

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PİSTON ZAYIFLATICI İLE ELEKTROMANYETİK
SİNYALLERİN GÜCÜNÜN DÜŞÜRÜLMESİ VE
ÖLÇEKLENDİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS

Cem HAYIRLI

**Anabilim Dalı: Fizik
Danışman: Prof. Dr. Elşen VELİ**

KOCAELİ, 2006

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PİSTON ZAYIFLATICI İLE ELEKTROMANYETİK
SİNYALLERİN GÜCÜNÜN DÜŞÜRÜLMESİ VE
ÖLÇEKLENDİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Cem HAYIRLI

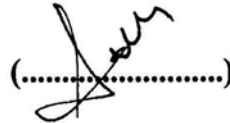
Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 04 Aralık 2006

Tezin Savunulduğu Tarih: 22 Ocak 2007

Tez Danışmanı
Prof.Dr.Elşen VELİ

()

Üye
Yrd.Doç.Dr.Abdurrahman ANDIÇ

()

Üye
Yrd.Doç.Dr.Cengiz AKAY

()

KOCAELİ, 2006

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Ulusal Metroloji Enstitüsü (UME), ülkemizde yapılan ölçümleri güvence altına alan ve bu ölçümlerin uluslararası sisteme entegrasyonunu sağlayarak Türk endüstriyel ürünlerinin kalitesini arttırmak amacı ile kurulmuş, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) bünyesinde bir enstitüdür. Laboratuvarlarında 7 temel SI birimi ve bunlara bağlı diğer birimlerin ulusal düzeyde oluşturulması en önde gelen görevleri arasındadır. UME bünyesinde bulunan RF ve Mikrodalga Laboratuvarı RF ve mikrodalga frekans bölgesinde güç, empedans, zayıflatma oranı ve gürültü ölçümlerinde kullanılmak üzere temel SI (Uluslararası birimler sistemi) birimlerine bağlı ulusal standartları oluşturmak amacı ile kurulmuştur. Laboratuvarında zayıflatma oranı ölçümlerinin izlenebilirliği, diğer ülke ulusal metroloji enstitülerinin ölçüm sistemlerine bağlı olarak sağlanabilmektedir. Türkiye’de zayıflatma oranı ölçümleri için standart olacak piston zayıflatıcı yapımı ile ilgili çalışmalar ilk defa UME’de yapılmıştır. Üretilen piston zayıflatıcı ile deneme ölçümleri yapılmış olup sonuçlar doğrultusunda bu standart zayıflatıcının iyileştirilmesi için çalışmalar devam etmektedir.

Tez aşamasında fikirleri ile beni yönlendiren ve teşvik eden KOÜ Fizik Bölümü öğretim üyesi danışmanım çok değerli hocam Prof. Dr. Elşen VELİ’ye, Piston zayıflatıcının üretilmesi konusunda bana hem teorik hem de pratik destek veren başta UME – Empedans Standartları Birimi sorumlusu Yakup GÜLMEZ’e, UME-RF ve Mikrodalga Laboratuvarı çalışanları, Murat CELEP, Turgay ÖZKAN, Şenel YARAN, Erkan DANACI, Aydın YAVUZ ve Cengiz YILMAZ’a, UME Mekanik Atölyesi çalışanlarına ve bana her zaman destek olan Babama, Anneme ve Eşim Gamze HAYIRLI’ya teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ	iii
TABLolar DİZİNİ	iv
SİMGELER	v
ÖZET	vii
İNGİLİZCE ÖZET	viii
1.GİRİŞ	1
2.ZAYIFLATMA ÖLÇÜM SİSTEMLERİ	5
2.1.Genel Kavramlar	5
2.2.Güç Oranları Yöntemi	7
2.3.Gerilim Oranları Yöntemi	12
2.4.AF Yerine Koyma Yöntemi	15
2.5.IF Yerine Koyma Yöntemi	17
3.STANDART ZAYIFLATICILAR	19
3.1.Dönel Pervane Zayıflatıcı	19
3.2.Kelvin Varley Gerilim Bölücü	21
3.3.İndüktif Gerilim Bölücü (IVD)	22
3.4.Piston Zayıflatıcı	23
3.4.1.Silindirik koordinatlarda Maxwell denklemleri	23
3.4.2.Piston zayıflatıcının çalışma prensibi	28
3.4.3.Dalga kılavuz içerisinde TE_{11} modunun uyarılması	35
3.4.4.Zayıflatma oranının belirlenmesi	41
4.PİSTON ZAYIFLATICININ PARÇALARI	44
4.1.Dalga Kılavuzu	44
4.2.Piston ve Yükseklikleri Ayarlanabilir Sehpalar	46
4.3.Doğrusal Hareket Sistemi	47
4.4.Antenler ve Empedans Uyumu	47
4.5.Mod Filtresi	50
5.DENEYSEL SONUÇLAR VE ÖNERİLER	51
5.1.Ölçüm Sonuçları	51
5.2.Piston Zayıflatıcının Belirsizliği	57
6.SONUÇ	61
KAYNAKLAR	62
ÖZGEÇMİŞ	66

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1: İşaret kaynağı-iki uçlu devre-yük bağlantı diyagramı	5
Şekil 2.2: İşaret kaynağı-iki uçlu devre-yük işaret akış diyagramı	6
Şekil 2.3: Güç oranları yöntemi blok diyagramı	9
Şekil 2.4: Empedans uyumlaştırma teknikleri	11
Şekil 2.5: Gerilim oranları yöntemi blok diyagramı	13
Şekil 2.6: AF yerine koyma yöntemi blok diyagramı	16
Şekil 2.7: NPL yapımı Weinschel IF yerine koyma yönteminin blok diyagramı	18
Şekil 3.1: Dönel pervane zayıflatıcı	19
Şekil 3.2: Dairesel kesitte a) giriş vektörleri b) çıkış vektörleri	20
Şekil 3.3: Kelvin-Varley zayıflatıcı	21
Şekil 3.4: 4 Katlı indüktif gerilim bölücü	22
Şekil 3.5: Referans düzlemler ve silindir içindeki yansıma katsayıları	30
Şekil 3.6: Piston zayıflatıcıya ait eşdeğer devre	32
Şekil 3.7: Akım düzlemi tarafından uyarılan TE_{11} modunun a) elektrik ve	36
b) manyetik alanları	36
Şekil 3.8: TE_{11} ve TE_{12} modları kombinasyonundan oluşan alan şiddeti dağılımı....	37
Şekil 3.9: Asimetrik bobin tarafından üretilen TM_{01} modu	38
Şekil 3.10: a) Tek iletken ya da b) simetrik bobin tarafından üretilen TM_{11} modu...	39
Şekil 3.11: a) TE_{11} ve b) TE_{12} mod alanları içinde kısa alıcı bobin.....	40
Şekil 3.12: a) Bobin ve b) tek iletken için yer değiştirme-zayıflatma grafiği.....	41
Şekil 4.1: TÜBİTAK-UME’de kurulan piston zayıflatıcı.....	44
Şekil 4.2: Yüksekliği ayarlanabilir silindir sehpası, piston sehpası ve piston	46
Şekil 4.3: PI marka doğrusal hareket sistemi	47
Şekil 4.4: Silindirik dalga kılavuz içerisindeki bazı elektromanyetik modlar	48
Şekil 4.5: Verici anten.....	49
Şekil 4.6: Mod filtresi	50
Şekil 5.1: TUBİTAK-UME’de kurulan piston zayıflatıcı ve kullanılan cihazlar	51
Şekil 5.2: Mesafeye bağlı zayıflatma oranı miktarının değişimi	52
Şekil 5.3: Birim mesafeye bağlı zayıflatma oranı	53
Şekil 5.4: Piston ve üzerindeki hava yatağı	54
Şekil 5.5: Halka mıknatıs yapımı	55
Şekil 5.6: UME’de kurulan bakır kaplama havuzu	56
Şekil 5.7: Çelik mandrel üzerine bakır kaplama	56

TABLULAR DİZİNİ

Tablo 3.1: TE ve TM modları için bazı ρ_{nm} değerleri.....	27
Tablo 3.2: Mod filtresindeki metal şerit sayısına göre TE ₁₁ ve TM ₀₁ modlarındaki zayıflatma miktarlarındaki değişim.....	38
Tablo 5.1: Lazer ve kod çözücü ile okunan mesafe değerleri.....	59

SİMGELER

a	: etkin yarıçap
A	: zayıflatma oranı(dB)
c	: ışık hızı
E	: elektrik alan (V/m)
f	: frekans
f_c	: kesim frekansı
H	: manyetik alan (A/m)
I	: akım
J_n	: n. dereceden bessel fonksiyonu
k	: dalga sayısı
L	: indüktans (H)
L_1	: araya girme kaybı
P	: güç (W), Poynting vektörü
r	: fiziksel yarıçap
S	: saçılma parametresi
TE	: enine elektrik alan modu
TM	: enine manyetik alan modu
V	: gerilim farkı
X	: reaktans
Z_0	: karakteristik empedans (Ω)
α	: zayıflatma oranı (dB/m)
β	: faz sabiti
γ	: yayılma sabiti
Γ	: yansıma katsayısı
δ	: deri kalınlığı
ϵ	: dielektrik sabiti (F/m)
λ	: dalga boyu
μ	: manyetik geçirgenlik (H/m)
ρ_{nm}	: n. derecen bessel fonksiyonunun yada türevinin m. kökü
σ	: iletkenlik (S/m)
ω	: frekans (Hz)

Alt İndisler

GB	: ayar bloğu (gauge blok)
k	: kaynak
REF	: Referans
y	: yük

Kısaltmalar

- AF : Ses Frekansı (Audio Frekans)
CW : Sürekli Dalga (Continuous Wave)
DC : Doğru Akım
DVM : Dijital Volt Metre
IF : Ara frekans (Intermediate Frequency)
IVD : İndüktif Gerilim Bölücü (Inductive Voltage Divider)
KYC : Kalibrasyonu Yapılan Cihaz
LO : Lokal Osilatör
PSD : Faz Duyarlı Dedektör (Phase Sensitive Detektor)
RF : Radyo Frekans
rms : Karelerinin ortalamasının karekökü (root mean square)
VSWR: Gerilim Duran Dalga Oranı (Voltage Standing Wave Ratio)

“PİSTON ZAYIFLATICI İLE ELEKTROMANYETİK SİNYALLERİN GÜCÜNÜN DÜŞÜRÜLMESİ VE ÖLÇEKLENDİRİLMESİ”

CEM HAYIRLI

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik işaretlerde zayıflatma oranı, elektromanyetik dalga modları, mod filtresi, belirsizlik bileşenleri, piston zayıflatıcı.

Özet: Zayıflatma oranı değerinin doğru olarak bilinmesi, Radyo Frekans (RF) ve mikrodalga devre ve cihazlarının karakterizasyonunun önemli bir parçasıdır. Örneğin bir radar sistemindeki devre elemanlarının zayıflatma oranı değerlerinin doğruluğu, devre tasarımcısının, vericiden antene iletilen güç miktarını, alıcının gürültü katsayısını ve sistemin bit hata oranını doğru bir şekilde hesaplaması için önemlidir. Diğer yandan kalorimetre gibi hassas güç ölçüm sistemlerinde etkin verimlilik[1-3] değerinin bulunması için önemli bir parametre olan iletim hattının doğru bir şekilde karakterizasyonu, yine zayıflatma oranı ölçümlerinin doğruluğu için önem kazanır.

Metroloji dünyası tarafından kullanılan zayıflatma oranı ölçüm yöntemleri, doğruluklarını, standart olarak kullanılan bir zayıflatıcı üzerinden sağlarlar. Kullanılan bu zayıflatıcının standart olarak kabul edilebilmesi için değerinin doğru bir şekilde bilinmesi gerekir. Bu zayıflatıcılar arasında piston zayıflatıcı, birincil seviye ara frekans (IF) yerine koyma yönteminde standart olarak kullanılan bir zayıflatıcıdır ve değeri zaman ve metre temel birimleri üzerinden sağlanır.

Bu tez kapsamında, bir işaret kaynağı ve RF yükselteç kullanılarak üretilen 30 MHz ve 1 Watt güç değerine sahip işaret, 20,20 mm çap ve 200 mm uzunluğunda pirinç malzemeden üretilen silindir dalga kılavuzu içerisine yerleştirilmiş verici antene, koaksiyel bir hat ile iletilmiştir. Verici antenden dalga kılavuz içerisine yayılan işaret, zayıflayarak dalga kılavuzunun diğer ucundaki bir alıcı antene, oradan da yine koaksiyel hat ile bir dedektöre iletilmiştir. Antenlerden biri sabit tutularak diğeri bir lineer hareket sistemine monte edilen piston ile dalga kılavuzu içerisinde hareket ettirilmiş ve farklı mesafelerde dedektörden zayıflatma oranı miktarları okunmuştur. Elde edilen deneysel sonuçlar, antenlerin birbirine yakın olduğu 10 mm’lik mesafede farklı elektromanyetik modların varlığından dolayı yüksek ve değişken zayıflatma oranları oluştuğunu ve bu mesafeden sonra saf TE_{11} elektromanyetik modunun kalarak 70 mm’ye kadar lineer desibel skalanın oluştuğunu göstermiştir. 80 mm’den sonraki kısımda sızıntı işaretleri ve elektriksel gürültünün, asıl ölçülmek istenen işarete baskın gelerek ölçümüne engel olduğu gözlenmiştir.

“ATTENUATION AND SCALING OF POWER OF ELECTROMAGNETIC SIGNALS WITH PISTON ATTENUATOR”

CEM HAYIRLI

Key words: Attenuation, electromagnetic mode, mode filter, uncertainty components, piston attenuator.

Abstract: Knowing attenuation ratio correctly is important part of the characterization of RF and microwave circuits and devices. For example, accuracy of attenuation ratio of circuit components of a radar system is very important for circuit designer to calculate the power transmitted from transmitter to antenna, noise figure of receiver and the ratio of bit to error correctly. Moreover, accuracy of the attenuation measurements is critical for determination of the effective efficiency value in a power measurement system such as calorimeter where it is needed to precisely characterize the transmission line.

Attenuation measurement methods used by metrology society acquire their accuracy through a standard attenuator. In order to be accepted as a standard attenuator, its value must be known precisely. Among these attenuators, piston attenuator is a standard attenuator whose value is obtained from time and meter units and is used in IF substitution method, which is a primary level.

In this thesis, a signal with 30 MHz and 1 Watt power value was produced with the help of a signal generator and an amplifier. The signal was transmitted to the input antenna located in a cylinder waveguide made up of brass, with diameter of 20,20 mm and length of 200 mm. The signal radiated from the input antenna into the waveguide was transmitted to an output antenna after attenuated by the waveguide and reached to a detector via a coaxial line. The input antenna was moved in the waveguide by a piston fixed on a linear motion system while the output antenna was fixed on the other end of the waveguide. Then, the attenuation ratio values were recorded at different distances of antennas. Experimental results demonstrated that high and variable attenuation ratios take place at antenna distances up to 10 mm due to the existence of different electromagnetic modes. Furthermore, linear decibel scale is obtained between 10 mm and 80 mm tanks to pure TE_{11} mode. At antenna distances higher than 80 mm, it was observed that leakage current and electrical noise dominated the signal that was tried to be measured

1. GİRİŞ

Piston zayıflatıcılar ilk kez 1929 yılında standart işaret kaynaklarının içerisinde, radyo alıcılarını test etmek için kullanılmıştır. Bu tarihten piston zayıflatıcı ile ilgili ilk makalenin çıktığı 1935 yılına[4] kadar, bir çok çeşidi geliştirilmiştir. Piston zayıflatıcı terimi de ilk kez bu makale üzerindeki tartışmalar esnasında çıkmıştır. İlk teorik çalışmalar H.A.Wheller tarafından yapılmış olmasına rağmen ilk makale Harnet ve Case tarafından yayımlanmıştır. 1935’de yayımlanan ilk makalede Harnet ve Case, 3 tip elektromanyetik mod tanımlayarak lineer desibel ölçekte saf modun önemini vurgulamışlardır. İlk yıllarda 100 kHz ile 24 MHz frekansları arasında çalıştırılan piston zayıflatıcı daha sonraki deneyimlerle saf modun elde edilebilmesi için 20 MHz-60 MHz frekans aralığında sabit bir frekansta çalıştırılmıştır.

Zayıflatıcı, girişine uygulanan elektriksel işaretin genliğini azalan yönde bir değişime uğratarak çıkışına ileten devre elemanı olarak tanımlanır. Genel olarak, direnç, bir zayıflatıcı olarak düşünülebilir. Radyo frekanslarında (RF) ve mikrodalga frekanslarında zayıflatıcılar, daha farklı yöntemlerle gerçekleştirilirler[5]. Bu zayıflatıcıların değerleri, kullanım yerlerine ve kullanım amaçlarına bağlı olarak belirlenir. Genellikle değerleri desibel (dB) olarak verilmektedir ve ticari olarak en çok 3dB, 6dB, 10dB ve 20dB değerlerinde sabit ve 0-10 dB/1dB, 0-70dB/10dB ve 0-110dB/10dB değerleri aralığında değişken adım zayıflatıcılar, değişik frekans aralığında ve değişik konnektör yapılarında bulunabilmektedir. Diğer yandan, zayıflatıcılar koaksiyel olabilecekleri gibi dalga kılavuzu yapıya da sahip olabilirler.

Zayıflatıcılar uygulamada güç aktarımında, yüksek giriş gücünün kontrol edilmesinde, iki sistem arasında izolasyon sağlamada, yüksek yansıma katsayısının etkisini düşürmede, işaret algılayıcı devrelerin hassasiyetinin belirlenmesinde, metrolojik amaçlı ölçümlerde, güç değerlerinin hassas bir şekilde belirlenmesi amacıyla, v.b. bir çok yerde kullanılmaktadır. Bu uygulamalar gerçekleştirilirken, çoğunlukla zayıflatıcının gerçek değerinin ve belirsizliğinin bilinmesine ihtiyaç

duyulur. Uygulama yerine bağı olarak zayıflatıcının değerinini hangi belirsizlikle bilindiğı önem kazanır.

Zayıflatıcının sahip olduğı değeri belirlemek için ölçümlerin yapılmasında kullanılacak sistem, belirsizlik değerinini hangi doğrulukla bilinmek istendiğine göre belirlenir. Düşük belirsizlikli zayıflatıcı ölçümleri için kullanılabilir yöntemler; RF yerine koyma yöntemi, IF yerine koyma yöntemi, vektör IF yerine koyma yöntemi, ses frekans (AF) yerine koyma yöntemi, güç oranı yöntemi, gerilim oranı yöntemi, zaman aralığı oranı yöntemi, altı kapı yöntemi ve Josephson Junction yöntemi olarak sayılabilir[6]. Bu ölçme yöntemlerinin çoğunluğu, bir standart zayıflatıcı kullanılır. Standart olarak, dönел pervane zayıflatıcı, kesim dalga boyu altında çalışan (WBCO veya piston) zayıflatıcı, Kelvin Varley zayıflatıcı ve indüktif gerilim bölücü (IVD) tipi zayıflatıcılar kullanılabilir [7-15] Yapılacak ölçümde hangi zayıflatıcının kullanılacağı belirlenmesi, seçilen ölçme yöntemine bağıdır. Metroloji enstitülerinde standart zayıflatıcı olarak en çok piston ve IVD tipi zayıflatıcılar tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, piston zayıflatıcının teorisi, çalışması ve tasarımı için önemli parametreler incelenmiş ve bir piston zayıflatıcı üretimi gerçekleştirilerek ölçümler yapılmıştır.

Piston zayıflatıcı, dalga kılavuz içerisine yerleştirilmiş alıcı ve verici iki antenin aralarındaki uzaklıklar değiştirilerek elektromanyetik işaretin, dalga kılavuz içinde zayıflatma oranının değışmesi prensibiyle çalışır. Dalga kılavuzun fiziksel büyüklüklerine bağı olarak içerisinde belli bir frekans bandının yayılması söz konusudur. Dalga kılavuzunun içinde kesim frekansından daha küçük frekansa sahip bir işaret kılavuzlanırsa işaret üstel olarak zayıflar. Dolayısıyla istenilen zayıflatma oranına bağı olarak uygun dalga kılavuzu boyutlarına sahip silindir kullanılarak piston zayıflatıcı yapılabilir. Bu tip bir zayıflatıcının en önemli avantajı zayıflatma oranının doğru bir şekilde frekans ve dalga kılavuzun fiziksel boyutlarından hesaplanabilir olmasıdır.

Dalga kılavuzları içerisinde yayılan elektromanyetik dalgaların, çalışılan frekansa göre Maxwell denklemlerinin ve sınır koşullarının belirlediği çeşitli dağılım biçimlerine mod denir. Yukarıda bahsedilen avantajdan faydalanabilmek için dalga kılavuzunun içinde yalnızca bir modun kılavuzlanmasını sağlamak gerekir. Eğer dalga kılavuzu içinde birden fazla mod kılavuzlanırsa dalga kılavuz boyunca üstel zayıflatma kuralı geçerliliğini kaybeder. Çünkü her mod farklı zayıflatma miktarına sahiptir ve bu şartlarda da bir mod dalga kılavuzunun bir noktasında önemliken diğeri başka bir noktada önem kazanacaktır. Elektromanyetik işaret yalnızca bir moda sahipse ve dalga kılavuzunun her noktasında fiziksel boyut ve elektriksel özellikler aynı ise zayıflatma kuralı üstel olacaktır. Silindirik dalga kılavuzu içerisinde TE_{11} modu en düşük zayıflatma oranına sahip olan elektromanyetik moddur[16, 17]. Kaynaktan uzaklaştıkça, eğer mevcutsa, TE_{11} modu haricindeki tüm modlar hızlı bir şekilde zayıflayacaklardır.

Bundan dolayı, piston zayıflatıcının, zayıflatıcı standardı sınıfına girebilmesi için, dalga kılavuz içerisinde saf TE_{11} (yayılm yönünün enine elektrik ve boyuna manyetik alana sahip) modunun kullanılması gereklidir. Bunun için, uyarılması ihtimal dahilinde olan TM_{01} (yayılm yönünün enine manyetik ve boyuna elektrik alana sahip) modunun zayıflatmasını sağlayan elektrik-alan perdelemesi işlevi gören mod filtresi kullanılmalıdır[16-18]. Uygun anten tipleri ve mod filtresi kullanımı, tek mod kılavuzlama şartını büyük ölçüde sağlayacaktır.

Böylece, verici antende indüklenen elektromanyetik dalganın, antenler arası uzaklıkla üstel değişimi sağlanmış olur ve bu değişim oranı, homojen dalga kılavuzunun boyutlarından hesap edilir. Hesaplamalarda yüksek doğruluk istendiğinde, dalga kılavuzunun iletkenliğine bağlı düzeltmeye de ihtiyaç vardır.

