

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PERİYODİK OLARAK YÜKLÜ DİKDÖRTGEN DALGA
KILAVUZLARINDA BLOCH EMPEDANSI VE UYGULAMALARI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Fatih Akın BAYRAKTAR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2013

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PERİYODİK OLARAK YÜKLÜ DİKDÖRTGEN DALGA
KILAVUZLARINDA BLOCH EMPEDANSI VE UYGULAMALARI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Fatih Akın BAYRAKTAR
(504101311)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK

HAZİRAN 2013

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504101311 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Fatih Akın BAYRAKTAR**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**PERİYODİK OLARAK YÜKLÜ DİKDÖRTGEN DALGA KILAVUZLARINDA BLOCH EMPEDANSI VE UYGULAMALARI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Cevdet IŞIK**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ercan TOPUZ
Doğuş Üniversitesi

Teslim Tarihi : **3 Mayıs 2013**
Savunma Tarihi : **6 Haziran 2013**

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın ortaya çıkmasında kıymetli vakitlerini harcayarak her türlü yardım ve fedakarlığı gösteren muhterem danışmanım Yrd. Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK'e, gösterdikleri anlayış ve müsamaha için İstanbul Büyükşehir Belediye Başkanlığı'ndaki yönetici ve çalışma arkadaşlarıma, maddi yardımlarından ötürü TÜBİTAK'a müteşekkirim.

Mayıs 2013

Fatih Akın BAYRAKTAR
(Mühendis)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
SEMBOL LİSTESİ	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
2. DİKDÖRTGEN DALGA KILAVUZU VE ALAN ÇÖZÜMLERİ.....	3
2.1 TE Modları	3
2.2 TM Modları	6
3. SAÇILMA PARAMETRELERİ	9
3.1 Genelleştirilmiş Saçılma Matrisi.....	9
3.2 Saçılma Matrisinin Özellikleri	11
3.2.1 Resiprok devreler	11
3.2.2 Yansımasız devreler	11
3.2.3 Kayıpsız devreler	11
3.3 Referans Düzlemlerinin Ötelenmesi	12
3.4 İletim Hattı Modeli ve Jonksiyon Saçılma Matrisi	13
3.5 Kaskat Devrelerin Saçılma Matrisi	15
4. PERİYODİK YAPILAR VE BLOCH EMPEDANSI	17
4.1 Periyodik Yapılar	17
4.1.1 Periyodik yapıların sonlandırılması	21
4.2 Dikdörtgen Dalga Kılavuzlarında Periyodik Yapıların Analizi ve Bloch Empedansı	22
4.3 Durdurma Bantlarının Belirlenmesi	27
4.4 Literatür Karşılaştırmaları	30
4.4.1 Durdurma bantlarının dispersiyon diyagramıyla saptanması.....	31
4.4.2 Durdurma bantlarının Bloch empadansı (Z_B) yardımıyla saptanması.....	35
4.4.3 Birim hücre boyutlarının belirlenmesi	37
4.4.4 Kaskat yapılara ait bulgular	39
4.4.5 Birim hücrenin süreksizliğe sahip olduğu yapıların incelenmesi	42
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	47
KAYNAKLAR	49
EKLER.....	51
ÖZGEÇMİŞ.....	53

KISALTMALAR

HFSS : High Frequency Structural Simulator
TE : Enine Elektrik
TM : Enine Manyetik

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Durdurma bantlarında oluşan λ ve θ değerleri.	27
Çizelge 4.2 : Meydana gelen durdurma bantlarının frekans aralıkları.	34
Çizelge 4.3 : (p_1, p_2) çiftlerine karşı düşen durdurma bantlarının frekans aralıkları.	37
Çizelge 4.4 : 9 GHz merkez frekansında 100 MHz toleransla yapılan analiz neticesinde saptanan durdurma bandı genişlikleri ve buna karşı düşen (p_1, p_2) çiftleri.	38

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : z eksenine oturtulmuş dikdörtgen dalga kılavuzu.	4
Şekil 3.1 : N kapılı bir mikrodalga devresi.	10
Şekil 3.2 : Kapılarına iletim hattı bağlanmış N kapılı bir mikrodalga devresi.	13
Şekil 3.3 : Bir jonksiyonla bağlanmış iki farklı iletim hattı.	14
Şekil 3.4 : İletim hattıyla bağlı iki kapılı iki devreli bir sistem.	15
Şekil 4.1 : Periyodik olarak yüklü iletim hattının devre eşdeğeri.	18
Şekil 4.2 : Z_L empedansı ile sonlandırılmış periyodik yapı	21
Şekil 4.3 : Birim hücre.	23
Şekil 4.4 : Z_L empedansı ile sonlandırılmış yapı.	25
Şekil 4.5 : θ 'nın örnek değişimi.	28
Şekil 4.6 : Örnek birim hücre.	29
Şekil 4.7 : Dikdörtgen dalga kılavuzuyla oluşturulmuş bir periyodik yapı.	30
Şekil 4.8 : Analizi yapılan ilk sisteme ait birim hücre.	30
Şekil 4.9 : Literatürde bulunan dispersiyon diyagramı.	31
Şekil 4.10 : Elde edilen dispersiyon diyagramı.	32
Şekil 4.11 : Durdurma bantlarının tespiti için izlenen yöntem.	32
Şekil 4.12 : Tespit edilen λ_1 ve λ_2 değerleri.	33
Şekil 4.13 : p_2 uzunluklu malzemenin dielektrik özelliğinin değişimiyle oluşan iki farklı yapının dispersiyon diyagramı.	34
Şekil 4.14 : Bloch empedansının reel ve sanal değerleri.	35
Şekil 4.15 : Bloch empedansının genlik değerleri.	36
Şekil 4.16 : Bloch empedansının açı değerleri.	36
Şekil 4.17 : Bloch empedansı ile birim hücre boyutlarının belirlenmesi.	38
Şekil 4.18 : $p_1/A=0.110$ ve $p_2/A=0.389$ için bulunan Bloch empedansı.	39
Şekil 4.19 : Kaskat yapıların İletim Hattı Modeli ile elde edilen S_{12} parametresi.	40
Şekil 4.20 : 10 birim hücreye sahip kaskat yapının S_{21} parametresi.	41
Şekil 4.21 : 50 birim hücreye sahip kaskat yapının S_{21} parametresi.	41
Şekil 4.22 : y ekseninde süreksizliğin olduğu periyodik yapı örneği.	42
Şekil 4.23 : Süreksizlik içeren birim hücre örneği.	43
Şekil 4.24 : Süreksizlik içeren yapıya ait S_{21} parametresi.	43
Şekil 4.25 : Süreksizliğe sahip periyodik yapıya ait dispersiyon diyagramı.	44
Şekil 4.26 : Süreksizlik olan periyodik yapıya ait Bloch empedansı değişimi.	45
Şekil 4.27 : Süreksizlik olan periyodik yapının Bloch empedansının genlik değerleri.	45
Şekil 4.28 : Süreksizlik olan periyodik yapının Bloch empedansının açı değerleri ..	46

SEMBOL LİSTESİ

ϵ	: Dielektrik sabiti
μ	: Manyetik geçirgenlik sabiti
E	: Elektrik alan
H	: Manyetik alan
A	: Dalga kılavuzunun x eksenindeki uzunluğu
B	: Dalga kılavuzunun y eksenindeki uzunluğu
β	: Faz sabiti
k_c	: Kesim dalga sayısı
A, B, C, D	: Keyfi sabitler
f_c	: Kesim frekansı
RD_i	: i. kapıya ait referans düzlemi
Z_{0i}	: i. kapıya ait karakteristik empedans
a_i	: i. kapıya gelen dalga
b_i	: i. kapıdan yansıyan dalga
V_i^+	: i. kapıya gelen gerilim dalgası
V_i^-	: i. kapıdan yansıyan gerilim dalgası
I_i^+	: i. kapıya gelen akım dalgası
I_i^-	: i. kapıdan yansıyan akım dalgası
$[I]$	: Birim matris
θ_i	: i. kapıya bağlanan iletim hattının elektriksel uzunluğu
Γ	: Yansıma katsayısı
k	: Propagasyon sabiti
d	: Birim hücre uzunluğu
Z_B	: Bloch empedansı
Y	: Admitans
f	: Öz fonksiyon
λ	: Öz değer
p_i	: Birim hücredeki i. malzemenin uzunluğu

PERİYODİK OLARAK YÜKLÜ DİKDÖRTGEN DALGA KILAVUZLARINDA BLOCH EMPEDANSI VE UYGULAMALARI

ÖZET

Bilim insanlarının periyodik yapılar üzerindeki araştırma ve çalışmalarının başlangıcı 19. yüzyıl sonları olarak kabul edilmektedir. Birtakım avantajlarının yanında frekans spektrumunda seçici olmaya olanak sağlayan özellikleri düşünüldüğünde periyodik yapıların önemi gün geçtikçe artmış ve üzerinde daha fazla durulmaya değer görülmüştür. Periyodik yapılar günümüze kadar filtre tasarımı, yavaş dalga yapıları, faz kaydırıcıları, empedans uydurma cihazları, antenler ve anten besleme yapıları gibi muhtelif mühendislik uygulamalarında kullanılagelmiştir. Günümüzdeyse özellikle fotonik kristaller üzerinde sürdürülen araştırma ve çalışmalar periyodik yapıların literatürde halen güncelliğini koruyan bir çalışma alanı olmasını devam ettirmektedir.

Bu çalışma kapsamında periyodik yapıların düzgün dikdörtgen dalga kılavuzlarında göstermiş olduğu birtakım özellikler incelenmiştir. Çalışmanın tamamında literatürde sıklıkla tercih edilen standart WR-90 dikdörtgen dalga kılavuzu kullanılmıştır. İlk etapta çalışmaya ön hazırlık olması amacıyla dikdörtgen dalga kılavuzlarında elektromanyetik dalgaların göstermiş olduğu özellikler işlenmiştir. Elektrik ve manyetik alan ile kesim frekansı ifadeleri çıkartılmıştır. Daha sonra ise çalışmanın tamamında sıklıkla kullanılan S parametreleri hakkında bilgi verilmiştir. Muhtelif durumlar için hesaplama yöntemleri üzerinde durulmuştur ve bununla ilintili olarak İletim Hattı Modeli incelenmiştir. Bir sonraki aşamada ise periyodik yapılar ve özellikleri irdelenmiştir. Buna bağlı olarak periyodik yapıların karakteristik empedansı (Bloch empedansı) incelenmiştir. Durdurma bantlarının tespitinde daha önce kullanılan yöntemlerin yanı sıra Bloch empedansının sahip olduğu birtakım özellikler kullanılarak elde edilen sonuçların doğruluğu gösterilmiştir. Böylece birim hücre tasarımı yapılırken Bloch empedansından da istifade edilebileceği anlaşılmış olmaktadır. Çalışma kapsamında ele alınan bir diğer husus da kaskat yapılara ait verilerin doğruluğunu sınamak adına MATLAB üzerinde yapılan teorik analizlerin HFSS yardımıyla elde edilen simülasyon sonuçlarıyla tutarlılık arz ettiğini ortaya koymak oldu. Böylece bulunan sonuçların doğruluğunu teyit etmek adına kuvvetli bir kıstasa sahip olunmuştur. Çalışmanın son kısmında ise süreksizliğe sahip yapılar ele alınmıştır. İlk incelenen homojen yapılardan farklı olarak S parametrelerinin tespitinde İletim Hattı Modeli'nin yetersiz kalmasından ötürü alternatif bir yöntem olan Modal Açılım Tekniği kullanılmıştır. Sonrasında ise benzer yaklaşımlarla bulunan sonuçlar verilmiştir.

BLOCH IMPEDANCE OF PERIODICALLY LOADED RECTANGULAR WAVEGUIDES AND ITS APPLICATIONS

SUMMARY

It is agreed that the beginning of research and studies on periodic structures by scientists goes back to late 19th century. Besides certain advantages, the importance of periodic structures, when the characteristics that allow them to be selective in the frequency spectrum considered, has increased day by day and began to be seen as worthy of research. Periodic structures have been widely used in different engineering applications such as filter design, slow-wave structures, phase shifters, impedance matching devices, antennas and antenna feeds. Today, especially the research and studies on photonic crystals maintain that periodic structures are still an up-to-date research area in literature.

This study can be divided two main phase: The investigation about the subject and the analysis results of the subject. First phase includes the research on rectangular waveguides, scattering parameters, some analysis techniques, periodic structures and Bloch impedance. Second part contains the analysis, results, comparisons of results and comments.

In the first phase of the study, in order to clarify the subject and to present necessary background information, waveguides, which are the structures that are used in order to transmit high power at GHz frequencies, and their types are expressed. Periodic structures which have an important place in electromagnetics literature and particularly certain characteristics that are manifested by these structures on traditional rectangular waveguides are dealt with. The characteristics that electromagnetic waves show on the rectangular waveguides are treated. The expressions of electric and magnetic field and cut-off frequency are extracted. After that, scattering parameters and their specifications, Transmission Line Technique and scattering parameters of the cascaded structures are dealt with. In this context, obtaining the generalized scattering matrix for N-port circuits is discussed. Later, some inferences are made about circuits by using properties of this matrix. Then, the specifications of the scattering matrix that must ensure for reciprocal, lossless or unreflecting circuits are investigated. Afterwards shift of the reference planes, which is another prominent issue for scattering parameters, is examined. To sum up, basic information is given about scattering parameters without too much detail. After that, Transmission Line Technique, which is a very important analysis technique regarding this issue, is examined so as to analyze the selected problem in the following sessions. In the context, getting the junction scattering matrix is explained. Then, finding the scattering parameters of the cascaded structures is examined due to finding the scattering parameters of the periodic structures. Computation methods are discussed for various conditions and with regard to that Transmission Line Model is analyzed. The next step is about some characteristics shown by periodic structures. Periodic structures are described as the theoretically infinite transmission line or systems that occurred by adding the discontinuity elements to waveguides. These

structures are designed as different forms and they can be made one, two or three dimension. Also, periodic structures can be microstrip line, waveguide or Electromagnetic Band-gap (EBG) and can be modeled by impedance during the transmission line. They support the properties of the slow wave propagation and have pass/stop band characteristics as filters. After the explanation of the characteristics of the periodic structures, the notions like ABCD matrix and Bloch impedance and the necessary details are examined. In this context, expression the Bloch Impedance is extracted. Then, the properties that must be ensured in pass bands and stop bands of the Bloch impedance are indicated. After, the subject about terminating the periodic structures is dealt with. Another significant topic about this study is determining the stop bands. Thus, this subject is considered and detecting the frequencies for the stop and pass bands by looking the λ and θ values is investigated.

In the second phase of the study, the problem geometries and their solution results are revealed. The first problem which is examined in this respect is about a periodic structure used by WR-90 traditional rectangular waveguide. A certain discontinuous and homogenous unit cell which has a material whose dielectric constant and dimensions are known is selected from literature.

There exist various ways in order to find the pass and stop bands. One of the ways from the literature is determining the dispersion diagram of the model. Dispersion diagram of the selected model geometry can be easily found with some equations existing in the literature. When the scattering parameters of the structure constituted by this unit cell is found and the dispersion diagram is put forward, the pass and stop bands in the frequency area are found out. Dispersion diagram of the selected model geometry can be easily found with some equations existing in the literature. This method can be summarized as follows: First, scattering parameters of the junctions for the selected model geometry are found. Then, the junction scattering parameters are combined with the formulas for the cascaded structures. After computing the scattering parameters of the unit cell, reduced eigenvalue equation is solved in the selected frequency band. By looking the values of θ stop and pass bands of the model are determined. This technique is based on finding and examining the value of θ . The stop bands are determined by looking the values of θ and λ . On the dispersion diagram, the stop bands occurred when θ is equal to 0 or π . In the pass bands, the absolute value λ is equal to 1 and always the product of the couple of the eigenvalues must be equal to 1. In other words, the eigenvalues are stated on unit circle in pass bands and on real axis in stop bands. With the increasing of the differences between the dielectric constants of the materials which compose the unit cell, how stop bands behave in the frequency area are also shown. When the contrast rises, the stop band regions expand. A MATLAB code which finds the θ values and detects the stop and pass bands, namely the dispersion diagram, of the chosen model geometry, is written and used. The pass and stop band boundaries are detected by looking the θ is equal to 0 or π . Also, eigenvalues λ_1 and λ_2 , which is obtained from the reduced eigenvalue equation, are examined. The results show the consistency of the properties that are expressed for the λ domain. After this investigation, the model is changed so as to observe the effect of the increasing contrast of the dielectric constants to the stop and pass bands. For the new dielectric value, stop band regions are found by using the dispersion diagram.

Another way, which is specially focused on in this thesis, is the Bloch impedance approach. In this study, the expression of Bloch impedance is used in MATLAB after finding scattering parameters of the selected model geometry to obtain the stop band boundaries. Here when detecting stop bands, the characteristic of Bloch impedance which takes pure real value in pass bands and pure imaginary value in stop bands is used. Also, real parts are positive and imaginary parts are increasing function. Hence, the valid impedance values which provide both conditions must be selected. After that point, the change in stop bands according to the change in the dimensions of the dielectric materials is examined. A data set which contains stop bands obtained by various material dimensions is constructed by this way. After this step, the unit cell which is practically more important is designed. According to that, a central frequency determined for stop band and material dimensions for tolerance are detected. By this way, it is put forward that unit cell design can also be done by Bloch impedance. The new dielectric material used in the selected geometry is also examined with Bloch impedance approach. Then, the results obtained from the dispersion diagram and Bloch impedance are compared and it is seen that the whole results are consistent and Bloch impedance approach is accurate. Therefore, this study shows that the same results can also be found by some characteristics shown by Bloch impedance. In the literature, a calculation method based on tensions over ABCD matrix is used to find Bloch impedance.

