ise bilgisayara aktarır.
- Bilgisayar tarafından gerçekleştirilen kalibrasyon sonuçlarını EEPROM'a göndererek kaydedilmesini sağlar.

Merkezi işlem birimine (18F4550) ait devre şeması Şekil 2.26'da LCD ekran bağlantıları ise Şekil 2.27'de verilmiştir.



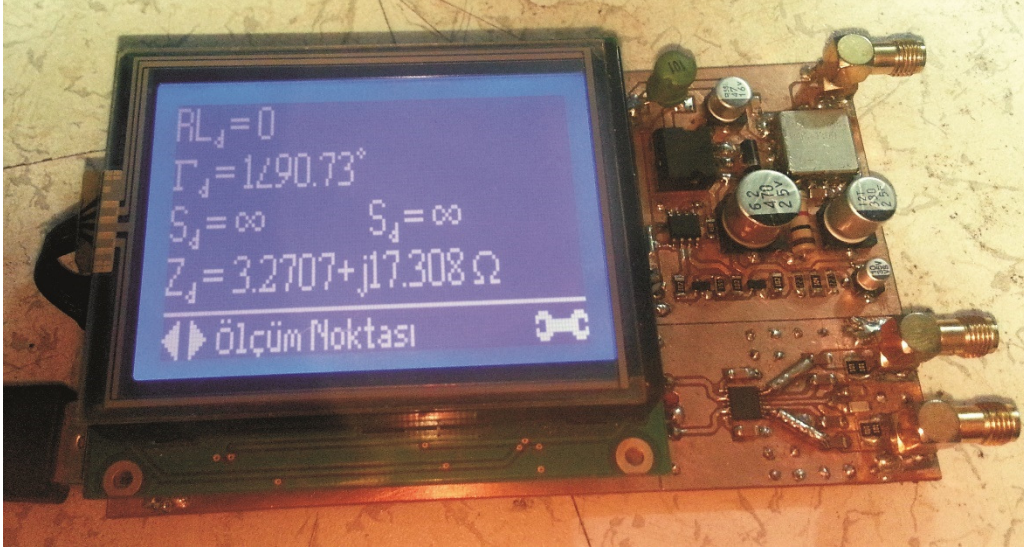
Şekil 2.26. Merkezi işlem birimi devre şeması

Şekil 2.26'da gösterilen ICSP (Devre Üzerinde Seri Programlama - In-Circuit Serial Programming) bacakları, YMT (Yüzey Montaj Tasarım – Surface Mount Design) paketi kullanılan 18F4550 mikrodenetleyicisinin programlama bacaklarıdır [13].



Şekil 2.27. LCD ekran bağlantıları

400-1300 MHz arası mikrodalga devre analizörü tez çalışmasında tasarlanan, merkezi işlem birimi, GKO ve oran ölçer devreleri tek bir plaket üzerinde yerleştirilmiştir. Şekil 2.28’de sistemin çalışır haldeki görüntüsü verilmiştir.



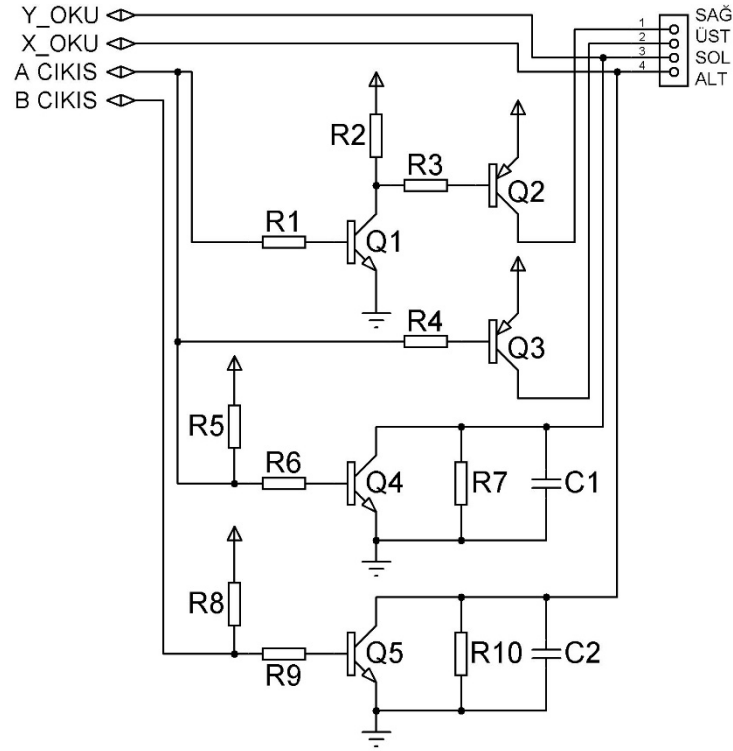
Şekil 2.28. Sistemin çalışır haldeki görüntüsü

### 2.2.8.1. Dokunmatik Ekranda Konumun Algılanması

Çalışmada *Mikroelektronika* firması tarafından üretilen dirençli (rezistif) bir dokunmatik ekran kullanılmıştır.

Dokunmatik ekranda *sağ* ve *üst* girişlerine sürekli  $V_{cc}$  (5V) gerilimi verilir; bu durumda *sol* ve *alt* çıkışlarından ölçülecek gerilimler belirli bir değerde olur. Ekranda bir temas olması durumunda ise *sol* ve *alt* çıkışlarından ölçülecek gerilimlerde, temas noktasının *sol* ve *alt* çıkışlarına olan uzaklıklarına bağlı olarak farklı değerler oluşur. 18F4550 mikrodenetleyicisi, ADD birimini kullanarak *sol* ve *alt* çıkışlarında var olan gerilim değerini ölçer ve temas noktasının koordinatlarını hesaplar.

Dokunmatik ekrandan temas noktasının belirlenmesi için kullanılan devre şeması Şekil 2.29’da görülmektedir [17, 18].