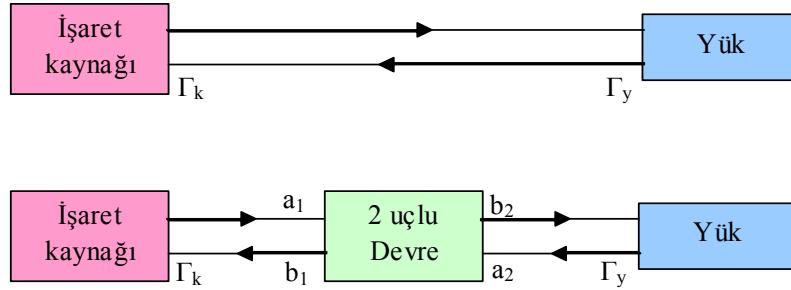
İkinci bölümde zayıflatma oranı ölçümlerinde kullanılan önemli iki terimden ve literatürde en çok konu edilen zayıflatma oranı ölçüm sistemlerinden bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde standart olarak en çok kullanılan zayıflatıcılara kısaca değinilmiştir. Bunlar arasından piston zayıflatıcının çalışma prensibi ve formüllerinin Maxwell denklemlerinden çıkarılışı detaylı olarak verilmiştir. Ayrıca saf TE_{11} modunun üretilmesi için nelerin gerektiği belirtilmiştir. Dördüncü bölümde piston

zayıflatıcının üretilme aşamalarından ve piston zayıflatıcıyı oluşturan elemanların tanıtımından bahsedilmiştir. Son bölümde kurulan piston zayıflatıcı ile gerçekleştirilen deneylerin sonuçları verilerek daha iyi sonuçların elde edilmesi için yapılması gerekenler belirtilmiştir. Ayrıca bu bölümde ölçümlerin belirsizlik bileşenleri çıkarılarak toplam belirsizlik hesaplanmıştır.

2. ZAYIFLATMA ÖLÇÜM SİSTEMLERİ

2.1. Genel Kavramlar

Γ_k yansımaya katsayısına sahip bir işaret kaynağı, Γ_y yansımaya katsayısına sahip bir yüke direk bağlandığı zaman yük üzerinde harcanan gücün P_1 , işaret kaynağı ile yük arasına iki uçlu bir devre bağlandığı ve bu durumda da yük üzerinde harcanan gücün P_2 olduğu varsayalım (Şekil 2.1).



Şekil 2.1: İşaret kaynağı-iki uçlu devre-yük bağlantı diyagramı

Burada Γ_k ve Γ_y işaret kaynağının ve yükün yansımaya katsayıları iken, a_1 , a_2 , b_1 , b_2 [19] kompleks gerilim değerlerini göstermektedir.

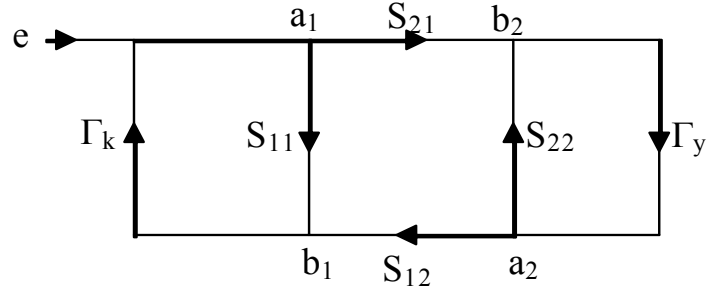
Bu iki uçlu devreye ait araya girme kaybı L_I [20],

$$L_I = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilir ve birimi desibeldir.

Zayıflatma oranı ise araya girme kaybının, $\Gamma_k = \Gamma_y = 0$ 'a eşit olduğu özel durumudur[6]. Araya girme kaybı iki uçlu devrenin karakteristiğinin yanında Γ_k ve Γ_y değerlerine de bağlıyken, zayıflatma oranı sadece iki uçlu devrenin özelliklerini yansıtır.

Şekil 2.2’de işaret kaynağı, iki uçlu devre ve yükten oluşan devreye ait işaret akış diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.2: İşaret kaynağı-iki uçlu devre-yük işaret akış diyagramı

Burada S_{11} , S_{12} , S_{21} ve S_{22} iki uçlu devreye ait saçılma parametreleridir[19].

Temassız döngü kuralına göre[19, 21, 22] b_2 ve e gerilimleri oranı,

$$\frac{b_2}{e} = \frac{S_{21}}{1 - (\Gamma_k S_{11} + S_{22} \Gamma_y + \Gamma_k S_{21} \Gamma_y S_{12}) + \Gamma_k S_{11} S_{22} \Gamma_y} \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilir.

Yük girişine gelen güç, iletim hattının karakteristik empedansı Z_0 ve b_2 gerilimi cinsinden $|b_2|^2/Z_0$ ve yükten yansiyarak geri dönen güç de $|a_2|^2/Z_0$ şeklinde ifade edilir. Dolayısıyla yük üzerinde harcanan güç, bu iki gücün farkı şeklinde ifade edilir:

$$P_2 = \frac{|b_2|^2}{Z_0} - \frac{|a_2|^2}{Z_0} = \frac{|b_2|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_k|^2). \quad (2.3)$$

Formül (2.2) ve Formül (2.3)’den yararlanılarak P_2 gücü,

$$P_2 = \frac{|e|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_y|^2)}{Z_0 |1 - (\Gamma_y S_{11} + S_{22} \Gamma_y + \Gamma_k S_{21} \Gamma_y S_{12}) + \Gamma_k S_{11} S_{22} \Gamma_y|^2} \quad (2.4)$$

şeklinde elde edilir.

Yük, işaret kaynağına direk bağlandığında iki uçlu devreye ait parametreler olmayacağından $S_{11} = 0$, $S_{22} = 0$, $S_{12} = 1$, $S_{21} = 1$ olur ve yük üzerinde harcanacak güç P_1 ,

$$P_1 = \frac{|e|^2 (1 - |\Gamma_y|^2)}{Z_0 |1 - \Gamma_k \Gamma_y|^2} \quad (2.5)$$

olarak elde edilir.

Formül (2.4) ve Formül (2.5), Formül (2.1)'e uygulanırsa, iki uçlu devreye ait araya girme kaybı S-parametreleri cinsinden şu şekilde elde edilir:

$$L_I = 10 \text{Log}_{10} \left| \frac{(1 - S_{11} \Gamma_k)(1 - S_{22} \Gamma_y) - S_{12} S_{21} \Gamma_k \Gamma_y}{S_{21}(1 - \Gamma_k \Gamma_y)} \right|^2 \quad (2.6)$$

Bu iki uçlu devreye ait zayıflatma oranı ise $\Gamma_k = 0$ ve $\Gamma_y = 0$ kabul edilerek, Formül (2.7)'deki gibi ifade edilir:

$$A = 10 \text{Log}_{10} \frac{1}{|S_{21}|^2} \quad (2.7)$$

İki uçlu devre elemanlarına ait bu zayıflatma oranı değerini bulmak için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Metroloji dünyasında birincil seviye zayıflatma oranı ölçüm yöntemleri arasında en yaygın olarak güç oranları yöntemi, gerilim oranları yöntemi, AF yerine koyma yöntemi ve IF yerine koyma yöntemi kullanılmaktadır.

2.2. Güç Oranları Yöntemi

Güç oranları yöntemi çok temel bir yöntem olup kurulumu en kolay sistemlerden biridir. Farklı düzeneklerde olabilen bu yöntemle 50 dB' ye varan ölçümler alınabilmektedir[23]. Şekil 2.3'de görülen güç oranları yöntemine ait iki kanallı yapıda, sürekli dalganın (CW), güç genliğinin iki farklı noktada ölçülmesi

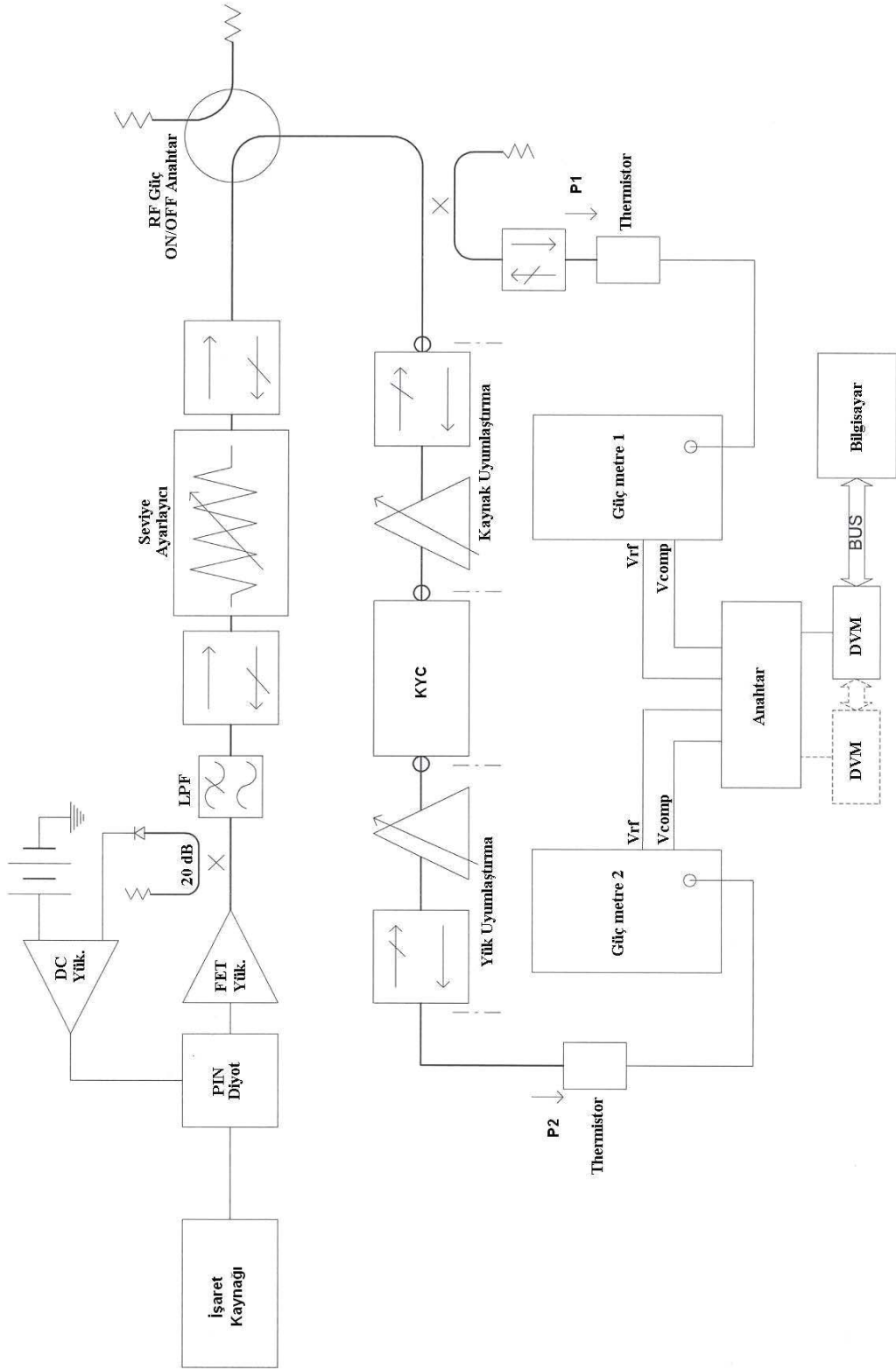
amaçlanmıştır. Temeli STELZRIED ve PETTY[24, 25] tarafından oluşturulan bu yapının şekildeki geliştirilmiş halinden görüleceği gibi, P_1 ve P_2 güç değerleri, ölçüm noktasından hemen önce ve sonra thermistor mount[26] adı verilen ve içerisinde negatif sıcaklık katsayısına sahip direnç bulunan yapılar ile okunur ve kalibrasyonu yapılan cihaz (KYC) sisteme bağlı değilken ve bağlı iken bu işlem tekrar edilir. KYC'ye ait zayıflatma oranı A , bu güç değerleri kullanılarak hesaplanır:

$$A = 10\text{Log}[P_2(S)/P_1(S)] - 10\text{Log}[P_2(Z)/P_1(Z)] \quad (2.8)$$

Burada, parantez içerisindeki S ve Z sırasıyla, zayıflatıcı sıfır zayıflatma oranı değerine ayarlı iken ve zayıflatıcı belli bir değere ayarlı iken anlamına gelmektedir. Sistem için CW işareti, genlik kararlılığı iyi bir işaret kaynağı tarafından sağlanır. İşaret, koaksiyel ya da dalga kılavuz anahtarlama ile ölçüm sistemine ulaşır. Daha sonra bu işaret, ölçüm noktasından önce belli oranda örneklenecek güç metre 1 tarafından ölçülür. Bu aşamada KYC sıfır zayıflatma oranı değerine ayarlanmıştır. İşaretin diğer kısmı ise KYC üzerinden geçtikten sonra güç metre 2 tarafından ölçülür. Daha sonra KYC ölçüm değerine ayarlanarak aynı ölçümler gerçekleştirilir. Kaynak ve yük taraflarında iyi bir empedans uyumu sağlamak için iyi kalitede tuner-izolatör çifti ya da yüksek yönlendiriciliğe sahip kılavuz bağlayıcı (coupler) kullanılmalıdır[27].

P_1 ve P_2 güç değerlerinin yüksek doğrulukta ölçülebilmesi için kullanılan güç metrelerin arka panelindeki V_{RF} ve V_{COMP} çıkış gerilimlerinden bu güç değerlerinin hesaplanması yoluna gidilir[28]. Bu gerilimler, IEEE 488 üzerinden kontrol edilerek bir anahtarlama ünitesi ile anahtarlanır ve DVM ile okunur.

Güç oranları yöntemi ile çalışan sistemlerde doğru ölçüm alınması için iki noktaya dikkat edilmesi gerekir: İşaretin kararlı hale getirilmesi ve ölçüm noktasının her iki tarafındaki empedans uyumunun sağlanması[29].



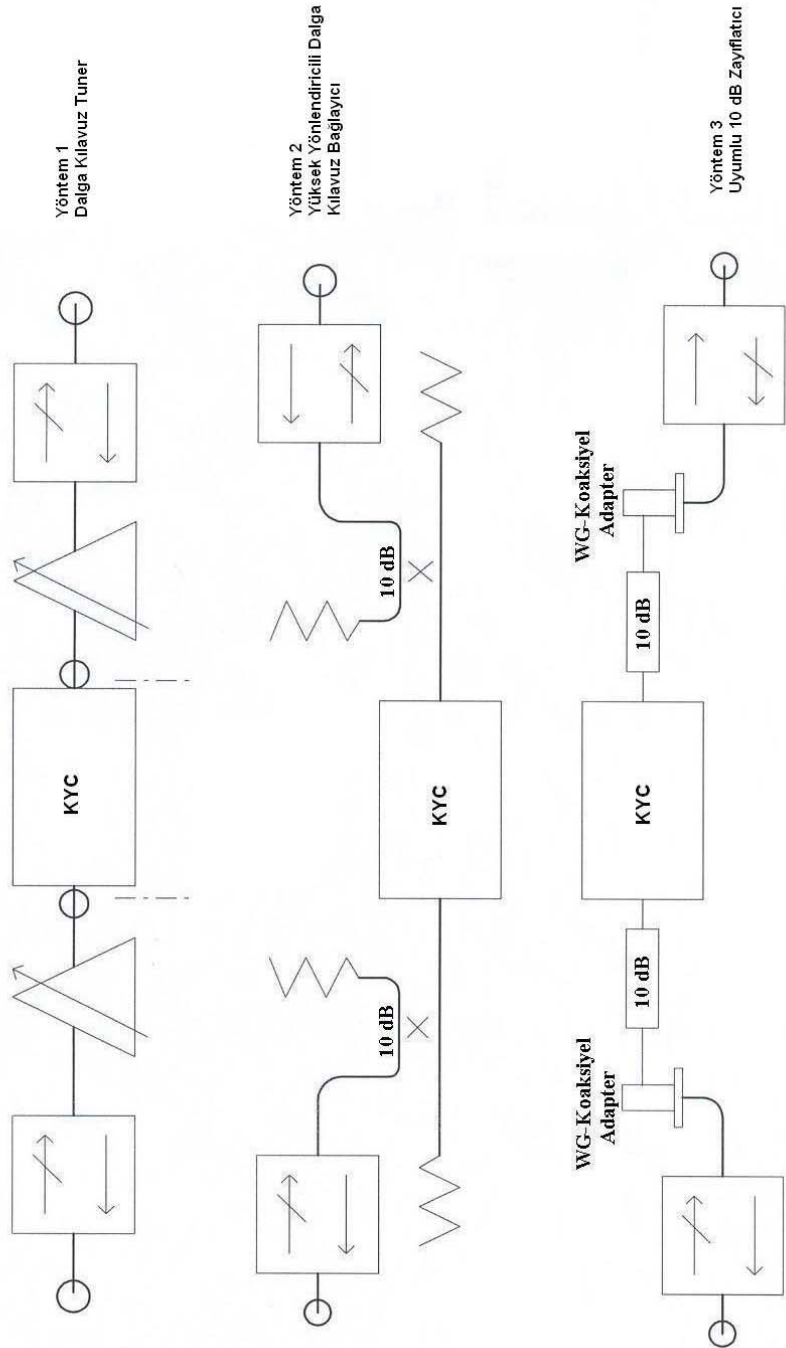
Şekil 2.3: Güç oranları yöntemi blok diyagramı

Kaynak kararlılığı için, kaynaktan gelen RF işaret PIN diyot zayıflatıcı ve örnekleme kolu üzerinde shottky diyot olan 10 dB kılavuz bağlayıcı yardımı ile örneklenir. Bu shottky diyot örnekleme kolu üzerindeki RF işareti monitör eder ve daha sonra dedektörün DC çıkış gerilimi, seviyeleme yükseltecinin DC referans gerilimi ile karşılaştırılır. RF işaret kaynağındaki herhangi bir güç değişimi, referans gerilimi ve dedektör çıkış gerilimi arasında hata gerilimi olarak gösterilir. Bu hata işaretine cevap olarak seviyeleme yükselteci tarafından PIN diyot zayıflatıcıya bir düzeltme işareti gönderilerek RF güç seviyesinin kararlılığı sağlanır. Koaksiyel kılavuz bağlayıcıların yüksek sıcaklık katsayısına sahip olmasından dolayı, dalga kılavuz bağlayıcı kullanılması daha uygundur.

Empedans uyumunun sağlanması için, ölçüm noktasının her iki tarafında tuner–izolatör çifti kullanılır. Bu, kaynak ve yük yansıma katsayılarının 0,005’den daha iyi elde edilmesini sağlar. Bu tür yüksek kalite tunerlar tüm frekans aralığını kapsayacak şekilde tasarlanamamaktadır. Ayrıca her ölçüm frekansı için sistemden çıkarılarak tekrar ayarlanmaları gerektiğinden kullanımı zordur. Empedans uyumu için iki farklı alternatif daha mümkündür. Bunlar, 10 dB yüksek yönlendiriciliğe sahip dalga kılavuz yönlübağlayıcı veya çok iyi özellikte 10 dB zayıflatıcı kullanımıdır (Şekil 2.4).

Yöntem 2 ya da yöntem 3’ün kullanılması durumunda işaret 20 dB oranında azalacağından işaret seviyesinin termistor mountun ölçme aralığının dışında kalmamasına dikkat etmek gerekmektedir.

Şekil 2.3’ de verilen sistemle, 100 MHz-60 GHz frekans aralığında koaksiyel hatta, 2,6 GHz-105 GHz aralığında da dalga kılavuzu hattında ölçümler alınabilmektedir[28]. Geniş frekans aralığından dolayı sistemde kullanılacak elemanların ölçüm sistemiyle ve KYC ile uyumlu olması önemlidir.



Şekil 2.4: Empedans uyumlaştırma teknikleri

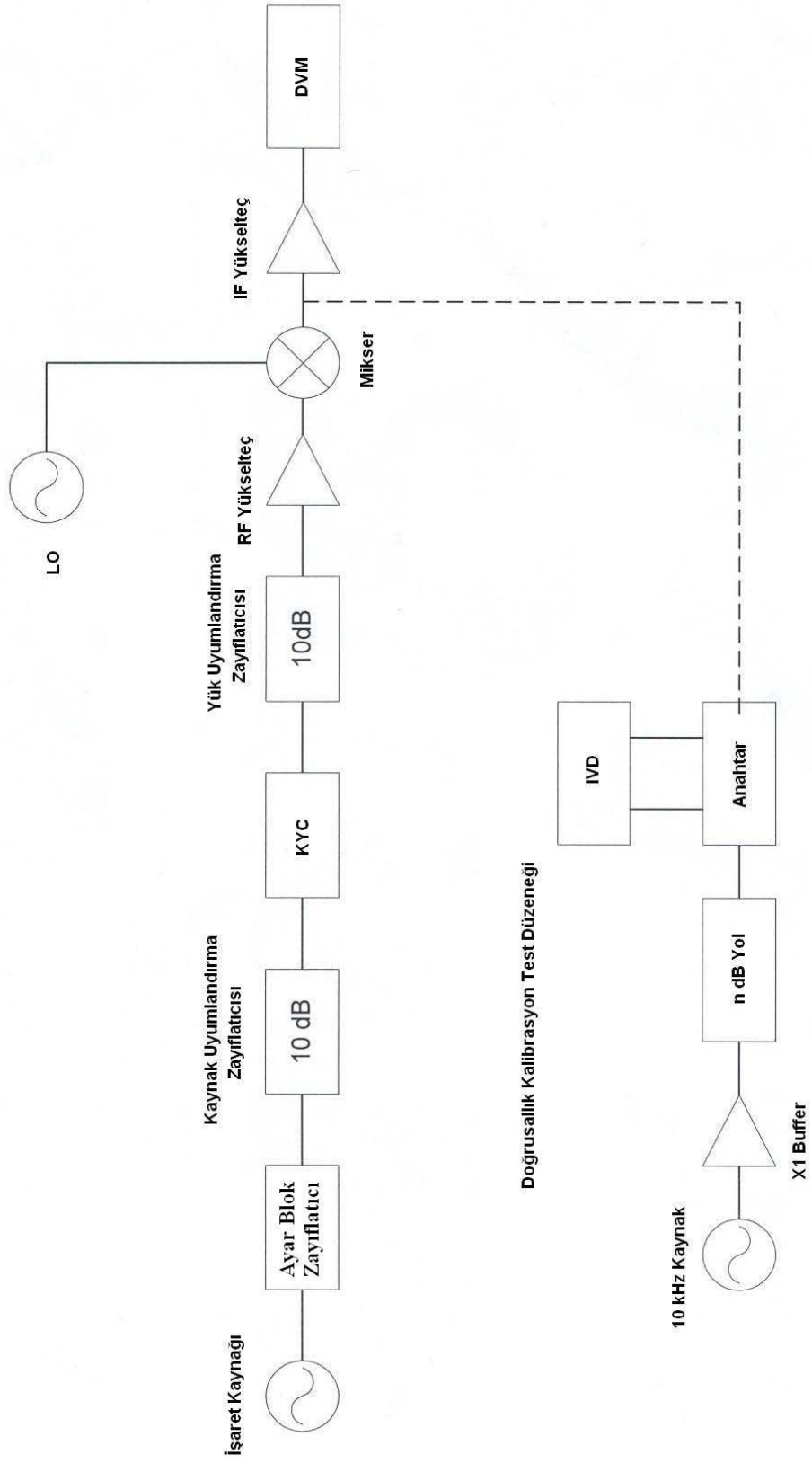
2.3. Gerilim Oranları Yöntemi

Gerilim oranları yöntemine ait genel sistem diyagramı Şekil 2.5’de verilmiştir[30]. Bu sistemde, işaret kaynağından gelen yüksek kararlılığa sahip CW işaret, KYC üzerinden geçirilerek yüksek doğrusallığa sahip miksera ulaşır. KYC’nin bağlandığı ölçüm noktasının kaynak ve yük tarafındaki yansımaları tuner-izolatör kullanılarak yaklaşık olarak 0,005 olarak elde edilir. İkinci bir işaret kaynağı, miksera lokal osilatör (LO) işareti sağlamak için kullanılır. Bu iki işaret kaynağı birbirinden 10 kHz ya da 50 kHz frekans farkıyla çalışır ve her ikisi de aynı 10 MHz referans osilatöre bağlı olduğundan çok kararlı bir IF işareti üretilir. Daha sonra işaret yükseltilerek frekans cevabı 50 kHz’den daha yüksek olan AC sayısal voltmetre (HP3458A) ile okunur.

