

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KU BANT YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet İZMİR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2017

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KU BANT YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mehmet İZMİR
(504131314)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK

HAZİRAN 2017

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504131314 numaralı Yüksek Lisans öğrencisi Mehmet İZMİR, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “KU BANT YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMI” başlıklı tezini, aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

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

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Ercan TOPUZ**
Doğuş Üniversitesi

Prof. Dr. Cevdet IŞIK
İstanbul Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **5 Mayıs 2017**
Savunma Tarihi : **6 Haziran 2017**





Aileme ve eşime,



ÖNSÖZ

Tez çalışmam boyunca desteğini esirgemeyen, kendisinden çok şey öğrendiğim çok değerli danışman hocam Sayın Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK ve Araş. Gör. Yük. Müh. Agah Oktay ERTAY'a,

Araştırma boyunca sağladığı teknik desteklerden dolayı değerli TÜBİTAK RF ve Mikrodalga Sistemleri ekibi çalışanlarına,

Her zaman yanımda olan, desteklerini hep hissettiğim sevgili annem Fatma İZMİR, sevgili babam Yusuf İZMİR ve kardeşlerime,

Son olarak bu süreçte her zaman yanımda olan ve her konuda beni destekleyen sevgili eşim Meryem Kübra ŞENTÜRK İZMİR'e teşekkür ederim.

Mayıs 2017

Mehmet İzmir
Telekomünikasyon Mühendisi



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Kapsamı.....	2
2. YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ BİLEŞENLERİ	5
2.1 Yavaş Dalga Yapısı Birimi	5
2.2 Destekleyici Çubuklar	6
2.3 RF Bağlantı Uçları	7
2.4 Bant Genişliği ve Kazancı Artırma Yöntemleri	9
2.4.1 Dispersiyon kontrolü.....	9
2.4.2 Parçalı yapı ve parça yük kullanımı	10
3. YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMINDA ANALİTİK YAKLAŞIM	11
3.1 Pierce Eşdeğer Devre Modeli.....	11
3.2 Kılıf (Sheath) Helis Modeli.....	16
3.2.1 Yavaş dalga yapısının dispersiyon bağıntısının elde edilmesi.....	18
3.3 Şerit (Tape) Helis Modeli.....	20
3.4 Helisin Etkileşim Empedansı	21
4. YÜRÜYEN DALGA TÜPÜNÜN 3 BOYUTLU BENZETİM ORTAMINDA MODELLENMESİ	23
4.1 Başlangıç Parametreleri Hesaplama Prosedürü.....	23
4.2 Birim Hücre Seçimi ve Özmod (Eigenmode) Benzetimi.....	26
4.2.1 Temel birim hücrenin dispersiyon karakteristiği	28
4.2.2 Metal vana içeren birim hücrenin dispersiyon karakteristiği.....	31
5. KU BANT YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMI.....	39
6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	49
KAYNAKLAR	51
EKLER.....	55
ÖZGEÇMİŞ.....	65

KISALTMALAR

TWT	: Traveling Wave Tube
TWTA	: Traveling Wave Tube Amplifier
MVT	: Mikrodalga Vakum Tüp
RF	: Radyo Frekans
SWS	: Slow Wave Structure
APBN	: Anisotropic Pyrolytic Boron Nitride
DLF	: Dielectric Loading Factor
INV	: Infinite Number of Vane
MINV	: Modified Infinite Number of Vane
PIC	: Particle In Cell



SEMBOLLER

dB	: Desibel
dBm	: 1 miliwatt referansa göre desibel
L₁	: Birim hücre başına endüktans
C₁	: Birim hücre başına kapasite
β	: Yayılım sabiti
C	: Pierce kazanç parametresi
N	: Dalga boyu cinsinden uzunluk
ψ	: Helis sarım açısı



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Örnek yavaş dalga yapısı parametreleri.	30
Çizelge 5.1 : Ku bantta tasarlanan TWT'nin yavaş dalga yapısı parametreleri.	40
Çizelge 5.2 : RF bağlantı uçları parametreleri.	43





ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : TWT bileşenleri [2].	1
Şekil 1.2 : VMT ve katı hal sistemler için frekans ve güç bölgeleri [3].	2
Şekil 2.1 : Ring-bar ve helis tipi yavaş dalga yapıları.	6
Şekil 2.2 : Dikdörtgen kesitli destekleyici çubuk.	6
Şekil 2.3 : T kesitli destekleyici çubuk.	7
Şekil 2.4 : Yuvarlak kesitli destekleyici çubuk.	7
Şekil 2.5 : Çeşitli malzemelere ait termal iletkenlikler [6].	8
Şekil 2.6 : Giderek incelen bir yapı kullanılarak düşük empedansın yüksek empedansa uyumlanması [1].	8
Şekil 2.7 : Dispersiyon kontrolünde kullanılan farklı şekillerdeki vana yapıları [7].	10
Şekil 2.8 : Dispersiyon kontrolünün faz hızına etkisi [7].	10
Şekil 3.1 : (a) Pierce eşdeğer devre modelinde kullanılan kayıpsız iletim hattı, (b) Devre üzerindeki akımlar, (c) Devre üzerindeki gerilimler [1].	12
Şekil 3.2 : Senkron durumda dalgaların elektrik alan genliklerinin dağılımı [1].	15
Şekil 3.3 : Gerçek helis (a) ve onun sheath helis görünümü (b) [12].	17
Şekil 3.4 : Şerit helis modeli [12].	21
Şekil 4.1 : (a) Helis yavaş dalga yapısı ve (b) helisin x ile belirtilen noktadan kesilip açılmış görünümü [1].	24
Şekil 4.2 : Özmod oluşma durumu.	27
Şekil 4.3 : CST Eigenmode Solver birim hücre örneği.	28
Şekil 4.4 : Helis yavaş dalga yapısının iki boyutlu görünümü.	29
Şekil 4.5 : 1.Yapı için sonuçlar.	31
Şekil 4.6 : 2.Yapı için sonuçlar.	32
Şekil 4.7 : 3.Yapı için sonuçlar.	32
Şekil 4.8 : INV yönteminde uygulanan akış diyagramı.	33
Şekil 4.9 : MINV yönteminde kullanılan akış diyagramı.	34
Şekil 4.10 : Vana yüklü helis yavaş dalga yapısı.	35
Şekil 4.11 : INV ve MINV yöntemlerinin [26] (bkz. Ek B Şekil B.1) ile karşılaştırması.	36
Şekil 4.12 : INV ve MINV yöntemlerinin [27] (bkz. Ek B Şekil B.2) ile karşılaştırması.	36
Şekil 4.13 : INV ve MINV yöntemlerinin etkileşim empedansları karşılaştırması ($a = 1.9 \text{ mm}$, $b/a = 1.5$, $d/a = 2.1$, $\theta = 30^\circ$, $\epsilon_{r,eff} = 2.14$, vana sayısı = 3).	37
Şekil 5.1 : Ku bantta tasarlanan birim hücre.	40
Şekil 5.2 : Farklı helis ve destekleyici çubuk şekilleri için dispersiyon eğrisi.	41
Şekil 5.3 : Farklı helis ve destekleyici çubuk şekilleri için etkileşim empedansı eğrisi.	41
Şekil 5.4 : Basamaklı RF bağlantı ucu tasarımı.	42
Şekil 5.5 : Ku bantta tasarlanan TWT.	44
Şekil 5.6 : Elektronların hız modülasyonu ile kümelenme hareketi yapması.	45