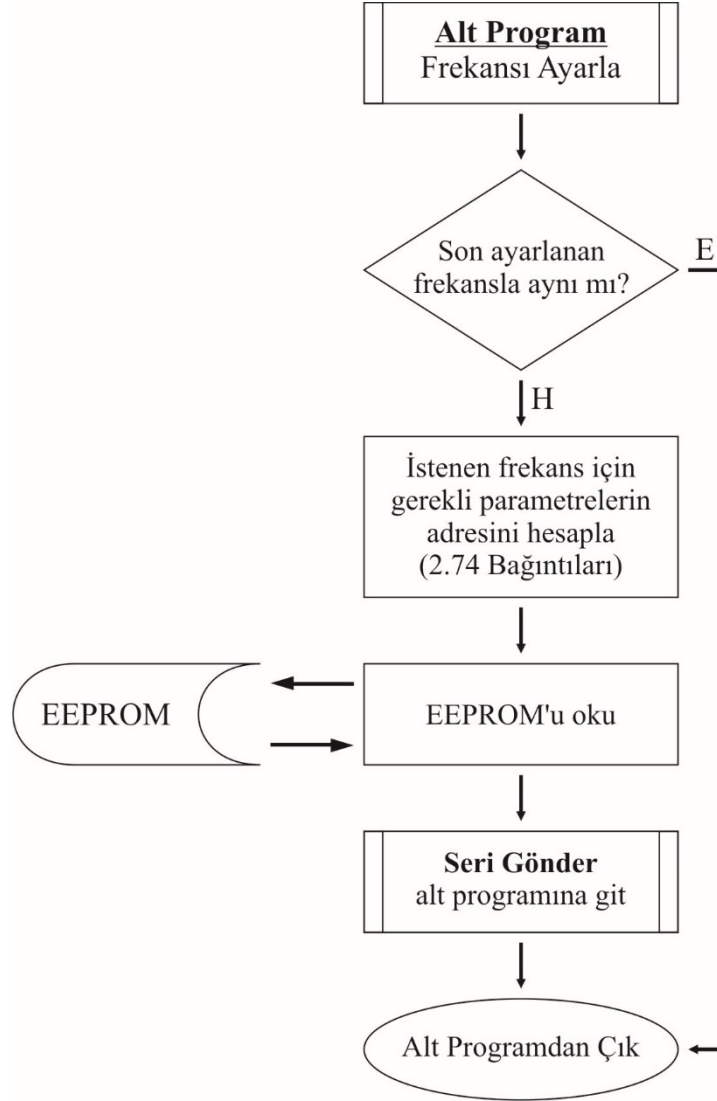


Şekil 2.29. Dokunmatik ekranda temas noktasının tespiti

### 2.2.8.2. Frekansın Ayarlanması

Dokunmatik ekran veya bilgisayar kullanılarak, kullanıcı tarafından belirlenen frekans değeri merkezi işlem birimi tarafından okunur. Ayarlanabilir DA-DA dönüştürücüde bulunan mikrodenetleyiciye ise bu frekans değerini üretmesi için gereken komutlar gönderilir (Tablo 2.3). Herhangi bir frekans çıkışının, GKO tarafından üretilebilmesi için hangi değerlerin gönderilmesi gerektiği bilgisi EEPROM'da kayıtlıdır.

İlgili işleme ait akış çizelgesi Şekil 2.30'da verilmiştir.