KYC’ye ait zayıflatma oranını belirleyebilmek için öncelikle sabit zayıflatıcılar için ölçüm noktası direk birbirine bağlanarak, değişken zayıflatıcılar için ölçüm noktasına KYC, sıfır zayıflatma oranı değerinde bağlanarak, RF işareti, voltmetreden yaklaşık 1 Volt okunacak şekilde ayarlanır ve V_{REF} olarak not edilir. Daha sonra KYC istenilen zayıflatma oranı değerine ayarlanarak voltmetrenin okuduğu gerilim değeri V_{KYC} olarak not edilir. KYC’ye ait zayıflatma oranı değeri Formül (2.9) genel ifadesi kullanılarak hesaplanır[31]:

$$A_{KYC} = 20\text{Log}\left(\frac{V_{REF}}{V_{KYC}}\right) + A_{GB} + C . \quad (2.9)$$

Burada A_{GB} , ayar blok (tekrarlanabilirliği yüksek zayıflatıcı)’un ayarlandığı zayıflatma oranı değeryken, C, IF yükselteç ile AC voltmetreden kaynaklı desibel cinsinden doğrusallık düzeltme faktörüdür ve bu C değeri ölçüme başlamadan önce referans İndüktif Gerilim Bölücü (IVD) ve yüksek kararlılığa sahip 10 kHz ya da 50 kHz kaynak kullanılarak bulunur.



Şekil 2.5: Gerilim oranları yöntemi blok diyagramı

V_{REF} ve V_{KYC} 'nin okunmasında kullanılan IF yükselteç ve DVM'in içinde bulunan AC-DC çevirici çiftindeki doğrusallık sorununun ortadan kaldırılması için IF frekansında kalibrasyonunun yapılması gerekmektedir. Bu, 10 kHz ya da 50 kHz sabit genlikli sinüs dalga osilatör ve 7 katlı standart indüktif gerilim bölücü ile gerçekleştirilir. Kalibrasyon, DVM'e gelen güç kesildiğinde ya da bir cihazın ölçümü esnasında yükselteç kazancında bir değişiklik oluştuğunda tekrar edilir. Kalibrasyon şu şekilde gerçekleştirilir: İndüktif gerilim bölücü belli zayıflatma oranı değerlerine ayarlanır. DVM'in okuduğu değerler not edilerek grafik oluşturulur ve eğri oluşturma (curve-fitting) tekniği kullanılarak, gerilim seviyesinin fonksiyonu elde edilir ve bu, Formül (2.9)'daki C düzeltme faktörü olarak kullanılır.

İşaret kaynağından hemen sonra kullanılan ayar blok zayıflatıcı arka arkaya bağlanmış 3 adet dalga kılavuz yönlü bağlayıcılardan oluşur[30, 32]. Ayar blok, 0 dB-70 dB aralığında 10 dB adımlara sahiptir. Burada ayar blok kullanılmasının nedeni DVM'in (HP3458A), her defasında lineer çalışma bölgesi olan 0-23 dB aralığında okuma yapmasını sağlamaktır[33]. Bunun için ayar blok 70 dB'ye KYC ise 0 dB'ye ayarlanarak başlanır ve voltmetrenin okuduğu yaklaşık 1 volt değeri referans alınır. KYC başka değerlere ayarlandıkça DVM'den okunan değer, 0-23 dB aralığında kalacak şekilde ayar blok ayarlanır.

Bu yöntemde de empedans uyumu, üzerinde özellikle durulması gereken bir konudur. Bölüm 2.1'de empedans uyumu için kullanılan yöntem, gerilim oranları yöntemi için de kullanılmalıdır.

Sistem kurulurken bağlantılara çok dikkat edilmesi gerekmektedir. Ferrit elemanlar, aynı özellikteki malzemelerden en az 10 cm uzağa yerleştirilmelidir. Ayrıca topraklama ve dalga kılavuzu ya da koaksiyel bağlantı noktalarındaki işaret sızıntıları konusunda dikkatli olunması, ölçüm dinamik aralığı açısından önemlidir. İyi özellikte elektriksel ve mekaniksel bağlantılar, sızıntı işaretlerinin en aza indirgenmesinde etkindir: Kısa kablo kullanımı ve bağlantı noktalarının uygun tork ile sıkılması, sızıntı işareti oluşumunu önleyecektir. Ayrıca bağlantı noktalarının bakır ve alüminyum folye ile sarılması sızıntı işaretini azaltacaktır.

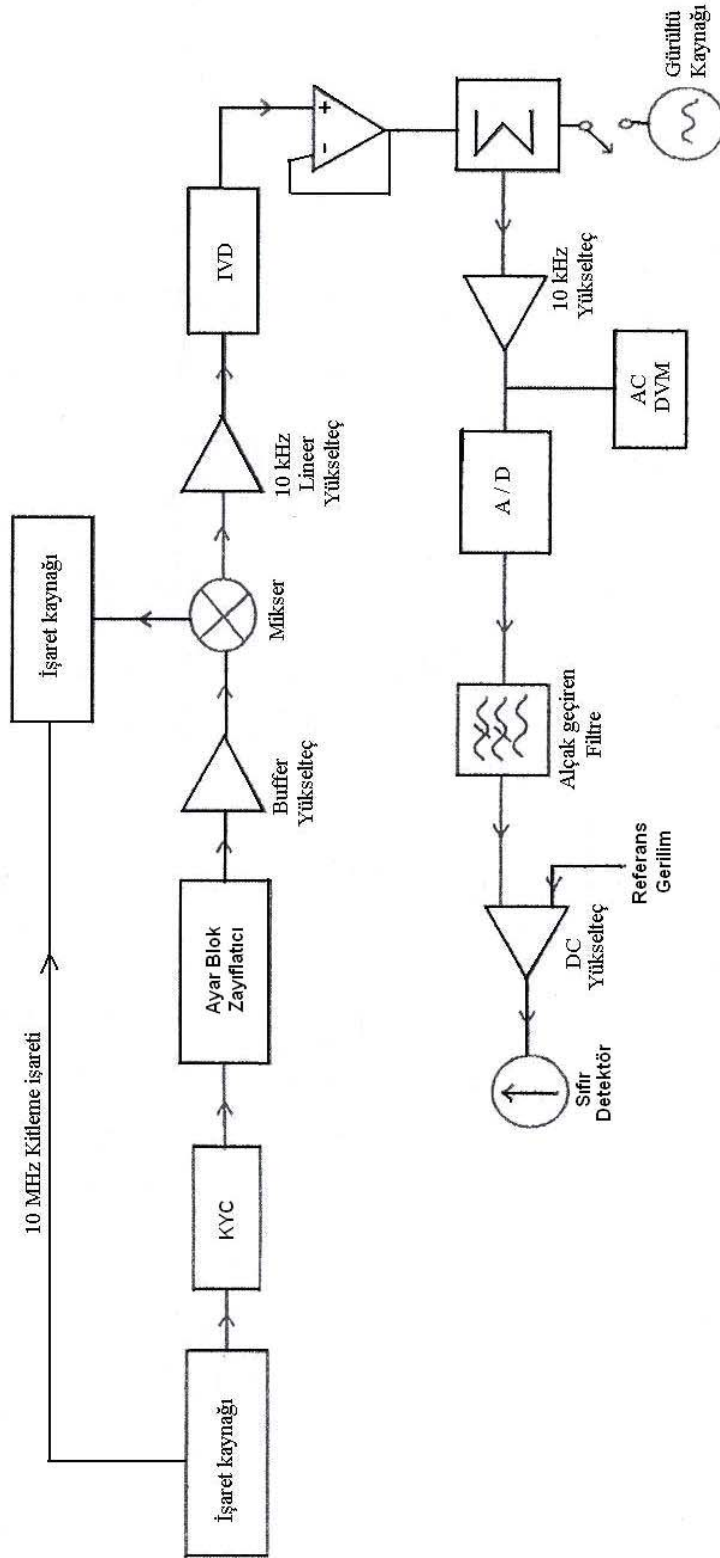
2.4. AF Yerine Koyma Yöntemi

Bu sistemde KYC zayıflatma oranı genellikle AF frekansında çalışan bir IVD ile karşılaştırılarak bulunur. Şekil 2.6'da İngiltere Ulusal Fizik Laboratuvarı'nda (NPL) tasarlanıp kullanılan sistemin basit diyagramı görülmektedir[34]. Sistemde kullanılan ayar blok, KYC ve IVD, sıfır dedektörden her defasında sıfır değeri okunacak şekilde ayarlanır. 10 kHz frekansında çalışan yükselteç oldukça lineer, kararlı ve düşük gürültüye sahip bir yükselteç olmalıdır.

Sisteme, mikser tarafından üretilen gürültüyü karşılamak için, 110 dB-150 dB aralığında bir gürültü enjekte etmek gerekmektedir. Bu işlem, şu şekilde gerçekleştirilir: Ayar blok zayıflatıcı 0 değerine, IVD 1 değerine ve ikinci 10 kHz yükselteç ise 1 volt rms çıkışı verecek şekilde ayarlanır. Ayrıca referans gerilimi sıfır dedektörden sıfır değeri okunacak şekilde ayarlanır. Daha sonra işaret kaynağı kapalı konuma alınır. Bu durumda DVM'den okunan değer sadece gürültüden kaynaklı gerilimdir. Bundan sonra, ayar blok zayıflatıcı A_{GB} değerine, KYC sıfır konumuna ve IVD sıfır değerine ayarlanır. Ayrıca gürültü kaynağı da bir önceki durumda DVM'den okunan değer elde edilecek şekilde ayarlanır. En son olarak işaret kaynağı tekrar açık konuma getirilir ve IVD, sıfır dedektörden sıfır değeri okunacak şekilde R değerine ayarlanır. KYC'nin zayıflatma oranı değeri Formül (2.10) ile hesaplanır[31]:

$$A_{KYC} = A_{GB} + 20\text{Log}\left(\frac{1}{R}\right) \quad (2.10)$$

Uyumsuzluk ve sızıntı hataları azaltılarak 10 dB ölçümlerinde $\pm 0,0006$ dB, 100 dB ölçümlerinde ise $\pm 0,01$ dB belirsizlik elde edilebilir[34, 35].



Şekil 2.6: AF yerine koyma yöntemi blok diyagramı

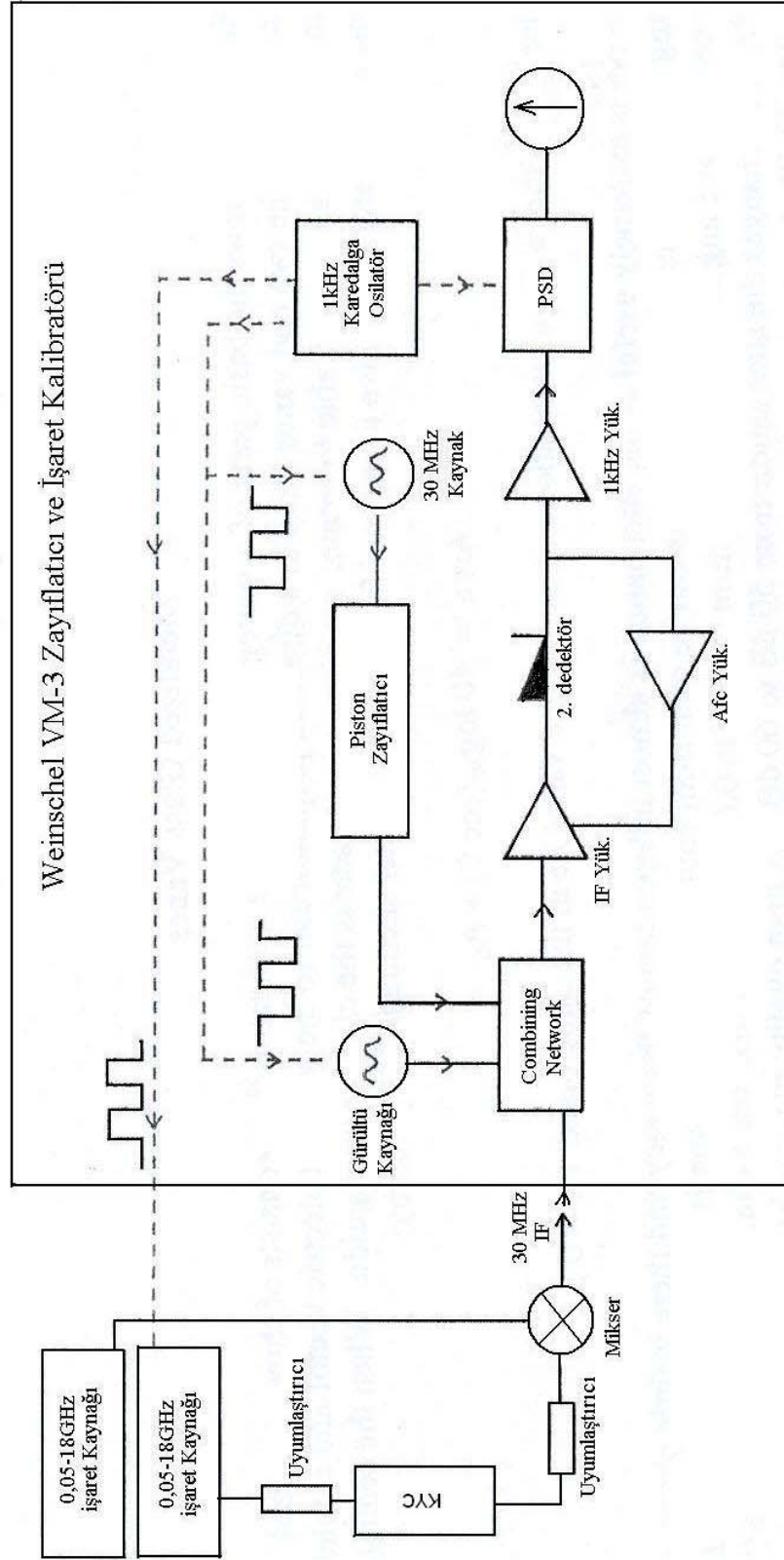
2.5. IF Yerine Koyma Yöntemi

Bu yöntemde KYC'nin zayıflatma oranı değeri, bir IF zayıflatma standardı ile karşılaştırılarak bulunur[17, 36-38]. Standart olarak genellikle IF piston zayıflatıcı ya da yüksek frekans IVD kullanılır.

Şekil 2.7'de paralel IF sisteminin basit diyagramı görülmektedir[17, 39]. Burada 30 MHz IF işaret, genlik değeri piston zayıflatıcı ile ayarlanan 30MHz referans işaret ile karşılaştırılır. Bu iki işaret kare dalga modüledir ve IF yükselteç ile yükseltilir. Bir faz duyarlı dedektör (PSD), bu iki işaret arasındaki farkı algılamak için kullanılır. IF yükseltecin kazancını sabit tutmak için bir otomatik seviye kontrol devresi kullanılır.

Prensipite kollar üzerindeki işaretlerin seviyeleri aynı değere ayarlanır ve sıfır dedektörden sıfır değeri okunur. Daha sonra KYC zayıflatma oranı değerine ayarlandığında, piston zayıflatıcı değeri değiştirilerek sıfır dedektör tekrar sıfır değerine getirilir. Standart piston zayıflatıcının okuduğu iki değer arasındaki fark KYC'nin araya girme kaybını verir. -90 dB'nin altındaki işaretlerde, ölçüm kolu üzerinden ölçüm alınırken mikser tarafından üretilen gürültü hataya sebep olur. Bu sebeple referans kol üzerindeki işarete fazladan gürültü verilerek her iki durum için gürültü seviyeleri dengelenir[31, 36].

Şekil 2.7'de verilen, NPL yapımı Weinschel ölçüm sistemi ile 40 dB'ye kadar olan ölçümlerde $\pm 0,01$ dB/10 dB, 80 dB ölçümlerinde $\pm 0,27$ dB ve 100 dB ölçümlerinde $\pm 0,5$ dB belirsizlik elde edilmektedir[31].



Şekil 2.7: NPL yapımı Weinschel IF yerine koyma yönteminin blok diyagramı

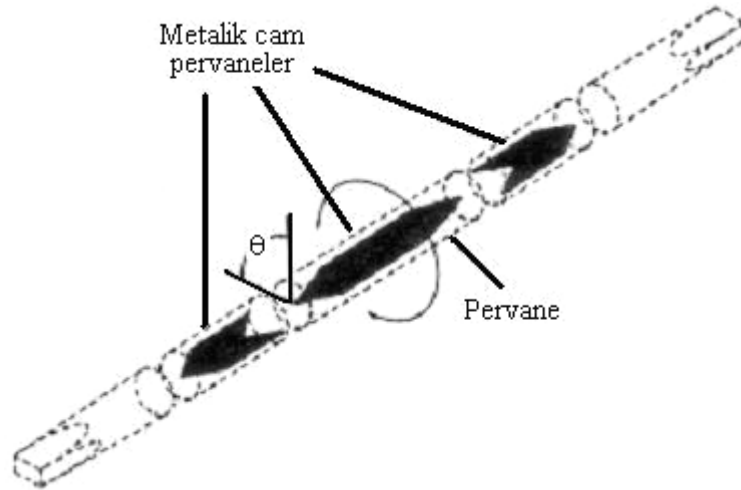
3. STANDART ZAYIFLATICILAR

Zayıflatma oranı ölçüm sistemlerinde referans bir zayıflatıcı kullanılır. Bu referans zayıflatıcılar genellikle DC, AF, ya da IF frekanslarında çalışan Dönel pervane zayıflatıcı, Kelvin-Varley gerilim bölücü, indüktif gerilim bölücü yada piston zayıflatıcıdır.

3.1. Dönel Pervane Zayıflatıcı

Dönel Pervane zayıflatıcılar[7, 8]. referans standart olarak en sık kullanılan değişken dalga kılavuzu zayıflatıcılardan biridir. Bu referans zayıflatıcıya ait önemli parçalar Şekil 3.1'deki gibidir.

Her iki uçta bulunan iki pervane, gelen elektrik vektörünün yönüne dik olarak sabitlenmiştir ve zayıflatma oranı miktarı, ortadaki parçanın döndürülmesiyle değiştirilir.



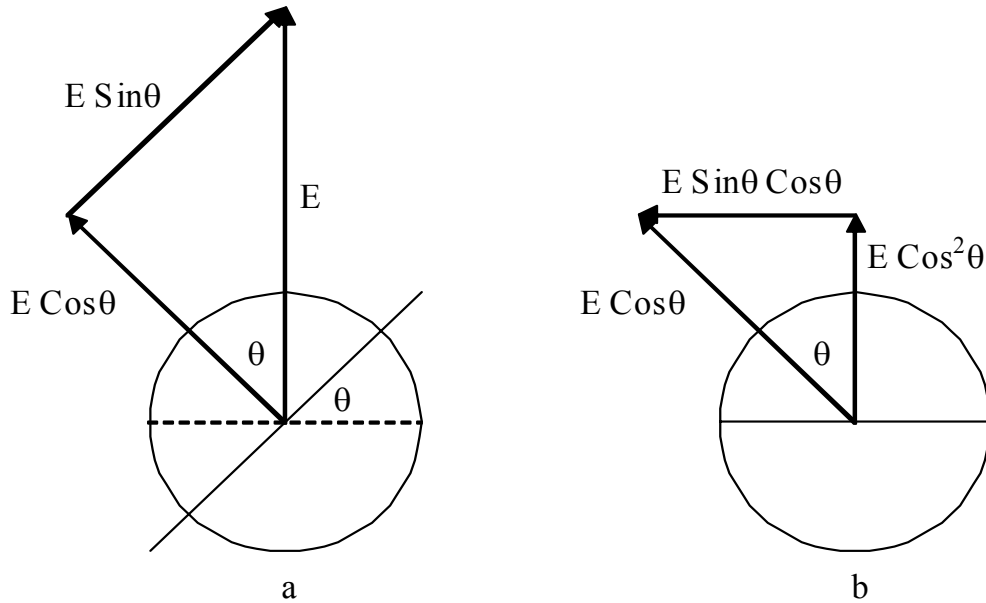
Şekil 3.1: Dönel pervane zayıflatıcı

Zayıflatıcının girişindeki dalganın genliğinin E , merkez pervanenin, uçlardaki pervanelerle arasındaki açının da θ olduğu varsayıldığında merkez pervanenin

girişindeki genlik değerleri, merkez pervanenin konumuna dik ve paralel iki bileşene ayrılabilir: $E \cos\theta$ ve $E \sin\theta$ (Şekil 3.2.a). Merkez pervane yeteri kadar zayıflatma özelliğine sahip ise paralel $E \sin\theta$ bileşeni tamamen soğurulurken dik $E \cos\theta$ bileşeni hemen hemen hiç değişmeyecektir. Değişmeyen bu bileşen en uçtaki sabit pervaneye ulaştığında ise yine pervanenin konumuna dik ve paralel iki bileşen olarak $E \cos^2\theta$ ve $E \cos\theta \sin\theta$ (Şekil 3.2.b) şeklinde yazılabilir. Bu pervane de paralel bileşeni soğururken dik $E \cos^2\theta$ bileşeni zayıflatmadan iletacaktır. Dolayısıyla θ kadarlık dönüşe sahip bir dönele pervane zayıflatıcının zayıflatma oranı değeri, dB cinsinden, Formül (3.1)'deki gibi olacaktır:

$$A = 20 \log \frac{E}{E \cos^2\theta} + A_0 = 40 \log_{10}(\sec\theta) + A_0 \quad (3.1)$$

θ , merkez pervanenin uçtaki pervanelere bağıl açısıyken A_0 da $\theta=0$ konumundaki zayıflatma oranı miktarıdır.



Şekil 3.2: Dairesel kesitte a) giriş vektörleri b) çıkış vektörleri

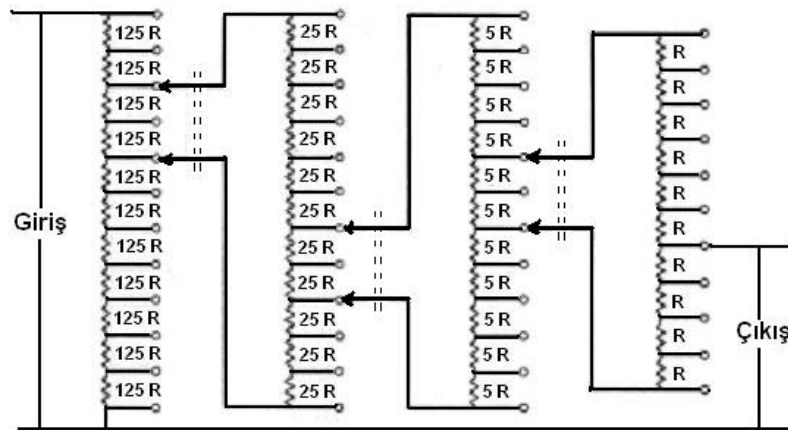
Diğer standart zayıflatıcılara göre bir çok avantajı vardır: Sağladığı zayıflatma oranı neredeyse frekanstan bağımsızdır, faz değişimi yoktur, sıcaklık katsayısı neredeyse sıfırdır ve tüm şartlarda düşük duran dalga oranına (VSWR) sahiptir. En büyük dezavantajı yüksek değerli zayıflatmalarda θ 'nın değişimlerinde büyük değişimler

göstermesidir. Optiksel açı ölçme sistemleriyle, $0,001^\circ$ açı ve $0,001$ dB'lik zayıflatma çözünürlüğüne sahip, dönel pervane zayıflatıcıları üretmek mümkündür[40].