Şekil 5.7 : Elektronların hızlarının konuma göre grafiği.	45
Şekil 5.8 : Watt cinsinden giriş işaretinin değişimine göre çıkış işareti.	46
Şekil 5.9 : dBm cinsinden giriş işaretinin değişimine göre çıkış işareti.	46
Şekil 5.10 : Giriş gücüne göre kazanç eğrisi.	46
Şekil 5.11 : Frekansa göre çıkış gücü eğrisi.	47
Şekil 5.12 : 30 dBm giriş için frekansa bağlı kazanç grafiği.	47
Şekil A.1 : Çizelge 4.1'deki Yapı-1 ve Yapı-2 için [20]'deki faz hızı-frekans eğrisi	55
Şekil A.2 : Çizelge 4.1'deki Yapı-3 için [22]'deki faz hızı-frekans eğrisi.....	55
Şekil B.1 : [25] nolu referanstaki Şekil 3'ün [26] nolu referans ile karşılaştırılması	56
Şekil B.2 : [25] nolu referanstaki Şekil 5'in [27] nolu referans ile karşılaştırılması.	56



KU BANT YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMI

ÖZET

Teknolojinin ilerlemesi ile birlikte haberleşme alanında, son kullanıcıların talep ettiği bant genişliği ihtiyacı giderek artmaktadır. Bunun yanında, uzak noktalarda bulunan kullanıcılar ile kaliteli ve güvenli bir haberleşme yapılabilmesi için verici olarak kullanılan ekipmanların yüksek güç seviyelerine çıkması gerekmektedir. Günümüz haberleşme sistemlerinde bu problemlere bir çözüm olarak katı hal güç kuvvetlendiricileri kullanılmaktadır. Ancak istenen güç seviyelerine çıkabilmek için bu kuvvetlendiriciler kaskat bağlanmak zorundadırlar. Boyut, ağırlık ve maliyet kriterleri göz önüne alındığında katı hal güç kuvvetlendiricileri kullanmak yerine yürüyen dalga tüpü kullanmak daha avantajlı olmaktadır.

Yürüyen dalga tüpleri temel olarak üç ana kısımdan oluşmaktadır: Elektron tabancası, yavaş dalga yapısı ve toplayıcı. Yürüyen dalga tüpünün çalışma mantığı, yavaş dalga yapısı üzerinde ilerleyen işaretin, elektron tabancasından üretilen elektronlar ile etkileşime girerek kuvvetlendirilmesine dayanmaktadır. Kullanılan elektronlar sonrasında toplayıcıda toplanmaktadır. Yürüyen dalga tüpleri genellikle yüksek güç ve yüksek bant genişliğinin ihtiyaç duyulduğu uydu haberleşmesi, askeri ve sivil radarlar ve elektronik harp sistemlerinde kullanılmaktadır.

Yavaş dalga yapısı, yürüyen dalga tüpünün performansını etkileyen en önemli bölümdür. Yapılan uygulamanın türüne göre yürüyen dalga tüplerinde kullanılan çeşitli yavaş dalga yapıları bulunmaktadır. Örneğin; yüksek güç gerektiren uygulamalarda kuple rezonatör kullanılırken, yüksek bant genişliği gerektiren uygulamalarda helis kullanılmaktadır. Bu çalışmada helis tipi yavaş dalga yapısı, analitik ve üç boyutlu benzetim programı kullanılarak istenen hedefler doğrultusunda tasarlanmaktadır. Tasarım aşamasında yavaş dalga yapısının bazı parametreleri, istenen hedefler doğrultusunda ilk değer parametre hesaplama prosedürü ile hesaplanır. Diğer parametreler ise arzu edilen dielektrik yüklemeyi verecek şekilde uygun biçimde seçilmektedir. Bu aşamada, bant genişliğini artırmak ve dispersiyon eğrisini düzleştirmek için helis yavaş dalga yapısına metal vanalar eklenmektedir.

Geometrik parametreler belirlendikten sonra dispersiyon bağıntılarına ilişkin analitik denklemler MATLAB ortamında kodlanarak, helis yavaş dalga yapısına ait faz hızı ve etkileşim empedansı eğrileri elde edilmektedir. Bunun yanında CST elektromanyetik benzetim programı kullanılarak ilgili geometrik parametrelere karşılık gelen grafikler, MATLAB ile çizdirilen eğriler ile karşılaştırılmaktadır. Ayrıca, elektronlar ile helis üzerinde ilerleyen dalganın etkileşimini incelemek için CST programında hücrede parçacık analizi yapılmaktadır. Bu benzetim sonucunda yürüyen dalga tüpüne ait çıkış gücü, kazanç ve elektron kümelenme hareketleri gözlemlenmektedir.