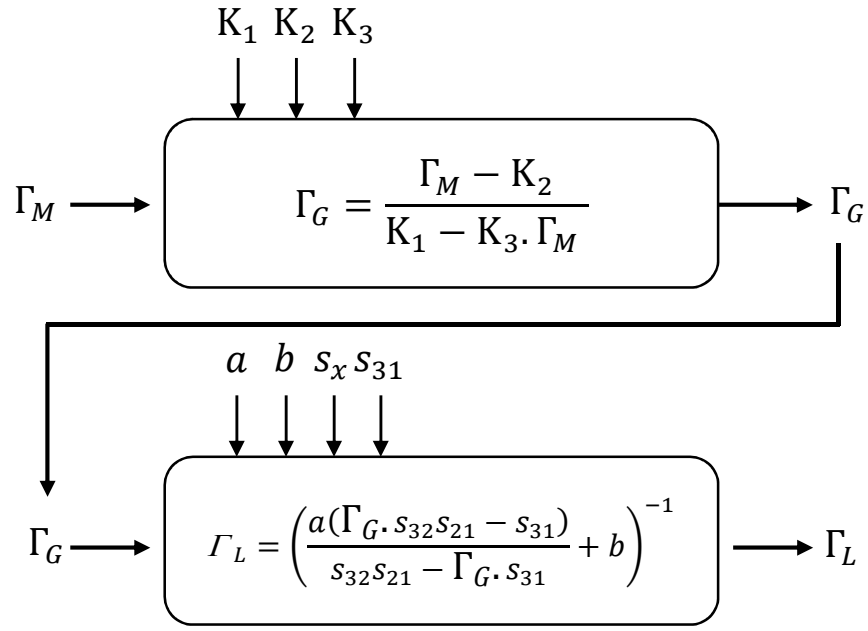


Şekil 2.30. Frekansın ayarlanması işlemi akış çizelgesi

### 2.2.8.3. Yansıma Katsayısının Ölçülerek Hesaplanması

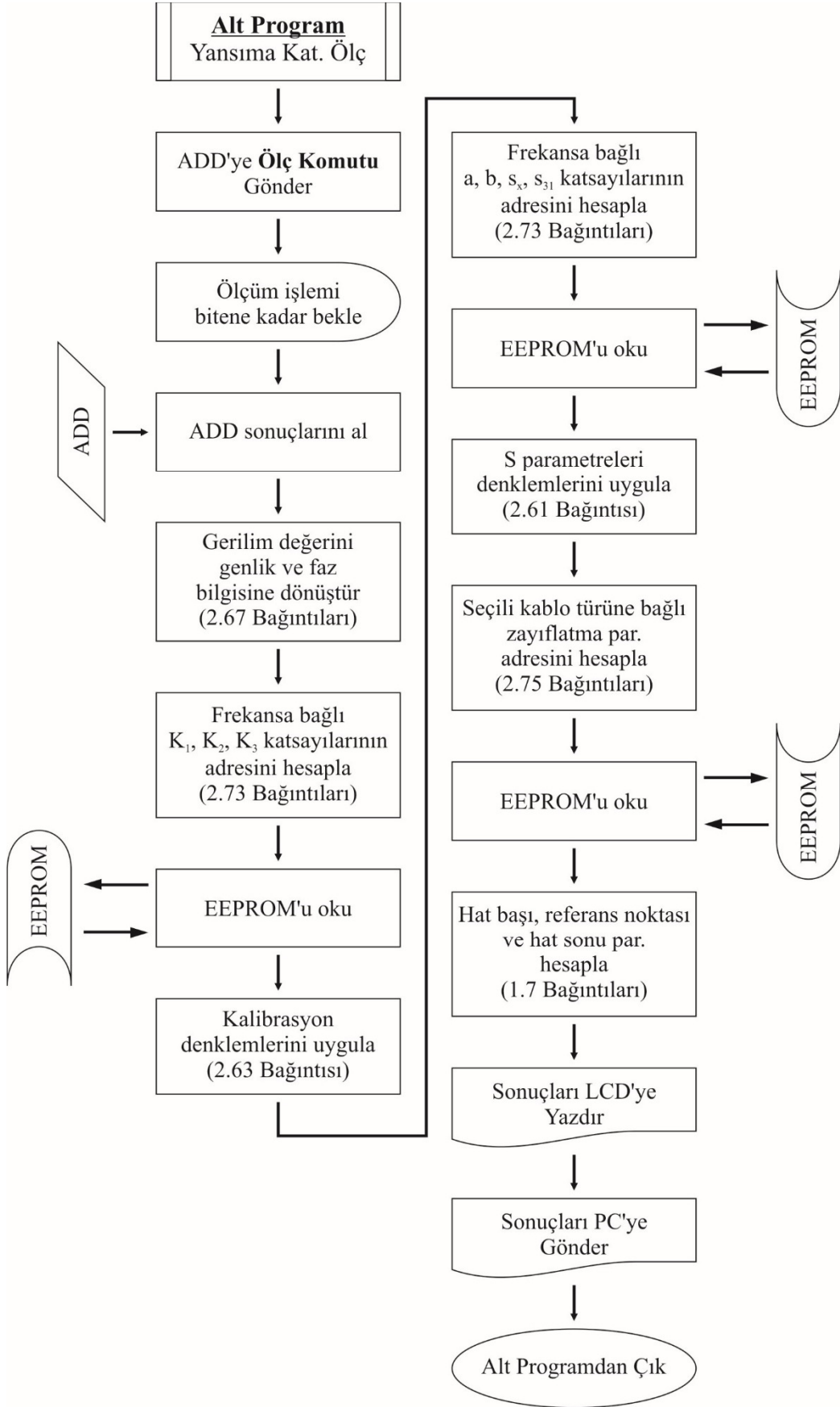
Yansıma katsayısı, AD8302 tarafından sürekli ölçülerek, entegre çıkışlarında analog gerilim olarak verilir. Ancak bu bilgi, merkezi işlem birimi tarafından istenen zamanlarda okunur. Ölç komutu, ADD olarak kullanılan MC3202'ye gönderilir ve belirli bir süre sonra sonuçlar dijital bilgi olarak alınır.

Yalın haldeki yansıma katsayısının genlik ve faz değerleri ise Şekil 2.31'de gösterildiği gibi; önce kalibrasyon denklemlerine sonra S parametreleri denklemlerine uygulanarak gerçek değerlerine dönüştürülür.



Şekil 2.31. Yansıma katsayısının hesaplanması

İlgili işleme ait, mikrodenetleyici tarafından yürütülen akış çizelgesi Şekil 2.32'de verilmiştir.



Şekil 2.32. Yansima katsayısının ölçülme ve hesaplanma işlemi akış çizelgesi



### 2.2.9. Bilgisayar Arayüz Programı

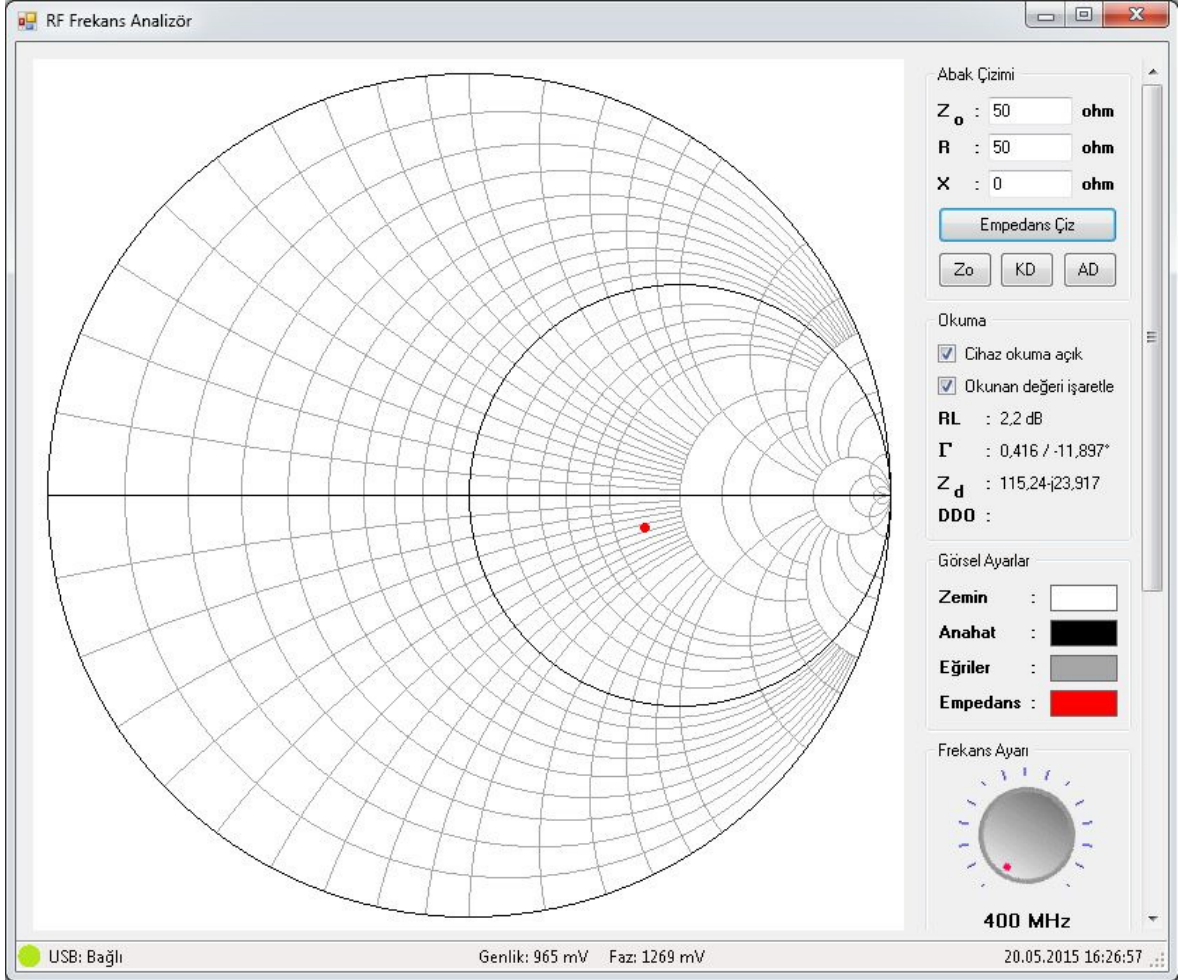
Çalışmada gerçekleştirilen mikrodalga devre analizörünün, ölçüm sonuçlarının aktarılması suretiyle, daha iyi bir analiz yapılabilmesi için bir arayüz programı tasarlanmıştır. Arayüz programı, *Visual Basic* dilinde yazılmış olup, Şekil 2.33'te ana ekran görüntüsü verilmiştir.