3.2. Kelvin Varley Gerilim Bölücü

Kelvin-Varley gerilim bölücü[11-13], anahtarlarla birbirine bağlı dirençlerden oluşur. Şekil 3.3'de, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı 0 ile 1 arasında değişen, $1/10^4$ adımlara sahip 4 katlı Kelvin Varley gerilim bölücü görülmektedir. En son kat hariç her katta 11 eşit direnç kullanılır. En son katta 10 eşit direnç vardır. Her katta bulunan dirençler bir önceki katta bulunanın $1/5$ 'ine eşittir. Giriş direnci 100 k Ω seçildiğinde 100 kHz'lik, 1 k Ω seçildiğinde ise 10 MHz'lik 3dB bant genişliği elde edilebilir.

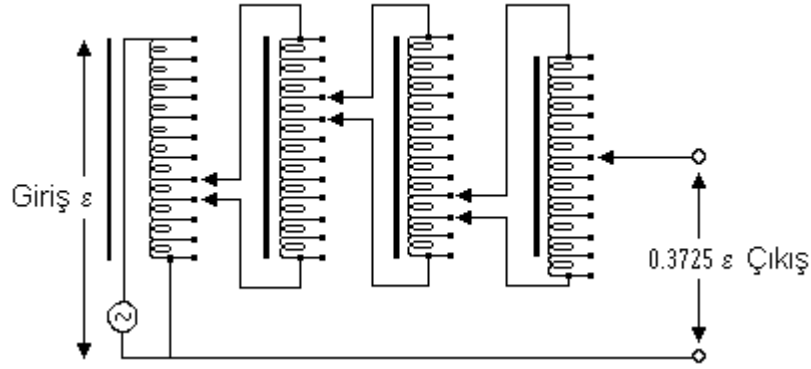
Şekil 3.3'deki giriş direnci sabit $1250R$ iken çıkış direnci anahtar konumuna göre değişir. Herhangi bir katta köprülenen dirençlerin her birinde harcanan güç, diğer 9 direncin her birinde harcanan gücün $1/4$ 'ü kadardır. Eşit olmayan bu güç harcanmasından dolayı çok düşük sıcaklık katsayısına sahip direnç kullanılması gerekir. Bu tip gerilim bölücülerin, dirençlerin nominal direnç değerlerinden farklı değerlere sahip olmasından ve anahtarlarda ve bağlantılarda kontak direnci oluşmasından dolayı bir hatası vardır. Bu tip bir bölücü $\pm \% 0,01$ doğruluğa sahip dirençlerden yapılacak olursa, çıkış gerilimindeki en büyük hata, giriş geriliminin $\pm \% 0,005$ 'i kadardır.



Şekil 3.3: Kelvin-Varley zayıflatıcı

3.3. İndüktif Gerilim Bölücü (IVD)

Oranlayan dönüştürücü olarak da isimlendirilen IVD'ler[14, 15], birbirlerine anahtarlarla bağlı çok iyi sarımlara sahip dönüştürücülerden (transformatör) oluşur. Şekil 3.4'de çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı 0 ile 1 arasında değişen, $1/10^4$ adımlara sahip 4 katlı IVD'ye ait devre görülmektedir.



Şekil 3.4: 4 Katlı indüktif gerilim bölücü

Hill ve Miller tarafından 1962 yılında tanımlanan, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı 0 ile 1 arasında değişen, $1/10^7$ gibi daha küçük adımlara sahip, 7 katlı IVD yapısı da Şekil 3.4'e benzerdir[14].

IVD'ler, 10 Hz ile 100 kHz arasında herhangi bir AF'de çalışacak şekilde dizayn edilebilir. Eşit uzunlukta 10 yalıtılmış bakır telin metre başına 50 kıvrım olacak şekilde homojen ya da rasgele kıvrılmasıyla yapılan IVD'ler en iyi sonucu veren IVD'lerdir[14]. Elde edilen tel sicim toroidal bobin çevresinde bir sıra oluşturacak şekilde sarılır. Daha sonra teller, 10 seri bobin elde edilecek şekilde birbirine bağlanır. IVD yapımında en kritik nokta, tellerin üzerine sarıldığı bobinlerdir. Bobin yapımında yüksek manyetik geçirgenlik ve düşük histerisize sahip manyetik malzeme kullanılması gerekir. Bu özelliklere sahip bir malzeme olan supermalloy, Bell Telephone Laboratories tarafından 1942 yılında keşfedilmiştir[41].

3.4. Piston Zayıflatıcı

Piston zayıflatıcı, dalga kılavuz içerisine yerleştirilmiş alıcı ve verici iki antenin aralarındaki uzaklıklar değiştirilerek elektromanyetik işaretin genliğinin, dalga kılavuzu içinde değişmesi prensibiyle çalışır. Dalga kılavuzunun fiziksel büyüklüklerine bağlı olarak içerisinde belli bir frekans bandının yayılması söz konusudur[17, 18]. Dalga kılavuzunun içinde kesim frekansından daha küçük frekansa sahip bir işaret kılavuzlanırsa, işaret üstel olarak zayıflar[4, 17, 42]. İstenilen zayıflatma oranına bağlı olarak uygun dalga kılavuzu boyutlarına sahip silindir kullanılarak piston zayıflatıcı yapılabilir. Bu tip bir zayıflatıcının en önemli avantajı zayıflatmanın doğru bir şekilde frekans ve dalga kılavuzunun fiziksel boyutlarından hesaplanabilir olmasıdır.

3.4.1. Silindirik koordinatlarda Maxwell denklemleri

Piston zayıflatıcının çalışma prensibi elektromanyetik teoremin özel bir durumudur. Tek farkı elektromanyetik işaretin dalga boyunun dalga kılavuzun boyutu ile karşılaştırıldığında oldukça uzun olmasıdır. Elektromanyetik teoride, alan şiddeti, silindirin eksenine boyunca uzaklığa bağlı olarak hesap edilebilir. Maxwell denklemleri silindirik koordinatlarda[43];

$$j\omega\epsilon E_r = \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{1}{r} \frac{\partial(rH_\phi)}{\partial z} \quad (3.2)$$

$$j\omega\epsilon E_\phi = \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} \quad (3.3)$$

$$j\omega\epsilon E_z = \frac{1}{r} \frac{\partial(rH_\phi)}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \quad (3.4)$$

$$-j\omega\mu H_r = \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{1}{r} \frac{\partial(rE_\phi)}{\partial z} \quad (3.5)$$

$$-j\omega\mu H_\phi = \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \quad (3.6)$$

$$-j\omega\mu H_z = \frac{1}{r} \frac{\partial(rE_\phi)}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \phi} \quad (3.7)$$

şeklinde yazılır.

TE modları için, $E_z=0$ koşulu Formül (3.4)'e uygulanırsa,

$$\frac{\partial(rH_\phi)}{\partial r} = \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \quad (3.8)$$

ifadesi elde edilir.

Buradaki H_ϕ ve H_r potansiyelin türevi cinsinden ifade edilirse,

$$rH_\phi = \frac{\partial P}{\partial \phi} \quad (3.9)$$

ve

$$H_r = \frac{\partial P}{\partial r} \quad (3.10)$$

eşitlikleri elde edilir. Formül (3.9) ve Formül (3.10)'un r'ye göre kısmi türevleri

$$\frac{\partial}{\partial r}(rH_\phi) = \frac{\partial^2 P}{\partial r \partial \phi} \text{ ve } \frac{\partial H_r}{\partial \phi} = \frac{\partial^2 P}{\partial \phi \partial r} \quad (3.11)$$

şeklindedir.

Elde edilen Formül (3.9) ve Formül (3.10), Formül (3.5) ve Formül (3.6)'da yerine konursa, Formül (3.12)'deki ifadeler yazılabilir:

$$-j\omega\mu \frac{\partial P}{\partial r} = -\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial z}(rE_\phi) \text{ ve } -\frac{j\omega\mu}{r} \frac{\partial P}{\partial \phi} = \frac{\partial E_r}{\partial z} \quad (3.12)$$

İkinci ifadedeki E_r ,

$$E_r = -\frac{j\omega\mu}{r} \int \frac{\partial P}{\partial \phi} dz \quad (3.13)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $P = \frac{\partial V}{\partial z}$ denirse, $\frac{\partial P}{\partial \phi} = \frac{\partial^2 V}{\partial \phi \partial z}$ olarak elde edilir. Buradan,

Formül (3.13)'deki integral kısmı,

$$\int \frac{\partial P}{\partial \phi} dz = \frac{\partial V}{\partial \phi} \quad (3.14)$$

şeklinde yazılarak E_r , Formül (3.15)'deki gibi ifade edilir:

$$E_r = -\frac{j\omega\mu}{r} \frac{\partial V}{\partial \phi}. \quad (3.15)$$

Benzer şekilde Formül (3.12)'deki ilk ifade,

$$rE_\phi = j\omega\mu r \int \frac{\partial P}{\partial r} dz = j\omega\mu r \frac{\partial V}{\partial r} \quad (3.16)$$

ya da,

$$E_\phi = j\omega\mu \frac{\partial V}{\partial r} \quad (3.17)$$

olarak elde edilir. Formül (3.9), (3.15) ve $\frac{\partial P}{\partial \phi} = \frac{\partial^2 V}{\partial \phi \partial z}$ eşitliği, Formül (3.2)'ye uygulanacak olursa,

$$\omega^2 \mu \epsilon \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial \phi} = \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{1}{r} \frac{\partial^3 V}{\partial z^2 \partial \phi} \quad (3.18)$$

ya da

$$\omega^2 \mu \epsilon \frac{\partial V}{\partial \phi} = \frac{\partial}{\partial \phi} \left(H_z - \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \right) \quad (3.19)$$

ifadeleri bulunur.

Aynı şekilde Formül (3.10), (3.15) ve $P = \frac{\partial V}{\partial z}$ eşitliği, Formül (3.3)'de yerlerine yazılıp düzenlenirse, Formül (3.20) elde edilir:

$$\omega^2 \mu \epsilon \frac{\partial V}{\partial r} = \frac{\partial}{\partial r} \left(H_z - \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \right). \quad (3.20)$$

Formül (3.19)'un integralinden

$$H_z = \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \epsilon V \quad (3.21)$$

ifadesi elde edilir.

Formül (3.15), (3.17) ve (3.21), Formül (3.7)'deki Maxwell denkleminde yerlerine yazılırsa, V'nin, r, ϕ ve z'ye göre kısmi türevlerinden oluşan bir ifade bulunur:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial V}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{v^2} V = 0. \quad (3.22)$$

Burada v, içi ϵ dielektrik sabitine sahip dielektrik malzeme ile doldurulmuş ve manyetik geçirgenliği μ olan silindir içindeki yayılım hızıdır ve $v = (\mu\epsilon)^{-1/2}$ şeklinde ifade edilir.

Formül (3.22)'deki V'ye ait kısmi türev denklemini değişkenlerine ayırma yöntemi ile çözmek için V yerine $V = R(r)\Phi(\phi)Z(z)$ yazılır ve tüm terimler V'ye bölünürse,

$$\frac{1}{rR} \frac{d}{dr} \left(r \frac{dR}{dr} \right) + \frac{1}{r^2\Phi} \frac{d^2\Phi}{d\phi^2} + \frac{1}{Z} \frac{d^2Z}{dz^2} + \frac{\omega^2}{v^2} = 0 \quad (3.23)$$

ifadesi elde edilir. Burada 3. terim sadece z değişkenine bağlı iken 1 ve 2. terimler sadece r ve ϕ değişkenlerine bağlıdır. Dolayısı ile bu ifadenin sıfıra eşit olması için bu iki grubun bir sabite eşit olması gerekir. Formül (3.23)'deki 3. terim ve sabit terim k'ye eşitlenirse,

$$\frac{1}{Z} \frac{d^2Z}{dz^2} + \frac{\omega^2}{v^2} = k^2 \quad (3.24)$$

elde edilir. Formül (3.24),

$$\frac{d^2Z}{dz^2} = \left(k^2 - \frac{\omega^2}{v^2} \right) Z = \gamma^2 Z \quad (3.25)$$

şeklinde de yazılabilir. Burada γ yayılma sabiti olarak adlandırılır ve aşağıda verildiği gibidir:

$$\gamma^2 = k^2 - \frac{\omega^2}{v^2}. \quad (3.26)$$

Formül (3.25)'in çözümü $Z = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{+\gamma z}$ şeklinde bulunur. Burada basitleştirmek için $A_2 = 0$ ve $A_1 = 1$ alınırsa, Z,

$$Z = e^{-\gamma z} \quad (3.27)$$

olarak bulunur.

Formül (3.26) eşitliğinden,

$$\gamma = \sqrt{k^2 - \frac{\omega^2}{v^2}} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2} \quad (3.28)$$

bulunur. Burada $k > 2\pi/\lambda$ 'dır. Bunun anlamı, a silindir yarıçapı olmak üzere, silindir çapı $2a$ 'nın, λ ile karşılaştırıldığında çok küçük olacaktır. Dolayısı ile γ 'nın sanal bileşeni yoktur yani gerçeldir. Başka bir deyişle Formül (3.28), $\gamma = \alpha + j\beta$ olduğundan;

$$\gamma = \alpha = k \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi}{k\lambda}\right)^2} \quad (3.29)$$

şeklini alır. Burada λ frekansa karşılık gelen dalga boyudur. k ise dalga sayısıdır ve şu şekilde ifade edilir[44]:

$$k = \rho_{nm}/a . \quad (3.30)$$

Burada ρ_{nm} , TE modu için n. dereceden $J'_n(x)$ Bessel Fonksiyonunun türevinin m. köküyken (sadece manyetik alanın aksenal bileşeni vardır), TM modu için n.dereceden $J_n(x)$ Bessel fonksiyonunun m. köküdür (sadece elektrik alanın aksenal bileşeni vardır). TE ve TM modları için bazı ρ_{nm} değerleri Tablo 3.1'de verilmiştir[44].

Tablo 3.1: TE ve TM modları için bazı ρ_{nm} değerleri

ρ_{nm}	TE modları için	TM modları için
ρ_{01}	3,83171	2,40483
ρ_{11}	1,84118	3,83171
ρ_{21}	3,05424	5,52008
ρ_{12}	5,33144	7,01559

Formül (3.29) ve Formül (3.30)'dan görülebileceği gibi zayıflatma oranı α_{nm} , ρ_{nm} ile doğru orantılıdır. Tablo 3.1'de verilen ρ_{nm} değerlerinden ρ_{11} 'e karşılık gelen TE_{11} elektromanyetik modu en düşük zayıflatma katsayısına sahip moddur ve kaynaktan yeterli bir uzaklıkta, bu mod uyarılabilecek diğer modlara baskın hale gelecektir. Uyarılacak mod sayısı ve ilk andaki bağıl genlik ve fazları, uyarılan alan formuna bağlıdır. Başlangıç anında sadece TE_{11} modunun baskın olmasını sağlamak için verici antenin iyi tasarlanması gerekmektedir. Ayrıca mod filtre kullanımı da TM_{01} ve TM_{11} modunu önemli ölçüde ve TE_{01} ve TE_{21} modlarını da kısmen zayıflatacaktır. Dolayısıyla silindir içinde $e^{-\alpha_{11}z}$ kuralı ile çalışan TE_{11} modu olacaktır.

3.4.2. Piston zayıflatıcının çalışma prensibi

Formül (3.2) - Formül (3.7)'de verilen Maxwell denklemlerinin TE modları için alan şiddetleri, $E_z = 0$ şartı kullanılarak,

$$H_z = k^2 J_n(kr) \cos(n\phi) e^{-\gamma z} \quad (3.31)$$

$$H_r = -\gamma k J_n'(kr) \cos(n\phi) e^{-\gamma z} \quad (3.32)$$

$$H_\phi = \frac{\gamma n}{r} J_n(kr) \sin(n\phi) e^{-\gamma z} \quad (3.33)$$

$$E_r = j \frac{\omega \mu n}{r} J_n(kr) \sin(n\phi) e^{-\gamma z} \quad (3.34)$$

$$E_\phi = j \omega \mu k J_n'(kr) \cos(n\phi) e^{-\gamma z} \quad (3.35)$$

şeklinde yazılabilir[43].

$r = a$ sınır şartı altında $E_\phi = 0$ 'dır. Bunun sağlanabilmesi için ise $J_n'(ka) = 0$ olmalıdır.

Tüm genliklerin, silindirin merkezindeki enine elektrik alan şiddeti E_0 cinsinden ifadesi, Formül (3.32) – Formül (3.35)'in, $-2jE_0/(\omega\mu k)$ ile çarpılması ile elde edilir[43]:

$$H_r = \frac{-j\alpha}{\omega\mu} (-E_0) 2J_1'(kr) \cos(\phi) e^{-\alpha z} \quad (3.36)$$

$$H_\phi = -\frac{j\alpha}{\omega\mu} (E_0) \frac{2J_1(kr)}{kr} \sin(\phi) e^{-\alpha z} \quad (3.37)$$

$$E_r = E_0 \frac{2J_1(kr)}{kr} \sin(\phi) e^{-\alpha z} \quad (3.38)$$

$$E_\phi = E_0 2J_1'(kr) \cos(\phi) e^{-\alpha z} \quad (3.39)$$

Burada TE₁₁ modu için n=1 ve $f < f_c$ için $\gamma = \alpha$ alınmıştır. Formül (3.36) ve Formül (3.37)'deki $-j$, manyetik alanın, elektrik alanı 90° geriden takip ettiğini gösterir. Elektrik alan ile manyetik alan arasındaki bu 90°'lik farktan dolayı bir güç transferinden bahsetmek mümkün değildir. Poynting vektörü[43, 45] ile hesap edilen enerji yoğunluğu ya da güç tamamen sanaldır ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

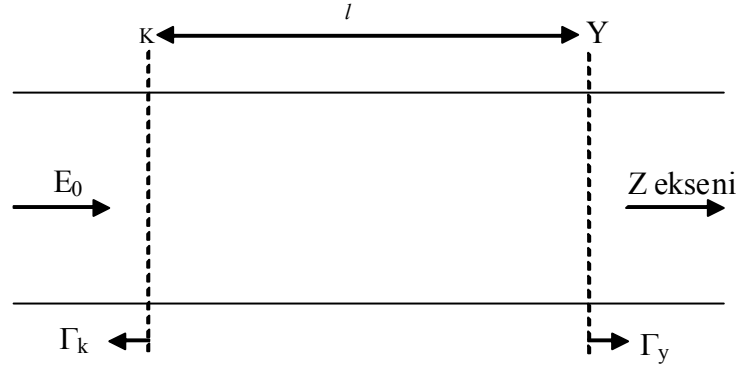
$$P_z = \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^a (E_r H_\phi^* - E_\phi H_r^*) r dr \quad (3.40)$$

Bessel fonksiyonları ve Lommel integrali için standart rekürans[43] formülünü kullanılarak Formül (3.40) çözülrse Poynting vektörü,

$$P_z = j \frac{\alpha}{\omega\mu} 1,5 E_0^2 a^2 e^{-2\alpha z} \quad (3.41)$$

şeklinde elde edilir. Silindir içerisindeki elektromanyetik alanın örneklenmesinden bahsedildiğinde E_0 'ı, V_0 gerilimi cinsinden ifade etmek daha anlamlı olacaktır.

Silindir içinde sadece TE₁₁ modu oluşumunun sağlandığı ve verici anten (kaynak) ile alıcı anten (yük) yakınlarında Şekil 3.5'deki gibi birer düzlemin (K, Y) belirlendiği varsayılınsın. Bu iki düzlemdeki yansıma katsayıları Γ_k ve Γ_y , arasındaki mesafe de l olsun. E_0 , K düzleminin merkezindeki elektrik alan yoğunluğu (V/m), V_0 da K düzlemindeki belli bir çaptaki E_0 'a karşılık gelen efektif gerilim değeridir.



Şekil 3.5: Referans düzlemler ve silindir içindeki yansımaya katsayıları

$z=0$ noktasında ve $\phi=\pi/2$ ile $\phi=3\pi/2$ aralığındaki V_0 gerilimi,

$$V_0 = 2 \int_0^a E_r dr = \frac{4E_0}{k} \int_0^{\rho} \frac{J_1(kr)}{kr} d(kr) = 1,744E_0a \quad (3.42)$$

şeklinde ifade edilir. Formül (3.42)'de elde edilen dönüşüm, Formül (3.41)'de yerine yazılırsa,

$$P_z = j \frac{\alpha}{\omega\mu} \frac{V_0^2}{2,033} e^{-2\alpha z} \quad (3.43)$$

elde edilir. Formül (3.43), sanal gücün herhangi bir z noktasında gerilim cinsinden ifadesidir.

Formül (3.36) – Formül (3.39)'dan açıkça görülüyor ki, herhangi bir z noktasında E ve H 'nin enine bileşkelerinin oranı $j\omega\mu/\alpha$ 'dır ve her noktada birbirlerine diktirler. Bu oran, dalga empedansı olarak adlandırılır.

Karakteristik empedansın gerilim ve güç cinsinden ifadesi,

$$P_z = VI^* = V \frac{V^*}{Z_0^*} = \frac{|V|^2}{Z_0^*} \quad (3.44)$$

şeklindedir. Formül (3.43) ile Formül (3.44) birbirine eşitlendiğinde Z_0 karakteristik empedansının tamamen sanal ve pozitif olduğu görülür:

$$Z_0 = j \frac{2,03\omega\mu}{\alpha} = jX_0 \quad (3.45)$$

Burada $\mu_r = 1$ olduğundan $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ (H/m)}$ ve $\alpha \approx k = 1,84118/a$ ($\lambda \gg 2a$) olduğundan;

$$Z_0 = jX_0 = j1,1\omega\mu a(\Omega) = j0,087fa(\Omega) \quad (3.45)$$

ifadesi elde edilir. Burada, f frekans ve birimi MHz iken, yarıçap a, cm cinsindedir.