KU BAND TRAVELING WAVE TUBE DESIGN

SUMMARY

The necessity of bandwidth that the end users demanded has been increased with technological progress in communication sector. Also, to present high quality and secure communication link to users at far, the devices used as transmitter must deliver high power rate. In today's communication systems, these issues have been solved using solid state power amplifier. But this type amplifier must be connected as cascade to deliver high power rate. When it is considered in terms of size, weight and price, using of traveling wave tube is more favourable than solid state power amplifier.

Traveling wave tubes basically consist of three main components: Electron gun, slow wave structure and collector. The operating principle of the traveling wave tube is based on amplification of the signal applied by interacting electron beam produced at electron gun with the wave propagating on slow wave structure. Then, electrons are gathered by collector. Traveling wave tubes are used as final stage power amplifiers in areas where high power and high bandwidth are required. Traveling wave tubes are usually used in satellite communication, military and civil radar and electronic warfare systems to obtain high power and high bandwidth.

Slow wave structure is the most important component that affects the performance of traveling wave tube. There are several slow wave structures according to the type of application. For instance; while it is used as coupled cavity when high power is required, it is used as helix when high bandwidth is required. In this study, helix type slow wave structure is designed analytically and 3-D electromagnetic simulation program is used to accomplish the desired goal. In the design process, some parameters of slow wave structures are calculated in accordance with the intended goal by using initial value parameter calculation procedure. The other parameters are selected properly to give the aimed dielectric loading. In this step, metal vanes are appended to the slow wave structure to increase the bandwidth and to obtain flat dispersion curve.

In the absence of electrons, cold test analyzes are performed to determine the dispersion characteristics of the slow wave structure. Examination of variation of the phase velocity and the interaction impedance with respect to frequency provides important information on the interaction of the slow wave structure with the electrons. For this purpose, phase velocity and interaction impedance curves of helix slow wave structure are plotted by coding the analytical equations of dispersion relation in MATLAB after the determination of the geometrical parameters. Besides, graphs corresponding to the related geometric parameters are obtained in CST environment and then the results are compared with the curves plotted with MATLAB. Additionally, particle in cell analysis is performed in CST program to examine the interaction between electrons and waves propagating on helix. In this

analysis, output power, gain and electron bunching movement of traveling wave tube are observed.

This thesis study consists of six chapters. In first chapter, general information about traveling wave tubes is given and then the objectives of the study are mentioned.

In second chapter, the section where the radio frequency (RF) signal applied to the entrance of the traveling wave tubes and electrons are being in interaction is explained. This section basically consists of slow wave structure, supporting rods and RF connection leads. In addition, sever loads, vane type rods and attenuators are used to increase the band width and gain in the traveling wave tubes and to suppress back-reflected signals.

In the third section, analytical methods used in traveling wave tube design are mentioned. The Pierce equivalent circuit model is a commonly used method for the analytical design of a traveling wave tube. Pierce assumes the helical slow wave structure as a lossless transmission line. Another analytical method is the sheath helix model. In this method, the helix is replaced by a wire with infinitesimal thickness. The dispersion equation of the helix for free space was obtained by using sheath helix model. Finally, it is mentioned about the tape helix method. In this model, the space harmonics formed on the helix are taken into account.

In the fourth chapter, first of all, it is mentioned about the proposed procedure for determining the parameters of the slow wave structure. The procedure described the design steps that is required to achieve the initial targets. Then the selection criteria of the unit cell used in the simulations are explained. In the previous section, the dispersion relation of the helix in free space was found. In this section, the dispersion relations of the loaded helix are obtained. The unit cell examined consists of helix, supporting rods and metal or any other material envelope. In addition, a unit cell with a metal vane was used to analyze the effect of metal vanes on the dispersion. The effect of the loaded helix to dispersion equation is determined by the dielectric loading factor. Dispersion equations were obtained by finding the dielectric loading factor for the both unit cells and these relations were coded in the MATLAB environment and the helix dispersion characteristics were extracted. Finally, Eigenmode simulation was performed using the CST electromagnetic simulation program and the dispersion curves plotted by the program were compared with MATLAB results.

In the fifth chapter, a traveling wave tube operating in Ku band was designed by using CST program. The center frequency is taken as 11.7 GHz in the design process. Some parameters of the traveling wave tube are calculated by using the procedure mentioned in the previous section. Other parameters were selected to provide the desired dielectric loading. The Eigenmode solver of CST is used to accomplish this selection. After cold test analysis, particle in cell analysis was performed on in which the interaction of the electrons with the helix was examined. In order to perform particle in cell analysis, the unit cell is repeated in the number of times to provide the desired gain value and RF connectors are added to the helical ends. In addition, a cathode is drawn into the model to express as an electron source and the electrons are given a velocity that is slightly above the value of the phase velocity in the Eigenmode simulation as the initial velocity value. In this case, the kinetic energy of the electrons is higher than helix. By using CST Particle In Cell solver, the velocities of the electrons in the tube, the output power and gain of the tube due to the input power and the output power and gain graphs according to the

frequency were obtained. The resulting output power value is above 100 W when input power goes to saturation. Also, the fluctuation in the gain across the entire frequency band does not exceed 2 dB.

In the sixth chapter, the results are interpreted and the future studies are mentioned.