Cihaz ile bilgisayar bağlantısı USB hattı üzerinden yapılmakta olup, tak-kullan özelliğine sahiptir. Bağlantı kurulduğunda bilgisayar tarafından "İnsan Arabirim Aygıtı" (HID Uyumlu Aygıt – Human Interface Device) olarak tanıtılmaktadır ve bu sebeple ayrıca bir sürücü yüklemesi gerektirmemektedir.

Arayüz programı tarafından yapılan temel işlemler aşağıda verilmiştir:

- Cihazdan alınan yansıma katsayısı bilgisinin, ilgili formüller uygulanarak diğer parametrelere çevrilmesini sağlar.
- Smith abağı üzerinde referans noktasında ölçülen, empedans değerini gösterir.
- Abak görüntüleri, resim dosyası olarak kaydedilebilir.
- GKO çıkış frekansı ayarlanabilir.
- 10 MHz aralıklarla, herhangi bir yük için tarama yapılabilir.
- Kalibrasyon katsayılarının belirlenmesi işlemi arayüz programı ile yapılır.
- Cihaz çıkışında bulunan ve ilk ölçüm değerinin elde edilmesini sağlayan yönlü kuplör DBTC-9-4+ olmasına rağmen, benzer yapıda oluşturulmuş ve S parametreleri bilinen herhangi bir kuplör düzenine göre kalibrasyon yapılabilir.
- Cihazda bulunan EEPROM kaydedicisine, kalibrasyon ve S parametreleri yüklenebilir.
- Frekans değerine bağlı, kalibrasyon hataları ( $E_D, E_S, E_R$ ) görüntülenebilir.

Cihaz tarafından yapılan yansıma katsayısına bağlı diğer parametre hesapları, arayüz programı tarafından da aynı şekilde yapılmaktadır.



Şekil 2.33. Bilgisayar arayüz programının ekran görüntüsü

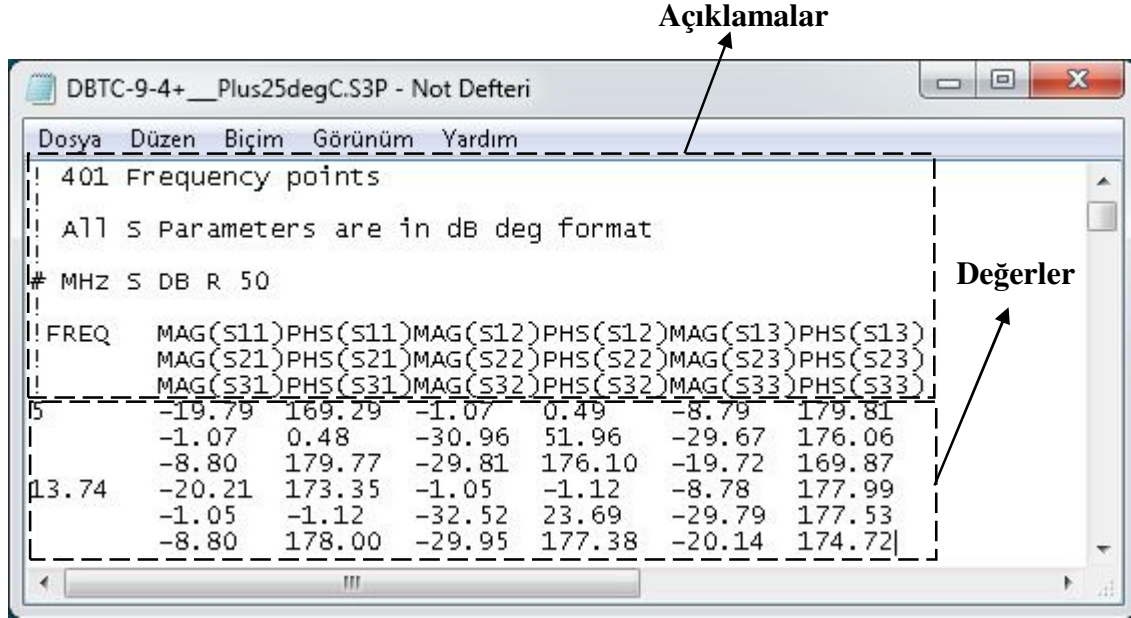
### 2.2.9.1. Oluşturulan Dosya Türleri (\*.XS3P ve \*.XCLB Dosyaları)

Arayüz programı tarafından yapılan işlemlerin gerçekleştirilebilmesi için bazı dosya türleri oluşturulmuştur.

#### a) XS3P Dosyası:

Mikrodalga devre elemanı üreticisi firmalar, üretilen elemana ait S parametrelerini Network Analizör kullanarak belirler [19]. Bu işlem için belirli bir frekans aralığı (örneğin 100 MHz-3 GHz) seçilir ve yine belirli frekans aralıklarıyla (örneğin 300 kHz) ölçüm sonuçları alınır. Toplanan bu veriler, SXP uzantısı verilen dosyalara kaydedilir. X harfi, ölçülen elemanın kapı sayısını gösterir; örneğin 3-kapılı bir yönlü kuplör için S parametrelerini içerir dosya uzantısı S3P'dir.

DCTC-9-4+ yönlü kablörüne ait S3P dosyasının Not Defteri uygulamasında açılmış hali Şekil 2.34'te verilmiştir (28, 2015).