Another case in this respect is to point out that the theoretical analyses carried out by using MATLAB to test the correctness of data related with cascaded structures are consistent with the computer simulation results obtained by HFSS. By this way, a robust criteria is obtained to confirm the correctness of the results. Furthermore, the minimum number of unit cells which is necessary to use in order to obtain satisfactory results can be determined by changing the number of cells that compose the cascaded structure.

At the end of the study, the condition in which the unit cell composing the periodic structure is discontinuous is examined. In such a case, Transmission Line Model which is fast in giving the scattering parameters is inadequate. Therefore Modal Expansion Technique is used. After correctly computing the scattering parameters, the processes and analyses that are done before are repeated. As a result, the methods used when the unit cell is discontinuous are shown to be correct and valid.

1. GİRİŞ

Bu bölümde yapılan çalışmanın kapsamı ve ele alınan problem üzerinde durulmuştur. Çalışma boyunca kullanılan yöntemler ve elde edilen sonuçlar tez içerisinde yer aldığı sırayla anlatılmıştır.

Bu çalışma kapsamında elektromanyetik literatüründe önemli bir yer işgal eden periyodik yapılar üzerinde durulmuştur. Periyodik olarak yüklenmiş dalga kılavuzları çok çeşitli mühendislik uygulamalarında kullanılmaktadır [1-5]. Periyodik yapıları, en basit şekliyle, tasarlanan belli sayıda bir birim hücrenin tekrarlanmasıyla oluşan sistemler olarak ifade etmek mümkündür. 2. ve 3. bölümlerde konunun daha sağlıklı anlaşılabilmesi ve gerekli alt yapının oluşturulabilmesi amacıyla elektrik ve manyetik alan ifadeleri, S parametreleri, kaskat yapılar gibi bazı temel bilgiler çok fazla detaya girilmeden anlatılmıştır. 4. bölümle beraber ilk önce periyodik yapıların göstermiş olduğu bazı karakteristik özellikler ifade edilmiştir. Burada ABCD matrisi, İletim Hattı Modeli, Bloch empedansı gibi kavramlar irdelenmiş ve gerekli detayların üzerinde durulmuştur. Özet olarak, periyodik yapıların aşağıdaki temel özellikleri sağladığını söylemek mümkündür [6].

- Durdurma ve iletim bandı özelliklerine sahiptirler.
- Yavaş dalga özelliklerine sahiptirler.
- Empedans kaydırıcı olarak kullanılmaya oldukça uygundurlar.
- Akım ve gerilim fonksiyonları yardımıyla matematiksel olarak modellenmektedirler.

Çalışma kapsamında incelenen problem, WR-90 düzgün dikdörtgen dalga kılavuzunun kullanıldığı bir periyodik yapıyı ele almaktadır. İlk önce kullanılan materyalin dielektrik sabitinin ve boyutlarının bilindiği belirli bir birim hücre literatürden seçilmiştir [7]. Bu birim hücreyle meydana gelen yapının S parametreleri bulunup dispersiyon diyagramı çıkartıldığında durdurma ve iletim frekans bantları bulunmuştur. Bulunan S parametrelerinin doğruluğunu kontrol etmek gayesiyle hem teorik sonuçlar hem de simülasyon neticeleri birlikte verilmiştir. Ayrıca bilgisayar simülasyonu neticesinde pratikte tatmin edici neticeler elde etmek için kullanılması

gereken minimum birim hücre sayısı da saptanabilmektedir. Bunun yanında birim hücreyi teşkil eden malzemelerin dielektrik sabitlerinin arasındaki farkın artmasıyla frekans bölgesinde durdurma bantlarının nasıl bir davranış sergiledikleri gösterilmiştir. Bu çalışma bir katma değer olarak aynı sonuçların Bloch empedansının göstermiş olduğu birtakım karakteristik özelliklerle de bulunabileceğini ortaya koymuştur. Literatürde Bloch empedansının bulunmasında genellikle gerilimler baz alınarak ABCD matrisi üzerinden bir hesaplama yöntemi kullanılmıştır [8, 9].

Bu çalışma kapsamında S parametrelerinin bulunmasıyla Bloch empedansı ifadesine geçiş yapılmıştır. Burada durdurma bantlarının tespit edilmesinde Bloch empedansının iletim bantlarında saf reel, durdurma bantlarında ise saf imajiner değer alma özelliği kullanılmıştır. Bu noktadan sonra, kullanılan dielektrik malzemelerin boyutlarının değişmesiyle durdurma bantlarının değişimi incelenmiştir. Böylece muhtelif malzeme boyutlarına göre elde edilen durdurma bantlarından oluşan bir veri seti oluşturulmuştur. Daha sonra ise pratikte daha çok öneme sahip olan birim hücre tasarlama işlemi yapılmıştır. Buna göre durdurma bandı için belirlenen bir merkez frekans ve toleransa karşı düşen malzeme boyutları tespit edilmiştir. Böylece birim hücre tasarımının da Bloch empedansı yardımıyla yapılabileceği gösterilmiştir.

4. bölümün son alt başlığında ise periyodik yapıyı teşkil eden birim hücrenin süreksizliğe sahip olduğu durum ele alınmıştır. Böyle bir durumda S parametrelerinin saptanmasında hızlı sonuç veren İletim Hattı Modeli yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle Modal Açılım Tekniği [10] kullanılmıştır. S parametrelerinin doğru bir şekilde hesap edilmesinden sonra, daha önce yapılan analiz ve işlemler tekrarlanmıştır. Böylece birim hücrenin süreksizliğe sahip olması durumunda da takip edilen yöntemlerin doğruluğu ve geçerliliği gösterilmiştir.

2. DİKDÖRTGEN DALGA KILAVUZU VE ALAN ÇÖZÜMLERİ

Dalga kılavuzları, GHz frekanslarında yüksek güçlerin iletiminde kullanılan yapılardır. Çözülmesi gereken problemin özelinde kullanılabilecek üç temel dalga kılavuzu türünden bahsetmek mümkündür. Bunlar,

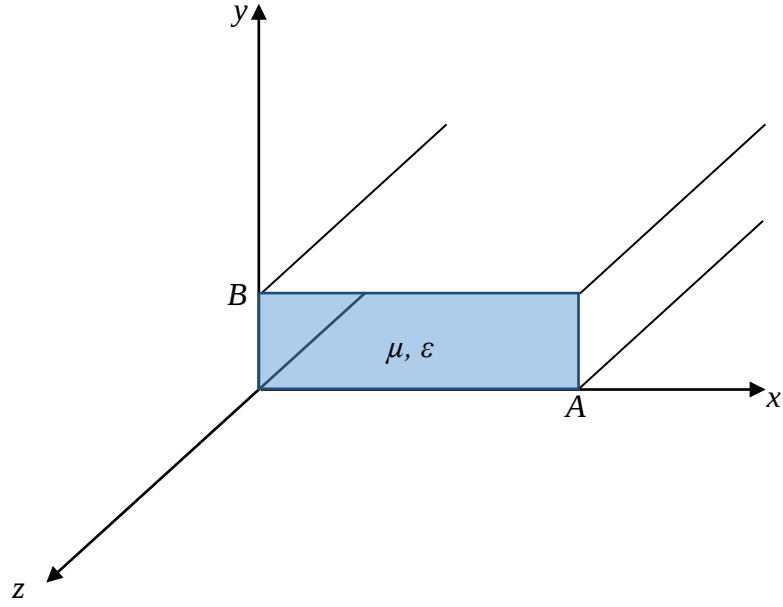
- Paralel Plakalı Dalga Kılavuzu
- Dairesel Dalga Kılavuzu
- Dikdörtgen Dalga Kılavuzu

olarak tasnif edilebilmektedir. Bu çalışmada dikdörtgen dalga kılavuzları ile çalışıldığından sadece bu tip yapılara ait detaylar verilmiş olup diğer türler üzerinde durulmamıştır.

Dikdörtgen dalga kılavuzları, mikrodalga sinyallerinin iletimi için kullanılan ve hali hazırda birçok uygulamada tercih edilen en eski transmisyon ortamlarıdır. Takriben 1 – 220 GHz arasında değişik standartlara haiz birçok ekipmana sahiptir. Şu an sahip olunan teknoloji göz önüne alındığında birçok uygulamada dalga kılavuzlarından ziyade düzlemsel transmisyon hatlarının (mikroşerit hatlar gibi) kullanıldığı açıktır. Fakat bazı durumlarda (yüksek güçlü sistemler, milimetrik dalga uygulamaları, uydu sistemleri, duyarlılık test uygulamaları gibi) dikdörtgen dalga kılavuzlarına duyulan ihtiyaç halen devam etmektedir. Dikdörtgen dalga kılavuzları TE ve TM modlarını yayabilme yetisine sahiptir ve bunlara karşı düşen iletimin mümkün olmadığı kesim frekansları bulunmaktadır. TE ve TM modlarına ait alan çözümleri aşağıda yer almaktadır.

2.1 TE Modları

Şekilde 2.1’de dielektrik sabiti ϵ , manyetik geçirgenlik sabiti μ olan madde ile dolu ve z eksenini boyunca uzanan dikdörtgen dalga kılavuzu görülmektedir.



Şekil 2.1 : z eksenine oturtulmuş dikdörtgen dalga kılavuzu.

Burada teamüllere uygun olarak kılavuzun x eksenindeki genişliğinin y eksenindeki boyuna nazaran daha uzun olduğu varsayılmıştır ($A > B$). TE modları, $E_z = 0$ ve $H_z \neq 0$ olarak karakterize edilebilmektedir. TE modlarında alan çözümü en genel haliyle ifade edilecek olursa (2.1) denklemindeki kısmi diferansiyel denklem çözüme kavuşturulmalıdır.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.1)$$

$$H_z(x, y, z) = h_z(x, y) e^{-j\beta z} \quad (2.2)$$

Burada β faz sabiti, k_c kesim dalga sayısı olup (2.3) denkleminde olduğu gibi ifade edilebilmektedir.

$$k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2} \quad (2.3)$$

Yukarıdaki kısmi diferansiyel denklemin çözümünde değişkenlerine ayırma tekniği uygulandıktan sonra aşağıdaki bağıntılar elde edilmektedir.

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (2.4)$$

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2 = 0 \quad (2.5)$$

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X = 0 \quad (2.6)$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0 \quad (2.7)$$

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 \quad (2.8)$$

Yukarıdaki denklemlerde yer alan k_x ve k_y ayırma sabitleri olarak adlandırılmaktadır. h_z için genel çözüm ifadesi (2.9) denkleminde yer alan formdaki gibidir.

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.9)$$

Buradaki A , B , C ve D keyfi sabitlerdir. Bu aşamadan sonra (2.10) ve (2.11) denklemleri ile verilen elektrik alan sınır koşulları yazıldığında aşağıdaki ifadeler bulunmaktadır.

$$e_x(x, y) = 0, y = 0, b \quad (2.10)$$

$$e_y(x, y) = 0, x = 0, a \quad (2.11)$$

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(-C \sin k_y y + D \cos k_y y) \quad (2.12)$$

$$e_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.13)$$

$$D = 0, k_y = \frac{n\pi}{b}, n = 0, 1, 2 \dots \quad (2.14)$$

$$B = 0, k_x = \frac{m\pi}{a}, m = 0, 1, 2 \dots \quad (2.15)$$

Son aşamada bulunan alan ifadeleri ve kesim frekansı bağıntıları aşağıda yer almaktadır.

$$H_z(x, y, z) = H_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.16)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} H_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.17)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} H_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.18)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} H_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.19)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} H_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.20)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.21)$$

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.22)$$

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.23)$$

TE modlarında baskın modun (f_c değeri en düşük olan mod) frekans değeri $f_{c_{10}}$ 'dır ve (2.24) denklemindeki formülle hesap edilebilmektedir.

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \quad (2.24)$$

2.2 TM Modları

TM modlarının karakteristik özelliği TE modlarının aksine $H_z = 0$ ve $E_z \neq 0$ koşulunu sağlamasıdır. Alan çözümleri için takip edilen yöntem TE modlarında izlenen süreçle mukayese edildiğinde bir farklılık arz etmemektedir. Çözüm için türetilen ifadeler ve elde edilen sonuçlar çok fazla tekrara düşmemek adına özetlenerek aşağıya çıkartılmıştır.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (2.25)$$

$$E_z(x, y, z) = e_z(x, y) e^{-j\beta z} \quad (2.26)$$

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x) (C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.27)$$

$$A = 0, k_x = \frac{m\pi}{a}, m = 1, 2, 3 \dots \quad (2.28)$$

$$C = 0, k_y = \frac{n\pi}{b}, n = 1, 2, 3 \dots \quad (2.29)$$

$$E_z(x, y, z) = E_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.30)$$

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} E_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.31)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} E_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.32)$$

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon n\pi}{k_c^2 b} E_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.33)$$

$$H_y = \frac{-j\omega \epsilon m\pi}{k_c^2 a} E_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.34)$$

TM modlarında baskın modun frekans değeri $f_{c_{11}}$ 'dir ve (2.35) denklemindeki formülle hesap edilebilmektedir.

$$f_{c_{11}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \quad (2.35)$$

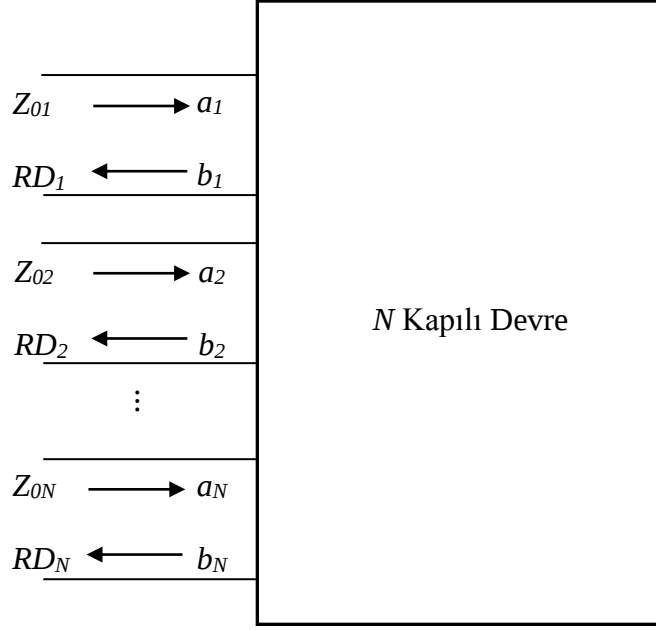
3. SAÇILMA PARAMETRELERİ

Mikrodalga frekanslarında gerilim ve akım değerlerinin doğrudan ölçülmesinde ortaya çıkan problemler, bunların ifade edilmesindeki zorluklar ve saçılma (S) parametrelerinin doğrudan ölçümünün mümkün olması problemlerin çözümünde S matrisi kullanımını önemli ölçüde artırmıştır. Devre üzerinde bu büyüklüklerin tespiti için bu amaç doğrultusunda tasarlanmış olan network analizörler kullanılmaktadır. Ayrıca S matrisindeki elemanlar fiziksel bir anlam taşıyan büyüklüklere tekabül etmektedir. Bu durumu iki madde ile özetlemek mümkündür:

- N kapılı bir devrede diğer kapıların yansıma olmayacak şekilde sonlandırılmasıyla elde edilen matrisin köşegeninde yer alan değerler söz konusu o kapıya ait yansıma katsayılarını ifade etmektedir.
- Köşegen haricindeki diğer tüm elemanlar ise kapılar arasındaki iletimin ne ölçüde gerçekleştiğini ortaya koyan katsayıları göstermektedir.

3.1 Genelleştirilmiş Saçılma Matrisi

Saçılma matrisi en basit şekliyle devre kapılarına gelen ve devre kapılarından yansıyan dalgaların birbirleriyle olan ilişkilerinin ölçüsü olarak tanımlanabilmektedir. Şekilde 3.1’de her bir kapısının referans düzlemi RD_i ve karakteristik empedansı Z_{0i} olan N kapılı bir devre yer almaktadır. Karakteristik empedans kavramı iletim hattında aynı yöndeki gerilim dalgasının akım dalgasına oranı olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 3.1 : N kapılı bir mikrodalga devresi.

Ayrıca kapılara gelen ve kapılardan yansıyan dalgalar sırasıyla a_i ve b_i ile ifade edilmektedir. a_i ve b_i değerleri, gelen ve yansıyan gerilim (V_i^+, V_i^-) veya akım (I_i^+, I_i^-) dalgaları ile karakteristik empedanslar cinsinden (3.1) ve (3.2) denklemlerindeki gibi tanımlanabilmektedir.

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_i^+ \sqrt{Z_{0i}} \quad (3.1)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_i^- \sqrt{Z_{0i}} \quad (3.2)$$

Şekil 3.1’de yer alan N kapılı devrenin genelleştirilmiş saçılma matrisini ve matrisin her bir elemanını en genel haliyle (3.3) ve (3.4) denklemlerinde olduğu gibi ifade etmek mümkündür.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} = \left. \frac{V_i^- / \sqrt{Z_{0i}}}{V_j^+ / \sqrt{Z_{0j}}} \right|_{V_k^+=0, k \neq j} = \left. \frac{I_i^- \sqrt{Z_{0i}}}{I_j^+ \sqrt{Z_{0j}}} \right|_{V_k^+=0, k \neq j} \quad (3.4)$$

Benzer şekilde, özel olarak iki kapılı bir mikrodalga devresinin S matrisi ve elemanları (3.5) ve (3.6) denklemlerindeki gibi olmaktadır.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.6)$$

3.2 Saçılma Matrisinin Özellikleri

S matrisi yardımıyla devrelerin birtakım özellikleri hakkında bilgi sahibi olunabilmektedir. Bu devre özelliklerinden en mühim olanlarını aşağıdaki şekilde sınıflandırmak mümkündür.