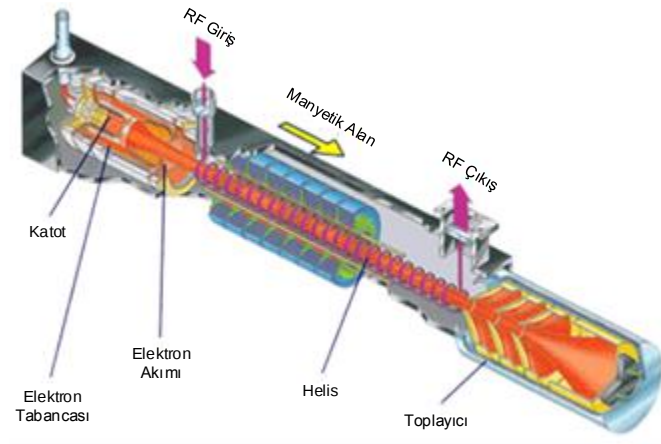




1. GİRİŞ

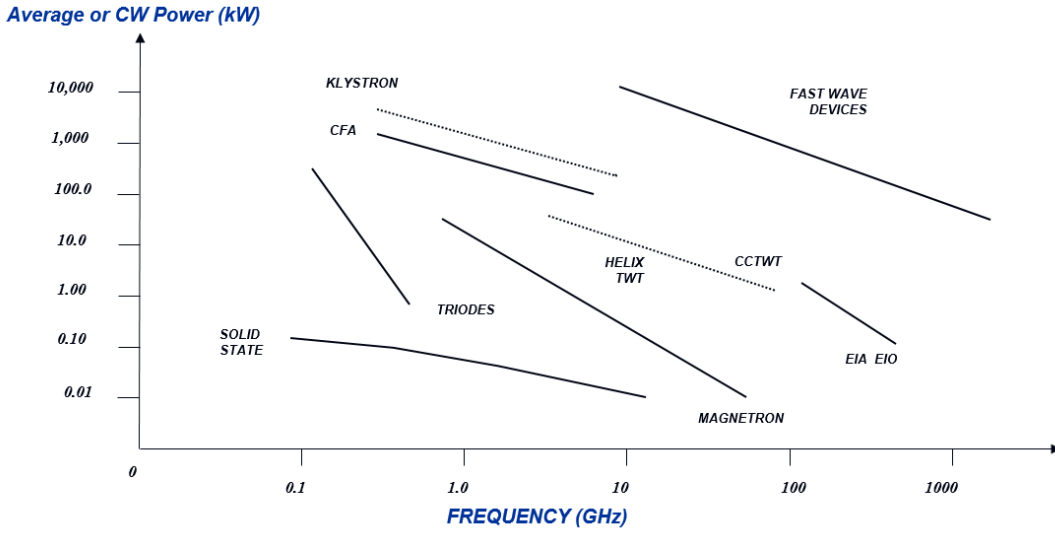
Yürüyen Dalga Tüpü (Traveling Wave Tube) kelimelerinin baş harfleri kullanılarak isimlendirilen TWT, geniş bantlı güç yükselteç cihazlarıdır. Bu bakımdan hız modülasyonlu vakum mikrodalga tüpleri (VMT) içerisinde önemli bir yere sahiptir. Genel anlamda TWT, uzay, havacılık ve savunma sanayi teknolojilerinin yüksek frekans uygulamaları için “Vakum Tüp Teknolojisi” ile üretilen elektromanyetik bir cihazdır. İlk TWT denemeleri 1940’larda başlamıştır. Kompfner ilk ciddi TWT denemelerini yapan bilim adamlarındandır [1].

TWT’ler yüksek verimi, düşük kütlesi ve geniş bantlı güç yükseltici özelliği ile haberleşme, yüksek güç radar, uydu iletişimi, füze RF arayıcı başlıkları uygulamalarında ve uzun menzilli insansız hava araçlarının iletişim sistemlerinde kullanılan en yaygın vakum mikrodalga tüp cihazıdır. Yüksek güç ve yüksek kazanç gerektiren askeri ve sivil haberleşme sistemleri için alternatifi olmayan bir üründür. Bu tür uygulamaların hemen hemen hepsinde mutlaka TWT veya TWTA cihazları kullanılmaktadır. Ayrıca uydu haberleşmesinde de önemli bir bileşen olarak uydunun direkt performansını ve ömrünü belirlemektedir. Genel olarak, hareketli elektron hüzmesi ile sabit elektromanyetik dalganın akıllı bir şekilde etkileşiminden mikrodalga sinyalin güçlendirilmesi prensibine dayanmaktadır. Şekil 1.1’de bir TWT yapısı temel bileşenleri ile birlikte gösterilmiştir.



Şekil 1.1 : TWT bileşenleri [2].

Vakum t p elektronik cihazları katı hal sistemlerden çok daha önce kullanılmaya başlamış sistemlerdir. Birçok alanda katı hal sistemler vakum t p elektronik cihazlarla birlikte kullanılsalar bile özellikle yüksek frekanslarda halen vakum t p elektronik cihazlar tek tercih olarak göze çarpmaktadır. Ayrıca katı hal sistemlerin dar bant özelliği nedeniyle birçok düşük frekans uygulamasında bile halen vakum t p elektronik cihazlar kullanılmaktadır. Çeşitli güç y ksete  sistemlerinde frekans ve g   bölgesi şekil 1.2’de verilmiştir.



şekil 1.2 : VMT ve katı hal sistemler için frekans ve g   bölgeleri [3].

Helis TWT’ler vakum mikrodalga tüpleri içerisinde 2-3 oktav bant genişliğine kadar kullanılabiliyor olmaları sebebiyle önemli bir yere sahiptir. Günümüzde bilgi çeşitliliğinin, kullanıcı sayısının ve yüksek  z n rl kl  uygulamaların artmasına paralel olarak, yüksek g  ten ziyade yüksek bant genişliği ihtiya i önem kazanmıştır. Helis TWT bu ihtiya a en üst seviyede cevap verebilecek VMT kaynaktır.

1.1 Tezin Kapsamı

Bu tez çalışmasında yukarıda belirtilen özelliklerinden dolayı Helis tipi yavaş dalga yapısına sahip TWT tasarımı üzerinde durulmaktadır. Tasarlanan TWT, aşağıda belirtilen teknik özelliklerde çalışma kapasitesine sahiptir.

- Ku bantta (10.7 GHz – 12.75 GHz)  alışma
- 100 W  ıkış güç
- 30 dB kazanç

Bölüm 2’de yavaş dalga yapıları, farklı geometrilere sahip destekleyici çubuk modelleri ve üretilen gücün aktarımında önemli paya sahip kuplörler üzerinde durulmaktadır. Daha sonra TWT’lerde kazancı artırma ve geri yansımayı önlemek için kullanılan yöntemlerden bahsedilmektedir. Ayrıca, kazancın artırımında kullanılan parçalı yapı düzenleri ve yavaş dalga yapısı üzerinde iletilen sinyalin geri yansımaları önlemek için kullanılan parça yük (sever load) yapıları incelenmektedir.