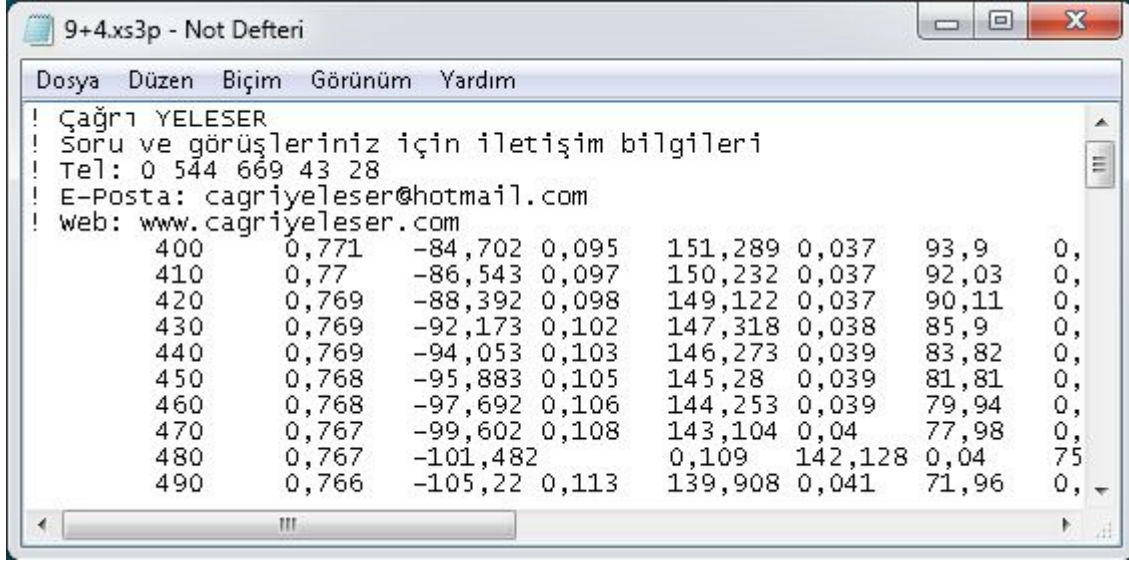


Şekil 2.34. S3P dosyası içeriği

Dosya içeriğinde de görülebileceği gibi, S3P dosyasında sadece 3 kapılı bir yönlü kablöre ait 401 frekans noktasında ölçülen S parametreleri yer almaktadır. Ancak çalışmada çift-yönlü kablör oluşturulmuştur. Bu sebeple, Bölüm 2.1.2.1'de anlatılan S parametrelerinin birleştirilmesi ve kullanıma uygun bir dosya haline getirilmesi gerekmektedir.

*Visual Basic* dilinde yazılarak geliştirilen ayrı bir program vasıtasıyla (S3P – XS3P Çevirici), herhangi 3-kapılı bir yönlü kablöre ait S parametreleri dosyası (\*.S3P), arayüz programında kullanılabilir \*.XS3P dosyasına çevrilir.

İki adet DCTC-9-4+ yönlü kablöründen oluşturulan çift-yönlü kablöre ait XS3P dosyasının Not Defteri uygulamasında açılmış hali Şekil 2.35'de verilmiştir.



Şekil 2.35. XS3P dosyası içeriği

Şekilde gösterilen dosya içeriğinde sırasıyla, frekans,  $a, b, s_x, s_{31}, \Gamma_{yük}, \Gamma_{açık-devre}, \Gamma_{kısa-devre}$  parametreleri genlik ve faz olarak bulunur.  $a, b, s_x, s_{31}$  parametreleri 2.61 bağıntısında,  $\Gamma_{yük}, \Gamma_{açık-devre}, \Gamma_{kısa-devre}$  parametreleri ise 2.63 bağıntısında verilen 3 noktalı kalibrasyon denklemlerinde kullanılacak olan ve çift-yönlü kuplörden ölçülecek gerçek değerlerdir.

#### b) XCLB Dosyası:

Kalibrasyon işleminin yapılması sonucunda elde edilen  $K_1, K_2, K_3, E_S, E_D, E_R$  parametrelerinin kaydedildiği dosya türü ise XCLB dosyasıdır. Bu dosya içeriğinde aynı zamanda  $a, b, s_x, s_{31}$  katsayıları da bulunur ve arayüz programı tarafından cihaza USB hattı üzerinden yüklenebilecek şekildedir<sup>1</sup>.

### 2.2.9.2. XCLB Dosyasının Cihaza Yüklmesi

USB hattından iletişim yapılabilmesi için, gönderilen veya alınan verilerin bir geçici bellek (tampon, buffer) dizisinde tutulması gerekir. Çalışmada 8 adet, 1 bayt hafızaya sahip geçici bellek dizisi kullanılmıştır.

<sup>1</sup> Parametreler ( $K_1, K_2, K_3, a, b, s_x, s_{31}$ ) 10 MHz aralıklarla, toplam 91 adet frekans noktası içindir.

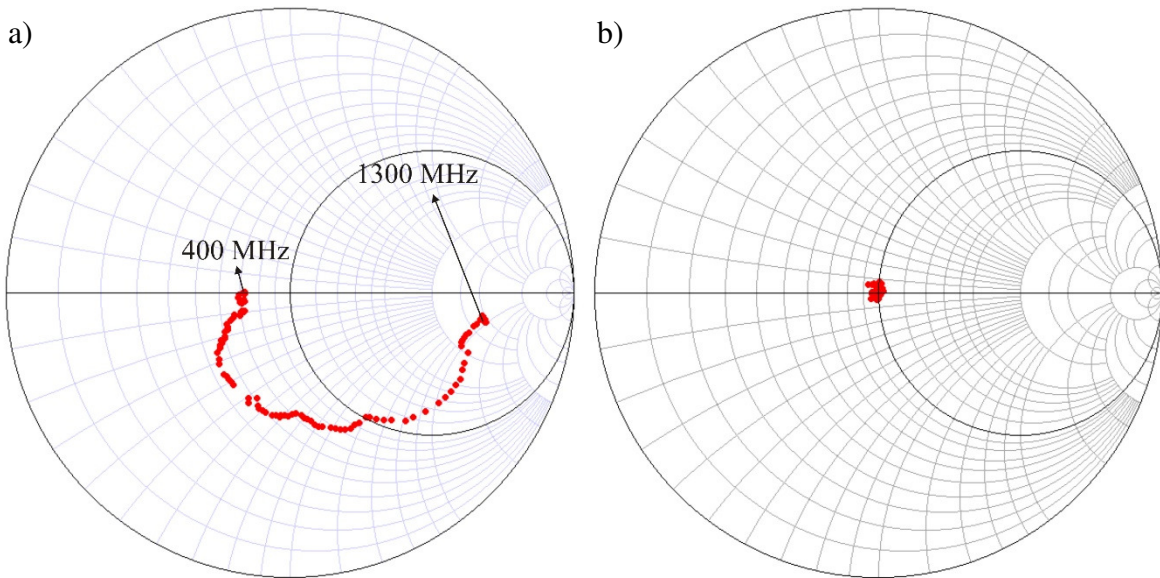
Oluşturulan bellek dizisinde veriler, iletişim hızını artırmak ve birim zamanda daha fazla verinin iletilmesi için belirli bir düzende yerleştirilmelidir. Bu sebeple, dosya içeriğinde bulunan frekans değeri ve her biri birer karmaşık sayı olan 7 adet parametrenin ( $K_1, K_2, K_3, a, b, s_x, s_{31}$ ) USB hattından yüklenebilmesi için, her iki iletişim noktası tarafından da bilinen bir veri paketi gönderme/alma algoritması (akış çizelgesi) geliştirilmiştir.