E_0 ve H_0 , K düzleminin merkezindeki (Şekil 3.5) alan yoğunlukları olmak üzere, Y düzlemindeki Elektrik ve manyetik alan ifadeleri,

$$E_y = E_0 e^{-\alpha l} \quad (3.46)$$

$$H_y = H_0 e^{-\alpha l} \quad (3.47)$$

şeklindedir. K ve Y düzlemleri arasında çoklu yansımalar olacağından, Formül (3.46) ve Formül (3.47)'ye, kaynak ve yük tarafındaki yansımaların katkı ifadeleri de eklenmelidir[43]:

$$E_y = E_0 e^{-\alpha l} \frac{(1 + \Gamma_y)}{1 - \Gamma_k \Gamma_y e^{-2\alpha l}} \quad (3.48)$$

$$H_y = H_0 e^{-\alpha l} \frac{(1 - \Gamma_y)}{1 - \Gamma_k \Gamma_y e^{-2\alpha l}} \quad (3.49)$$

Formül (3.48)'deki $(1 + \Gamma_y)$, gelen ve yansıyan elektrik alanların, Formül (3.49)'daki $(1 - \Gamma_y)$ de gelen ve yansıyan manyetik alanların süperpozisyonunu ifade etmektedir. Paydalar ise K ve Y düzlemlerindeki çoklu yansıma ifadeleridir. Y düzlemindeki güç,

$$P_y = \text{Re}\{V_y I_y^*\} \quad (3.50)$$

şeklindedir. V_y ve I_y , lineer bir şekilde E_y ve H_y ile ilişkili olduğundan, P_y , Formül (3.48) ve Formül (3.49) kullanılarak

$$P_y = \frac{|V_0|^2 j(\Gamma_y - \Gamma_y^*) e^{-2\alpha l}}{X_0 |1 - \Gamma_k \Gamma_y e^{-2\alpha l}|^2} \quad (3.51)$$

elde edilir. Formül (3.51)'den anlaşılacağı gibi, yük üzerinde oluşan güç sanaldır ve Γ_y sanal bir bileşene sahip değilse silindirik içerisinde kaynaktan yüke bir güç aktarımı

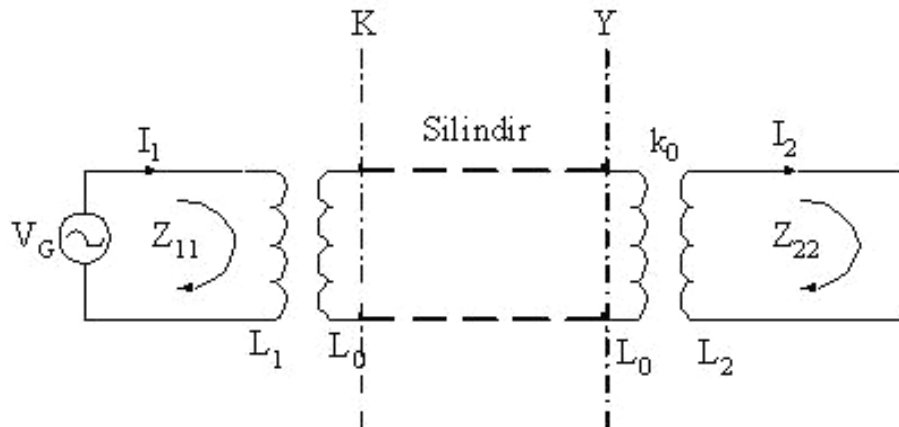
söz konusu olmayacaktır. Eğer alıcı tarafında bir yansıma yoksa ya da bir alıcı yoksa sanal karakteristik empedans üzerinden bir güç aktarımı olmayacaktır. Sadece yansıyan alan belli bir faza sahip ise güç aktarımı sağlanacaktır.

Verici ve alıcı antenlerin manyetik alanları arasındaki örneklemenin nasıl olacağı ve silindir içindeki manyetik alanın nasıl hesaplanacağı önemlidir. Şekil 3.6'da gösterildiği gibi L_1 indüktansına sahip antenin üzerinden akan I_1 akımı tarafından üretilen manyetik akı k_0 , silindir içindeki başlangıç manyetik akıyı oluşturur. Formül (3.51) ile paralellik elde etmek için, başlangıç akısını, silindirin çapı boyunca oluşan gerilim (antenin eksenine dik doğrultuda) cinsinden ifade edilmesi gerekir ve bu da L_0 indüktanslı silindirin karakteristik empedansı cinsinden ifade edilir. Formül (3.45)'den;

$$L_0 = 1,1\mu a \quad (3.52)$$

ifadesi elde edilir.

Şekil 3.6'da gösterilen Z_{11} , K düzlemindeki L_0 açık devreyken 1. devrenin toplam eşdeğer empedansı ve Z_{22} ise Y düzlemindeki L_0 açık devreyken 2. devrenin toplam eşdeğer empedansıdır. V_G , sıfır iç empedanslı kaynağın etkin gerilimidir. k_0 , L_1 indüktansındaki I_1 akımının oluşturduğu manyetik akının ne kadarının silindir içerisine aktarıldığını gösterir(örnekleme katsayısı). Metal silindir, en düşük frekanslarda bile antenler arası bağlantı devresi oluşturur.



Şekil 3.6: Piston zayıflatıcıya ait eşdeğer devre

Y ve K düzlemlerindeki etkin yük (Z_y) ve kaynak empedansları (Z_k),

$$Z_y = j\omega L_0 + \frac{\omega^2 k_0^2 L_2 L_0}{Z_{22}} \quad (3.53)$$

$$Z_k = j\omega L_0 + \frac{\omega^2 k_0^2 L_1 L_0}{Z_{11}} \quad (3.54)$$

şeklinde yazılabilir[44]. K düzlemindeki eşdeğer Thevenin gerilimi $V_k = j\omega k_0 \sqrt{L_1 L_0} I_1$ ya da

$$V_k = \frac{j\omega k_0 \sqrt{L_1 L_0}}{Z_{11}} V_G \quad (3.55)$$

şeklinde ifade edilebilir. V_k ile Formül (3.51)'de ifade edilen karşılıklı indüktans ile yük tarafında oluşan gerilim V_0 arasındaki ilişki,

$$V_0 = \frac{V_k jX_0}{Z_k + jX_0} = \frac{1}{2} V_k (1 - \Gamma_k) \quad (3.56)$$

şeklinindedir. Burada Γ_k 'nin eşiti Formül (3.57)'de verilmiştir:

$$\Gamma_k = \frac{Z_k - jX_0}{Z_k + jX_0}. \quad (3.57)$$

Benzer şekilde kaynaktaki yansıma katsayısı ise,

$$\Gamma_y = \frac{Z_y - jX_0}{Z_y + jX_0} \quad (3.58)$$

olacaktır. Formül (3.55) ve (3.56), Formül (3.51)'de yerlerine yazılırsa yük üzerinde harcanan güç değeri,

$$P_y = \frac{|V_G|^2}{|Z_{11}|^2} \frac{\omega k_0 L_1}{4} \frac{|1 - \Gamma_k|^2 j(\Gamma_y - \Gamma_y^*) e^{-2\alpha l}}{|1 - \Gamma_k \Gamma_y e^{-2\alpha l}|^2} \quad (3.59)$$

şeklini alır.

Formül (3.59), piston zayıflatıcının teorik dayanağını oluşturmaktadır. Formül (3.53), (3.54), (3.57), (3.58) kullanılarak Formül (3.59)'daki Γ_k ve Γ_y değerleri hesap edilebilir. Pistonun l_1 ve l_2 konumları için bağıl zayıflaması,

$$\frac{P_{l_1}}{P_{l_2}} = e^{2\alpha(l_2-l_1)} \left| \frac{1-\Gamma_k\Gamma_y e^{-2\alpha l_2}}{1-\Gamma_k\Gamma_y e^{-2\alpha l_1}} \right|^2 \quad (3.60)$$

şeklinde ya da dB olarak $10\text{Log}_{10}(P_{l_1}/P_{l_2})$ dönüşümü kullanılarak,

$$A = 8,868\alpha(l_2 - l_1) + 10\log_{10} \left| \frac{1-\Gamma_k\Gamma_y e^{-2\alpha l_2}}{1-\Gamma_k\Gamma_y e^{-2\alpha l_1}} \right|^2 \quad (\text{dB}) \quad (3.61)$$

şeklinde ifade edilir.

Formül (3.61)'deki 1. terim zayıflatma değerinin, antenler arasındaki mesafeye lineer bağlantısını gösterirken 2. terim kaynak ve yük (alıcı ve verici antenler) arasındaki etkileşmenin sonucudur. Zayıflatma değerinin doğrusallığının sağlanması için 2. terimin sıfıra gitmesi gereklidir. Bunun için ya l_1 ve l_2 çok büyük olmalıdır ya da $\Gamma_k\Gamma_y$ çarpımının yeteri kadar küçük olması gerekir. Bunu sağlamak için de sadece Γ_k sıfıra yaklaştırılabilir çünkü daha önce de belirtildiği gibi kaynaktan yüke güç transferi isteniyorsa Γ_y 'nin sanal bileşeni olmalıdır. Bunun anlamı şudur: L_1 antenindeki I_1 akımı çok kararlı olmalıdır.

I_1 'in belli bir değere sabitlenerek kararlılığı, Z_{11} 'in sonsuz yapılması zorunluluğu anlamına gelmektedir (V_G 'nin de sonsuz yapılması gerekmektedir. $V_G/Z_{11} = I_1$). Z_{11} 'in de sonsuz yapılmasıyla kaynak empedansı, $Z_k = j\omega L_0 = jX_0$ (Formül (3.54)) ve $\Gamma_k = 0$ (Formül (3.57)) olur. Dolayısıyla Formül (3.61)'deki 2. terim sıfır yapılarak doğrusal bir ifade elde edilir.

1. ve 2. devrelerin empedanslarının ayarlanabilir yapılması gibi yöntemler yardımıyla da antenler arası etkileşmeden gelen 2. terimi sıfırlamak için kullanılabilir [17].

Eğer anten, silindirin çapı kadar bir uzunluğa sahipse, $k_0 \approx 1/2$ olacaktır. Çünkü silindir, antenin tüm elektromanyetik alanını içerirken, anten, her iki ucundaki alanla eşit bir şekilde etkileşecektir. Eğer anten, silindir içinde TE_{11} modu dışında herhangi bir mod ile de etkileşir ise k_0 , $1/2$ 'den daha küçük olacaktır.

3.4.3. Dalga kılavuz içerisinde TE₁₁ modunun uyarılması

TE₁₁ modu üretmenin ideal yolu, akım yönü ve alan dağılımı bu modun elektrik alan yoğunluğu ile aynı olan akım düzlemi oluşturmaktır[16]: I (silindirik koordinatlarda I_r ve I_φ bileşenlere sahip), düzlemin birim genişliğindeki akım olsun. rd_φ genişliğindeki akım I_rrd_φ'dır ve aynı zamanda akım çizgisi etrafındaki toplam manyetik alanın integrali ile hesaplanır:

$$I_r r d_\phi = -2H_\phi r d_\phi \Rightarrow I_r = -2H_\phi. \quad (3.62)$$

Aynı şekilde d_r genişliğindeki akım da I_φd_r 'dır ve aynı zamanda akım çizgisi etrafındaki toplam manyetik alanın integraline eşittir:

$$I_\phi d_r = 2H_r d_r \Rightarrow I_\phi = 2H_r. \quad (3.63)$$

Dolayısıyla, I_r/I_φ = -H_φ/H_r 'dir.

Ayrıca -H_φ/H_r = E_r/E_φ olduğundan (Formül (3.36)-Formül (3.39)),

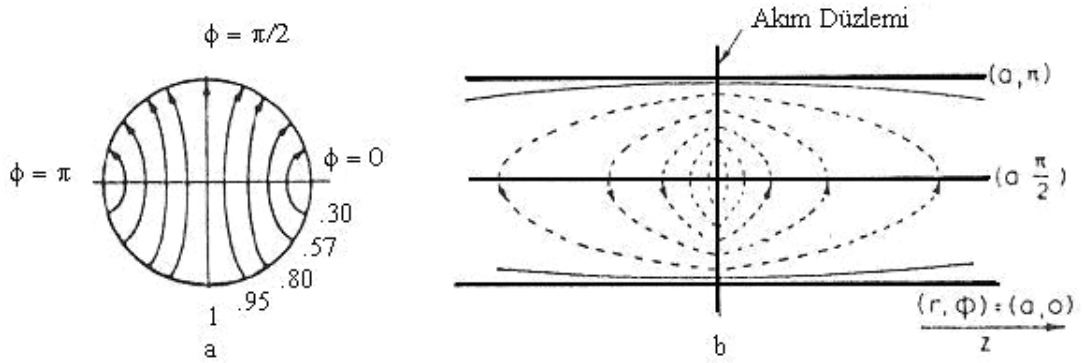
$$I_r/I_\phi = E_r/E_\phi \quad (3.64)$$

yazılabilir.

Formül (3.64)'den anlaşılacağı gibi akım çizgileri ile elektrik kuvvet çizgileri aynıdır. Bu durum, Şekil 3.7.a'da gösterilmiştir.

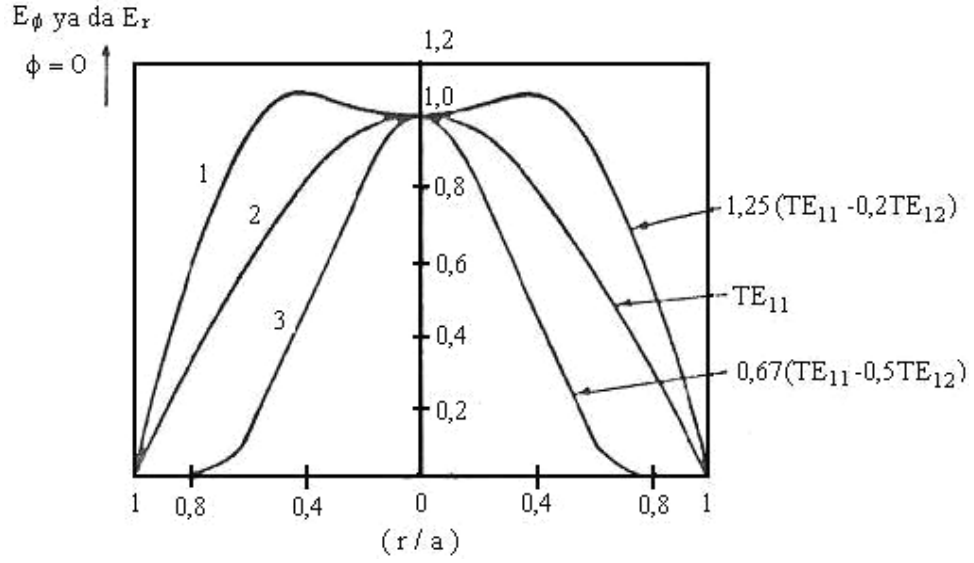
φ=0 düzlemindeki yarıçap boyunca akım yoğunluğu $J'_1(kr) = J'_1\left(1,841\frac{r}{a}\right)$ ile değişim gösterir. Akım yoğunluğu, silindirin merkezinde en yüksek iken, duvarlarında sıfırdır. Bu akım düzlemi formu gerçekleştirilebilirse φ=0 düzlemindeki z eksenini boyunca, Şekil 3.7.b'deki gibi akım düzleminin hem ön hem de arka tarafında benzer manyetik alan oluşur. Bu durumda silindirin içinde sadece TE₁₁ modu oluşur. Bu nedenle silindirin boyunun, akım düzleminin arka tarafındaki manyetik alanı da kapsayacak şekilde uzun olması ve böylece jX₀ kaynak empedansının elde edilmesi gerekir.

Çap boyunca kalın bir iletken ve bu iletkenin her iki yanında eğik iletkenler yardımı ile böyle bir akım düzlemi oluşturmak mümkündür[16, 46]. Aslında bu antenin kaç tane iletkenden oluştuğu ya da iletkenlerin ne kadar eğik olduğu mod çeşidi üretmesi bakımından çok önemli değildir. Tüm tasarımlar silindirin duvarlarına değmediği sürece TE_{11} - TE_{12} modları ve belki de bazı daha yüksek dereceli TM_{lm} modları üretecektir. Dolayısıyla, sadece TE_{11} - TE_{12} modlarından oluşan bir yaklaşım yeterli olacaktır.



Şekil 3.7: Akım düzlemi tarafından uyarılan TE_{11} modunun a) elektrik ve b) manyetik alanları

Şekil 3.8'de farklı yapıdaki antenlere ait alan dağılımları görülmektedir[44]. Geniş eğri, silindirin çapı boyunca yerleştirilmiş ve $0,8a$ eksen uzunluğuna sahip dikdörtgen bir yapı üzerine sarılmış bobinin alan şiddeti dağılımını göstermektedir ve $1,25(TE_{11} - 0,2TE_{12})$ mod oranlarına sahiptir. Dar olan eğri ise silindirin çapı boyunca $\phi = \pi/2$ düzlemine yerleştirilmiş düz bir iletkenin alan şiddeti dağılımını göstermektedir ve $0,67(TE_{11} + 0,5TE_{12})$ mod oranlarına sahiptir. Ortadaki eğri ise saf TE_{11} moduna ait eğridir.



Şekil 3.8: TE₁₁ ve TE₁₂ modları kombinasyonundan oluşan alan şiddeti dağılımı

TE₁₂ modunun yanında, zayıflatma oranı katsayısı TE₁₁'in zayıflatma katsayısına yakınlığından dolayı TM₀₁ moduna da dikkat edilmesi gerekir. Bu modun alan dağılımlarına etkisi iki şekilde azaltılabilir:

60MHz'e kadar olan frekanslarda alıcı ve verici antenler düşük empedansa sahipken TM-modları yüksek değerli empedansa sahiptirler. Dolayısıyla bu frekanslarda çalışan piston zayıflatıcı tasarlanırsa düşük örnekleme sağlanmış olur. Mikrodalga frekanslarında ise örnekleme daha yüksektir.

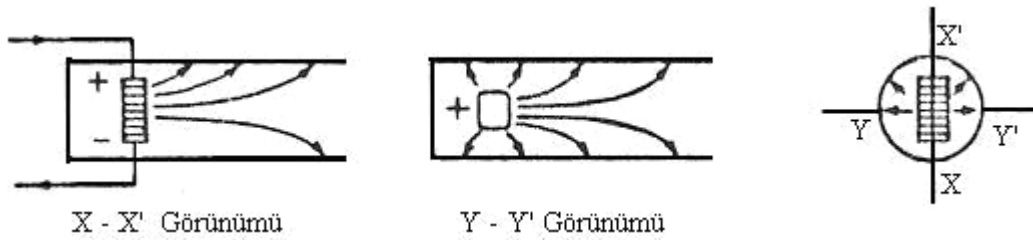
İkinci olarak, TM₀₁ ve daha yüksek derecede modları zayıflatmak için mod filtresi tasarlanabilir. Böyle bir mod filtresi TM modlarını yüksek miktarlarda zayıflatırken TE₁₁ modunu çok az miktarda zayıflatır. Bu mod filtresi, verici antenin hemen önüne yerleştirilen ve silindire temas eden metal şeritlerden oluşur[16, 17, 47]. TE₁₁ modunu mümkün olduğu kadar az zayıflatmak için bu şeritlerin akım elemanlarına her noktada dik olması gerekir[16]. Fakat birbirine paralel şeritlerin yapımı daha kolay olduğundan ve eğik olana göre sebep olduğu TE₁₁ modunun zayıflaması çok az miktarda daha fazla olduğundan filtrenin düz metal şeritler şeklinde yapılması da mümkündür. Tablo 3.2'de, 4,064 cm yarıçapındaki silindir için kullanılan metal şerit sayısına bağlı olarak TE₁₁ ve TM₀₁ modlarındaki zayıflatma miktarlarının deneysel sonuçları gösterilmiştir [16].

Tablo 3.2: Mod filtresindeki metal şerit sayısına göre TE_{11} ve TM_{01} modlarındaki zayıflatma miktarlarındaki değişim

Metal Şerit Sayısı	TM_{01} modundaki zayıflatma oranı (dB)	TE_{11} modundaki zayıflatma oranı (dB)
21	67,5	0,2
26	92,1	0,2
27	98,4	0,2
28	86,5	0,3
29	85,7	0,3
32	81,2	0,3
39	81,4	0,4
46	81,5	0,6

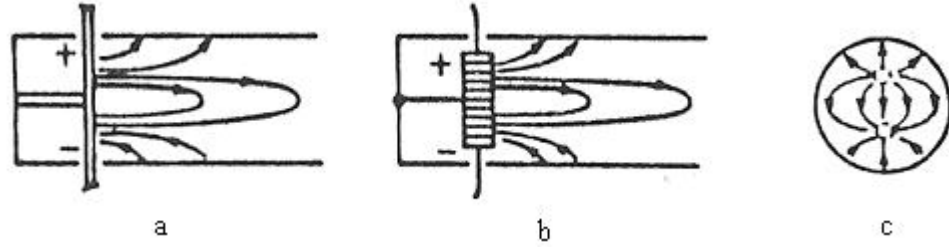
Tabloda verilen metal şeritler, 4,76 mm derinliğinde 0,79 mm kalınlığındadır. Burada her iki modun zayıflama değerleri göz önünde tutulduğunda optimum şerit sayısının 27 olduğu görülmektedir.

İstenilen saf TE_{11} modunun üretilmesi, iyi bir anten tasarımına bağlıdır. Eğer verici anten asimetrik bir yapıda ise, alan çizgileri TM_{01} elektrik alan çizgilerine de sahip olacaktır. Şekil 3.9'da asimetrik bobin (ya da tek iletken) verici antenin alan çizgileri görülmektedir[44]. Bir asimetrik alıcı anten bu moda cevap verecektir fakat yüksek mod empedansı ve düşük anten empedansları, zayıf TM_{01} etkileşim sağlayacaktır.



Şekil 3.9: Asimetrik bobin tarafından üretilen TM_{01} modu

Eğer verici anten simetrik bobin (ya da tek iletken) yapıda ise Şekil 3.10'daki gibi bir dağılıma sahip olan TM_{11} modunun oluşumuna neden olacaktır. Bu durumda simetrik ya da asimetrik alıcı anten bu moda cevap verecektir. Fakat etkileşim yine zayıf olacaktır.

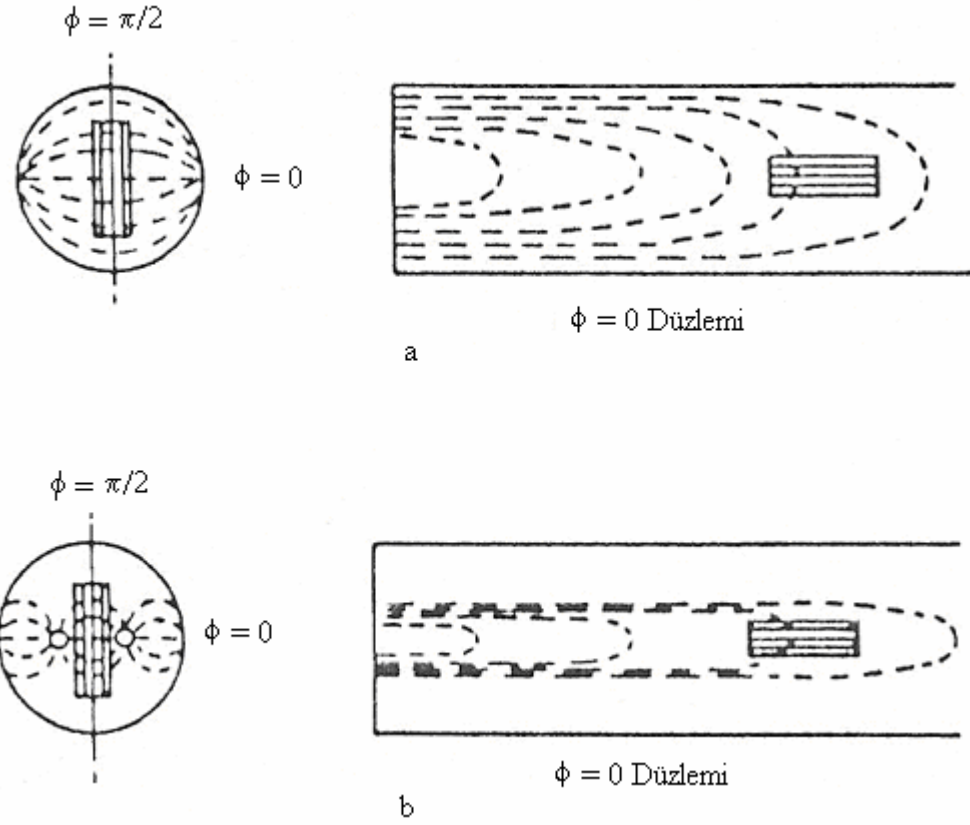


Şekil 3.10: a) Tek iletken ya da b) simetrik bobin tarafından üretilen TM_{11} modu

Merkezinden topraklanmış bobin (ya da tek iletken) antenin kullanılması durumunda ise, topraklamanın iki tarafı arasındaki kısımlarının asimetric olması, az miktarda TE_{01} ve TE_{21} modlarının oluşmasına sebep olacaktır. Fakat alıcı anten ile bu modların etkileşimi önemsenmeyecek kadar az olacaktır.