Bölüm 3’te TWT’nin elektromanyetik açıdan çalışma prensibinin çıkarılmasında ve kazanç, bant genişliği vb. gibi parametrelerinin elde edilmesinde önemli role sahip dispersiyon bağıntısının çeşitli analitik yaklaşımlar kullanılarak belirlenmesi üzerinde durulmaktadır.

Bölüm 4’te öncelikle yavaş dalga yapısının geometrik parametrelerinin bulunmasında yararlanılan prosedürden ve benzetimlerde kullanılan birim hücrenin seçiminde izlenen yöntemden bahsedilmektedir. Sonrasında bu parametreler kullanılarak, benzetimlerde kullanılacak yavaş dalga yapısı 3 boyutlu olarak tasarlanmakta ve analitik yöntemlerle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmaktadır.

Bölüm 5’te Ku bantta TWT tasarımından bahsedilmektedir. Tasarıma ait soğuk test ve hücrede parçacık modellerinin nasıl elde edildiği ve bu çözümler kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları verilmektedir.

Bölüm 6’da bulunan sonuçlar yorumlanmakta ve son olarak kullanılan referanslar verilmektedir.



2. YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ BİLEŞENLERİ

Yürüyen dalga tüplerinin girişine uygulanan radyo frekans (RF) işaretin yükseltildiği kısım, temel olarak üç bölümden oluşmaktadır. Bunlar; yavaş dalga yapıları, destekleyici çubuk birimi ve RF işaretin aktarıldığı bağlantı uçlarıdır. Yürüyen dalga tüplerinde bu birimlere ek olarak zayıflatıcılar, sever load yapıları, elektronları hızda tutabilmek için magnetler ve dispersiyonu azaltmak için vana tipi çubuklar da kullanılmaktadır. Aşağıda bu birimlerden bahsedilmektedir.

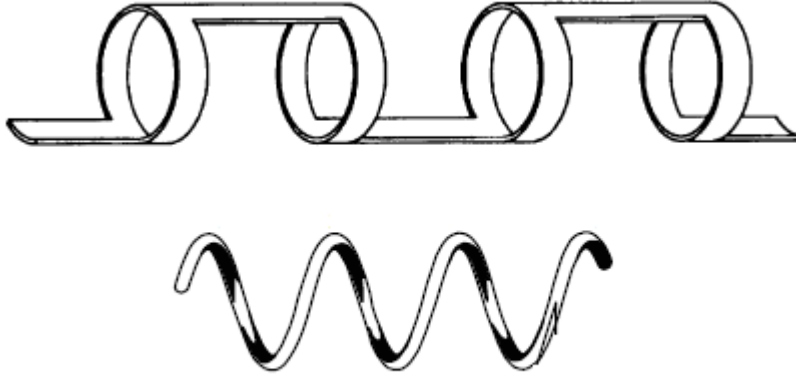
2.1 Yavaş Dalga Yapısı Birimi

Yürüyen dalga tüplerinin iki ana elemanı, katottan çıkan elektronlar ve dışarıdan verilen elektromanyetik dalganın üzerinde taşındığı kılavuzlardır. TWT'lerin temel çalışma prensibi, katottan çıkan elektronların, bu kılavuz üzerinde ilerleyen elektromanyetik dalga ile etkileşimine dayanmaktadır. TWT'lerin çıkışında kuvvetlendirilmiş işaret elde etmek için elektronların hızının elektromanyetik dalganın hızı ile yaklaşık olarak aynı olması gerekmektedir. Bu duruma hız senkronizasyonu denmektedir. Ancak çoğu elektron hüzmesinde elektronların hızı, elektromanyetik dalganın hızından düşüktür [4, 5]. Dolayısıyla kılavuz üzerinde ilerleyen dalganın hızını düşürmek için yavaş dalga yapıları (Slow Wave Structure, SWS) kullanılmaktadır.

Kuvvetlendirilmek istenen RF işareti üzerinde taşıyan kısım, yavaş dalga yapısı olarak adlandırılmaktadır. Yavaş dalga yapılarının şekilleri ve boyutları çalışma frekansı, çalışma bant genişliği, dispersiyon karakteristiği gibi parametrelere bağlı olarak farklı şekillerde olabilmektedir. Günümüzde sıklıkla kullanılan yapılar; helis tipi, ring-bar tipi ve kuple rezonatör tipi yavaş dalga yapılarıdır. Bazı yapılar Şekil 2.1'de görüldüğü gibidir.

Uydu haberleşmesi, radar haberleşme ve elektronik karıştırma yöntemlerinde yüksek bant genişliği, lineer kazanç ve yüksek güç gibi değerler önem arz etmektedir. Bu ihtiyaçları karşılamak üzere tasarlanan yürüyen dalga tüplerinde genellikle helis tipi yavaş dalga yapısı kullanılmaktadır. Yüksek bant genişliği ve düşük dispersiyon

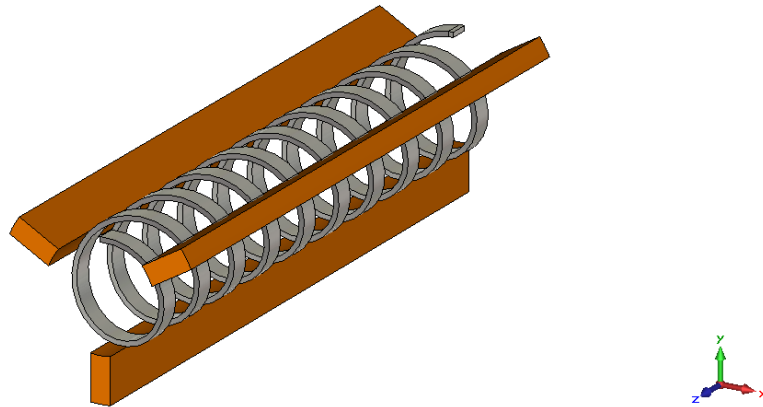
karakteristiğinden dolayı helis tipi yavaş dalga yapıları yürüyen dalga tüplerinde sıklıkla kullanılmaktadır [1].