- Resiprok Devreler
- Yansımaz Devreler
- Kayıpsız Devreler

3.2.1 Resiprok devreler

En genel anlamda pasif elemanlardan oluşan devrelere resiprok devreler adı verilmektedir. Zayıflatıcı, kuvvetlendirici, birleştirici, dağıtıcı gibi yapılar resiprok devrelere verilebilecek en yaygın örnekleri teşkil etmektedir. Resiprok devrelerde S matrisi simetriktir bir başka deyişle transpozuna eşittir.

$$[S] = [S]^t \quad (3.7)$$

3.2.2 Yansımaz devreler

Devredeki bir kapıya ait öz yansıma katsayısı diğer kapıların uygun şekilde sonlandırılması neticesinde sıfır olduğu takdirde o kapının yansımaz olduğu sonucuna varılmaktadır. Bu durum matematiksel olarak ifade edilmek istenirse söz konusu i . kapıya ait S parametresi sıfır olmaktadır.

$$S_{ii} = 0 \quad (3.8)$$

3.2.3 Kayıpsız devreler

Devre üzerinde herhangi bir güç kaybının meydana gelmediği yapılar kayıpsız devreler olarak adlandırılmaktadır. Bir başka ifadeyle tüm kapılardan giren güçlerin

toplamı tüm kapılardan yansıyan güçlerin toplamına eşit olmaktadır. Bu ifadeyi matematiksel olarak şu şekilde göstermek mümkündür.

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |a_i|^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |b_i|^2 \quad (3.9)$$

$$[a]^t [a]^* = [a_1]^2 + [a_2]^2 + \dots + [a_N]^2 \quad (3.10)$$

$$[b]^t [b]^* = [b_1]^2 + [b_2]^2 + \dots + [b_N]^2 \quad (3.11)$$

$$[a]^t [a]^* = [b]^t [b]^* \quad (3.12)$$

$$[b] = [S][a] \quad (3.13)$$

$$[a]^t [a]^* = [a]^t [S]^t [S]^* [a]^* \Leftrightarrow [a]^t \{[I] - [S]^t [S]^*\} [a]^* = 0 \quad (3.14)$$

(3.14) denklemindeki $[I]$ birim matris olmak üzere, kayıpsız olarak vasıflandırılan devrelerin sağlaması gereken en genel ve sade eşitlik şu şekilde yazılabilmektedir.

$$[S]^t [S]^* = [I] \quad (3.15)$$

Pratikte ise bu denklemden çıkartılan (3.16) ve (3.17) denklemlerinde yer alan ifadeler çok daha fazla kullanılmaktadır.

$$\sum_{i=1}^N |S_{ij}|^2 = 1, j = 1, 2 \dots N \quad (3.16)$$

$$\sum_{i=1}^N S_{ji} S_{jk}^* = 0, \forall (i, k), i \neq k \quad (3.17)$$

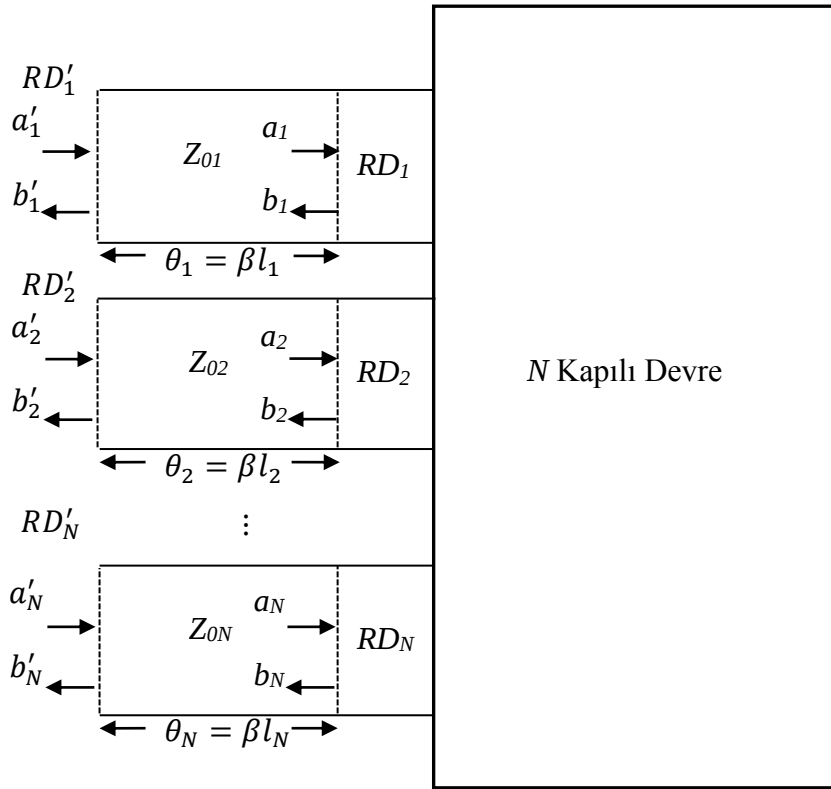
3.3 Referans Düzlemlerinin Ötelenmesi

Referans düzlemi kavramı en basit şekliyle, S parametrelerinin tespit edilebilmesi için yapılan ölçümlerin konumu olarak tanımlanabilmektedir. Bu konumun değişmesiyle birlikte S parametrelerinde de bir değişiklik olmaktadır. Devre kapılarına bağlanan iletim hatları da böyle bir etkiye neden olmaktadır. Referans düzlemlerinin ötelenmesi prensibi ve asıl devrenin S matrisi yardımıyla yeni oluşan sistemin S matrisi $[S']$ elde edilebilmektedir. Şekil 3.2'de kapılarına $\theta_i = \beta l_i$ ($i = 1, 2 \dots N$) uzunluğuna sahip iletim hatları bağlanmış bir mikrodalga

devresinin meydana getirdiği sistem bulunmaktadır. Bu sistemin S matrisi $[S']$ ve elemanları (S'_{ij}) olmak üzere (3.18) ve (3.19) denklemlerinde olduğu gibi bulunabilmektedir [7].

$$[S'] = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & \dots & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

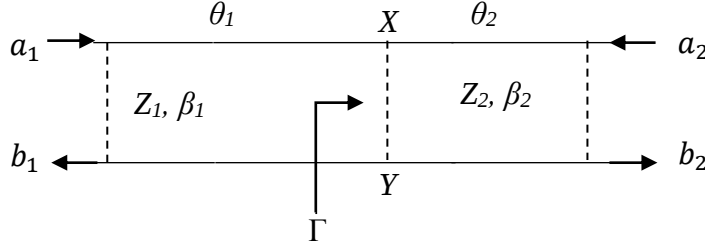
$$S'_{ij} = S_{ij} e^{-j(\theta_i + \theta_j)} \quad (3.19)$$



Şekil 3.2 : Kapılarına iletim hattı bağlanmış N kapılı bir mikrodalga devresi.

3.4 İletim Hattı Modeli ve Jonksiyon Saçılma Matrisi

İletim hattı modeli, alan analizi ile devre teorisi arasında bir köprü vazifesi görmesi vesilesiyle mikrodalga devrelerinin analizinde önemli bir rol oynamaktadır. İletim hattı modelini iki farklı ortamda propagasyon yapan dalga üzerinde göstermek büyük kolaylık sağlamaktadır. Şekil 3.3'te karakteristik empedansları Z_1 , Z_2 ve elektriksel uzunlukları θ_1 , θ_2 olan iki farklı iletim hattı bir XY jonksiyonuyla birbirlerine bağlanmıştır. Bu sistemde XY jonksiyonu için hesaplanacak S matrisine jonksiyon saçılma matrisi adı verilmektedir.



Şekil 3.3 : Bir jonksiyonla bağlanmış iki farklı iletim hattı.

Z_1 ve Z_2 'nin ifadeleri (3.20a) ve (3.20b) denklemlerinde olduğu gibidir.

$$Z_1 = \frac{\omega\mu}{\beta_1} \quad (3.20a)$$

$$Z_2 = \frac{\omega\mu}{\beta_2} \quad (3.20b)$$

β_1 ve β_2 terimlerini TE₁₀ modu için (3.21a) ve (3.21b) denklemlerindeki gibi sadeleştirmek mümkündür.

$$\beta_1 = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2} \quad (3.21a)$$

$$\beta_2 = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a_2}\right)^2} \quad (3.21b)$$

Jonksiyon için (3.22) eşitliği yazılabilmektedir.

$$(a_1 + b_1)\sqrt{Z_1} = (a_2 + b_2)\sqrt{Z_2} \quad (3.22)$$

Öz yansıma ve geçiş katsayıları aşağıdaki gibi bulunmaktadır.

$$S_{11} = -S_{22} = (Z_2 - Z_1)/(Z_2 + Z_1) = \Gamma \quad (3.23)$$

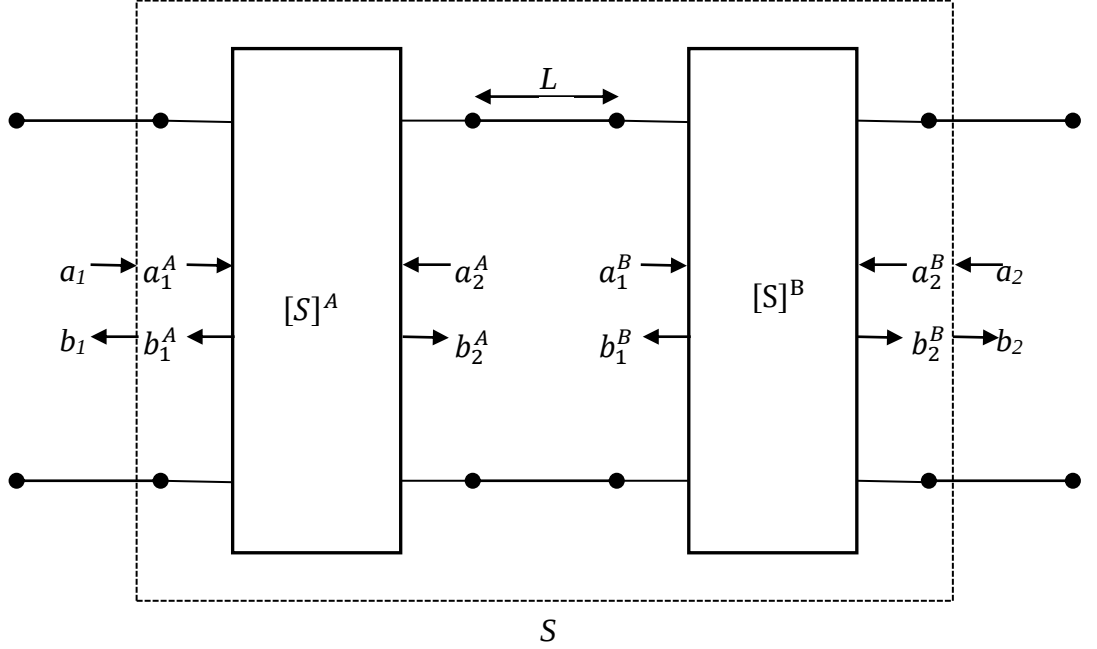
$$S_{12} = (1 + S_{22})\sqrt{Z_2/Z_1} = (2\sqrt{Z_1 Z_2})/(Z_2 + Z_1) = \sqrt{1 - \Gamma^2} \quad (3.24)$$

$$S_{21} = (1 + S_{11})\sqrt{Z_1/Z_2} = (2\sqrt{Z_1 Z_2})/(Z_2 + Z_1) = S_{12} \quad (3.25)$$

Neticede İletim Hattı Modeli literatürde hızlı sonuç verdiği için sıklıkla tercih edilmekte fakat kesitlerde süreksizlik olması durumunda sağlıklı sonuçlar üretemediğinden kısıtlı bir çözüm yöntemi olarak gözükmektedir.

3.5 Kaskat Devrelerin Saçılma Matrisi

Şekilde 3.4'te S matrisleri sırasıyla $[S]^A$ ve $[S]^B$ olan iki kapılı iki devrenin L uzunluklu kayıpsız bir iletim hattı ile birbirine bağlanmış hali gösterilmektedir.



Şekil 3.4 : İletim hattıyla bağlı iki kapılı iki devreli bir sistem

Burada $[S]^A$ ve $[S]^B$ matrisleri (3.26) ve (3.27) denklemlerinde olduğu gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{bmatrix} b_1^A \\ b_2^A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^A \\ a_2^A \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} b_1^B \\ b_2^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^B \\ a_2^B \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Bu tanımlamalardan sonra ise oluşan yeni devrenin S matrisi (3.28) denklemiyle ifade edilebilmektedir.

$$\begin{bmatrix} b_1^A \\ b_2^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^A \\ a_2^B \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Yukarıda yer alan $[S]$ matrisinin elemanlarını $[S]^A$ ve $[S]^B$ matrislerinin elemanlarını kullanarak aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür [11].

$$S_{11} = S_{11}^A + \frac{e^{-j2\beta L} S_{12}^A S_{11}^B S_{21}^A}{1 - e^{-j2\beta L} S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.29)$$

$$S_{12} = \frac{e^{-j\beta L} S_{12}^A S_{12}^B}{1 - e^{-j2\beta L} S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.30)$$

$$S_{21} = \frac{e^{-j\beta L} S_{21}^A S_{21}^B}{1 - e^{-j2\beta L} S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.31)$$

$$S_{22} = S_{22}^B + \frac{e^{-j2\beta L} S_{22}^A S_{21}^B S_{12}^B}{1 - e^{-j2\beta L} S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.32)$$

$L = 0$ alınarak oluşturulan kaskat yapının S matrisi ise aşağıdaki gibi daha sade bir şekilde yazılabilmektedir.

$$S_{11} = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A S_{11}^B S_{21}^A}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.33)$$

$$S_{12} = \frac{S_{12}^A S_{12}^B}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.34)$$

$$S_{21} = \frac{S_{21}^B S_{21}^A}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.35)$$

$$S_{22} = S_{22}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B S_{22}^A}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \quad (3.36)$$

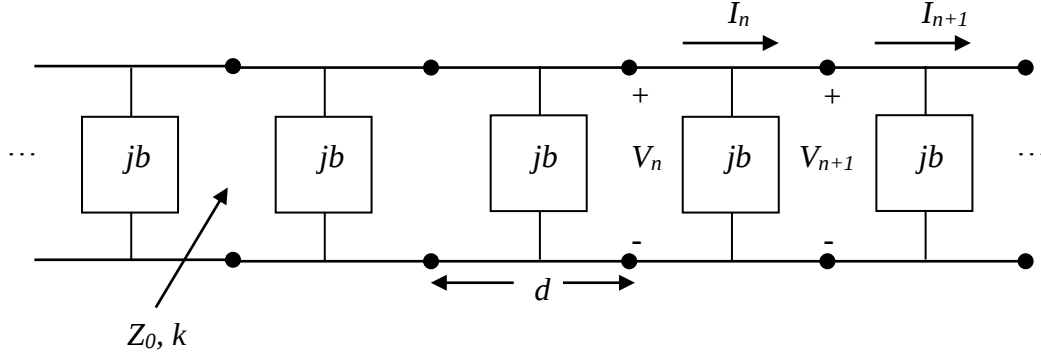
4. PERİYODİK YAPILAR VE BLOCH EMPEDANSI

Periyodik yapılar, mikrodalga mühendisliği tarihi boyunca yaygınlıkla kullanılagelmıştır. Son zamanlarda bilhassa fotonik kristaller üzerine yapılan araştırmalardan ötürü popüler bir konu haline gelmiştir. Bu çalışmada ise dalga kılavuzlarındaki periyodik yapılar üzerinde durulmuştur.

Bir periyodik yapı, tasarlanmış bir birim hücrenin tekrarlanmasıyla oluşan sistem olarak tanımlanabilmektedir. Teorik olarak birim hücre sayısının sonsuz olması gerekirken pratikte böyle bir durum mümkün olamayacağından ötürü pratik uygulamalarda istenilen sonucu sağlayan birim hücre sayısı kullanılarak tasarlanan kaskat yapılar ile çalışılmaktadır.

4.1 Periyodik Yapılar

Periyodik yapılar, teoride sonsuz uzun bir iletim hattı veya dalga kılavuzuna süreksizlik elemanları ilave edilmesiyle meydana gelen sistemler olarak tanımlanmaktadır. Periyodik yapılar çeşitli formlarda ve bir, iki veya üç boyutlu şekilde olabilmektedir. Mikroşerit, dalga kılavuzu veya EBG (Electromagnetic Band-gap) yapısında olabilen periyodik yapılar iletim hattı boyunca empedans olarak modellenebilmektedir. Şekil 4.1’de bir boyutlu periyodik elemanlı iletim hattı yer almaktadır. Periyodik yapılar, yüksüz hattın faz hızından yavaş olarak nitelenen yavaş dalga propagasyonunu desteklemektedir ve filtrelerde olduğu gibi iletim ve durdurma bandı karakteristiklerine sahiptir [8].



Şekil 4.1 : Periyodik olarak yüklü iletim hattının devre eşdeğeri

Şekil 4.1’de yer alan yapıda yüksüz hattın karakteristik empedansı Z_0 ve propagasyon sabiti k olmak üzere birim hücrenin uzunluğu d olarak ifade edilmiştir. Bu yapıda ilk olarak sonsuz yüklü hat durumunda propagasyon karakteristiği ifade edilecek olursa n . hücre için $ABCD$ matrisi ilgili akım ve gerilim değerleriyle birlikte (4.1) denklemindeki gibi yazılmaktadır [8].