Sonuç olarak, TM_{01} ve TM_{11} modunu azaltmak için mod filtresi ve TE_{01} ve TE_{21} modlarının oluşumunu azaltacak şekilde simetrik bobin kullanıldığında ortamdaki modlar en aza indirgenmiş olacaktır. Bu durumda silindir içinde sadece TE_{11} ve az miktarda TE_{12} belki de çok az miktarda TE_{1m} ($m > 2$) modları Şekil 3.8'de belirtilen oranlarda var olacaktır.

Antenlerin boylarının da modların algılanma oranları üzerinde etkisi vardır. Eğer alıcı anten, Şekil 3.11'deki gibi, TE_{12} modunun sadece orta kısmındaki manyetik alanı algılayacak şekilde kısa tasarlanırsa, antenin TE_{11} ve TE_{12} mod alanları ile etkileşme miktarı aynı olacaktır ve her iki modun empedansı ($E_r/H_\phi = -E_\phi/H_r = j\omega\mu/\alpha$) aynı olduğundan (Formül (3.36)-Formül (3.39)) antene gelen güç de $|E|^2$ ile orantılı olacaktır.



Şekil 3.11: a) TE₁₁ ve b) TE₁₂ mod alanları içinde kısa alıcı bobin

Birbirinden θ kadar faz farkı olan E_1 ve E_2 genlikleri birleştirilirse bileşke genlik,

$$E^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos\theta \quad (3.65)$$

olacaktır. TE₁₁ ve TE₁₂ modlarının z uzaklığındaki genlikleri q faktörü kadar bir farkla, $E_1 = e^{-\alpha_1 z}$ ve $E_2 = qe^{-\alpha_2 z}$ şeklinde yazılırsa, bileşke elektrik alan genliği,

$$\begin{aligned} E^2 &= e^{-2\alpha_1 z} + q^2 e^{-2\alpha_2 z} + 2qe^{-(\alpha_1 + \alpha_2)z} \cos\theta \\ &= e^{-2\alpha_1 z} \left(1 + 2qe^{-(\alpha_2 - \alpha_1)z} \cos\theta \right) \end{aligned} \quad (3.66)$$

olur. Güç, E^2 ile orantılıdır. Dolayısıyla Formül (3.66), dB cinsinden Formül (3.67)'deki gibi olacaktır:

$$\begin{aligned} -A &= -4.343(2\alpha_1 z) + 4.343 \ln \left(1 + 2q \cos\theta e^{-(\alpha_2 - \alpha_1)z} \right) \\ &\text{ve } \ln(1+x) \approx x \text{ (} x \ll 1 \text{ için)} \end{aligned} \quad (3.67)$$

$$A = 8.686\alpha_1 z - 8.686q \cos\theta e^{-(\alpha_2 - \alpha_1)z} \text{ (dB)}.$$

$\alpha_1 = 1,841/a$ ve $\alpha_2 = 5,331/a$ değerleri ve her iki antenin kısa bobin olarak seçilmesi durumu için $q=0,2$, faz farkı için de $\theta=\pi$ yazılırsa A,

$$A(\text{dB}) = 15,99 \frac{Z}{a} + 1,737e^{-3,49z/a} \quad (3.68)$$

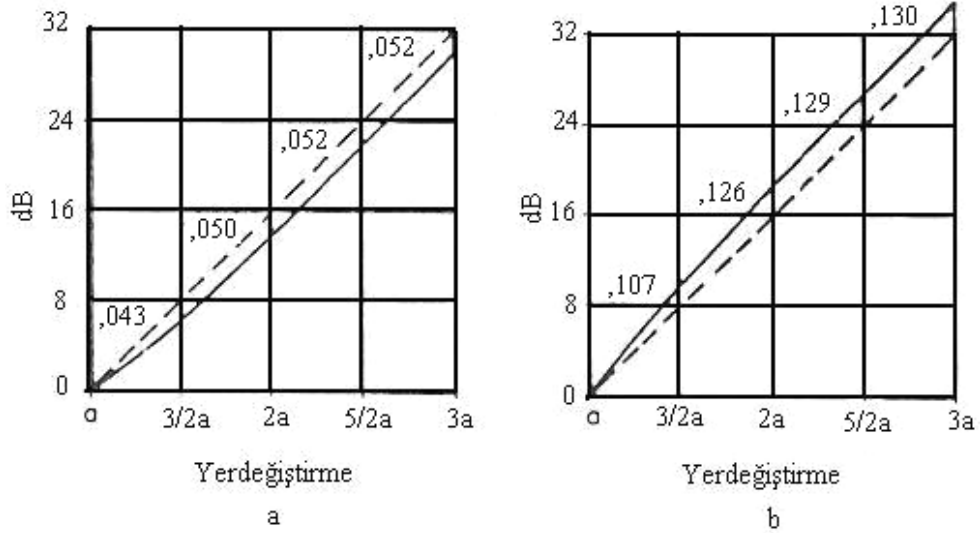
şeklinde ifade edilir.

Bir iletkenli verici ve kısa bobin alıcı için $q=0,5$, $\theta=0$ alındığında[44] A zayıflatma oranı değeri,

$$A(\text{dB}) = 15,99 \frac{Z}{a} - 4,343e^{-3,49z/a} \quad (3.69)$$

şeklini alır.

Şekil 3.12'de her iki anten tasarımı için doğrusallıktan sapmalar gösterilmiştir. Grafikten de görüleceği gibi bir iletkenli verici anten doğrusallıktan daha uzak sonuçlar vermiştir.



Şekil 3.12: a) Bobin ve b) tek iletken için yer değiştirme-zayıflatma grafiği

3.4.4. Zayıflatma oranının belirlenmesi

Dalga kılavuz olarak silindir yapının seçilmesinin nedeni üretiminin dikdörtgenel yapıdan daha kolay olmasıdır. Silindir tasarımı için atılacak ilk adım istenilen

zayıflatma katsayısına karşılık gelen silindir yarıçapının belirlenmesidir. Formül (3.29) ve Formül (3.30) kullanılarak zayıflatma oranı katsayısı,

$$\alpha_{11} = \frac{\rho_{11}}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi a}{\rho_{11} \lambda} \right)^2} \quad (3.70)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Formül (3.70)'deki a değeri etkin yarıçaptır. Elektromanyetik işaret, Deri Etkisi'nden[45] dolayı silindir yüzeyinin altından ilerlediğinden bu değer ölçülen yarıçaptan daha büyüktür. Silindir ideal bir iletken olsaydı, a etkin yarıçap ile ölçülen çap birbirine eşit olacaktı. Fakat uygulamada iletkenlik belli bir değerde olduğundan silindirin ölçülen yarıçapı, etkin yarıçaptan farklıdır ve değeri $a - \delta/2$ kadardır. Buradaki δ deri kalınlığıdır ve

$$\delta = 1/\sqrt{\pi \mu f \sigma} \quad (3.71)$$

şeklinde ifade edilir. Burada μ , manyetik geçirgenlik, f , frekans ve σ iletkenliktir. Formül (3.70)'in δ düzeltme terimi ve ölçülen r yarıçap cinsinden ifadesi,

$$\alpha_{11} = \frac{\rho_{11}}{Ar\sqrt{\epsilon}} \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi r f \sqrt{\epsilon}}{\rho_{11} c} \right)^2} - \frac{1}{r\sqrt{\pi \mu f \sigma}} \text{ (dB/cm)} \quad (3.72)$$

şeklindedir[17, 48]. Burada ϵ , dielektrik sabiti, c ise ışık hızıdır. Ayrıca A , neper'i dB'ye çevirmek için formüle dahil edilmiş bir sabittir.

Bölüm 4'de bahsedilen ve çapı 20,20 mm olan pirinç dalga kılavuzuna ait değerler aşağıdaki verilmiştir[17, 45]:

$$\rho_{11} = 1,84118 \text{ (F/m)}^{1/2}$$

$$A = 0,115129 \text{ (dB)}^{-1}$$

$$r = 0,011056 \text{ (m)}$$

$$f = 3 \times 10^6 \text{ (Hz)}$$

$$\epsilon = 1,000585 \text{ (F/m)}$$

$$\mu = 1,02 \text{ (H/m)}$$

$$\pi = 3,1415$$

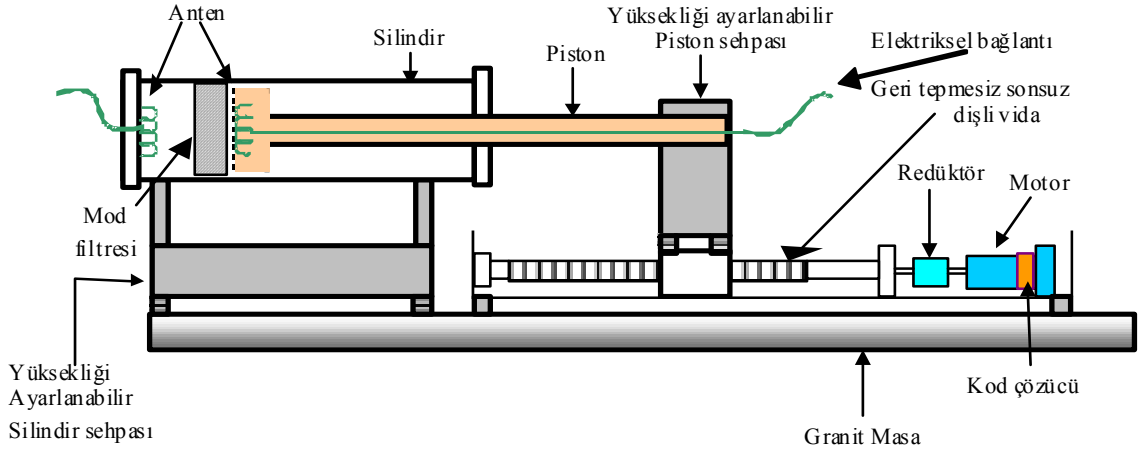
$$\sigma = 1,57 \times 10^7 \text{ (S/m)}$$

$$c = 299790200 \text{ (m/s)}$$

Bu değerler Formül (3.72)'de yerine yazılırsa, $\alpha_{11} = 1446,05517 \text{ (dB/m)} \sim 1,44606 \text{ (dB/mm)}$ elde edilir.

4. PİSTON ZAYIFLATICININ PARÇALARI

Piston zayıflatıcının doğru bir şekilde çalışması, elektromanyetik teorinin doğru bir şekilde uygulanmasının yanında, piston zayıflatıcıyı oluşturan parçaların çok hassas bir şekilde üretilmesine de bağlıdır. Piston zayıflatıcının en önemli parçasını oluşturan dalga kılavuzu, verici anteni taşıyan piston, dalga kılavuz ve pistonun üzerine yerleştirildiği yüksekliği ayarlanabilir sehpa, pistonun hareketini sağlayan doğrusal hareket sistemi, anten ve mod filtresi piston zayıflatıcın doğru bir şekilde çalışması için hassas bir şekilde üretilmelidir. Şekil 4.1’de UME’de kurulan piston zayıflatıcıya ait temel kısımlar görülmektedir.



Şekil 4.1: TÜBİTAK-UME’de kurulan piston zayıflatıcı

4.1. Dalga Kılavuzu

Piston zayıflatıcıyı oluşturan parçalar arasında en önemlisi, işaretin verici antenden alıcı antene iletildiği silindir dalga kılavuzudur. α zayıflatma oranı katsayısının doğruluğu, r yarıçapının doğruluğuna bağlıdır (Formül (3.72)). r yarıçapındaki belirsizlik miktarı, piston zayıflatıcının belirsizliğindeki en etkin parametredir[10, 17, 42].

UME’de farklı boyut ve malzemelerden olmak üzere çok sayıda silindir dalga kılavuzu üretilmiştir. Bu üretimlerin hepsi mekaniksel üretim teknikleri ile gerçekleştirilmiştir. İlk deneme, 390 mm uzunluğundaki bakır malzemenin içinin torna ile oyulması yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Tornalama sonucunda silindirin elde edilen çapı yaklaşık 50,50 mm, silindirikliği ise yaklaşık 50 µm olarak elde edilmiştir. Silindiriklik, silindirin eksenini boyunca her noktada oluşturulan çemberlerin çapının birbirlerine yakınlığını ifade etmektedir. Diğer bir deyişle silindiriklik, silindirin çapındaki belirsizlik demektir. Bu ilk denemede silindirikliğin bu kadar kötü elde edilmesinin nedeni bakır malzemenin torna ile işlenmesinin çok zor olmasıdır. Bu silindir ile iyi sonuçlar elde edilememiştir.

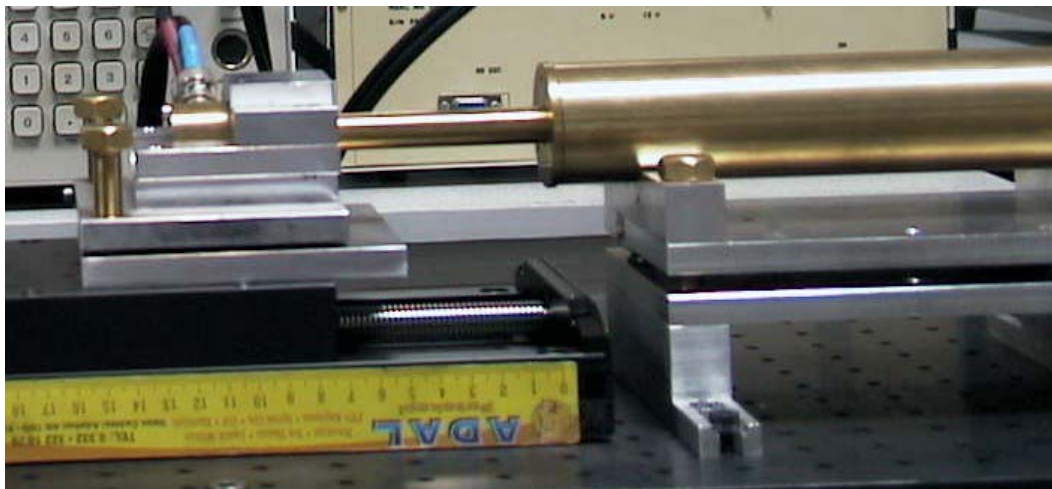
Daha sonraki denemede malzeme değiştirilmiş, 316 çelik kullanılarak 200 mm uzunluğunda ve yaklaşık 37,30 çapında silindir üretilmiştir. Torna ile yapılan mekanik işleme sonucunda 10 µm’lik bir silindiriklik elde edilmiştir. Daha sonra silindirikliğin iyileştirilmesi için honlama[49] adı verilen mekaniksel yüzey işleme tekniği kullanılmıştır. Bu yöntemde, bir radyal matkap ucuna, üzerinde küçük elmas tozları bulunan honlama taşı bağlanarak, silindir içerisinde dönme ve öteleme hareketi yapılmıştır. Honlama taşının ilk önce yüzeyin tepeleriyle teması sağlanarak tepelerden talaş kaldırma işlemi sağlanmış ve bu şekilde silindirin yüzeyindeki pürüzler giderilmiştir. Bu işlem sonucunda silindiriklik 7 µm’ye indirilmiştir. Ancak bu silindir ile alınan ölçümlerde de iyi sonuçlar elde edilememiştir. Bunda, çeliğin boyunun yeteri kadar uzun olmamasından kaynaklı sanal kaynak empedansının elde edilememesinin (Bölüm 3.4.3’de bahsedilen) ve çeliğin elektriksel iletkenliğinin kötü olmasının etkisinin olduğu düşünülerek, pirinç malzemenin 20,20 mm çapında 200 mm uzunluğunda silindir üretilmiştir. Bu çapta bir silindir ile 100 dB’lik zayıflatma oranı elde etmek için 70 mm’lik mesafe yeterlidir. Dolayısıyla akım düzleminin arka kısmında kalan manyetik alanın da kapsanması için yeteri kadar mesafe kalmıştır. Ayrıca malzeme, pirinç seçilerek daha iyi bir iletkenlik sağlanmış ve daha yumuşak olmasından dolayı mekaniksel olarak daha kolay işlenmiştir. Çapın daha küçük olmasının, birim uzunluk başına düşen zayıflatma oranı miktarının daha fazla olması ya da diğer bir deyişle çözünürlüğün daha kötü olması gibi bir dezavantajı olmasına rağmen böyle bir küçültmenin, UME’de varolan atölye kabiliyetleri düşünüldüğünde, üretim kolaylığından kaynaklı avantajı daha fazladır.

10 µm silindiriklikle elde edilen bu silindir kullanılarak kurulan piston zayıflatıcıya ait sonuçlar Bölüm 5’de verilmiştir.

4.2. Piston ve Yükseklikleri Ayarlanabilir Sehpalar

Şekil 4.1’deki antenlerin birbirine tam olarak paralel olması, antenlerin birbirlerine en yakın olduğu durumdaki araya girme kaybının minimum olması için gereklidir. Araya girme kaybının düşük olması, girişte kullanılan kaynağın çıkış gücünde tasarrufa gidilmesi demektir. Bu da çok yüksek çıkış veren kaynak kullanım zorunluluğunu ortadan kaldırır.

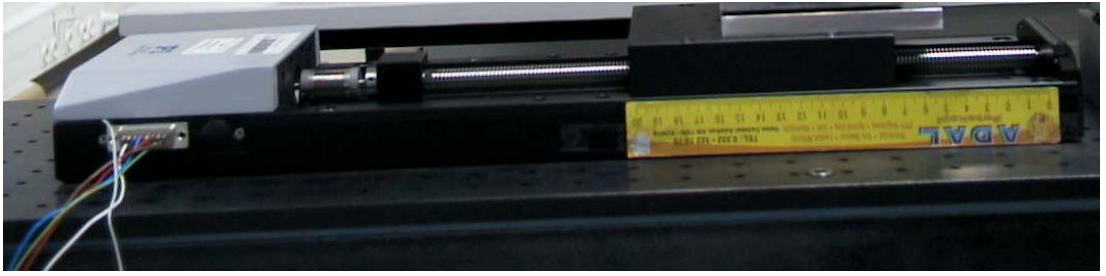
Antenlerin paralellliğini sağlamak için birbirinden bağımsız olan piston ve silindirin yüksekliklerinin ayarlanması ve anteni taşıyan pistonun silindir içerisinde düz bir şekilde ilerleyebilmesinin sağlanması gerekir. Şekil 4.2’de, üretilen, yüksekliği ayarlanabilir silindir sehпасı, piston sehпасı ve pistonu ait bir resim görülmektedir. Sehpaların yükseklikleri üç köşede yer alan biri düz zemine, biri üçgen kanala diğeri de yuvarlak bir çukura basan, ucunda bilye olan vidalarla ayarlanmaktadır. Vidaların hatveleri, ayarda yüksek çözünürlük verecek şekilde küçük seçilmiştir. Sehpanın alt doğrusal hareket sistemi ile bağlantısı üç adet yay parçası ile sağlanmıştır. Piston ise silindir içerisinde hareket ederken antenlerin paralellliğini bozmayacak şekilde düzgün ve silindirin cidarlarına temas etmeyecek şekilde çapı daha küçük üretilmiştir.



Şekil 4.2: Yüksekliği ayarlanabilir silindir sehпасı, piston sehпасı ve piston

4.3. Doğrusal Hareket Sistemi

Anteni taşıyan pistonun hareketini sağlamak için ticari bir hareket sistemi kullanılmıştır. Şekil 4.3’de PI firması tarafından üretilen doğrusal hareket sistemi görülmektedir[50]. Bu sistem bir doğru akım (DC) motor tarafından sürülmektedir. DC motorun avantajı istenilen mesafeye yüksek hızlarda gidilebilmesidir. Bu sistem, maksimum 206 mm hareket kabiliyetine ve 30 nm hareket çözünürlüğüne sahiptir. Hareket sisteminin x-y z-y düzlemindeki salınımları UME Boyutsal Laboratuvarı’nda test edilmiş ve düzeltme faktörü olarak ölçüm programına eklenmiştir.



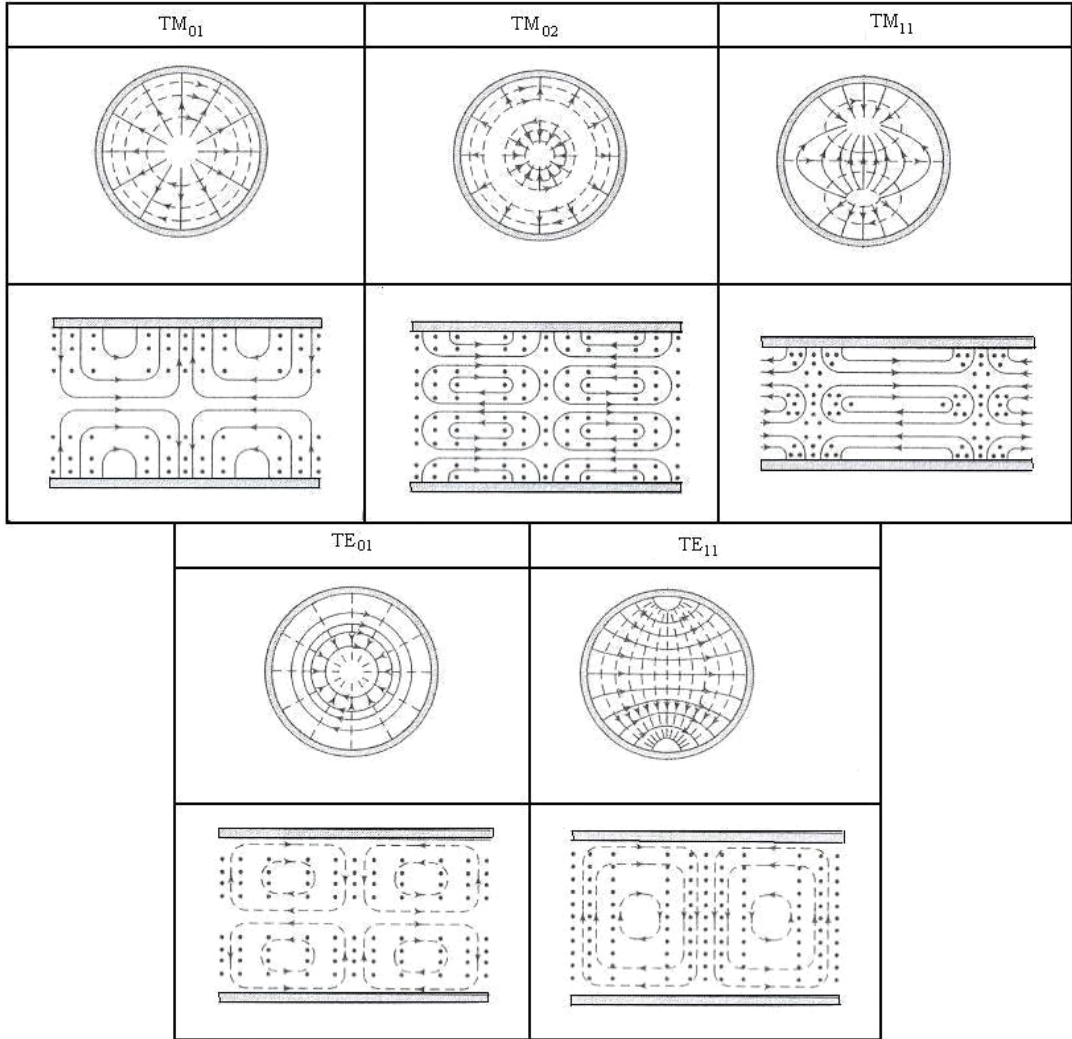
Şekil 4.3. PI marka doğrusal hareket sistemi

4.4. Antenler ve Empedans Uyumu

Alıcı ve verici antenler arasındaki mesafenin küçük olmasından dolayı, üstel zayıflatma kuralının çalışmayacağı gibi bir düşünce olabilir. Bu görüşteki temel dayanak dalga kılavuz içerisinde tek modun yayılımının sağlanamayacağıdır. Ancak uygun anten tipleri ve mod filtresi kullanılarak, tek mod yayılımı şartı sağlanabilir. Ayrıca alıcı antenin ölçüm alıcısına ve verici antenin de işaret üreticisine bağlantısının, empedans uyumuna dikkat edilerek gerçekleştirilmesi, bunun için empedans uyum devreleri yapılması gerekir.