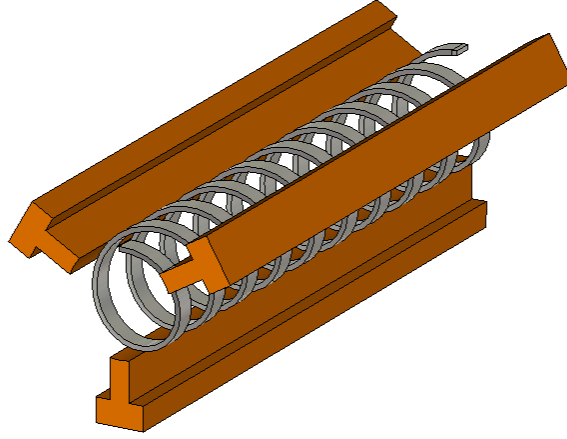
Şekil 2.1 : Ring-bar ve helis tipi yavaş dalga yapıları.

2.2 Destekleyici Çubuklar

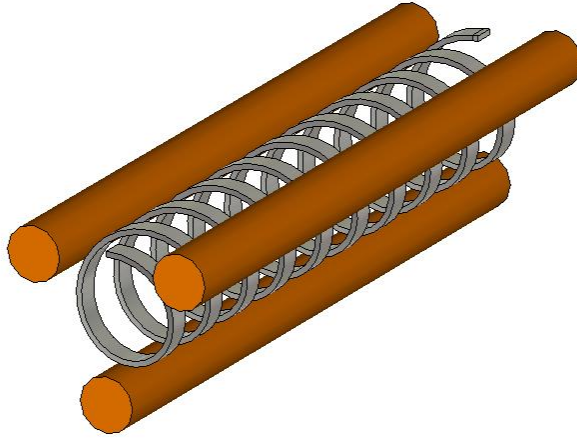
Yavaş dalga yapılarını destekleyip sabit tutmak ve RF işaret ile elektron hüzmesinin yürüyen dalga tüpünde oluşturduğu ısıyı dışarıya aktarmak için destekleyici çubuklar kullanılmaktadır. Destekleyici çubuklar, dispersiyon etkisini minimize etmek ve etkileşim empedansını istenen değerlere taşımak için farklı şekillerde ve farklı malzemeler kullanılarak üretilmektedir. Destekleyici çubukların dispersiyon ve etkileşim empedansına olan etkileri Bölüm 3’te detaylı bir şekilde bahsedilmektedir. Farklı destekleyici çubuk modelleri Şekil 2.2, Şekil 2.3 ve Şekil 2.4’de verilmektedir.



Şekil 2.2 : Dikdörtgen kesitli destekleyici çubuk.



Şekil 2.3 : T kesitli destekleyici çubuk.

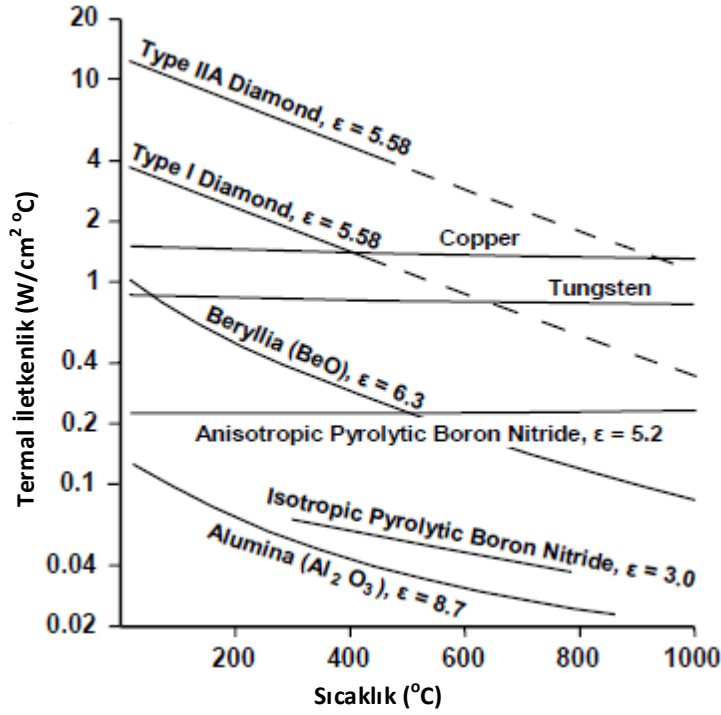


Şekil 2.4 : Yuvarlak kesitli destekleyici çubuk.

Destekleyici çubukların üretiminde kullanılan malzemeler genellikle Berilyum Oksit (BeO), Anisotropik Prolitik Bor Nitrit (APBN) ve kuartz camdır. Günümüz yürüyen dalga tüplerinde kullanılan destekleyici çubuk malzemesi APBN'dir. Bunun nedeni; APBN'nin nispeten yüksek ve bakır ve tungsten gibi metallerde olduğu gibi lineer termal iletkenliğe sahip olması ve dielektrik katsayısının düşük olmasıdır [1, 6]. Çeşitli malzemelere ait termal iletkenlik-sıcaklık grafiği Şekil 2.5'te verilmektedir.

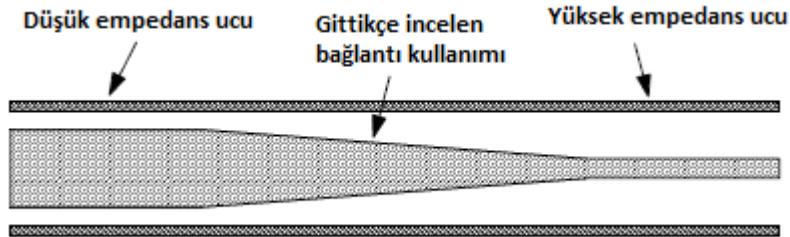
2.3 RF Bağlantı Uçları

Yürüyen dalga tüpünde giriş işaretinin uyumlu biçimde yavaş dalga yapısına iletilmesinde ve elde edilen kuvvetlendirilmiş işaretin yine uyumlu bir biçimde dışa aktarılmasında RF bağlantı uçları önemli bir rol oynamaktadır. Bilindiği gibi, yavaş



Şekil 2.5 : Çeşitli malzemelere ait termal iletkenlikler [6].

dalga yapılarının etkileşim empedansları frekansa bağlı olarak değişmektedir. Bu yüzden tasarlanacak RF bağlantılar bu empedans değişimini tolere edebilecek yapıda olmalıdır. Örneğin, geniş bantlı bir yürüyen dalga tüpünde kullanılacak RF bağlantı tasarımı Şekil 2.6'dakine benzer yapıda olmalıdır.