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$\theta = kd$ olmak üzere normalize edilmiş formu aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür. Burada $AD - BC = 1$ bağıntısı sağlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right) & j \left(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2} \right) \\ j \left(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta + \frac{b}{2} \right) & \left(\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

+z yönündeki propagasyon için referans noktası $z = 0$ olmak üzere (4.4) ve (4.5) bağıntıları geçerli olmaktadır.

$$V(z) = V(0)e^{-\gamma z} \quad (4.4)$$

$$I(z) = I(0)e^{-\gamma z} \quad (4.5)$$

Ele alınan yapının sonsuz uzunluğa sahip olduğu varsayıldığında n . ve $n+1$. düğümler arasındaki gerilim ve akım farkı sadece $e^{-\gamma d}$ ile gösterilen bir propagasyon

faktörü kadar farklılık teşkil etmektedir. Literatürde bu özelliğe “Floquet Koşulu” adı verilmektedir. Böylece

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \quad (4.6)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \quad (4.7)$$

eşitlikleri yazılabilmektedir ve bu eşitlikler (4.1) denkleminde yerine yazıldığında aşağıdaki bağıntılar elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (4.9)$$

$$AD + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} - BC = 0 \quad (4.10)$$

$$1 + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} = 0 \quad (4.11)$$

$$e^{-\gamma d} + e^{\gamma d} = A + D \quad (4.12)$$

$$\cosh \gamma d = \frac{A + D}{2} = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (4.13)$$

Yukarıda (4.4), (4.5), (4.6) ve (4.7) denklemlerinde ifade edilen akım ve gerilim ifadeleri birim hücrelerin uç noktalarında geçerli olmaktadır.

$\gamma = \alpha + j\beta$ olması durumunda

$$\cosh \gamma d = \cosh \alpha d \cos \beta d + j \sinh \alpha d \sin \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (4.14)$$

elde edilmektedir ve bu eşitliğin sağ tarafı saf reeldir. Bu durumda $\alpha = 0$ ve $\beta = 0$ olmak üzere iki durum söz konusudur [8].

1. Durum ($\alpha = 0$ ve $\beta \neq 0$): Bu durum zayıflamanın olmadığı anlamına gelmekte ve periyodik yapının iletim bandına karşılık düşmektedir. (4.14) denkleminin sadeleşmiş hali (4.15) denklemindeki gibi olmaktadır. Bu denklemi sağlayan sonsuz sayıda β değeri bulunmaktadır.

$$\cos \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (4.15)$$

2. Durum ($\alpha \neq 0$ ve $\beta = 0, \pi$): Bu durum ise propagasyonun olmadığı durdurma bandına karşı düşmektedir. (4.14) denkleminin sadeleşmiş formu (4.16) denkleminde olduğu gibidir.

$$\cosh \alpha d = \left| \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right| \geq 1 \quad (4.16)$$

(4.16) denkleminin çözümünde α 'nın pozitif olması pozitif yönde ilerleyen dalgaya, negatif olması ise negatif yönde ilerleyen dalgaya tekabül etmektedir.

Sonuç olarak, periyodik olarak yüklü yapılar iletim ve durdurma bantlarının oluşması yönünden bir çeşit filtre karakteristiği sergilemektedir.

Periyodik olarak yüklü hatlar üzerinde ilerleyen dalgaların propagasyon sabitinin dışında karakteristik empedansı da önemli bir faktör olmaktadır. Birim hücrelerin uçlarındaki karakteristik empedans (4.17) denkleminde olduğu gibi ifade edilebilmektedir. Bu empedans ifadesine özel olarak Bloch empedansı adı verilmektedir [8, 12].

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (4.17)$$

Yukarıda ifade edilen (4.9) denkleminde (4.18) denklemi elde edilmektedir. Böylece (4.17) denklemindeki ifade (4.19) denklemindeki forma dönüşmektedir.

$$(A - e^{\gamma d})V_{n+1} + BI_{n+1} = 0 \quad (4.18)$$

$$Z_B = \frac{-BZ_0}{A - e^{\gamma d}} \quad (4.19)$$

(4.10) denkleminde $e^{\gamma d}$ ifadesi çözüldüğünde A ve D cinsinden (4.20) denkleminde olduğu gibi ifade edilebilmektedir ve Bloch empedansı da (4.21) denkleminde olduğu gibi iki değere sahip olmaktadır.

$$e^{\gamma d} = \frac{A + D \mp \sqrt{(A + D)^2 - 4}}{2} \quad (4.20)$$

$$Z_B^{\pm} = \frac{-2BZ_0}{A - D \mp \sqrt{(A + D)^2 - 4}} \quad (4.21)$$

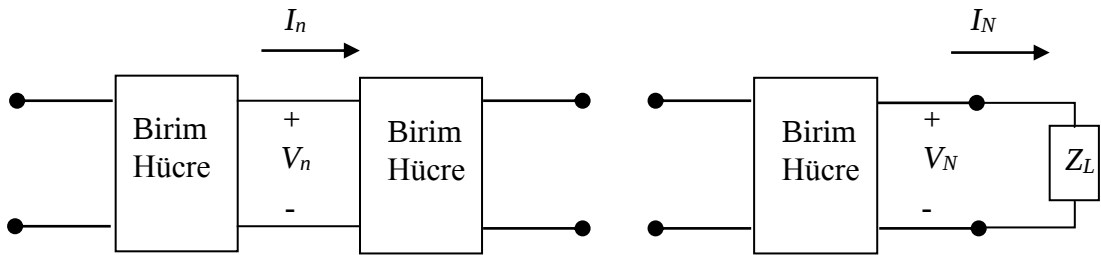
Periyodik yapıyı oluşturan birim hücrelerin Şekil 4.1’de olduğu gibi simetrik olması durumunda $A = D$ eşitliği sağlanmakta ve Bloch empedansı ifadesi (4.22) denklemindeki forma dönüşmektedir. Burada iki çözümün meydana gelmesi pozitif ve negatif yönde ilerleyen dalgaların varlığından kaynaklanmaktadır. Simetrik birim hücreler için bu iki çözümün sadece işaretleri farklılık göstermektedir. (-) işaretine sahip olan çözüm negatif yönde ilerleyen dalgadan neşet etmektedir. Çünkü Şekil 4.1’de de görüldüğü üzere I_n pozitif yönde tanımlanmaktadır.

$$Z_B^{\pm} = \frac{\mp B Z_0}{\sqrt{A^2 - 1}} \quad (4.22)$$

(4.3) denkleminde B her daim saf imajiner olmaktadır. İletim bandı durumunda (1. Durum) (4.13) denklemi simetrik birim hücrelerde $\cosh \gamma d = A \leq 1$ ve (4.22) denklemi de Z_B ’nin reel olduğunu göstermektedir. Durdurma bandı durumunda ise (2. Durum) aynı denklemlerden $\cosh \gamma d = A \geq 1$ ve Z_B ’nin imajiner olduğu anlaşılmaktadır. Bu durum, dalga kılavuzlarındaki dalga empedansına büyük bir benzerlik göstermektedir. Çünkü o durumda da empedans değerleri iletim modlarında reel ve kesim modlarında imajiner olmaktadır.

4.1.1 Periyodik yapıların sonlandırılması

Şekil 4.2’de Z_L empedansı ile sonlandırılmış bir periyodik yapı temsil edilmektedir. Birim hücrelerin uçlarındaki gelen ve yansıyan gerilim ile akım değerlerinin ifadeleri (4.23) ve (4.24) denklemlerinde olduğu gibidir [8].



Şekil 4.2 : Z_L empedansı ile sonlandırılmış periyodik yapı.

$$V_n = V_0^+ e^{-j\beta nd} + V_0^- e^{j\beta nd} \quad (4.23)$$

$$I_n = I_0^+ e^{-j\beta nd} + I_0^- e^{j\beta nd} = \frac{V_0^+}{Z_B^+} e^{-j\beta nd} + \frac{V_0^-}{Z_B^-} e^{j\beta nd} \quad (4.24)$$

Burada uç noktaları dikkate alındığından ötürü γz ifadesi yerine $j\beta nd$ terimi kullanılmıştır. n . birim hücreye ait gelen ve yansıyan gerilim ifadeleri aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$V_n^+ = V_0^+ e^{-j\beta nd} \quad (4.25)$$

$$V_n^- = V_0^- e^{j\beta nd} \quad (4.26)$$

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (4.27)$$

$$I_n = \frac{V_n^+}{Z_B^+} + \frac{V_n^-}{Z_B^-} \quad (4.28)$$

Hattın sonlandığı noktada ($n = N$) (4.29) denklemi yazılabilmektedir ve buradan (4.30) denklemiyle gösterilen yansıma katsayısı bulunabilmektedir.

$$V_N = V_N^+ + V_N^- = Z_L I_N = Z_L \left(\frac{V_N^+}{Z_B^+} + \frac{V_N^-}{Z_B^-} \right) \quad (4.29)$$

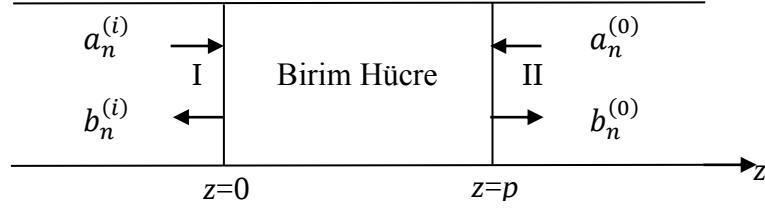
$$\Gamma = \frac{V_N^-}{V_N^+} = - \frac{Z_L/Z_B^+ - 1}{Z_L/Z_B^- - 1} \quad (4.30)$$

Birim hücrenin simetrik olmasının getirmiş olduğu özellik ($A = D$) kullanıldığında $Z_B^+ = -Z_B^- = Z_B$ olmaktadır. Böylece (4.31) denkleminde yer alan ifade elde edilmektedir. Sonlandırılmış periyodik yapılarda yansımadan kurtulmak için $Z_L = Z_B$ olarak seçilmelidir.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_B}{Z_L + Z_B} \quad (4.31)$$

4.2 Dikdörtgen Dalga Kılavuzlarında Periyodik Yapıların Analizi ve Bloch Empedansı

Periyodik yapıların karakteristik empedansı literatürde özel olarak Bloch empedansı (Z_B) olarak adlandırılmaktadır. Dalga kılavuzlarında bu empedans değerini bulabilmek için ilk önce periyodik olarak dielektrik malzemeye yüklü dikdörtgen dalga kılavuzunun analizini yapmak gerekmektedir. Şekil 4.3'te kesitte homojen olarak doldurulmuş dalga kılavuzu içerisinde tekrarlanan birim hücre yer almaktadır.



Şekil 4.3 : Birim hücre

Bu yapı için elektrik ve manyetik alan ifadeleri Z empedans, Y admitans, f öz fonksiyon, a ve b gelen ve yansıyan dalgalar olmak üzere şu şekilde yazılmaktadır.

$$E_y^{(I)} = \sum_{n=1}^N a_n^{(i)} \sqrt{Z_n^{(i)}} f_n^{(i)} e^{-\alpha_n^{(i)} z} + \sum_{n=1}^N b_n^{(i)} \sqrt{Z_n^{(i)}} f_n^{(i)} e^{\alpha_n^{(i)} z} \quad (4.32)$$

$$H_x^{(I)} = \sum_{n=1}^N -a_n^{(i)} \sqrt{Y_n^{(i)}} f_n^{(i)} e^{-\alpha_n^{(i)} z} + \sum_{n=1}^N b_n^{(i)} \sqrt{Y_n^{(i)}} f_n^{(i)} e^{\alpha_n^{(i)} z} \quad (4.33)$$

$$E_y^{(II)} = \sum_{n=1}^N b_n^{(0)} \sqrt{Z_n^{(0)}} f_n^{(0)} e^{-\alpha_n^{(0)} (z-p)} + \sum_{n=1}^N a_n^{(0)} \sqrt{Z_n^{(0)}} f_n^{(0)} e^{\alpha_n^{(0)} (z-p)} \quad (4.34)$$

$$H_x^{(II)} = -\sum_{n=1}^N b_n^{(0)} \sqrt{Y_n^{(0)}} f_n^{(0)} e^{-\alpha_n^{(0)} (z-p)} + \sum_{n=1}^N a_n^{(0)} \sqrt{Y_n^{(0)}} f_n^{(0)} e^{\alpha_n^{(0)} (z-p)} \quad (4.35)$$

Birim hücrenin simetrik olması durumunda

$$f_n^{(i)} = f_n^{(0)}, Z_n^{(i)} = Z_n^{(0)}, Y_n^{(i)} = Y_n^{(0)} \quad (4.36)$$

$$E_y^{(i)} = E_y^I|_{z=0}, H_x^{(i)} = H_x^I|_{z=0}, E_y^{(0)} = E_y^{II}|_{z=p}, H_x^{(0)} = H_x^{II}|_{z=p} \quad (4.37)$$

olmaktadır. Bu aşamadan sonra aşağıda yer alan Floquet koşulu da yazılacak olursa alttaki bağıntılar elde edilmektedir. Bu ifadelerde yer alan λ terimi periyodik yapının öz değeri olarak adlandırılmaktadır.

$$E_y^{(0)} = \lambda E_y^{(i)} \quad (4.38)$$

$$H_x^{(0)} = \lambda H_x^{(i)} \quad (4.39)$$

$$\sum_{n=1}^N (a_n^{(0)} + b_n^{(0)}) \sqrt{Z_n^{(0)}} f_n^{(0)} = \lambda \sum_{n=1}^N (a_n^{(i)} + b_n^{(i)}) \sqrt{Z_n^{(i)}} f_n^{(i)} \quad (4.40)$$

$$\sum_{n=1}^N -(b_n^{(0)} - a_n^{(0)})\sqrt{Y_n^{(0)}}f_n^{(0)} = -\lambda \sum_{n=1}^N (a_n^{(i)} - b_n^{(i)})\sqrt{Y_n^{(i)}}f_n^{(i)} \quad (4.41)$$

$$Z_n^{(0)} = Z_n^{(i)} \quad (4.42a)$$

$$Z_n^{(0)} = Z_n^{(i)} \quad (4.42b)$$

$$\sum_{n=1}^N (a_n^{(0)} + b_n^{(0)}) = \sum_{n=1}^N \lambda (a_n^{(i)} + b_n^{(i)}) \quad (4.43)$$

$$\sum_{n=1}^N (b_n^{(0)} - a_n^{(0)}) = \sum_{n=1}^N \lambda (a_n^{(i)} - b_n^{(i)}) \quad (4.44)$$

Tüm bu ifadeleri daha anlaşılabilir bir yapıya dönüştürmek amacıyla aşağıdaki bağıntıları yazmak daha akılcı olmaktadır.

$$\mathbf{a}^{(0)} + \mathbf{b}^{(0)} = \lambda (\mathbf{a}^{(i)} + \mathbf{b}^{(i)}) \quad (4.45)$$

$$\mathbf{b}^{(0)} - \mathbf{a}^{(0)} = \lambda (\mathbf{a}^{(i)} - \mathbf{b}^{(i)}) \quad (4.46)$$

(4.45) ve (4.46) denklemlerinin taraf tarafa toplanıp çıkarılması sonucu

$$\mathbf{b}^{(0)} = \lambda \mathbf{a}^{(i)} \quad (4.47a)$$

$$\mathbf{a}^{(0)} = \lambda \mathbf{b}^{(i)} \quad (4.47b)$$

elde edilmektedir. Bundan sonra ise S matrisi ifadelerinin yer aldığı aşağıdaki denklem takımları yazılabilmektedir.

$$\begin{bmatrix} b^{(i)} \\ b^{(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(i)} \\ a^{(0)} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$\begin{bmatrix} b^{(i)} \\ \lambda a^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(i)} \\ \lambda b^{(i)} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$b^{(i)} = S_{11}a^{(i)} + S_{12}\lambda b^{(i)} \quad (4.50)$$

$$\lambda a^{(i)} = S_{21}a^{(i)} + S_{22}\lambda b^{(i)} \quad (4.51)$$

$$b^{(i)} - S_{12}\lambda b^{(i)} - S_{11}a^{(i)} = 0 \quad (4.52)$$

$$-S_{21}a^{(i)} + \lambda a^{(i)} - S_{22}\lambda b^{(i)} = 0 \quad (4.53)$$

En nihayetinde bu bağıntılardan aşağıdaki öz değer denklemi çıkartılmaktadır.

$$\begin{bmatrix} I & -S_{11} \\ 0 & -S_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b^{(i)} \\ a^{(i)} \end{bmatrix} + \lambda \begin{bmatrix} -S_{12} & 0 \\ -S_{22} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b^{(i)} \\ a^{(i)} \end{bmatrix} = 0 \quad (4.54)$$

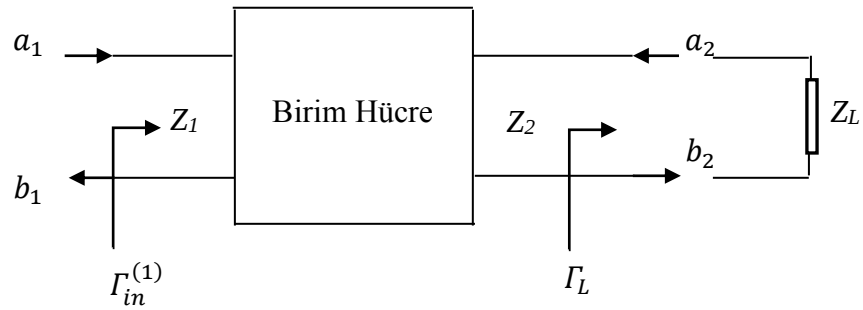
Bu öz değer denkleminin çözülmesiyle özdeğer ve özvektörler belirlenmektedir. Belirlenen özvektörlerden yararlanarak Bloch empedansı (Z_B) aşağıdaki ifadeler yardımıyla bulunabilmektedir.

$$Z_B = -\frac{E_y^{(0)}}{H_x^{(0)}} = \sum_{n=1}^N \left(\frac{a_n^{(0)} + b_n^{(0)}}{b_n^{(0)} - a_n^{(0)}} \right) Z_n^{(0)} \quad (4.55)$$

$$Z_B = -\frac{E_y^{(0)}}{H_x^{(0)}} = \sum_{n=1}^N \left(\frac{a_n^{(i)} + b_n^{(i)}}{a_n^{(i)} - b_n^{(i)}} \right) Z_n^{(0)} \quad (4.56)$$

$$Z_B = -\frac{E_y^{(i)}}{H_x^{(i)}} = \sum_{n=1}^N \left(\frac{a_n^{(i)} + b_n^{(i)}}{a_n^{(i)} - b_n^{(i)}} \right) Z_n^{(i)} \quad (4.57)$$

Bu noktadan sonra özel olarak tek modlu durum (İletim Hattı Modeli) incelenecek olursa Şekil 4.4'te yer alan yapı için aşağıdaki denklem takımları yazılabilmektedir.