Antenler kapasitif ve indüktif olmak üzere iki tipte üretilebilirler[17]. Kapasitif anten kullanan piston zayıflatıcılarda TM_{01} modu baskındır. Bu modun kullanımında çok büyük bir dezavantaj vardır: Antenlerdeki küçük bir asimetri, istenmeyen TE_{11} modun üretilmesine sebep olacaktır. TE_{11} modu daha küçük bir zayıflatma oranı katsayısına sahip olduğundan, daha az zayıflayacaktır ve bu da yüksek değerli zayıflatma oranı ölçümlerinde çok büyük bir hataya sebep olacaktır. Bu nedenle

yüksek değerli zayıflatma ölçümü gerektiren sistemler için bu tip antenler tavsiye edilmez.

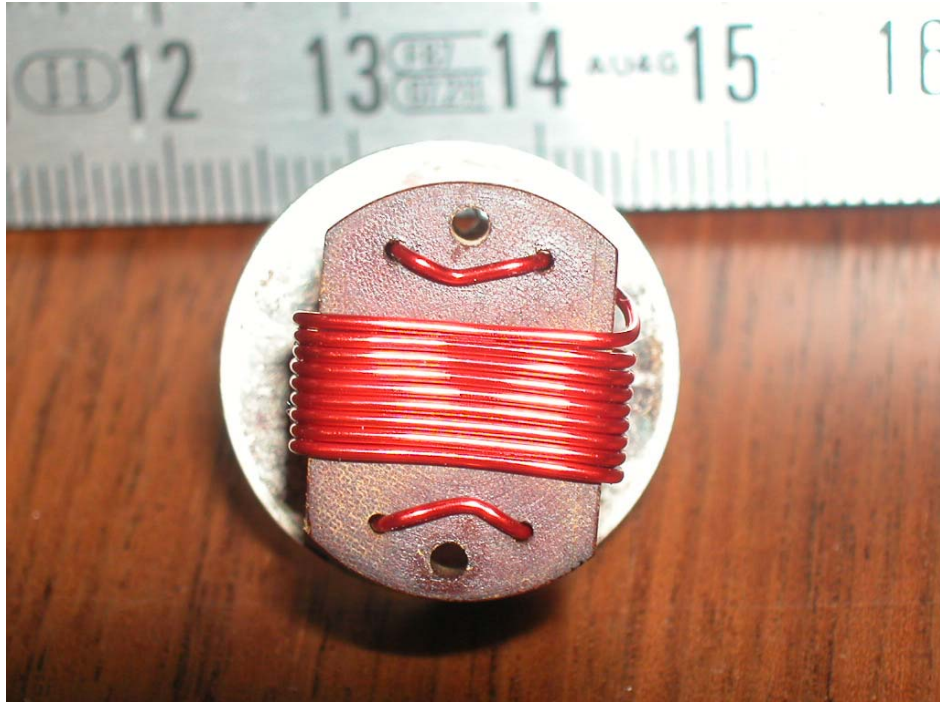


Şekil 4.4: Silindirik dalga kılavuz içerisindeki bazı elektromanyetik modlar

Diğer anten tipi indüktif antendir. Bu tip antenler genelde sarım şeklindedir. Bu anten tipinde baskın olan mod ise TE_{11} 'dir. Dolayısıyla daha doğru ve hassas ölçüm gerektiren sistemlerde bu anten tipi kullanılır. TE_{11} modunun silindirik dalga kılavuzu içerisindeki elektrik ve manyetik alan çizgilerine ait kesit alanları, Şekil 4.4'de gösterilmiştir.

UME'de kurulan piston zayıflatıcı için indüktif değerlere sahip anten yapılmıştır. Şekil 4.5'de indüktif değerlere sahip sarım şeklinde bir anten görülmektedir. Anten $6 \times 13 \times 18$ mm boyutlarında fiber malzeme üzerine 0,6 mm çapında emaye kaplı bakır tel sarılarak yapılmıştır. Verici anten 9, alıcı anten ise 14 sarımdan oluşmaktadır.

Bu durumda anten empedansının indüktif kısmından kurtularak kaynak ve yük ile empedans uyumunun sağlanması için, uygun değerde bir adet kapasitans kullanılarak devrenin rezonansa girmesi sağlanmıştır. Verici antenin 30 MHz'deki empedansı $Z = 41 + j173 \Omega$ iken alıcı antenin empedansı $Z = 82 + j340 \Omega$ olarak elde edilmiştir.

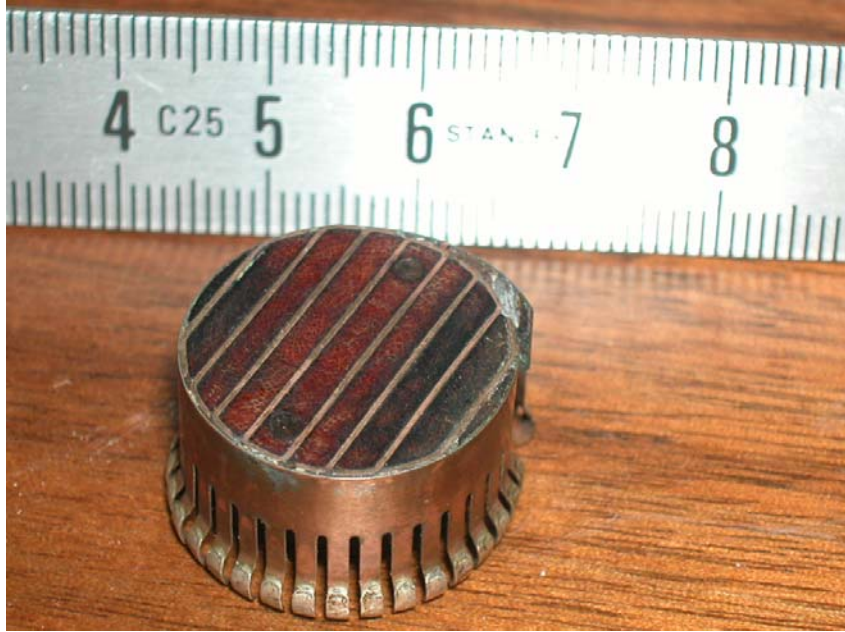


Şekil 4.5: Verici anten

4.5. Mod Filtresi

TE₁₁ modundan sonra en düşük zayıflatma oranı katsayısına sahip mod TM₀₁'dir. İki anten arasındaki kapasitif örnekleme(capasitive coupling) nedeniyle üretilen bu modun dalga kılavuzu içerisinde var olması ölçüm doğruluğunu tehdit eden en önemli faktördür. Faraday perdelemesi de denilen mod filtresi, istenmeyen bu modu ve diğer yüksek dereceden TM modlarını 80-90 dB'ye kadar zayıflatırken TE₁₁ modunu 0,2 dB dolaylarında zayıflatmaktadır[16].

Şekil 4.6'da, 0,1 mm kalınlığında ve 3 mm derinliğinde 8 adet metal şeritten oluşan bir mod filtresi görülmektedir. Şeritlerin birbirine kısa devre olabilmesi için filtrenin dışına bir yüzük geçirilerek metal şeritlere lehimlenmiştir. Bu mod filtresi, verici antenin önüne yerleştirilerek, elektrik alanın sönümlenmesi sağlanır.



Şekil 4.6: Mod filtresi

5. DENEYSEL SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1. Ölçüm Sonuçları

TÜBİTAK-UME’de pirinç malzemeden üretilen 20,20 mm çapında 200 mm uzunluğunda silindir dalga kılavuz, indüktif antenler, mod filtre empedans uygunlaştırma devreleri ve doğrusal hareket sistemi kullanılarak Şekil 5.1’deki piston zayıflatıcı kurulmuştur.

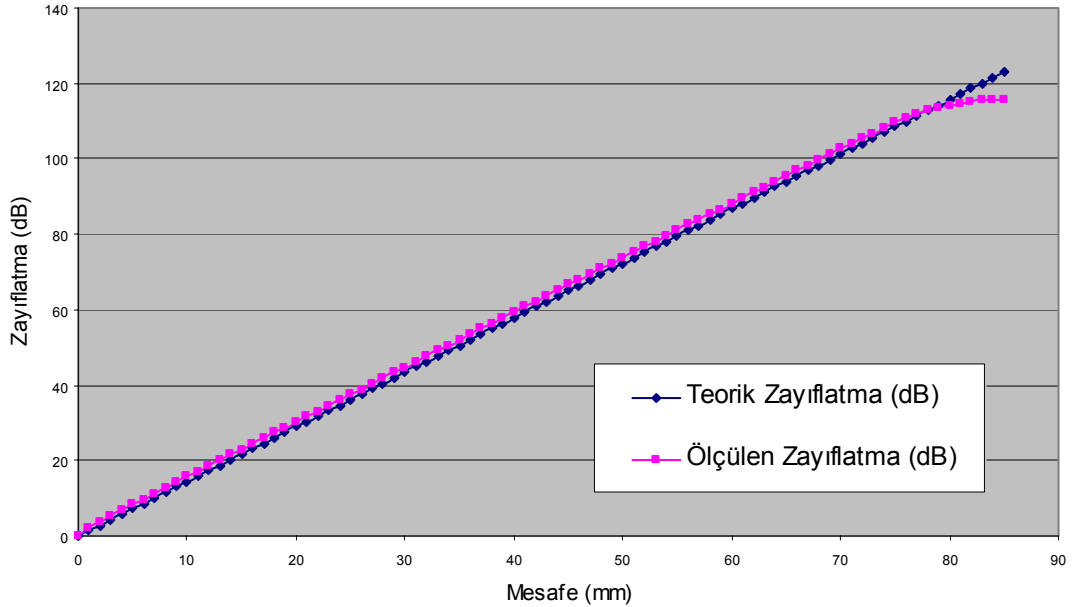


Şekil 5.1: TUBİTAK-UME’de kurulan piston zayıflatıcı ve kullanılan cihazlar

İşaret kaynağı olarak Rohde&Schwarz marka SML01 model numaralı işaret kaynağı kullanılmıştır. Antenlerin birbirlerine en yakın olduğu noktalardaki araya girme kaybı yaklaşık 15dB olarak elde edildiğinden bu kaybı telafi etmek için AR marka 10W1000C model numaralı RF yükselteç kullanılmıştır. İşaret kaynağından 30 MHz 10 dBm uygulanan işaret, RF yükselteç tarafından 20 dB yükseltılarak piston zayıflatıcının girişine 30 dB olarak uygulanmıştır. Piston zayıflatıcı tarafından zayıflatılan bu işaret, HP marka 8902A model numaralı dedektör kullanılarak algılanmıştır. Antenlerin birbirlerine en yakın olduğu mesafede okunan zayıflatma

oranı değeri referans alınmıştır. Daha sonra verici antenin monte edildiği piston, PI marka lineer hareket sistemiyle 1 mm adımlarla hareket ettirilmiştir. Lineer hareket sistemi, Şekil 5.1'in en sağında görülen ve UME'de üretilen motor sürücüsü ve bu sürücü için yazılan Visual Basic programı ile hareket ettirilmiştir. Her adımda dedektörün kararlı hale gelmesi için 2 dakika beklendikten sonra veriler alınmıştır. Piston, silindir ve doğrusal hareket sistemi, granit masa üzerine yerleştirilen çelik optik plaka üzerine monte edilmiştir.

Referans noktasından itibaren 85 mm'lik mesafede 1 mm'lik adımlarla alınan ölçüme ait değerler Şekil 5.2'de görülmektedir. 75 mm'lik mesafede ölçülen değerlerin teorik değerle uyumlu olduğu görülmektedir.



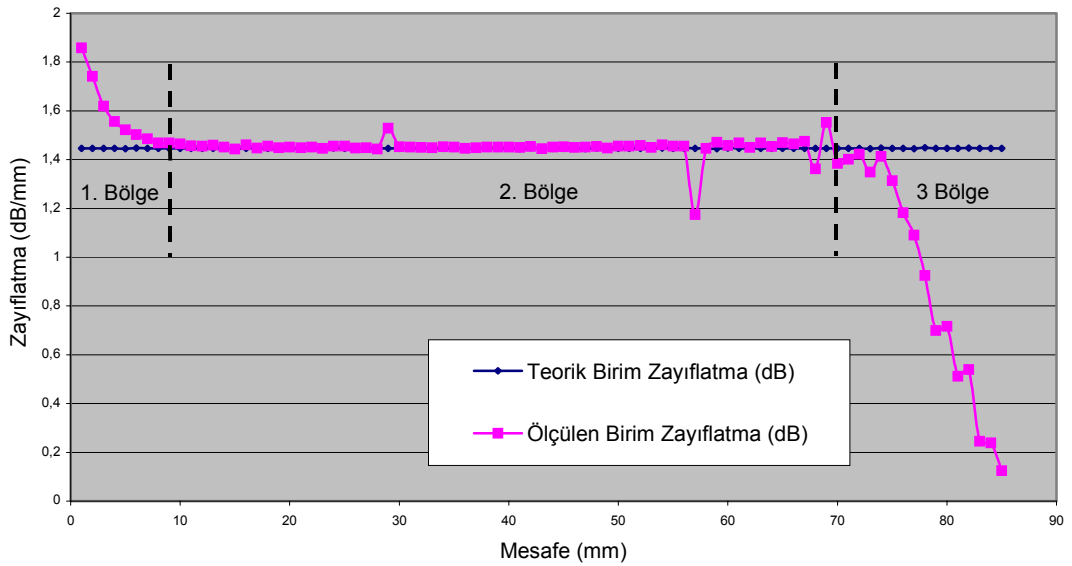
Şekil 5.2: Mesafeye bağlı zayıflatma oranı miktarının değişimi

Şekil 5.3'de, ölçüm sonucunda elde edilen değerlere ve teorik değerlere ait birim mesafe başına zayıflatma oranı eğrileri görülmektedir. Ölçümlere ait olan eğri tipik zayıflatma oranı eğrisidir[51].

1. bölge, antenlerin birbirlerine görece daha yakın olduğu ilk 10 mm'lik mesafe için elde edilen zayıflatma oranına ait kısmıdır. Bu bölgede TE_{11} modu ile birlikte bir çok modun varlığı söz konusudur. Bu 10 mm'lik mesafede TE_{11} modu hariç diğer

modların her biri birbirinden farklı mesafelerde sönümlenir. TE_{11} haricindeki modların hepsinin sönümlendiği mesafede lineer bölge başlar. 10 mm'nin altındaki bu bölgenin lineer olmamasının nedeni bu bölgede sadece TE_{11} modunun var olmamasıdır. Bu bölge yaklaşık ilk 15 dB'lik bölgeyi içerir. Lineer olan 2. bölge, piston zayıflatıcının sorunsuz olarak çalıştığı, zayıflatma oranının sadece TE_{11} tarafından belirlendiği lineer bölgedir. Bu bölge yaklaşık 90 dB'lik zayıflatma alanını içerir. 3. bölge de lineerliğin bozulduğu bölgedir. Bu bölgenin lineer olmamasının nedeni ise gürültü ve sızıntı işaretleridir. Sonuç olarak bu silindirin kullanılması durumunda 90 dB'lik kullanılabilir lineer bir bölge vardır. Bir başka deyişle dinamik ölçüm aralığı 90 dB'dir.

2. Bölgede dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta da Şekil 5.3'de görülen maksimum ve minimum noktalarıdır. Dedektör olarak kullanılan HP8902A, içerisinde üç farklı dedektör barındırmaktadır. Grafikte görülen maksimum ve minimum noktalar, dedektörler arasındaki geçişlerden kaynaklanan hataları içermektedir.

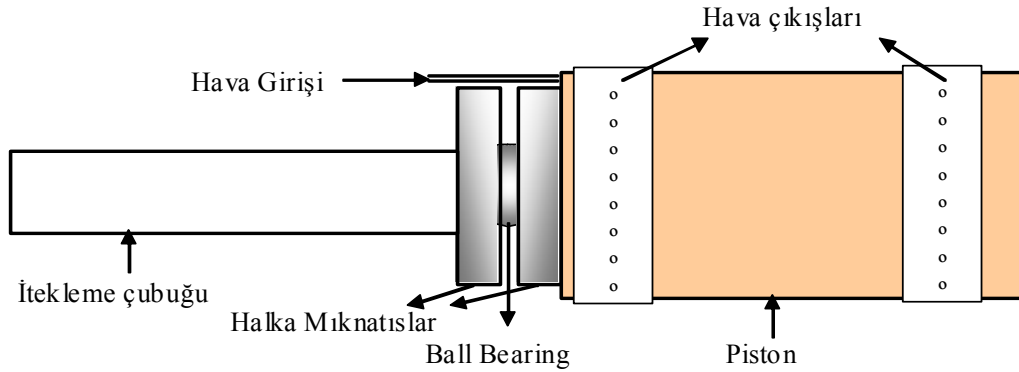


Şekil 5.3: Birim mesafeye bağlı zayıflatma oranı

Dinamik aralığı arttırmak için 90 dB olan lineer 2. bölgenin yanında, 1. ya da 3. bölgenin de kullanılması gerekir. 1. bölge yüksek tekrarlanabilirliğe sahiptir. Dolayısıyla bu bölge karakterize edilerek dinamik aralık 110-120 dB seviyelerinde

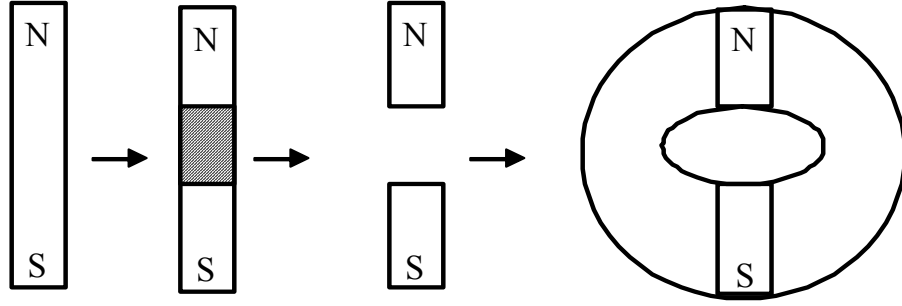
elde edilebilir. 3. bölgenin de kullanılabilmesi için sızıntının azaltılması ve dedektörün çok iyi olması gerekir. Bunu tam anlamıyla sağlamak zor olduğundan 3. bölgenin kullanılabilmesi pek mümkün değildir.

Verici anteni silindir içerisinde taşıyacak olan pistonun, silindir içinde hareketi esnasında hem pistonun aksel hareketinde bir hata oluşmaması hem de silindirin iç yüzeyinin olası sürtünmelerden zarar görmemesi için, pistonun hava yatakları üzerinde hareket ettirilmesi gerekmektedir[9]. Şekil 5.4’de böyle bir hava yatağı için tasarlanan çizim görülmektedir. Şekilde piston içerisine açılan hava kanallarının piston yüzeyinden çıkışları her iki uç kısımda küçük delikler şeklinde gösterilmiştir. Piston kanallarında dolaşan yaklaşık 3 bar basıncına sahip kuru hava bu noktalarda dışarı çıkarak silindir ile piston arasında bir hava yatağı oluşturur. Şekil 5.4’ün üst tarafında kuru havanın metal bir pipetle içeri girdiği bölge de gösterilmiştir.



Şekil 5.4: Piston ve üzerindeki hava yatağı

Verici ve alıcı antenlerin birbirlerine paralelliğinin çok iyi olması lineerlik açısından önemlidir. Piston ile itekleme çubuğu arasında Şekil 5.4’deki gibi, biri pistonu diğeri ise itekleme çubuğuna monte edilmiş karşılıklı iki adet disk şeklinde mıknatıs yerleştirilerek antenlerin paralelliği sağlanabilir[9]. İki mıknatıs birbirlerine bir bilye yardımı ile tutturularak esneklik sağlanır. Bu mıknatısların, birinin kuzeyi diğeri güneyini göreceği şekilde yerleştirilmesi gerekir. Böylece farklı kutuplar birbirini çekeceğinden sürekli bir denge durumu oluşacaktır. Bu mıknatıslar, çubuk şeklinde bir mıknatısın orta kısmının çıkarılarak kalan kuzey ve güney kısımlarının halka oluşturacak şekilde tamamlanması yöntemi ile Şekil 5.5’deki gibi elde edilebilirler.



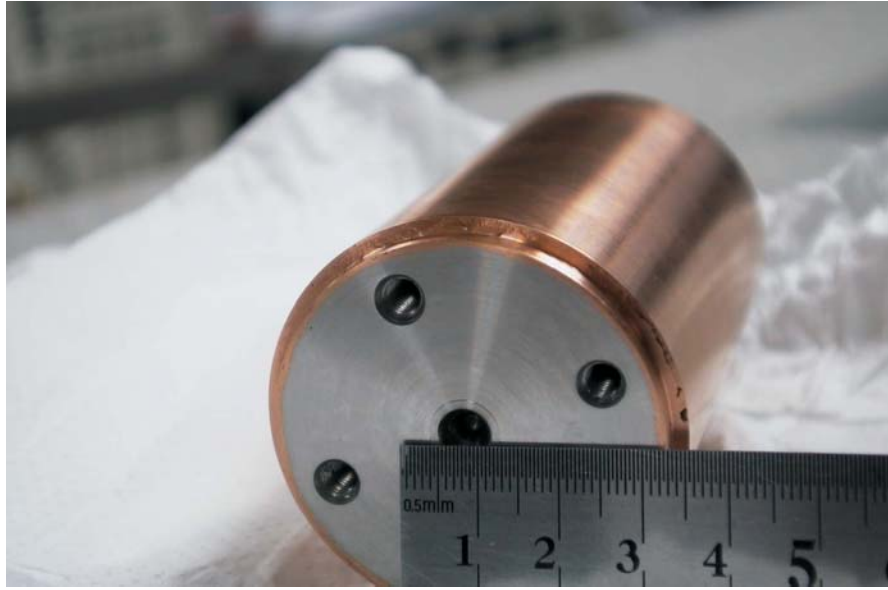
Şekil 5.5: Halka mıknatıs yapımı

Düşük belirsizliğe sahip bir piston zayıflatıcının üretilmesi dalga kılavuz olarak kullanılan silindirin çapının ne kadar hassas üretilmesi ile ilgilidir. UME’de denenen teknik, torna ile mekaniksel işleme tekniğidir. Bu teknik ile düşük silindirikliğe sahip silindir üretiminde zorluklar yaşanmıştır. Bu zorluğun aşılması için hem silindirin çapının hem de boyunun küçük tutulması gerekmiştir. Tornada bir silindire ait dış yüzey, iç yüzeye göre daha hassas işlenebilmektedir. Bu nedenle öncelikle dış yüzey pürüzlülüğü çok iyi bir çelik silindir üretilmiş ve dış yüzeyi elektroliz yöntemi ile bakır kaplanması amaçlanmıştır. Daha sonra çelik ile bakır, sıcaklık genleşme katsayılarının farklılığından yararlanılarak ısı yolla ayrılması ve böylece iç yüzeyi çeliğin dış yüzeyi ile aynı silindirikliğe sahip bakır silindir elde edilmesi amaçlanmıştır[42, 52]. Bunun için içeriği bakır sülfat(Cu_2SO_4) tuzu ve sülfürik asit(H_2SO_4) çözeltilerinden oluşan bir bakır kaplama havuzu kurulmuştur[53, 54]. Şekil 5.6’da UME’de kurulan bu bakır kaplama havuzu görülmektedir. Şeklin solunda metal profil üzerine yerleştirilmiş 4 adet bakır elektrot, ortasında üzerine kaplamanın yapılacağı çelik mandrelin bağlanacağı aparatlar ve üstte çelik mandrelin dönüşünü sağlayan motor görülmektedir. Şeklin sağında ise fleksiglas malzemedan yapılan bakır sülfat tuzu ve sülfürik asit çözeltileri içeren havuz görülmektedir. Havuzun içerisindeki çözeltinin sürekli karıştırılması için çelik mandrelin ucuna bir pervane yerleştirilmiştir.