### 2.2.10. Cihazın Kalibrasyonu ve Çalıştırılması

Cihazın doğru sonuçları elde edebilmesi için, öncelikle bilinen yükler üzerinden kalibrasyon işleminin yapılması gerekmektedir. Birçok mikrodalga ölçüm cihazında da olduğu gibi, kalibrasyon işlemi açık-devre, kısa-devre ve yük ( $50 \Omega$ ) kullanılarak yapılmaktadır.

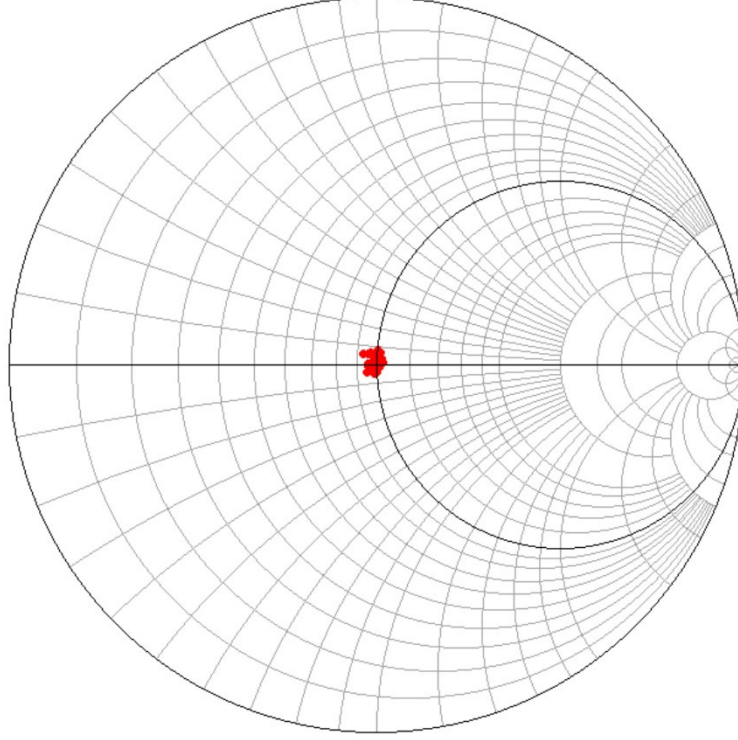
Kalibrasyon işleminde (2.62) bağıntıları, 400-1300 MHz frekans aralığındaki 91 adet frekans noktası için yapılır. Kalibrasyon için gerekli bilinen değerler, arayüz programı tarafından, çift-yönlü kuplör için oluşturulmuş XS3P dosyasından alınır. Kalibrasyon işleminde arayüz programı, sırasıyla açık-devre, kısa-devre ve  $50 \Omega$  sonlandırıcılar takılması ister.

Kalibrasyon işleminin yapılmadığı durumda  $50 \Omega$  yük için yapılan ölçüm sonuçları ve kalibrasyon sonrası aynı yük için yapılan ölçümler Şekil 2.36a ve 2.36b’de verilmiştir.

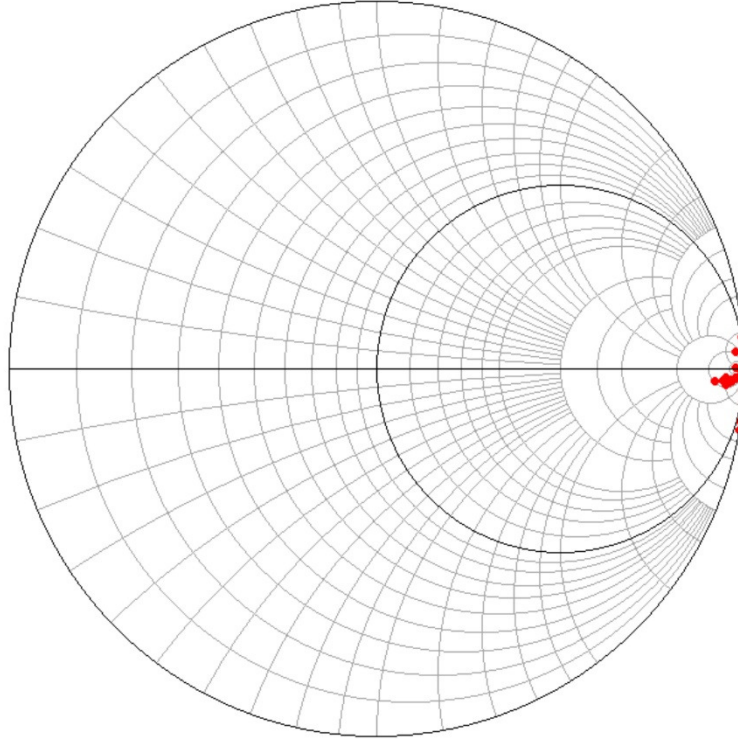


Şekil 2.36. Kalibrasyon öncesi(a) ve kalibrasyon sonrası(b)  $50 \Omega$  için program çıktıları

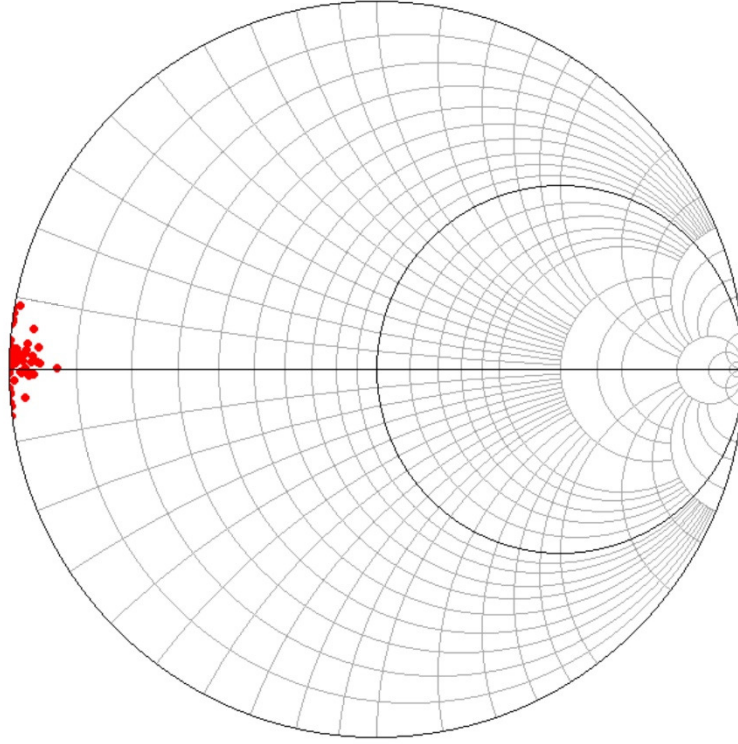
Kalibrasyon sonrası, cihaz tarafından ölçülerek elde edilen, açık-devre, kısa-devre ve  $50 \Omega$  sonlandırıcıda tarama sonucu çizilen çıktılar Şekil 2.37-39'da gösterilmiştir.