Şekil 4.4 : Z_L empedansı ile sonlandırılmış yapı.

$$Z_B = \left(\frac{a_1 + b_1}{a_1 - b_1} \right) Z_1 \quad (4.58)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.60)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.61)$$

$$\Gamma_{in}^{(1)} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4.62)$$

$$\Gamma_L = \frac{b_2}{a_2} \quad (4.63)$$

$$Z_B = \left(\frac{a_1 + a_1 \Gamma_{in}^{(1)}}{a_1 - a_1 \Gamma_{in}^{(1)}} \right) Z_1 \quad (4.64)$$

$$Z_B = Z_1 \frac{(1 + \Gamma_{in}^{(1)})}{(1 - \Gamma_{in}^{(1)})} \quad (4.65)$$

Z_B , (4.66) denkleminde yer alan değişik formlarda da ifade edilebilmektedir.

$$Z_B = \left(\frac{a_n^{(0)} + b_n^{(0)}}{b_n^{(0)} - a_n^{(0)}} \right) Z_n^{(0)} = \left(\frac{b_n^{(0)}(1 + \Gamma_L)}{b_n^{(0)}(1 - \Gamma_L)} \right) Z_n^{(0)} = \frac{(1 + \Gamma_L)}{(1 - \Gamma_L)} Z_n^{(0)} \quad (4.66)$$

Bundan sonra sıra λ değerlerinin bulunmasına gelmektedir.

$$b^i - S_{11}a^i - S_{12}\lambda b^i = 0 \quad (4.67)$$

$$b_i(1 - S_{12}\lambda) = S_{11}a^i \Leftrightarrow b_i = \frac{S_{11}}{1 - \lambda S_{12}} a^i \quad (4.68)$$

$$-S_{21}a^i + \lambda a^i - S_{22}\lambda b^i = 0 \quad (4.69)$$

$$-S_{21}a^i + \lambda a^i - S_{22}\lambda \frac{S_{11}}{1 - \lambda S_{12}} a^i = 0 \quad (4.70)$$

$$\left(\frac{-S_{21}(1 - S_{12}\lambda) + \lambda(1 - S_{12}\lambda) - S_{22}\lambda S_{11}}{1 - \lambda S_{12}} \right) a^i = 0 \quad (4.71)$$

$$-S_{21} + S_{21}S_{12}\lambda + \lambda - \lambda^2 S_{12} - S_{22}S_{11}\lambda = 0 \quad (4.72)$$

Tasarlanan birim hücrenin simetrik olması durumunda aşağıdaki bağıntılar geçerli olmaktadır.

$$-\lambda^2 S_{12} + \lambda(S_{21}S_{12} - S_{22}S_{11} + 1) - S_{21} = 0 \quad (4.73)$$

$$\lambda^2 + \lambda \left(\frac{S_{22}S_{11} - S_{21}S_{12} - 1}{S_{12}} \right) + 1 = 0 \quad (4.74)$$

$$\lambda^2 + \lambda \left(\frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 - 1}{S_{21}} \right) + 1 = 0 \quad (4.75)$$

$$\lambda_1 = \frac{-\left(\frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 - 1}{S_{21}}\right) + \sqrt{\Delta}}{2} \quad (4.76)$$

$$\lambda_2 = \frac{-\left(\frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 - 1}{S_{21}}\right) - \sqrt{\Delta}}{2} \quad (4.77)$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = \frac{-(S_{11}^2 - S_{21}^2 - 1)}{S_{21}} \quad (4.78)$$

$$\lambda_1 = e^{-j\theta} \quad (4.79)$$

$$\lambda_2 = e^{+j\theta} \quad (4.80)$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 2 \cos \theta \quad (4.81)$$

Böylece kesitin tamamen dolu olduğu durumlar için (4.82) denklemindeki sadeleştirilmiş özdeğer denklemi kullanılabilmektedir [7]. Bu ifade (4.54) denkleminde ifade edilen özdeğer denkleminin yerine kullanılabilmektedir.

$$\cos \theta = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \quad (4.82)$$

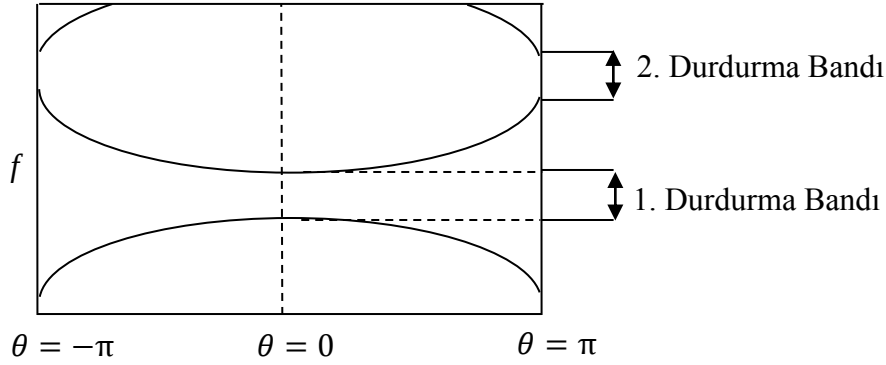
4.3 Durdurma Bantlarının Belirlenmesi

Tek modlu yapılar için λ ve θ değerlerine bakılarak durdurma bantlarının tespit edilmesi mümkündür. Her iki terimin durdurma bantlarında aldıkları değerler Çizelge 4.1’de özetlenmiştir.

Çizelge 4.1 : Durdurma bantlarında oluşan λ ve θ değerleri.

λ DOMENİNDE	θ DOMENİNDE
$\lambda_1 = \lambda_2 = 1$	$\theta = 0$
$\lambda_1 = \lambda_2 = -1$	$\theta = \mp\pi$

θ 'nın frekansla değişimine örnek olarak Şekil 4.5 verilebilir.



Şekil 4.5 : θ 'nın örnek değişimi.

İletim bandında $|\lambda_1| = |\lambda_2| = 1$ olmaktadır. Durdurma bölgelerindeyse özdeğer çiftleri $\lambda_1, \lambda_2 = 1$ koşulunu sağlamak üzere reel eksen üzerinde konumlanmakta ve orijine doğru veya orijinden uzaklaşarak birbirlerinden ayrılmaktadırlar [7]. Sonuç olarak Bloch empedansı aşağıdaki iki özelliği sağlamaktadır.

- İletim bandında Z_B reeldir.
- Durdurma bandında Z_B imajinerdir.

Buradan da anlaşılmaktadır ki bu iki özellik Bölüm 4.1'de ifade edilen özelliklerle tutarlılık arz etmektedir. Burada ayrıca $\theta = \kappa p$ olmak üzere şu çıkarımları yapmak mümkündür.

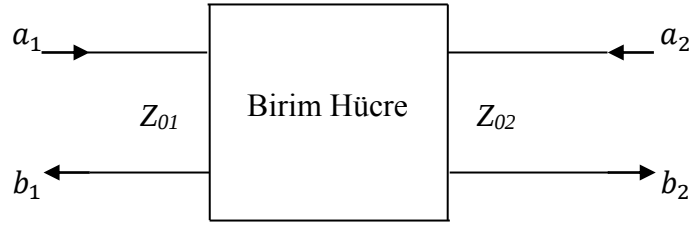
- $|\cos \theta| < 1 \Rightarrow \kappa$ reel olup bu durum propagasyon olduğunu göstermektedir.
- $|\cos \theta| > 1 \Rightarrow \kappa$ kompleks olup bu durum kesim haline karşı gelmektedir.
- $|\cos \theta| = 1 \Rightarrow \theta = 0$ veya $\theta = \mp\pi$ olmaktadır ve bu durum da durdurma bantlarının başlangıç ve bitiş noktalarını (bant kenar frekanslarını) göstermektedir.

Z_B en genel şekliyle $R+jX$ formatında yazılacak olursa aşağıdaki iki koşulun sağlanmış olması gerekmektedir.

- 1) İletim bandında: $\text{Reel}\{Z_B\} > 0$
- 2) Durdurma bandında: $\frac{\partial X}{\partial \omega} > 0$

Buradan da anlaşılmaktadır ki; Z_B 'nin reel bileşeni iletim bandında her daim pozitif, imajiner kısmı ise durdurma bandında artan fonksiyon şeklinde olmaktadır. Dolayısıyla çözüm sırasında bu iki koşulu yerine getiren uygun empedans değerleri

seçilmelidir. Aynı sonuçları gerilimler üzerinden bir yaklaşımla elde etmek de mümkündür.



Şekil 4.6 : Örnek birim hücre

Şekil 4.6 düşünüldüğünde S matrisi, akım ve gerilim ifadeleri aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (4.84)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (4.85)$$

$$V_1 = (a_1 + b_1)\sqrt{Z_{01}} \quad (4.86)$$

$$V_2 = (a_2 + b_2)\sqrt{Z_{02}} \quad (4.87)$$

$$I_1 = \frac{a_1 - b_1}{\sqrt{Z_{01}}} \quad (4.88)$$

$$I_2 = \frac{b_2 - a_2}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (4.89)$$

Simetrik birim hücre için $Z_{01} = Z_{02}$ olmakta ve aşağıdaki ifadeler bulunmaktadır.

$$V_2 = \lambda V_1 \Rightarrow a_2 + b_2 = \lambda(a_1 + b_1) \quad (4.90a)$$

$$I_2 = \lambda I_1 \Rightarrow b_2 - a_2 = \lambda(a_1 - b_1) \quad (4.90b)$$

$$b_2 = \lambda a_1 \quad (4.91)$$

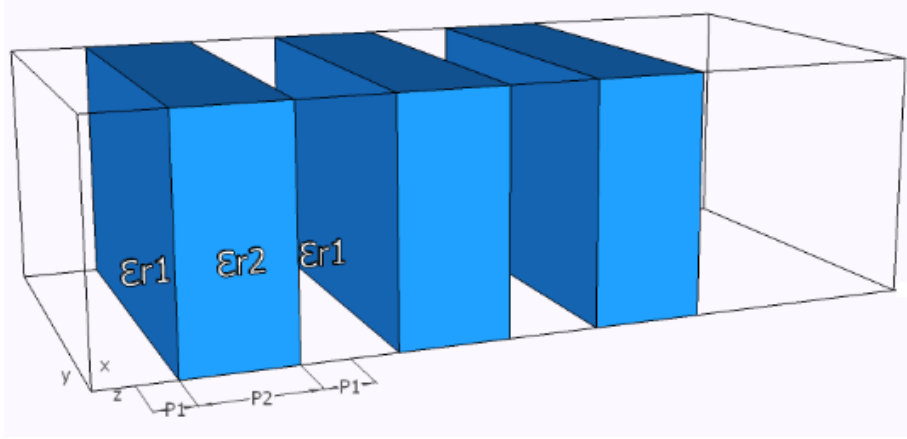
$$a_2 = \lambda b_1 \quad (4.92)$$

$$\begin{bmatrix} b^i \\ \lambda a^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^i \\ \lambda b^i \end{bmatrix} \quad (4.93)$$

Bu aşamadan sonra yukarıda yer alan denklem takımları elde edilmekte ve aynı çözüm yöntemi takip edildiğinde $\cos(\kappa p) = \frac{1-S_{11}^2+S_{21}^2}{2S_{21}}$ sonucuna varılmaktadır.

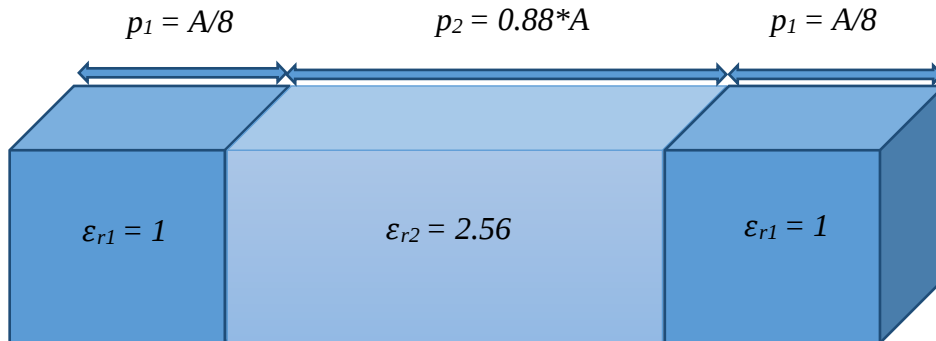
4.4 Literatür Karşılaştırmaları

Şekil 4.7’de periyodik olarak yüklenmiş WR-90 dikdörtgen dalga kılavuzu görülmektedir.



Şekil 4.7 : Dikdörtgen dalga kılavuzuyla oluşturulmuş bir periyodik yapı.

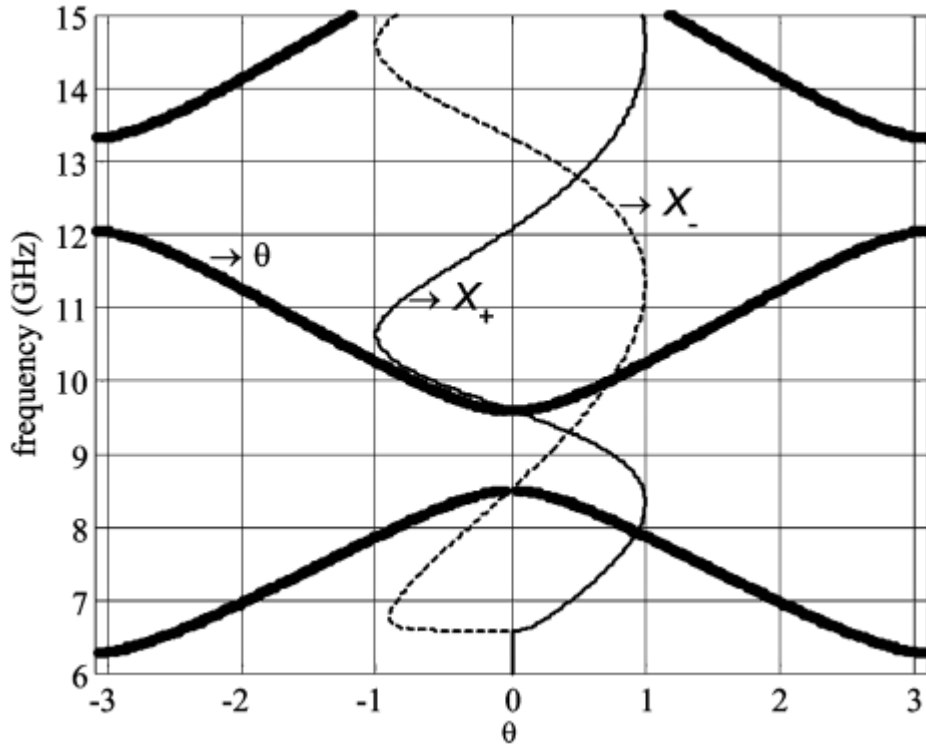
Kılavuzun standartlarda yer alan en (x eksen) ve boy (y eksen) ölçüleri sırasıyla $A = 22.86$ mm ve $B = 10.16$ mm’dir. Şekilden de rahatlıkla anlaşılmaktadır ki bir dielektrik malzeme belirli aralıklarla kesiti tam dolduracak şekilde dalga kılavuzuna yerleştirilmiştir ve yapıda herhangi bir süreksizlik bulunmamaktadır. Üzerinde çalışılan ilk yapı için literatürde [7] tasarlanan birim hücre Şekil 4.8’de yer almaktadır.



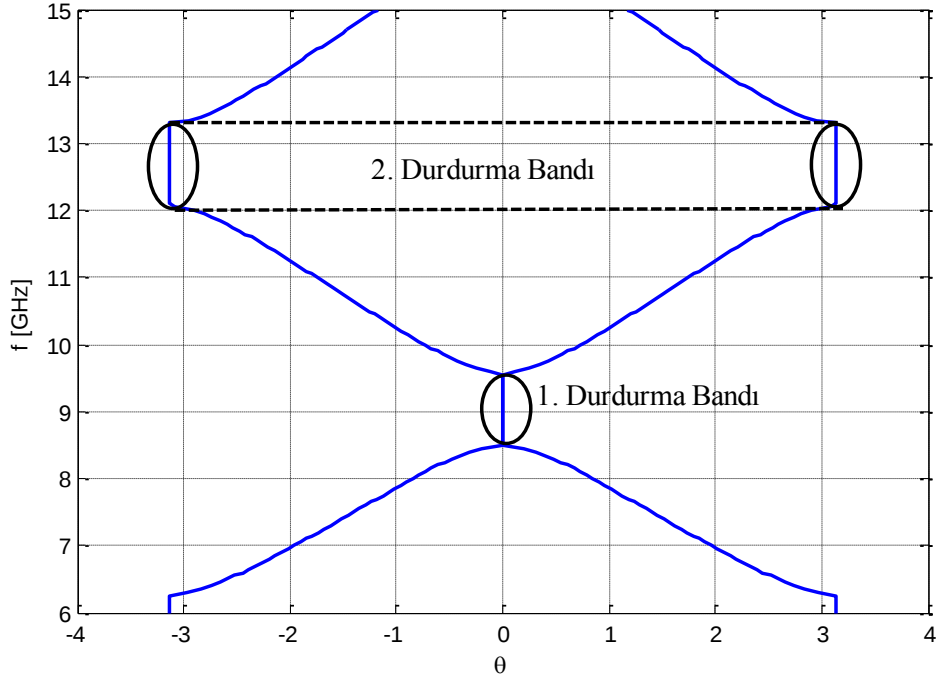
Şekil 4.8 : Analizi yapılan ilk sisteme ait birim hücre.