Şekil 2.6 : Giderek incelen bir yapı kullanılarak düşük empedansın yüksek empedansa uyumlanması [1].

Şekil 2.6'daki gibi bir yapıda eğer incelen kısım iletilen sinyalin dalga boyundan yeterince büyükse, empedans uyumluluğu iyi bir şekilde sağlanmaktadır [1].

Yürüyen dalga tüplerinde çıkışta oluşabilecek güç seviyesine bağlı olarak RF bağlantı uçlarının türü değişmektedir. Örneğin, düşük çıkış güçlü yürüyen dalga tüplerinde koaksiyel çıkış yeterli olmaktadır, yüksek çıkış gücüne sahip yürüyen dalga tüplerinde dalga kılavuzları kullanılmaktadır.

RF bağlantı uçlarından devreye verilen güç, mikrodalga sistemlerde genellikle dBm (1 miliwatt referans için desibel) cinsinden tanımlanmaktadır. Denklem (2.1a) ve (2.1b)'de Watt cinsinden tanımlanan gücün (P_{Watt}), dBm cinsine (P_{dBm}) çevrilmesi verilmektedir.

$$P_{dB} = 10 \times \log(P_{Watt}) \quad (2.1a)$$

$$P_{dBm} = P_{dB} + 30 \quad (2.1b)$$

2.4 Bant Genişliği ve Kazancı Artırma Yöntemleri

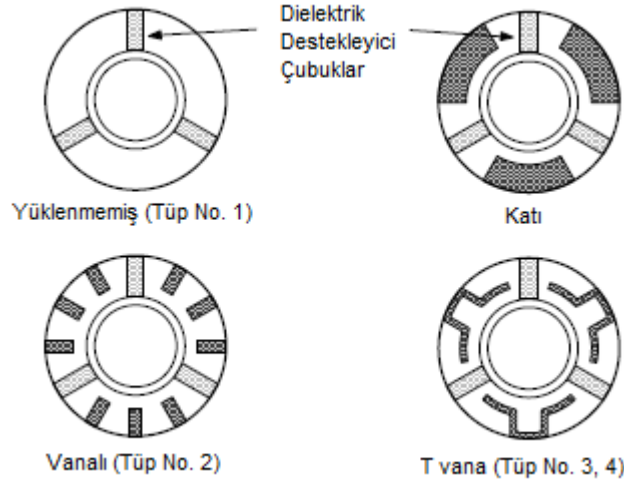
TWT'nin en önemli iki performans ölçütü bant genişliği ve kazançtır. Bant genişliğini artırabilmek için dispersiyon düzgünleştirilmekte, kazancı artırabilmek için ise genellikle geri yansıyan sinyaller bastırılmaktadır. Bu kısımda bant genişliği ve kazancı iyileştirme tekniklerinden bahsedilmektedir.

2.4.1 Dispersiyon kontrolü

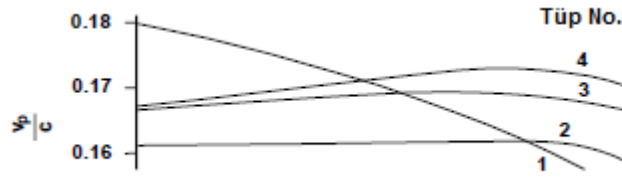
Geniş bantlı yürüyen dalga tüpü tasarımlarında, tüpün performansını önemli ölçüde kısıtlayan parametrelerden biri dispersiyondur. Dispersiyon, yavaş dalga yapıları üzerinde ilerleyen dalgaların faz hızının frekansa bağlı olarak değişmesine denilmektedir. TWT'lerde kullanılan helis yavaş dalga yapısı, dalga üzerinde dispersiyona neden olmaktadır. Dispersiyon nedeniyle SWS üzerinde ilerleyen dalga'nın faz hızı frekansa bağlı olarak değişmektedir. Bu durumda TWT geniş frekans aralığında çalıştırılmak istendiğinde, elektronlar ile dalga arasında hız açısından senkronizasyon problemleri ortaya çıkmakta ve TWT'nin performansında düşüşe neden olmaktadır. TWT'yi bu olumsuz durumdan kurtarmak için faz hızının frekansa olan bağıllığı minimum seviyeye getirilmelidir. Yürüyen dalga tüplerinin performansının kısıtlanmasına neden olan bu etkiyi ortadan kaldırmak için tüp içine farklı şekillerde iletken çubuklar eklenmektedir [7]. Dispersiyon kontrolü için kullanılan bazı modeller ve bunların faz hızına etkileri Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'de görülmektedir.

TWT'lerde vana kullanmak dispersiyonu iyileştirmesinin yanında uygun vana yapısı kullanılması durumunda Pierce etkileşim empedansında da artış elde edilmektedir. Bu sayede vana yapısı kullanılan TWT'lerden daha fazla kazanç sağlanmaktadır [7]. Şekil 2.8'den de görüldüğü gibi dispersiyon karşımıza üç şekilde çıkmaktadır: pozitif dispersiyon (1 no'lu tüp), düzgün dispersiyon (2 no'lu tüp) ve negatif dispersiyon (3

ve 4 no'lu tüpler). TWT'lerde negatif dispersiyon elde etmek için vana yapıları kullanılmaktadır. Ayrıca hem geniş bantlı TWT elde etmek hem de girişte meydana gelen harmonik işaretleri bastırabilmek için pozitif ve negatif dispersiyon beraber kullanılabilir [8].



Şekil 2.7 : Dispersiyon kontrolünde kullanılan farklı şekillerdeki vana yapıları [7].



Şekil 2.8 : Dispersiyon kontrolünün faz hızına etkisi [7].