Şekil 2.37.  $50 \Omega$  sonlandırıcı için program çıktısı

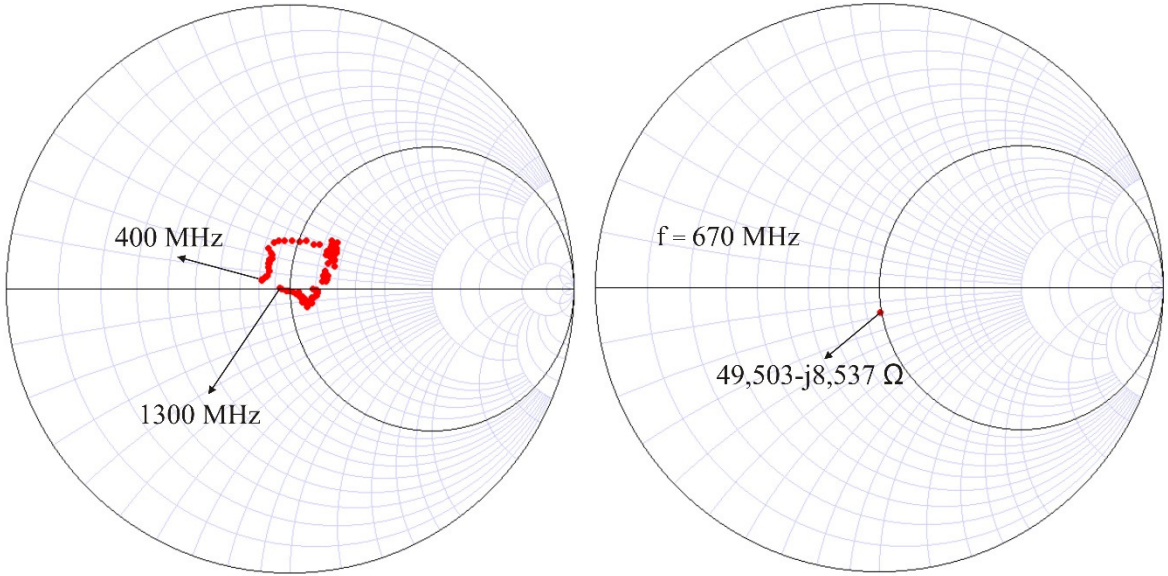


Şekil 2.38. Açık-devre sonlandırıcı için program çıktısı



Şekil 2.39. Kısa-devre sonlandırıcı için program çıktısı

Cihaz kullanılarak 400-1300 MHz bandında tarama yaptırılan  $Z_L = 75 \Omega$ 'luk yük için ve 670 MHz'de  $Z_L = 50 - j10,8 \Omega$  yük için program çıktıları Şekil 2.40'da gösterildiği gibidir.



Şekil 2.40. Çeşitli yükler için program çıktıları

### 3. SONUÇLAR, ÖNERİLER

Tasarlanan mikrodalga devre analizöründe yapılan ölçüm sonuçlarının, ölçülen büyüklüklerin gerçek değerlerine yakın olduğu görülmüştür. Ancak, kalibrasyon çıktılarında elde edilen hata değerleri ( $E_S$ ,  $E_D$ ,  $E_R$ ) incelendiğinde veya kalibrasyon olmadan ölçüm yapıldığında, olası hataların ölçüm sonuçlarına etkisi görülmektedir.

İletim hatlarında mümkün olduğunca ekranlama yapılmalı veya ekranlamalı (koaksiyel) kablo kullanılmalıdır. Sistemin fiziksel boyutlarının, koaksiyel hat kullanımına imkân vermediği durumlarda ekranlama işlemi, elektronik kartta yer alan mikroşerit hat çevresinde yapılmıştır. Ayrıca tasarlanan yüksek frekans devreleri, içten-dışa veya dıştan-içe elektromanyetik girişimlerin önlenmesi amacıyla iletken muhafaza içerisine yerleştirilmelidir. Çalışmada tasarlanan çift-yönlü kuplör devresinde, alüminyum folyo ile muhafaza yapıldığında, çıkış gücünde yaklaşık 1 dB'lik yükselme olduğu ölçülmüştür. Şekil 3.1 alüminyum folyo ile muhafazaya alınmış çift-yönlü kuplör devresini göstermektedir.



Şekil 3.1. Çift-yönlü kuplör devresi

Cihaz dâhilinde gerçekleştirilen osilatör devresinde çıkış filtresi kullanılmamıştır. Filtre olmaması sebebiyle üretilen herhangi bir frekans değeri için, harmonikler ortaya çıkmıştır. Örneğin, 400 MHz'de yapılan analiz sonucunda, bu frekansın harmonikleri olan 800 MHz, 1,6 GHz ve diğer harmoniklerden kaynaklı hatalar da mevcuttur. Çıkış filtresi kullanılarak harmonikler ortadan kaldırılırsa gerçek değere yaklaşarak daha doğru ölçümler elde edilebilir. Ancak tasarlanan sistemin sabit bir frekans değeri yoktur, bu sebeple sabit bir çıkış filtresi de çözüm olmayacaktır. Çıkış filtresi, ayarlanabilir bir filtre veya anahtarlabilir bir filtre dizisi olmak zorundadır.



Sistemde harmoniklerden kaynaklı hatalar, teorik olarak yapılan çalışmalar neticesinde bağıntılara bağlı hale getirilebilir. Elde edilen bağıntılar, yazılımsal olarak işlenirse, yazılımsal bir harmonik giderici filtre elde edilebilir.

Ayarlanabilir DA-DA dönüştürücünün tepki süresini, gerilim yükseltici devrede bulunan kondansatör ve direncin zaman sabiti belirlemektedir. Dönüştürücünün tepki süresi, dolayısıyla gerilim kontrollü osilatörün de tepki süresini etkilemiştir. Sonuç olarak, arayüz programı vasıtasıyla yapılan frekans taramalı analiz ve yine frekans taramalı kalibrasyon işlemlerinde gecikmeler ve hatalar oluşmuştur. Çalışma yapılan frekans bandının geniş olması, ayarlanan gerilim aralığının da geniş olmasını gerektirmiş ve bu sebeple kondansatör ve direnç değerlerinin seçimi zorlaşmıştır. Anahtarlamalı sistemler tasarlanarak, tepki süresi kısaltılabilir ve hatalar azaltılabilir.