4.4.1 Durdurma bantlarının dispersiyon diyagramıyla saptanması

Şekil 4.8’deki birim hücrenin kullanıldığı periyodik yapıya ait literatürde [7] ve yapılan bu çalışmada bulunan dispersiyon diyagramları sırasıyla Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da yer almaktadır. Dispersiyon diyagramının x ekseninde yer alan θ , θ' ’nın reel kısmını göstermektedir ve her iki şekilde bulunan değerlerin aynı olduğu rahatlıkla görülmektedir.



Şekil 4.9 : Literatürde bulunan dispersiyon diyagramı.



Şekil 4.10 : Elde edilen dispersiyon diyagramı.

Çizelge 4.1’de de ifade edildiği gibi dispersiyon diyagramında $\theta = 0$ ve $\theta = \pi$ değerlerinde durdurma bantları meydana gelmektedir. Bu frekans aralıklarında iletim mümkün olmamaktadır. Bu sonuca varılırken takip edilen çözüm süreci Şekil 4.11’deki gibi sistematik bir biçimde özetlenebilmektedir.

Tasarım sırasında belirlenen p_1 ve p_2 uzunlukları için her iki jonksiyondaki S parametreleri bulunur.



Elde edilen iki matrise kaskat yapılar için geçerli olan bağıntılar uygulanır.



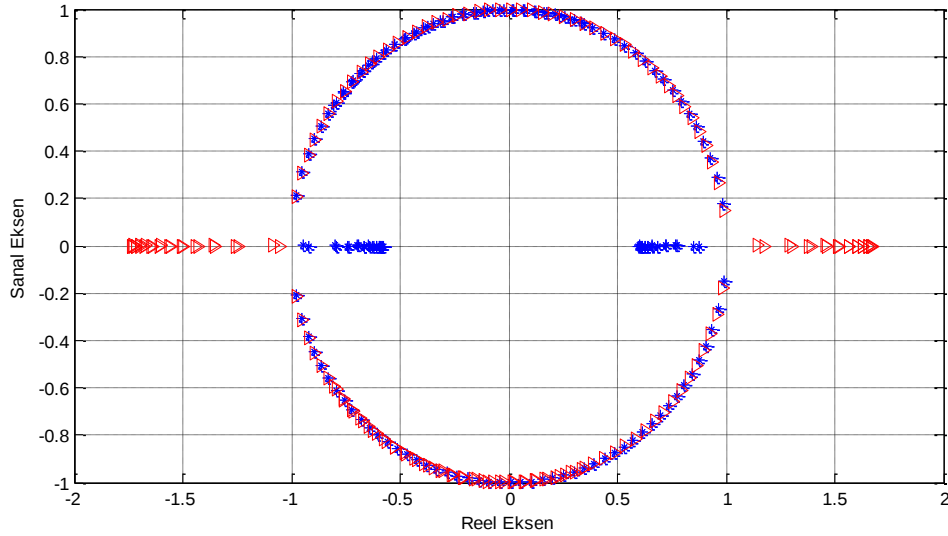
6.56 - 15 GHz frekans bandında iterasyon yapılarak sadeleştirilmiş özdeğer denklemi çözülür.



θ ’nın 0 ve π değerlerini aldığı frekans bölgelerinden durdurma bantları anlaşılmış olur.

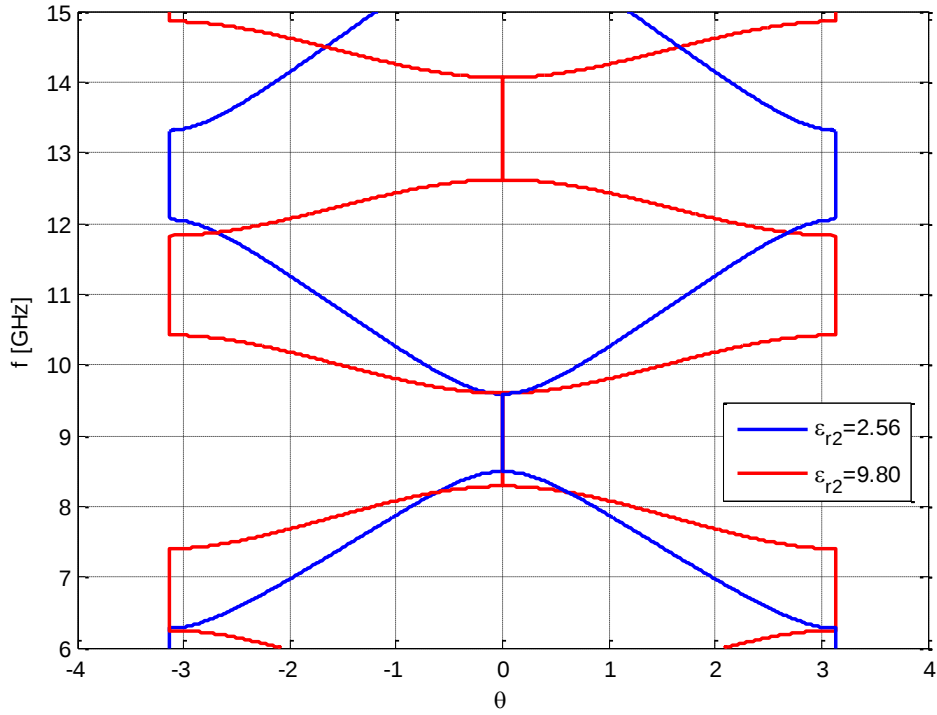
Şekil 4.11 : Durdurma bantlarının tespiti için izlenen yöntem.

Şekil 4.12’de aynı sistemin (Şekil 4.8’deki birim hücreyle oluşturulan periyodik yapı) λ bölgesi için bulunan değerleri yer almaktadır. λ değerlerinin bulunmasında matris formunda ifade edilen öz değer denklemi çözülmekte ve λ_1 ile λ_2 doğru bir şekilde sıralanmaktadır. Şekil 4.12’de reel ve sanal eksendeki değerler incelendiğinde yukarıda λ domeni için ifade edilen özelliklerin sağlanmış olduğu görülmektedir.



Şekil 4.12 : Tespit edilen λ_1 ve λ_2 değerleri.

Dalga kılavuzu içerisinde birim hücreyi meydana getiren malzemelerin dielektrik sabitleri arasındaki fark arttıkça durdurma bantlarında da bir genişleme olmaktadır. Özellikle fotonik kristal yapıları kullanılarak dielektrik yansıtıcı tasarımlarından geniş bantlı sonuçlar elde edebilmek amacıyla dielektrik kontrastı büyük malzemeler kullanılmaktadır. Elde edilen sonuçlar bu durumu doğrulamaktadır. Şekil 4.13’te, Şekil 4.8’deki birim hücreyi oluşturan p_2 uzunluklu malzemenin bağıl dielektrik sabitinin $\epsilon_{r2} = 2.56$ ve $\epsilon_{r2} = 9.80$ olması durumları için dispersiyon diyagramı yer almaktadır.



Şekil 4.13 : p_2 uzunluklu malzemenin dielektrik özelliğinin değişimiyle oluşan iki farklı yapının dispersiyon diyagramı.

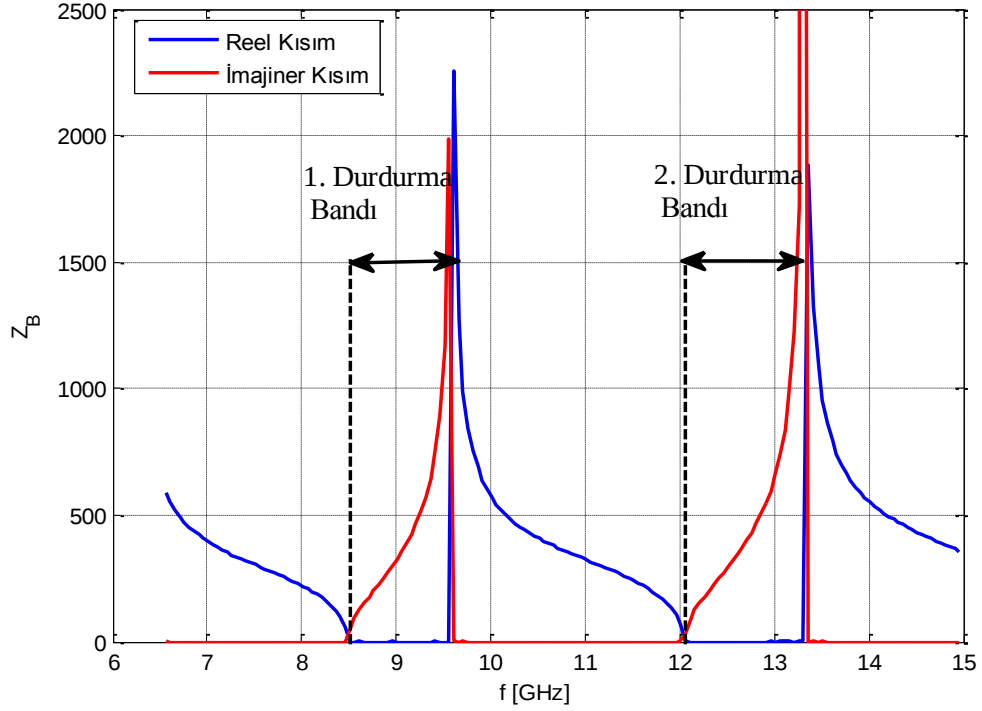
Şekil 4.13'te her iki durum için oluşan durdurma bantları görülmektedir ve ilgili frekans aralıkları Çizelge 4.2'de yer almaktadır. Çizelge 4.2'deki frekans değerleri incelendiğinde rahatlıkla görülmektedir ki ikinci durumda ($\epsilon_{r2} = 9.80$) durdurma bantları çok daha geniş bir frekans bandını kapsamaktadır.

Çizelge 4.2 : Meydana gelen durdurma bantlarının frekans aralıkları.

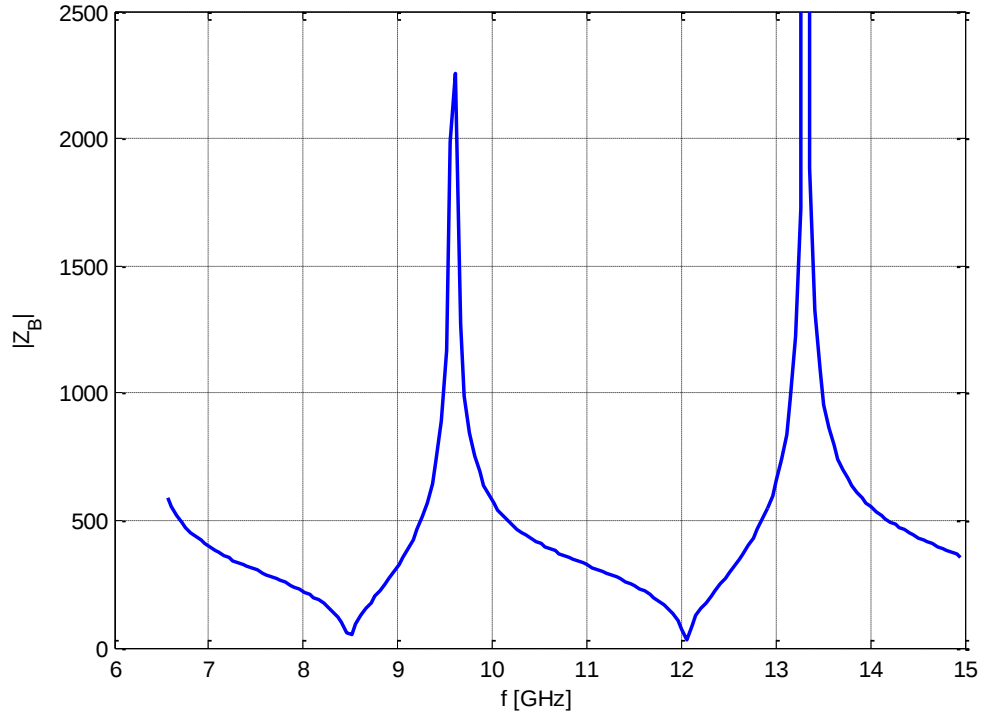
ϵ_{r2}	Durdurma Bandı Frekans Aralıkları (GHz)
2.56	1. Durdurma Bandı: 8.49 - 9.59 2. Durdurma Bandı: 12.05 - 13.31
9.8	1. Durdurma Bandı: 6.25 - 7.49 2. Durdurma Bandı: 8.28 - 9.60 3. Durdurma Bandı: 10.42 - 11.83 4. Durdurma Bandı: 12.62 - 14.06

4.4.2 Durdurma bantlarının Bloch empedansı (Z_B) yardımıyla saptanması

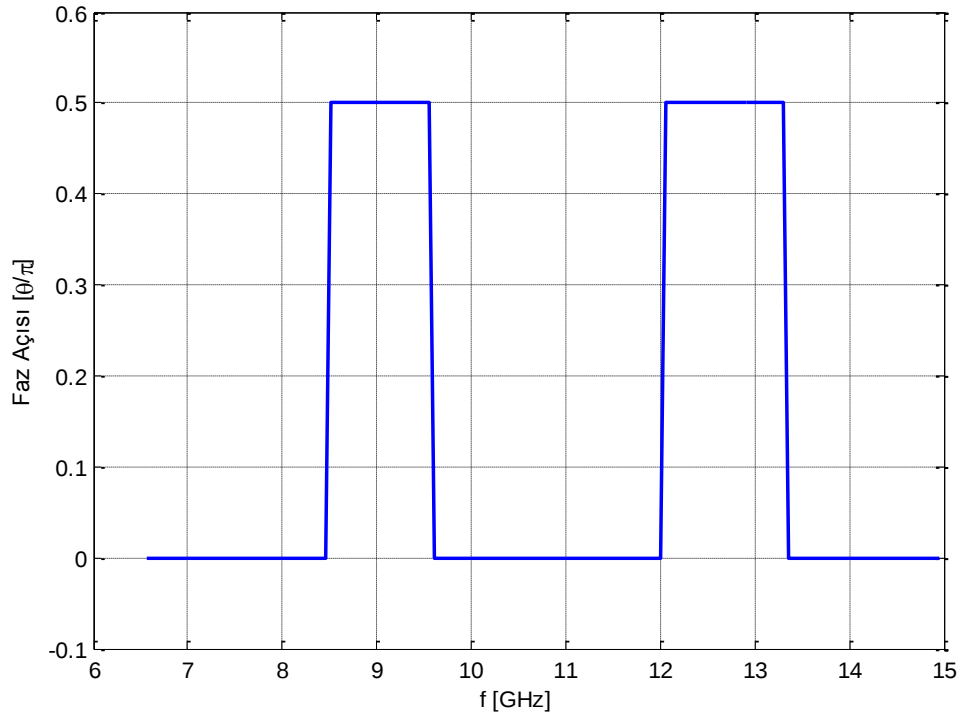
Durdurma bantlarının tespitinde θ 'nın değişimi incelenebileceği gibi Z_B 'nin değişimi de göze alınabilmektedir. Bölüm 4.3'te yer alan Z_B hakkında belirtilen özellikler irdelendiğinde Şekil 4.8'deki birim hücreyle tasarlanan periyodik yapıya ait Bloch empedansının frekansla değişimi Şekil 4.14'te olduğu gibidir. Görüldüğü gibi Z_B iletim bandında saf reel durdurma bandında ise saf imajiner olacak şekilde bir karakteristiğe sahip olmaktadır. Şekil 4.14'te belirlenen durdurma bantlarının frekans değerleri Çizelge 4.2'de yer alan değerlerle örtüşmektedir. Ayrıca aynı yapıya ait Bloch empedansının genliğine ve faz açısına dair grafikleri sırasıyla Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'da yer almaktadır.



Şekil 4.14 : Bloch empedansının reel ve sanal değerleri.



Şekil 4.15 : Bloch empedansının genlik değerleri.



Şekil 4.16 : Bloch empedansının aç ı değerleri.

4.4.3 Birim hücre boyutlarının belirlenmesi

Sistem tasarımı düşünüldüğünde değişik p_1 ve p_2 uzunlukları için durdurma bantlarının başlangıç ve bitiş frekans değerleri önem arz etmektedir. Bu amaç doğrultusunda Şekil 4.8’de yer alan birim hücre için 6.56 – 15 GHz arasında belirli aralıklarla p_1 ve p_2 değerleri taranıp tüm (p_1, p_2) çiftleri için durdurma bandı bölgeleri çıkartılmıştır. Bu tarama işlemi yapılırken θ ’nın değişimi dikkate alınmıştır. Bir başka deyişle Şekil 4.11’de ifade edilen algoritma belirli aralıklarla tüm (p_1, p_2) çiftlerine uygulanmıştır. Elde edilen veri setinin küçük bir bölümü Çizelge 4.3’te yer almaktadır, tablonun tamamı ise elektronik ortamda bulunmaktadır.

Çizelge 4.3 : (p_1, p_2) çiftlerine karşı düşen durdurma bantlarının frekans aralıkları.

p_1/A	p_2/A	Durdurma Bandı Başlangıç Frekansı (GHz)	Durdurma Bandı Bitiş Frekansı (GHz)	θ
0.119	0.850	8.727	9.849	0
0.119	0.860	8.662	9.767	0
0.119	0.869	8.598	9.687	0
0.119	0.880	8.536	9.609	0
0.119	0.889	8.475	9.533	0

Bir sonraki aşamada ise bir merkez frekans ve tolerans belirlenmiştir. Merkez frekansını durdurma bandının orta noktası, toleransı ise kabul edilebilir sapma miktarı olarak tanımlamak mümkündür. Belirlenen bu değerlere karşı düşen p_1 ve p_2 değerleri ile durdurma bandı bölgesinin frekans genişliği (Δf) bulunmuştur. Bloch empedansı üzerinden izlenen algoritma Şekil 4.17’de yer alan akış diyagramıyla özetlenmiştir. Çizelge 4.4’te 9 GHz merkez frekansı ve 100 MHz tolerans için bulunan değerlerin bir kısmı yer almaktadır. Tablonun tamamı elektronik ortamda mevcuttur. Bu değerlerin saptanmasında hem θ ’nın hem de Bloch empedansının (Z_B) değişimi göz önüne alınmıştır ve her iki durumda da Çizelge 4.4’te yer alan değerler bulunmuştur. Gerek Çizelge 4.3’te gerekse Çizelge 4.4’te kırmızı renkli satırlar Şekil 4.8’de kullanılan birim hücrenin değerlerine en yakın olan sonuçları göstermektedir.