Şekil 5.6: UME’de kurulan bakır kaplama havuzu

Şekil 5.7’de deneme amaçlı gerçekleştirilen, çelik üzerine bakır kaplama görülmektedir. Bakır ile çeliğin birbirinden ısıl yolla ayrılması işlemini gerçekleştirildikten sonra Türk Hava Yolları (THY) atölyelerine yaptırılan 400 mm boy ve 50 mm çapındaki paslanmaz çelik üzerine bakır kaplama işlemi yapılacaktır.



Şekil 5.7: Çelik mandrel üzerine bakır kaplama

5.2. Piston Zayıflatıcının Belirsizliği

Piston zayıflatıcı ile alınan ölçümler belli bir belirsizlik dahilinde yapılabilmektedir. Bu belirsizliğe katkısı olan parametreler aşağıdaki gibidir: Formül (3.72)'de verilen zayıflatmaya ait ifade, dalga boyu λ ve deri kalınlığı δ cinsinden,

$$\alpha_{11} = \frac{\rho_{11}}{A r \sqrt{\varepsilon}} \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi r}{\rho_{11} \lambda} \right)^2} \varepsilon - \frac{\delta}{r} \text{ dB/m} \quad (5.1)$$

şeklindedir.

α_{11} 'e ait belirsizlik ise, α_{11} 'in Formül (5.1)'deki değişkenlere göre kısmi türevleri ve değişkenlerin belirsizlik değerleri kullanılarak ifade edilir[55]:

$$u(\alpha_{11}) = \sqrt{\left(\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial r} \right)^2 u^2(r) + \left(\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial \varepsilon} \right)^2 u^2(\varepsilon) + \left(\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial \delta} \right)^2 u^2(\delta) + \left(\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial \lambda} \right)^2 u^2(\lambda)}. \quad (5.2)$$

Burada, $\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial r}$, $\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial \varepsilon}$, $\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial \delta}$, $\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial \lambda}$ ile ifade edilen kısmi türevler duyarlılık katsayıları iken, $u(r)$, $u(\varepsilon)$, $u(\delta)$, $u(\lambda)$ değişkenlere ait belirsizlik değerleridir.

$u(\varepsilon)$, $u(\delta)$ ve $u(\lambda)$ çok küçük olduğundan ihmal edilir. Dolayısıyla belirsizlik ifadesi

$$u(\alpha_{11}) = \sqrt{\left(\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial r} \right)^2 u^2(r)} \quad (5.3)$$

olarak sadeleştirilir. Formül (5.1)'in α 'ya göre kısmi türevi

$$\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial r} = -\frac{\alpha_{11}}{r} + \frac{1}{2\varepsilon \alpha_{11}} \left(\frac{\rho_{11}}{A r} \right)^2 \left[-2r \left(\frac{2\pi}{\rho_{11} \lambda} \right)^2 \varepsilon + \frac{\delta}{r^2} \right] \quad (5.4)$$

şeklinde elde edilir. Buradan $\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial r}$ 'nin değeri $-130793 \text{ (dB/m}^2\text{)}$ olarak hesaplanır.

$u(r)$ 'nin bulunması için ise r 'nin, bağlı olduğu parametreler cinsinden yazılması gerekir[56]:

$$r = r_t (1 + \alpha_p (T_w - T_r)). \quad (5.5)$$

Burada r , gerçek yarıçap, T_r , oda sıcaklığı (23 °C), T_w , dalga kılavuz sıcaklığı (22,8 °C), α_p , pirincin termal genleşme katsayısı ($17 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$) ve r_t oda sıcaklığındaki yarıçaptır ($11,05 \cdot 10^{-3} \text{ m}$).

$u(r)$, duyarlılık katsayısı ve değişkenlerin belirsizliğine bağlı olarak

$$u(r) = \sqrt{\left(\frac{\partial r}{\partial r_t}\right)^2 u^2(r_t) + \left(\frac{\partial r}{\partial T_w}\right)^2 u^2(T_w) + \left(\frac{\partial r}{\partial T_r}\right)^2 u^2(T_r)} \quad (5.6)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $\frac{\partial r}{\partial r_t}$, $\frac{\partial r}{\partial T_w}$, $\frac{\partial r}{\partial T_r}$ kısmi türevler duyarlılık katsayıları

iken, $u(r_t)$, $u(T_w)$, $u(T_r)$ değişkenlere ait belirsizlik değerleridir. Duyarlılık katsayıları,

$$\frac{\partial r}{\partial r_t} = 1 + \alpha_p (T_w - T_r) \quad (5.7)$$

$$\frac{\partial r}{\partial T_w} = r_t \alpha_p \quad (5.8)$$

$$\frac{\partial r}{\partial T_r} = -r_t \alpha_p \quad (5.9)$$

şeklinde elde edilir.

Formül (5.7)-(5.9) kullanılarak, $\frac{\partial r}{\partial r_t} = 1,00$, $\frac{\partial r}{\partial T_w} = 1,88 \cdot 10^{-9} \text{ (m/}^\circ\text{C)}$ ve $\frac{\partial r}{\partial T_r} = -1,88$

$10^{-9} \text{ (m/}^\circ\text{C)}$ olarak elde edilir. Ayrıca yarıçapın oda sıcaklığındaki belirsizliği $u(r_t)$, $10 \mu\text{m}$, dalga kılavuzun sıcaklığının belirsizliği $u(T_w)$, $0,2 \text{ }^\circ\text{C}$ ve oda sıcaklığının belirsizliği $u(T_r)$, $0,2 \text{ }^\circ\text{C}$ 'dir.

Elde edilen değerler Formül (5.6)'ya uygulandığında, $u(r)$, $1,00 \cdot 10^{-5} \text{ m}$ olarak elde edilir. Formül (5.4)'den hesaplanan $\frac{\partial \alpha_{11}}{\partial r} = -130793 \text{ dB/m}$ ve Formül (5.6)'dan hesaplanan $u(r) = 1,00 \cdot 10^{-9} \text{ m}$ değerleri, Formül (5.3)'de yerlerine yazılırsa, $u(\alpha_{11}) = 1,3079 \text{ dB/m}$ elde edilir.

Zayıflatma oranı miktarı doğrudan antenler arasındaki mesafeye bağlıdır. Mesafenin belirlenmesinde de bir belirsizlik söz konusudur. Bu belirsizlik, kullanılan lineer hareket sisteminin kod çözücü çıkışının, gerçek değerden farklı olarak okunmasıyla ilgilidir. Hareket sistemi mikrometre başına 30,35606 saymaktadır. Bu da 33 nm'lik bir çözünürlük demektir.

UME Boyutsal Laboratuvarı'nda, hareket sisteminin kalibrasyonu lazerli ölçme sistemi ile gerçekleştirilmiştir. Lazerin belirsizliği 2 dijital/m, diğer bir deyişle

$$2 \frac{\lambda}{4} = \frac{632}{2} = 316 \text{ nm/m' dir. Bu da } 0,00046 \text{ dB/m'lik belirsizliğe denk gelmektedir.}$$

10 mm adımlarla 200 mm'lik mesafede lazerli ölçme sistemi ve doğrusal hareket sistemine ait kod çözücünün okuduğu mesafe değerleri Tablo 5.1'de verilmiştir.

Tablo 5.1: Lazer ve kod çözücü ile okunan mesafe değerleri

Adım (mm)	Kod Çözücü Gidiş (mm)	Lazer Gidiş (mm)	Fark (µm)
0			0,00
10	10,0000	9,9990	-1,00
20	19,9996	19,9981	-1,54
30	29,9998	29,9986	-1,17
40	39,9996	39,9977	-1,93
50	49,9999	49,9982	-1,73
60	59,9990	59,9969	-2,11
70	69,9993	69,9968	-2,50
80	79,9997	79,9976	-2,06
90	89,9995	89,9970	-2,53
100	99,9992	99,9970	-2,23
110	109,9986	109,9970	-1,57
120	119,9997	119,9978	-1,93
130	129,9990	129,9984	-0,63
140	139,9990	139,9965	-2,50
150	149,9990	149,9961	-2,87
160	159,9994	159,9960	-3,43

Tablo 5.1 (Devam): Lazer ve kod çözücü ile okunan mesafe değerleri

Adım (mm)	Kod Çözücü Gidiş (mm)	Lazer Gidiş (mm)	Fark (µm)
170	169,9988	169,9964	-2,43
180	179,9990	179,9971	-1,86
190	189,9988	189,9983	-0,46
200	200,0001	199,9995	-0,58

Bu iki sistemden elde edilen değerler kullanılarak, bu değerlere polinom türü bir eğri uydurulduğunda, eğriye ait denklem,

$$L = 4,1 \cdot 10^{-11} K^4 - 1,6 \cdot 10^{-8} K^3 + 2,2 \cdot 10^{-6} K^2 + 0,99988K + 0,00022409 \quad (5.10)$$

şeklindedir. Burada L, lazer ölçüm sisteminin okuduğu değer iken, K, kod çözücü çıkışından elde edilen değerdir. Formül (5.10) ölçümlerin alındığı visual basic programına düzeltme faktörü olarak eklenmiştir. 70 mm'ye kadar olan ölçümlerde lazerin okuduğu değer ile oluşturulan eğri arasında en fazla 600 nm'lik fark elde edilmiştir. Bu da 0,00087 dB'lik belirsizliğe denk gelmektedir.

Piston zayıflatıcıya ait toplam bileşik belirsizlik, elde edilen tüm belirsizliklerin karelerinin karekökü şeklinde ifade edilir:

$$U_{\text{Piston}} = \sqrt{u^2(\alpha_{11}) + u^2(\text{Lazer}) + u^2(\text{Kodçözücü})} \text{ (dB/m)} \quad (5.11)$$

Formül (5.11)'den U_{Piston} , 1,3079 dB/m olarak elde edilir. Daha iyi bir ifadeyle 10 dB'deki belirsizlik ifadesi,

$$U_{\text{Piston}} = \frac{10}{\alpha} \sqrt{u^2(\alpha_{11}) + u^2(\text{Lazer}) + u^2(\text{Kodçözücü})} \text{ (dB/10dB)}. \quad (5.12)$$

şeklindedir ve değeri 0,01dB/10dB'dir.

6. SONUÇ

Bu tez kapsamında, silindir dalga kılavuz, antenler, mod filtresi, piston, hareket sistemi, işaret kaynağı, yükselteç ve dedektör kısımlarından oluşan bir piston zayıflatıcı kurulmuştur.

Mekaniksel işleme teknikleri ile üretilen, 20,20 mm çap, 200 mm boy ve 10 µm silindiriklikte üretilen silindir içerisine, sabit alıcı ve bir lineer hareket sistemi ile hareket ettirilen verici anten birbirlerine paralel olarak yerleştirilmiştir. Verici antenden, dalga kılavuzunun kesim frekansından daha düşük 30 MHz ve 1 Watt genliğinde bir işaret uygulanmıştır. Doğrusal bir zayıflatma eğrisi oluşturulabilmesi amacıyla, uygun antenler ve mod filtresi kullanılarak sadece TE₁₁ modunun iletimi sağlanmıştır. Üstel olarak zayıflayan bu elektromanyetik işaret, çıkışı bir dedektöre bağlanan alıcı anten tarafından algılanarak zayıflatma oranı tespit edilmiştir. Antenlerin birbirlerine en yakın olduğu mesafedeki zayıflatma miktarı referans alınarak diğer mesafelerdeki bağlı zayıflatma değerleri bulunmuştur.

Referans noktasından, antenler arası mesafenin 85 mm olduğu noktaya kadar zayıflatma oranı değerleri ölçülmüştür. Elde edilen deneysel sonuçlar, antenlerin birbirine yakın olduğu 10 mm'lik mesafede farklı elektromanyetik modların varlığından dolayı yüksek ve değişken zayıflatma oranları oluştuğunu ve bu mesafeden sonra saf TE₁₁ elektromanyetik modunun kalarak 70 mm'ye kadar doğrusal desibel skalasının elde edildiğini göstermiştir. 80 mm'den sonraki kısımda sızıntı işaretleri ve elektriksel gürültünün, asıl ölçülmek istenen işarete baskın gelerek ölçümüne engel olduğu gözlenmiştir.

Ayrıca, kurulan piston zayıflatıcıya ait belirsizlik parametreleri belirlenerek belirsizliğe katkıları hesaplanmıştır. Piston zayıflatıcıya ait toplam belirsizlik 0,01 dB/10 dB olarak elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] MACPHERSON, A. C. and KERNS, D. M., "A microwave microcalorimeter", *Rev. sci. ins.*, Vol. 26, no. 1, pp. 27-33, (1955)
- [2] CLARK, R. F., "The microcalorimeter as a national microwave power standard", *Proc. IEEE*, Vol. 74, No. 1, (1986)
- [3] CHUNG, N. S. et al., "Coaxial and waveguide microcalorimeters for RF and microwave power standards", *Trans. IEEE*, Vol. 38, No. 2, (1989)
- [4] HARNET, D.E., and CASE, N.P., "The design and testing of multi range receivers", *Proc. IRE*, 23, pp. 578-593, (1935)
- [5] CHEUNG, W. S. and LEVIEN, F. H., "Microwaves made simple", *Artech House, INC.*, 67-68, (1985)
- [6] BAYER, H., WARNER, F.L., and YELL, R.W., "Attenuation and Ratio-National Standards", *Proc. IEEE*. Vol. 74, No. 1, (1986)
- [7] HAND, B.P., "A precision waveguide attenuator which obeys a mathematical law", *Hewlett-Packard Journal*, 6, pp. 1-2, (1955)
- [8] MARINER, P.F., "an absolute microwave attenuator". *Proc. IEE*, 109B, pp. 415-419, (1962)
- [9] YELL, R. W., "NPL Mk 3 WBCO Attenuator", *IEEE Trans.*, Vol. IM-27, No. 4, (1978)
- [10] HOLLWAY, D. L. and KELLY, F. P., "A standard attenuator and the precise measurement of attenuation", *IEEE Trans.*, IM-13, pp. 33-44, (1964)
- [11] KELLEY, J.B., and MAROLD, H.H., "The Kelvin-Varley voltage divider", *Instrum. & Control Syst.*, 33, pp. 626-628, (1960)
- [12] FRYER, L.C., "A voltage divider Standard", *AIEE Trans.*, 81, pp. 128-135, (1962)
- [13] NEFF, S.H., "An inexpensive precision voltage divider", *Am. J. Phys.*, 38, pp. 769-771, (1970)
- [14] HILL, J.J. and MILLER, A.P., "A seven-decade adjustable-ratio inductively-coupled voltage divider with 0.1 part per million accuracy", *Proc. IEE*, 109B, pp. 157-162, (1962)

- [15] HILL, J.J., “ An optimised design for a low-frequency inductive voltage divider”, *IEEE Trans.*, IM-21, pp. 368-372, (1972)
- [16] COOK, C. C., and ALLRED, C. M., ‘An Excitation system for piston attenuators’, *IEEE Trans.*, IM-20, pp.10-16, (1971)
- [17] WEINSCHEL, B. O., SORGOR, G. U. and HEDRICH, A. L., “Relative voltmeter for VHF/UHF signal generator attenuator calibration”, *IRE Trans.*, I-8, pp. 22-31, (1959)
- [18] SWARUP, R., ANAND, J.R. and NEGI, P.S., “On 30 MHz TE₁₁ mode piston attenuator”, *Rev. of Scien. Ins.*, Vol. 72, No. 3, (2001)
- [19] MASON, S.J., “Feedback theory-some properties of signal flow graphs”, *Proc. IRE*, Vol. 41, pp. 1144-1156, (1953)
- [20] BEATY, R.W., “Insertion loss concepts”, *Proc. IEEE*, pp. 663-671, (1964)
- [21] LORENS, C. S., “A prof of non-intersecting loop rule for the solution of linear equations by flow graphs”, *Q. Proc. Rept.*, pp. 97-102, (1956)
- [22] MASON, S.J., “Feedback theory-further properties of signal flow graphs”, *Proc. IRE*, Vol. 44, pp. 920-926, (1956)
- [23] WARNER, F. L., “Microwave attenuation measurement”, *Peter Peregrinus LTD.*, 97-110, (1977)
- [24] STELZRIED, C. T. and PETTY, S. M., “Microwave insertion loss test set”, *IEEE Trans.*, MTT-12, pp. 475-477, (1964)
- [25] STELZRIED, C. T. and PETTY, S. M., “A precision DC potentiometer microwave insertion loss test set”, *IEEE Trans.*, IM-15, pp. 98-104, (1966)
- [26] “HP 8478B Thermistor mount operating and service manual”, *Hewlett-Packard Co.* HP Part number No. 08478-90015, (1992)
- [27] “The power ratio technique”, *NPL*
- [28] “HP 432A Power meter operating and service manual”, *Hewlett-Packard Company*, (1972)
- [29] WARNER, F. L., “New expression for mismatch uncertainty when measuring microwave attenuation”, *Proc. IEE*, Vol. 127, Pt. H., No. 2, (1980)
- [30] WARNER, F. L., HERMAN, P., “Very precise measurement of attenuation over a 90 dB range using a voltage ratio plus gage block technique”, *IEE Colloquium Dig.*, no. 1983/53, pp. 17/1-17/7, (1983)
- [31] COSTER, A. J., “Attenuation measurement”, *NPL*

- [32] RÜHLE, W. and STUMPE, D., “Voltage ratio technique used with the national RF Standard attenuation measuring equipment at the PTB”, *Trans. IEEE*, Vol. 42, No. 6, (1993)
- [33] KILBY, G. J. and WARNER F. L., “The accurate measurement of attenuation and phase”, *IEE*, pp. 5/1-5/4, (1994)
- [34] WARNER, F. L., and JEFFS, T., “Special techniques for measuring low and high values of attenuation with a modulated subcarrier system”, *IEEE Trans. Inst.Meas.*, Vol. IM-23, pp. 381-386, (1974)
- [35] WARNER, F. L., WATTON, P., HERMAN, P. and CUMMINGS, P., “Automatic calibration of rotary-vane attenuators on a modulated sub-carrier system”, *IEEE Trans. Inst.Meas.*, Vol. IM-25, pp. 409-413, (1976)
- [36] KAYLIE, H. L., “A new technique for accurate RF attenuation measurements”, *IEEE Trans.*, IM-15, pp. 325-332, (1966)
- [37] WEINSCHEL, B. O., “An accurate attenuation measuring system with great dynamic range”, *Microwave J.*, 4, pp. 77-83, (1961)
- [38] YELL, R.W., “The design of signal sources and receiver for use in a precise microwave attenuation calibrator”, *IEEE Trans.*, IM-23, pp. 371-374, (1974)
- [39] BAILEY, R. A., FRENCH, H. A. and LANE, T. A., “The comparison and calibration of power measuring equipment at wavelengths of 3 cm and 10 cm”, *Proc. IEEE*, vol. 101, Parts 3, pp. 325-329, (1954)
- [40] LITTLE, W. E., LARSON, W. and KINDER, B. J., “Rotary vane attenuator with an optical readout”, *J.Res. NBS*, 75C, pp. 1-5, (1971)
- [41] BOOTHBY, O.L.: and BOZORTH, R. M., “A new magnetic material of high permeability”, *J. Appl.Phys.*, 18, pp. 173-176, (1947)
- [42] COUSINS, T. E. and KOBLER, H., “A 30 MHz Standard attenuator”, *IE Aust. & IREE Aust.*, Vol. 4, No. 1, (1984)
- [43] WARNER, F. L., “Microwave attenuation measurement”, *Peter Peregrinus LTD.*, 279-297, (1977)
- [44] WARNER, F. L., “Microwave attenuation measurement”, *Peter Peregrinus LTD.*, 49-70, (1977)
- [45] CHENG, D. K., “Field and wave electromagnetics”, *Addison-Wesley publishing company*, 280-281, (1989)
- [46] ALLRED, C.M., and COOK, C.C., “A precision r.f. attenuation calibration system”, *IRE Trans.*, I-9, pp. 268-274, (1960)

- [47] GRANTHAM, R. E. and FREEMAN, J. J., “A Standard of attenuation for microwave measurements”, *AIEE, Trans.*, Vol. 67, pp. 329-335, (1948)
- [48] ALRED, C. M., “Chart for the TE₁₁ mode piston attenuator”, *J.Res.NBS*, Vol.48, no.2, pp.109-110, (1952)
- [49] AKKURT, M., “Takım Tezgahları: talaş kaldırma yöntemleri ve teknolojisi”, *Birsen Yayınevi*, 487-498, (1985)
- [50] “MP 33E User annual”, *Physik Instrumente GmbH*, (2001)
- [51] MERKI, P., *Metas-HEV*, (2001)
- [52] HOLLAND, K. P. and YELL, R. W., “A precision automated measurement system based on a waveguide below cut-off attenuator”, *Div. Elc. Sci. British Electromagnetic Proc.*
- [53] LOWENHEIM, F. A., “Modern electroplating”, Second edition, *New York: John Willey and Sons Inc.*, 198-201, (1963)
- [54] LAINER, V. I., “Modern Electroplating”, *Jerusalem: Israel Program for Scientific Translations*, Chapter 5-6 (1970)
- [55] BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP and OIML, “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement”, 2nd edn., (Geneva) ISBN 92-67-10188-9, (1995)
- [56] “Mark III waveguide below cut off attenuator- calculation of attenuation factor, laser wavelength and compensating counter correction figure”, *NPL*

ÖZGEÇMİŞ

1974 yılında Ankara'da doğdu. İlk öğrenimini Ankara'da, orta öğrenimini İskenderun'da ve lise öğrenimini Bursa'da tamamladı. 1998 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Eğitim Fakültesi Fizik Öğretmenliği Bölümü'nden mezun oldu. 1998 yılından beri TÜBİTAK – Ulusal Metroloji Enstitüsü'nde araştırmacı olarak görev yapmaktadır.