Mikroşerit hat tasarımında, tasarlanan hattın sistemin karakteristik empedansına uygun olması zorunluluğu vardır. Tedarik edilen bakır plaketin kalınlığının  $1.6 \text{ mm}$  olması sebebiyle sistemin karakteristik empedansı olan  $50 \Omega$  için yol kalınlığı,  $2,673 \text{ mm}$  olarak hesaplanmıştır. Bu değer, ölçüm entegresinin bacak kalınlığı olan  $0,3 \text{ mm}$  değerinin çok üzerindedir. Bazı iletim hatlarında, mikroşerit hat kullanımının mümkün olmaması sebebiyle koaksiyel hat kullanılmış olmasına rağmen, bu sorundan kaynaklı ölçüm hatası sistemde bulunmaktadır. Bağıl dielektrik sabiti daha yüksek veya dielektrik malzeme kalınlığı daha az olan bir bakır plaket ile ölçüm sistemi tasarlanırsa, bu hatalar ortadan kaldırılabilir.

#### 4. KAYNAKLAR

1. Pozar, D. M., Microwave Engineering, Second Edition, sf. 1-2, Wiley, New York, 1998.
2. Ragan, G. L., Microwave Transmission Circuits, First Edition, McGraw-Hill Book Company, New York, 1948.
3. Times Microwave Systems, Complete Coaxial Cable Catalog & Handbook, 16th Edition, USA, 2013.
4. Qian, L. and Shan, Z., Coaxial Cable Modeling and Verification, Undergraduate Thesis, Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, Sweden, 2012.
5. Ulaby, F. T., Michielssen, E. and Ravaioli, U., Fundamentals of Applied Electromagnetics, Sixth Edition, Pearson Education, Noida, India, 1994.
6. Pozar, D. M., Microwave Engineering, Forth Edition, Wiley, New York, 2011.
7. Orfanidis, S. J., Electromagnetics Waves and Antennas, Department of Electrical and Computer Engineering, Rutgers University, Piscataway, 2014.
8. Jorgesen, D. and Marki, C., Marki Microwave, Directivity and VSWR Measurements, Morgan Hill, 2012.
9. Mini-Circuits, Datasheet of Surface Mount Voltage Controlled Oscillator ROS-1300+, New York, 2014.
10. Mini-Circuits, Datasheet of Surface Mount Directional Couplers DBTC-9-4+, New York, 2014.
11. Analog Devices, Datasheet of LF-2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector AD8302, Norwood, USA, 2002.
12. Calle, D. C. and Pérez, J. A. L., Gain and Phase Detector Based on the Analog Devices AD8302 Chip, Informe Técnico, 2012.
13. Microchip Technology, Datasheet of PIC18F2455/2550/4455/4550, Arizona, USA, 2006.
14. Microchip Technology, Datasheet of 2.7V Dual Channel 12-Bit A/D Converter with SPI Serial Interface MCP3202, Arizona, USA, 2006.
15. Microchip Technology, Datasheet of 256K I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> CMOS Serial EEPROM 24AA256/24LC256/24FC256, Arizona, USA, 2005.

16. ON Semiconductor Components Industries, Datasheet of 1.5A, Step-Up/Down/ Inverting Switching Regulators MC34063A/MC33063A/SC34063A/SC33063A/ NCV33063A, Denver, Colorado, 2010.
17. MikroElektronika, Now You Need a OK. Touchscreen, Belgrade, 2014.
18. Erođlu, B., RS232 Haberleşmeli Dokunmatik İmza Paneli, Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, 2009.
19. Anritsu, Application Note - Three and Four Port S-parameter Measurements, Microwave Measurements Division, Morgan Hill, 2002.
20. MEGEP, Elektrik Elektronik Teknolojisi – Analog ve Sayısal Haberleşme, 43-45, MEB Yayınları, Ankara, 2007.
21. Mini-Circuits, Application Note - Directional Couplers - Mini Circuits, <http://www.minicircuits.com/app/COUP7-2.pdf>, 23 Nisan 2015.
22. VNA Help for Microwave Network Analyzers, <http://www.vnahelp.com/tip20.html>, 23 Nisan 2015.
23. One-Port Vector Network Analyser Calibration, [http://gumtreecalculator.irl.cri.nz/help/Doc/One\\_Port.html](http://gumtreecalculator.irl.cri.nz/help/Doc/One_Port.html), 23 Nisan 2015.
24. Boost Converter, [http://en.wikipedia.org/wiki/Boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter), 13 Şubat 2015.
25. Analog Digital Converter, [http://antrak.org.tr/index.php?option=com\\_content&view=article&id=1686:analog-digital-converter&catid=109&Itemid=95](http://antrak.org.tr/index.php?option=com_content&view=article&id=1686:analog-digital-converter&catid=109&Itemid=95), 11 Ocak 2015.
26. Veri Tipi, [http://tr.wikipedia.org/wiki/Veri\\_tipi](http://tr.wikipedia.org/wiki/Veri_tipi), 17 Mart 2015.
27. Arduino : What happens if I power the arduino with both the USB and external power voltage simultaneously?, <http://arduino.stackexchange.com/questions/893/arduino-what-happens-if-i-power-the-arduino-with-both-the-usb-and-external-pow>, 28 Mart 2015.
28. DBTC-9-4+ S Parameters, [https://www.minicircuits.com/MCLStore/Agreement.jsp?file=DBTC-9-4+\\_S3P.zip](https://www.minicircuits.com/MCLStore/Agreement.jsp?file=DBTC-9-4+_S3P.zip), 20 Nisan 2015.

## ÖZGEÇMİŞ

14.12.1987 tarihinde Aydın'da doğdu. İlk ve ortaokul öğrenimini İzmir'de, lise öğrenimini ise Aydın Mehmet Akif Ersoy Lisesi'nde birincilikle bitirdi. Lisans eğitimine 2005 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde başladı. Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak 2011 yılında mezun oldu. Aynı yılın sonunda Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı. 2013 yılında Antalya'da özel bir firmada ARGE Mühendisi ve TÜBİTAK destekli projelerde Proje Yürütücüsü olarak çalıştı. 2015 yılında Trabzon'da bir limited şirkette, şirket ortağı ve Elektronik Mühendisi olarak çalıştı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.