Belli dielektrik özelliklere (ϵ_{r1} ve ϵ_{r2}) sahip malzemeler için p_1 ve p_2 değişkenleri serbest bırakılır.



(p_1, p_2) çiftleri belirli aralıklarla frekans bandında taranır.



Bloch empedansının reel ve imajiner değer almasına göre durdurma bantlarının başlangıç ve bitiş değerleri belirlenir.



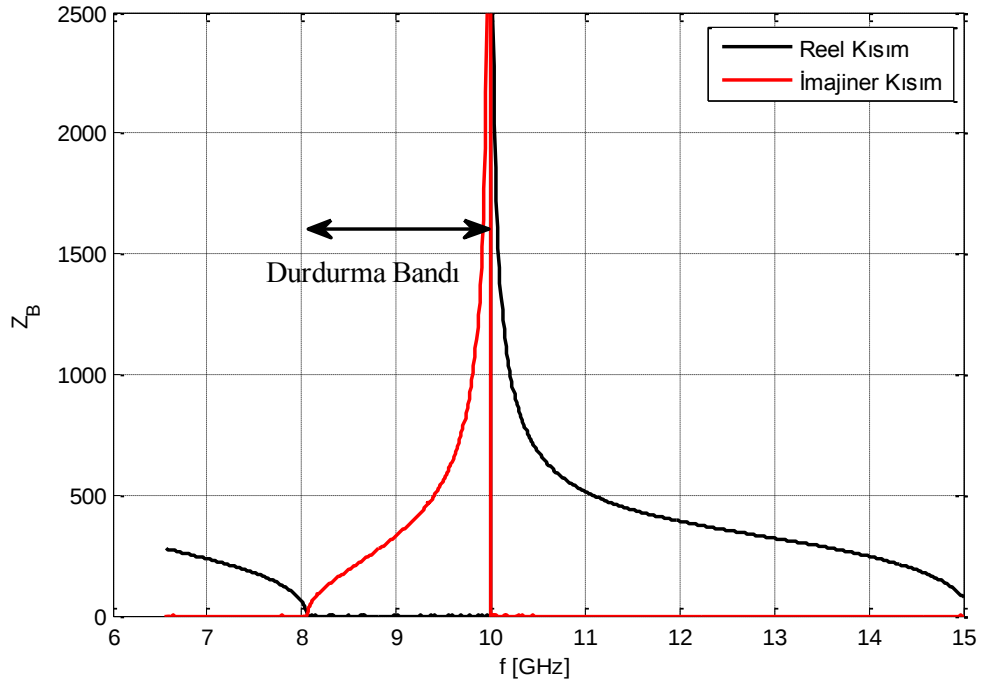
Bu değerlerin belirlenen merkez frekans ve toleransa uygun olup olmadığı kontrol edilir ve böylece uygun değerler için Δf ile (p_1, p_2) çiftleri elde edilir.

Şekil 4.17 : Bloch empedansı ile birim hücre boyutlarının belirlenmesi.

Çizelge 4.4 : 9 GHz merkez frekansında 100 MHz toleransla yapılan analiz neticesinde saptanan durdurma bandı genişlikleri ve buna karşı düşen (p_1, p_2) çiftleri.

Δf (GHz)	p_1/A	p_2/A	P/A
1.930	0.110	0.389	0.609
1.010	0.110	0.889	1.109
0.996	0.110	0.900	1.120
0.981	0.110	0.910	1.130
2.049	0.119	0.380	0,618
1.074	0.119	0.880	1.118
1.059	0.119	0.889	1.127
1.044	0.119	0.900	1.138
2.159	0.130	0.369	0.629
1.134	0.130	0.869	1.129

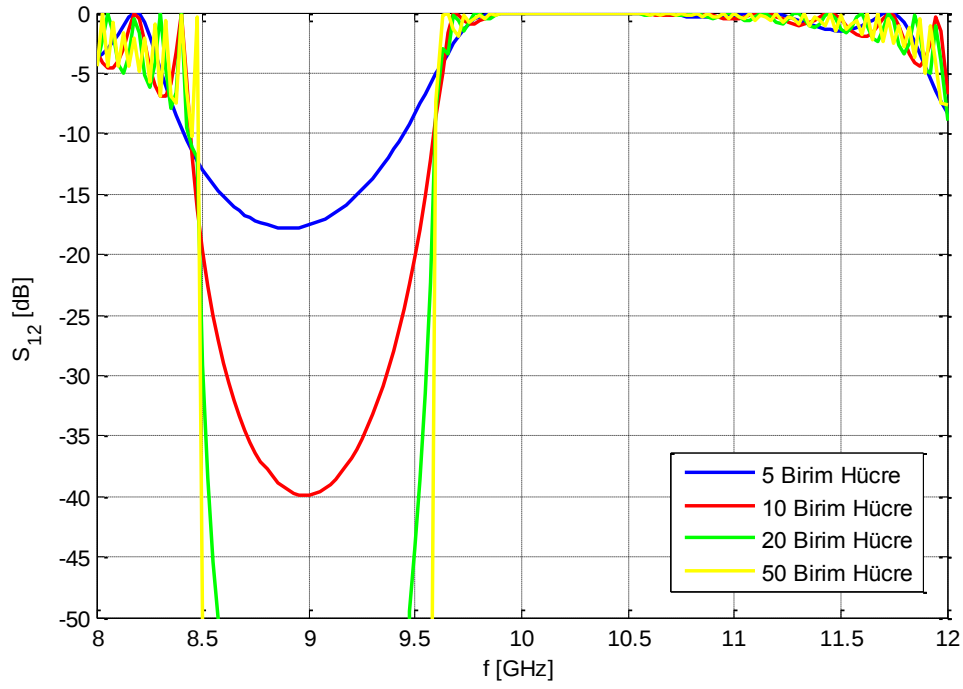
Bloch empedansı ile bu verilerin doğruluğunu göstermek adına Çizelge 4.4'ün ilk satırında yer alan değerler kullanıldığında Şekil 4.18'deki grafik elde edilmektedir. Grafikten okunan değerlere göre bulunan durdurma bandının frekans bölgesindeki genişliği Çizelge 4.4'teki değerle (1.930 GHz) örtüşmektedir.



Şekil 4.18 : $p_1/A=0.110$ ve $p_2/A=0.389$ için bulunan Bloch empedansı

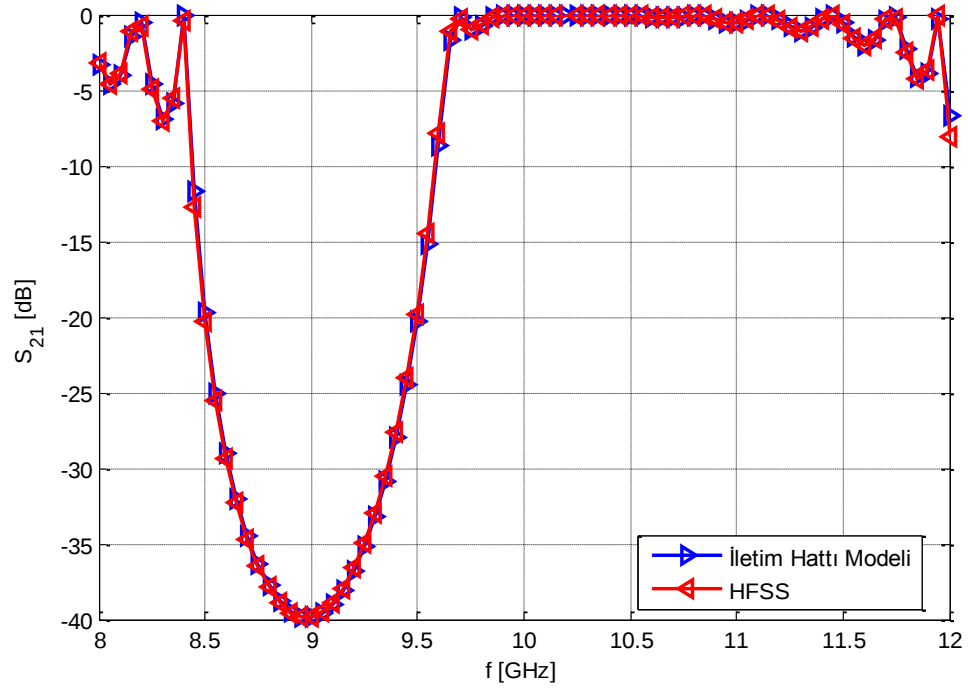
4.4.4 Kaskat yapılara ait bulgular

Bu noktadan sonra pratikte de olduğu gibi sınırlı sayıda birim hücre ile oluşturulan kaskat yapıların İletim Hattı Modeli kullanılarak tespit edilen S parametreleri bulunmuştur. Şekil 4.19’da Şekil 4.8’deki birim hücrelerden 5, 10, 20 ve 50 adet kullanılmasıyla oluşturulan periyodik yapıların S_{12} parametreleri yer almaktadır. Görüldüğü gibi kullanılan birim hücre sayısı arttıkça ideal duruma yaklaşılmaktadır. Böylece pratikte kabul edilebilir bir netice alabilmek için kullanılabilecek birim hücre sayısı belirlenebilmektedir. Şekil 4.19’a göre bu yapıya ait yaklaşık 20 birim hücre kullanılmasıyla tatmin edici bir sonuç almak mümkün olarak gözükmektedir.

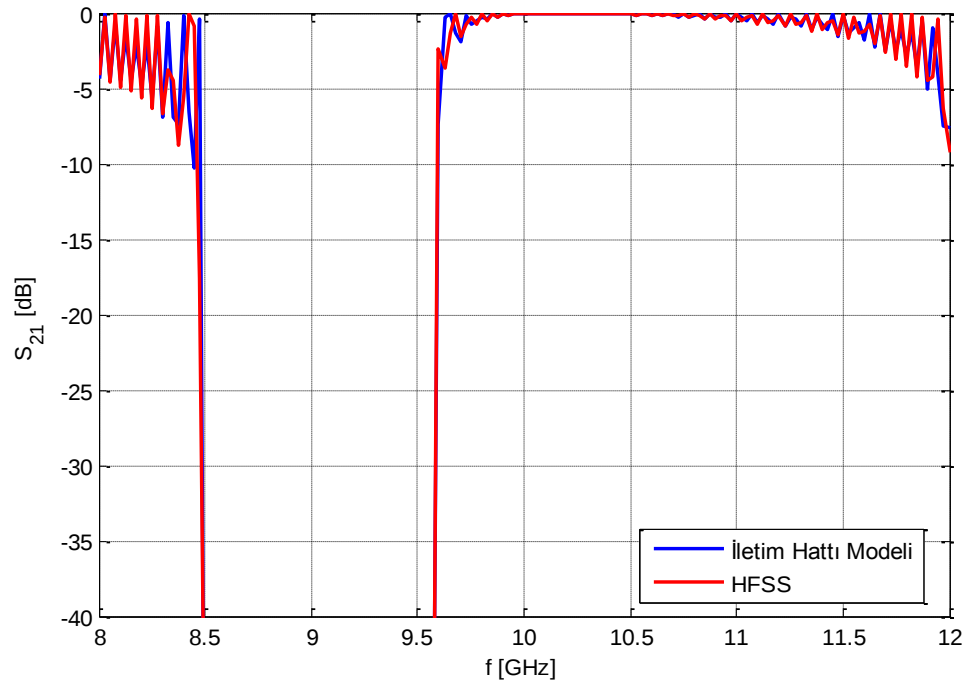


Şekil 4.19 : Kaskat yapıların İletim Hattı Modeli ile elde edilen S_{12} parametresi.

Bu tip kaskat yapıların çeşitli bilgisayar programlarıyla modellenip simüle edilebilmesi mümkündür. Bu çalışmada High Frequency Structural Simulator (HFSS) adlı program yardımıyla çeşitli simülasyonlar yapılmıştır. Şekil 4.20 ve Şekil 4.21’de sırasıyla 10 ve 50 birim hücre (Şekil 4.8’deki birim hücre) ile tasarlanmış kaskat yapının S parametreleri için yapılan HFSS simülasyonunun sonuçları yer almaktadır.



Şekil 4.20 : 10 birim hücreye sahip kaskat yapının S_{21} parametresi.

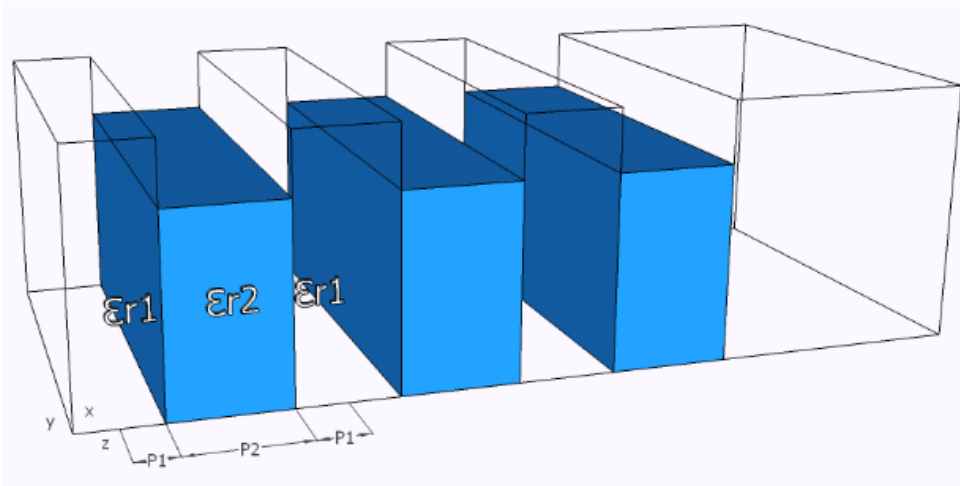


Şekil 4.21 : 50 birim hücreye sahip kaskat yapının S_{21} parametresi.

İletim hattı modeli ile HFSS simülasyonundan elde edilen sonuçlar mukayese edildiğinde bulunan değerlerin büyük bir tutarlılık arz ettiği görülmektedir. Böylece bu tip bir yapının çözümünde İletim Hattı Modeli'nin iyi sonuçlar verdiği anlaşılmış olmaktadır.

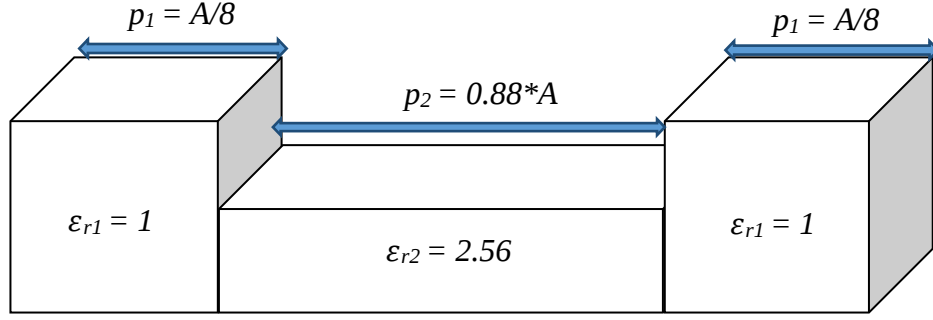
4.4.5 Birim hücrenin süreksizliğe sahip olduğu yapıların incelenmesi

Bölüm 4 kapsamında bu noktaya kadar, tasarlanan ve ele alınan yapıları oluşturan birim hücrelerde herhangi bir süreksizliğin olmadığı görülmektedir. Bu nedenledir ki S parametrelerinin tespit edilmesinde hızlı sonuç veren İletim Hattı Modeli kullanılmış ve son derece iyi neticeler alınmıştır. Ancak süreksizliğin olduğu durumlarda İletim Hattı Modeli sağlıklı sonuçlar vermemekte ve yetersiz kalmaktadır. Bu durum, S parametrelerinin hesaplanmasında Modal Açılım Tekniği'nin [6] kullanılmasını gerektirmektedir. Şekil 4.22'de x eksenini doğrultusunda süreksizliğin olduğu bir periyodik yapı örneği görülmektedir.



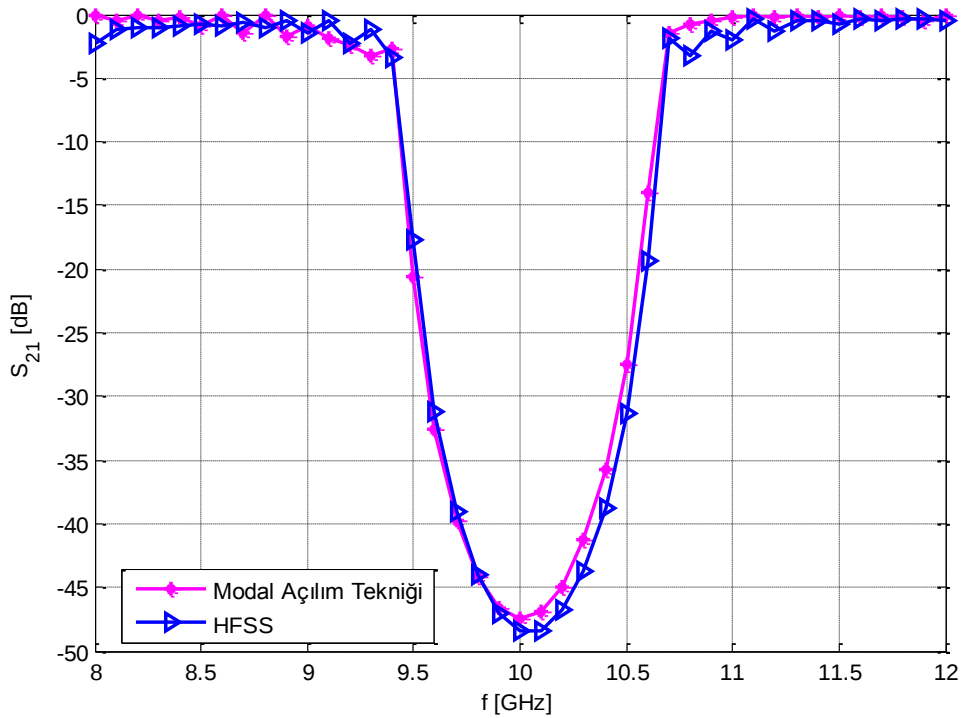
Şekil 4.22 : x ekseninde süreksizliğin olduğu periyodik yapı örneği.

Bu yapıda z eksenini doğrultusundaki uzunluğu p_2 ve dielektrik sabiti ϵ_{r2} olan malzemenin doldurduğu kısmın x eksenindeki uzunluğu diğer kısımlara göre daha dar olmaktadır. Bu tip bir yapıyı oluşturan birim hücreyi Şekil 4.23'teki gibi göstermek mümkündür.



Şekil 4.23 : Süreksizlik içeren birim hücre örneği.

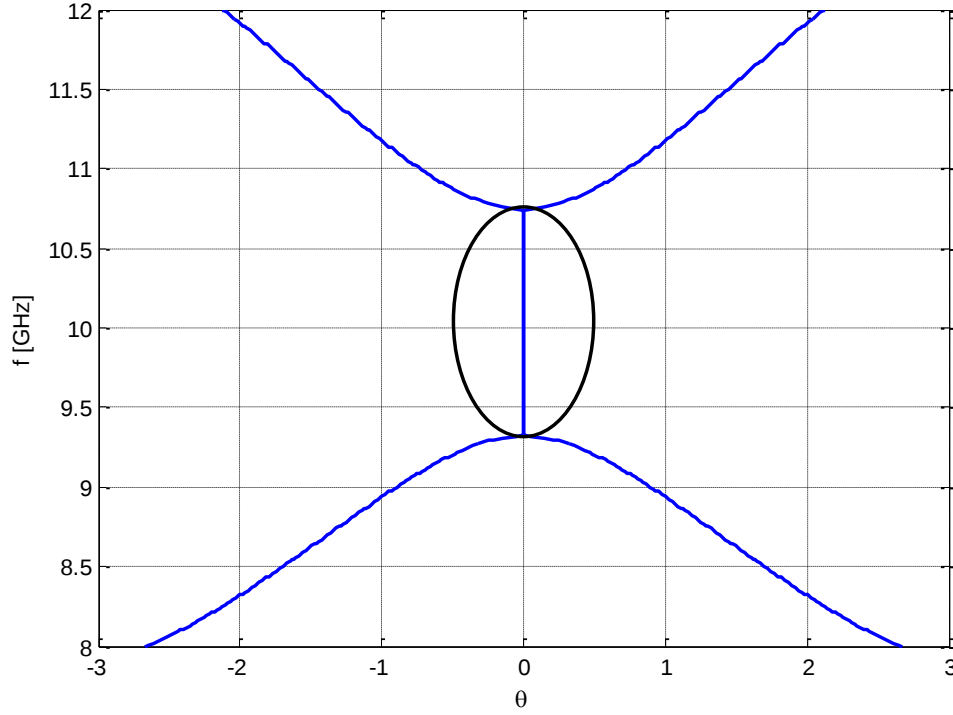
Şekil 4.23'teki birim hücrenin kullanıldığı periyodik yapıya ait S_{21} parametresi Şekil 4.24'teki gibidir. Yapılan analizlerde, daralmanın olduğu x eksenindeki kesitin uzunluğu diğer bölgelerdeki uzunluğun 0.7 katı olacak şekilde seçilmiştir. Burada hem Modal Açılım Tekniği ile bulunan hem de HFSS simülasyonu neticesinde elde edilen iki sonuç da verilmiştir. Bulunan iki sonucun birbiriyle çok büyük oranda örtüştüğü görülmektedir.



Şekil 4.24 : Süreksizlik içeren yapıya ait S_{21} parametresi.

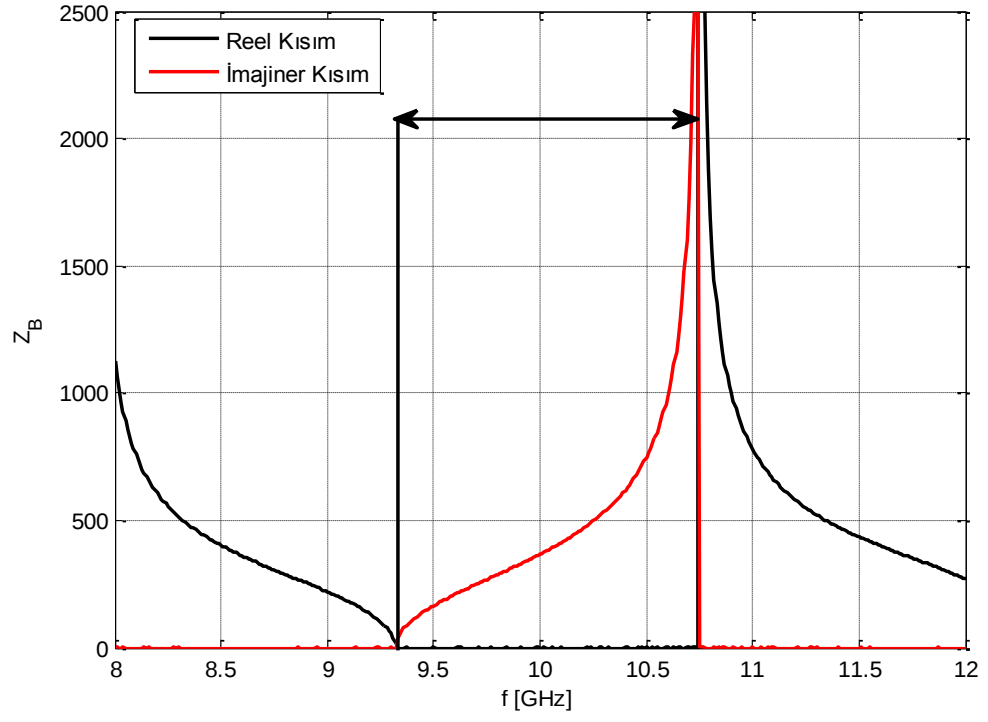
S parametrelerinin bulunmasıyla birlikte dispersiyon diyagramı ve dolayısıyla durdurma bantları tespit edilebilmektedir. Aynı sisteme ait X bandını kapsayan dispersiyon diyagramı Şekil 4.25'te görülmektedir. Grafik yakın ölçekte

incelendiğinde 9.33-10.74 GHz arasında bir durdurma bandının meydana geldiği görülmektedir.

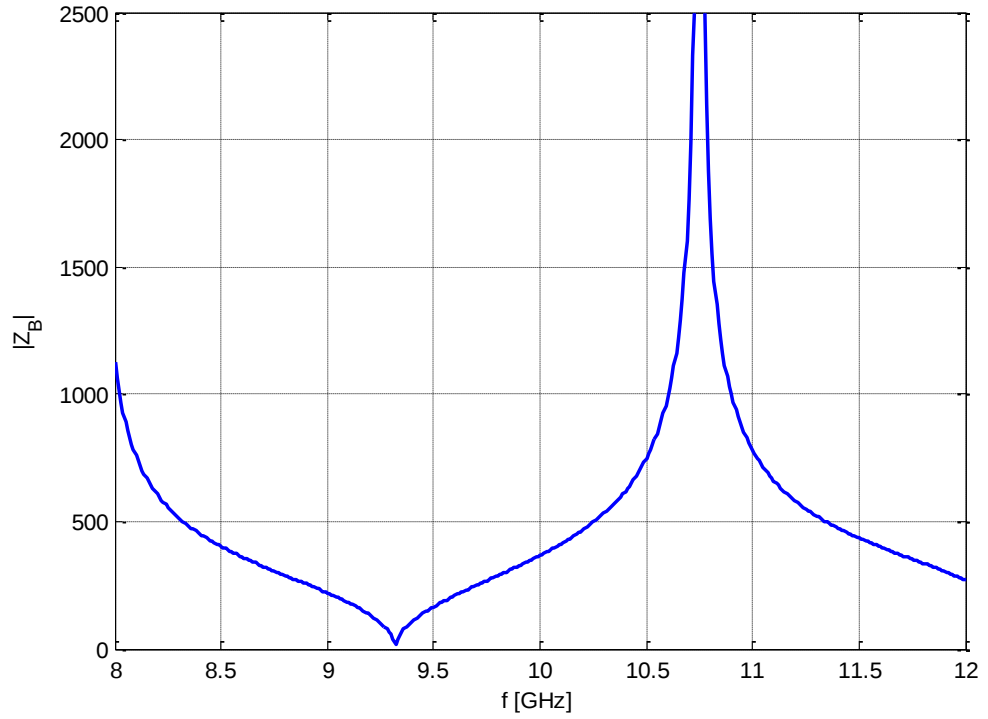


Şekil 4.25 : Süreksizliğe sahip periyodik yapıya ait dispersiyon diyagramı.

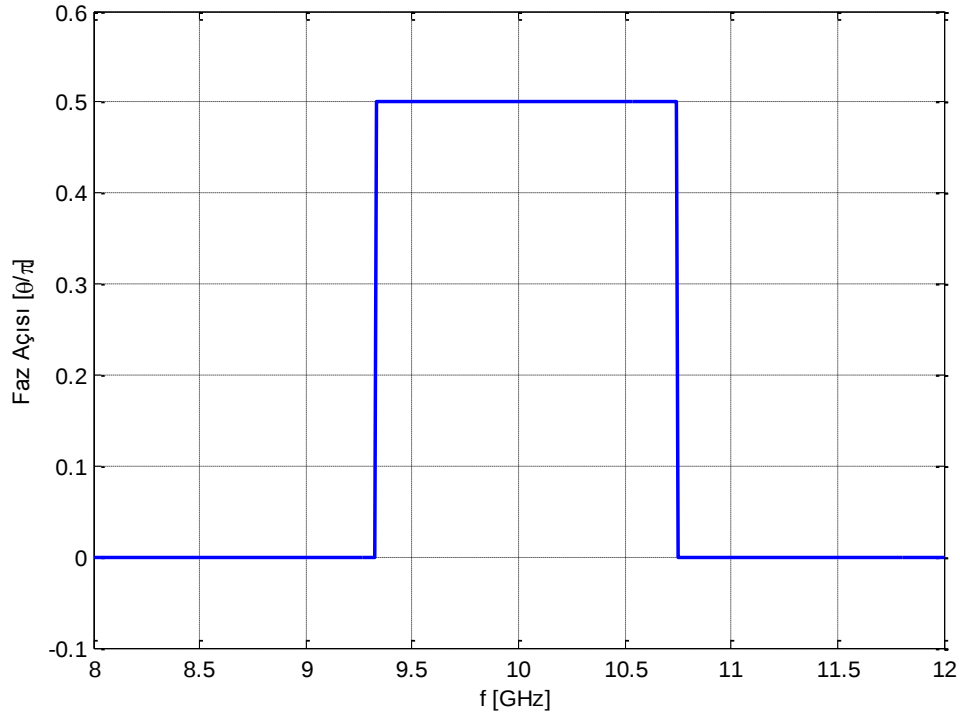
Bir önceki bölümde gösterilmiş olduğu gibi durdurma ve iletim bantlarının tespit edilmesinde Bloch empedansının değişiminden de yararlanmak pratik bir çözüm sunmaktadır. Şekil 4.23'teki birim hücrenin kullanıldığı periyodik yapıya ait Bloch empedansının değişimi Şekil 4.26'da olduğu gibidir. Grafik yakın ölçekte ele alındığında durdurma bandının, diğer bir deyişle Bloch empedansının saf imajiner değer aldığı frekans aralığının, dispersiyon diyagramından elde edilen değerlerle aynı olduğu görülmektedir. Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'de ise sırasıyla bulunan Bloch empedansının genlik ve faz açısının değişimi bulunmaktadır.



Şekil 4.26 : Süreksizlik olan periyodik yapıya ait Bloch empedansı değişimi.



Şekil 4.27 : Süreksizlik olan periyodik yapının Bloch empedansının genlik değerleri.



Şekil 4.28 : Süreksizlik olan periyodik yapının Bloch empedansının açı değerleri.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

4. bölümde ele alınan spesifik problemlerin çözümünden elde edilen sonuçlar ve çıkarımları aşağıdaki şekilde özetlemek mümkündür.

- İlk önce literatürde mevcut olan bir periyodik yapı ele alınarak bulunan birtakım sonuçların (S parametreleri ve dispersiyon diyagramı gibi) doğruluğu teyit edilmiştir.
- Dispersiyon diyagramı yardımıyla durdurma bantlarının başlangıç ve bitiş frekans değerleri tespit edilmiştir. Ayrıca bununla ilintili olarak θ ve λ domeninde durdurma bantlarının sergiledikleri davranışlar gösterilmiştir.
- Birim hücreyi teşkil eden malzemelerin dielektrik sabitleri arasındaki kontrastın arttıkça durdurma bantlarının nasıl bir değişiklik gösterdiği ortaya konulmuştur. Buna göre ele alınan problemde kontrastın artmasıyla durdurma bantlarının genişlediği görülmüştür.
- Durdurma bantlarının tespitinde Bloch empedansının değişiminin incelenmesiyle aynı sonuçların elde edilebileceği gösterilmiştir. Burada dikkat edilen kriter Bloch empedansının iletim bandında saf reel, durdurma bandında ise saf imajiner değer almasıdır.
- Belirli bir birim hücrenin analizi yapıldıktan sonra arzu edilen durdurma bandı bölgelerini gerçekleyen hücre boyutları (birim hücre tasarımı) hesaplanmıştır.
- Daha sonra ise kaskat yapıların HFSS ile yapılan bilgisayar simülasyonu yardımıyla elde edilen S parametreleri çıkartılmıştır. Böylece yapılan işlemlerin doğruluğunu sınamak mümkün olmuştur.
- Çalışmanın son kısmındaysa birim hücrenin süreksizlik içeren bir tasarıma sahip olduğu durum ele alınmıştır. S parametrelerinin bulunmasında daha önce kullanılan İletim Hattı Modeli yerine Modal Açılım Tekniği kullanılmıştır. Sonrasında ise aynı sürecin takip edilmesiyle tutarlı sonuçların elde edildiği görülmüştür.

- Periyodik olarak dielektrik yüklü dikdörtgen dalga kılavuzlarında Bloch empedansı kullanılarak geniş durdurma bantlı ya da çok bantlı mikrodalga filtrelerin tasarımının yapılabileceği düşünülmektedir. Bu çalışmalar tezin devamı niteliğinde gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Navarro, M.S., Rozzi T.E., Lo Y.T. (1980). Propagation in a rectangular waveguide periodically loaded with resonant irises, *IEEE Trans MTT*, 28, 857-865.
- [2] Goussetis, G., Feresidis A.P., Kosmas P. (2006). Efficient analysis, design, and filter applications of ebg wavwguide with periodic resonant loads, *IEEE Trans MTT*, 54, 3885-3892.
- [3] Arndt, F., Bornemann J., Vahldieck R. (1984). Design of multisection impedance-matched dielectric-slab filled waveguide phase shifters, *IEEE Trans MTT*, 32, 34-39.
- [4] Amari, S., Vahldieck R., Bornemann J. (1999). Analysis of propagation in periodically loaded circular waveguides, *Proc Inst Elect Eng-Microw Antennas Propag*, 146, 50-54.
- [5] Thirios, E.C., Kaklamani D.I., Uzunoğlu N.K. (2006). Microwave pulse compression using a periodically dielectric loaded dispersive waveguide section, *Electromagnetics*, 26, 345-358.
- [6] 00-327R0 (2000). Effects of periodic structures on transmission lines, *Lsi Logic*, San Jose.
- [7] Şimşek, S. and Topuz, E. (2007). Some properties of generalized scattering matrix representations for metallic waveguides with periodic dielectric loading. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55, 2336-2344.
- [8] Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., New York.
- [9] Foroozesh, A. and Shafai, L. (2008). Wave propagation in 1D EBGs: periodic multilayer films consisting of two different materials. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 50, 175-182.
- [10] Şimşek, S. (2008). *Kesiti ardışık dielektrik bölgeler ile dolu em dalga kılavuzlarında iletim*, (doktora tezi), İTÜ, İstanbul.
- [11] Şimşek, S., Işık, C., Topuz, E. (2010). *Mikrodalga Tekniği Pasif Devreler ve Çözümlü Problemler*. Papatya Yayıncılık Eğitim, İstanbul.
- [12] Collin, R. E. (1992). *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw Hill, New York.

EKLER

EK A: CD

EK A

CD’de Çizelge 4.3 ile Çizelge 4.4’te yer alan verilerin tamamı ve tez kapsamında kullanılan MATLAB kodları bulunmaktadır.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Fatih Akın BAYRAKTAR

Doğum Yeri ve Tarihi: Fatih/İstanbul, 14.02.1988

E-Posta: fatih.bayraktar@ibb.gov.tr

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı, 2005-2010

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

İstanbul Büyükşehir Belediyesi, Mühendis, 2012-...

i2i Systems, Mühendis, 2011-2012

Kızılelma Bilişim, Mühendis, 2010-2011

TÜBİTAK Yurt içi Yüksek Lisans Bursu, 2010-2012