2.4.2 Parçalı yapı ve parça yük kullanımı

Genellikle tek parçalı yürüyen dalga tüpleri 20 dB kazançlı olarak üretilmektedirler. Yürüyen dalga tüplerinde kazancı daha yüksek seviyelere çıkarabilmek için birden fazla yavaş dalga yapısına sahip parçalı yapılar kullanılmalıdır [1]. Parçalı yapılar kullanıldığında iletilen RF işarete süreksizlikler ve geri yansımalar meydana gelmektedir. Bu süreksizlikleri ortadan kaldırmak ve sonlanma noktalarında oluşabilecek geri yansımaları önlemek için yavaş dalga yapılarının tüp içinde sonlandırıldıkları konuma, yavaş dalga yapısından tüpün duvarına kademeli geçişi sağlayan uygun parça yükler yerleştirilmektedir [9].

3. YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMINDA ANALİTİK YAKLAŞIM

Yürüyen dalga tüpü tasarımı yapılırken demet-dalga etkileşimini incelemekten önce, helis yavaş dalga yapısına ait dispersiyon ve etkileşim empedansı gibi yavaş dalga karakteristiklerinin elde edilmesi gerekmektedir. Dispersiyon daha önce de tanımlandığı üzere faz hızının frekansa göre değişimi olarak ifade edilmektedir. Etkileşim empedansı ise helis üzerinde ilerleyen dalga ile elektron demetinin arasındaki ilişkiyi belirten bir ölçüttür [10]. Bu iki büyüklüğün TWT'nin tasarım parametrelerinin belirlenmesinde önemli rolü bulunmaktadır. Dolayısıyla bilgisayar destekli benzetimlere geçilmeden önce yukarıda belirtilen büyüklüklerin elde edilmesinde ve hesaplanmasında sıklıkla kullanılan çeşitli analitik modeller incelenmelidir. Bu bölümde TWT tasarımında kullanılan Pierce eşdeğer devre modeli, kılıf (sheath) helis modeli ve şerit (tape) helis modeli ele alınmaktadır. Bu modeller kullanılarak yavaş dalga yapılarına ait dispersiyon denklemleri çıkarılmaktadır.

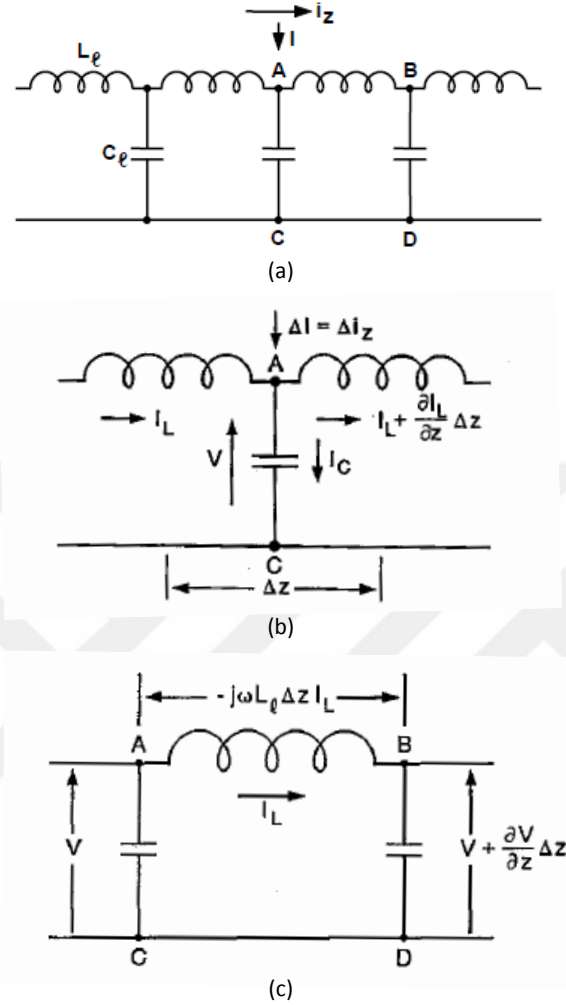
3.1 Pierce Eşdeğer Devre Modeli

Birçok yaklaşım bulunmasına rağmen elektron demeti ile SWS üzerinde ilerleyen RF dalganın analizinde en çok kullanılan analitik yaklaşım Pierce eşdeğer devre modelidir [11]. Pierce tarafından tanımlanan birçok parametre TWT endüstrisinde ortak dil olmuştur.

Pierce'in yürüyen dalga analizi birkaç ayrı parça olarak incelenmelidir. Birincisinde elektronik denklemler kullanılarak RF akımı elde edilir. Daha sonra yavaş dalga yapısı analiz edilir. Elektron demetinin hızının, SWS üzerinde ilerleyen dalganın hızı ile aynı hızda olduğu senkron durumu ve farklı hızlardaki asenkron durumları ayrı ayrı analiz edildikten sonra devre kayıpları ve yayılım sabitleri de modellemede dikkate alınır.

Pierce teorisinde TWT'nin helis RF devresi, kayıpsız bir iletim hattı olarak modellenmektedir. Bu modelleme çok eski olmasına rağmen helis TWT hesaplamalarında hala kullanılmaktadır. Kayıpsız iletim hattında direnç R ve

iletkenlik G sıfırdır ve Şekil 3.1'deki gibi indüktör ve kondansatörlerden oluşmaktadır.



Şekil 3.1 : (a) Pierce eşdeğer devre modelinde kullanılan kayıpsız iletim hattı, (b) Devre üzerindeki akımlar, (c) Devre üzerindeki gerilimler [1].

Şekil 3.1a'da L_l ve C_l iletim hattında birim uzunluk başına indüktans ve kapasiteyi, i_z ve I elektron demeti içindeki akımı ve bu akımdan indüklenen devre akımını, Δz ise artımsal uzunluğu temsil etmektedir. Şekil 3.1b'de elektronların devreye çok yakın geçtiği varsayımı altında $\Delta I = \Delta i_z$ eşitliği geçerli olmaktadır. I_0 dc demet akımını ve V_0 dc demet gerilimini belirtmek üzere, elektronik denklem (3.1)'de görüldüğü gibidir [1].

$$i_z = \frac{j\beta_e I_0}{2V_0(\beta_e - \beta)^2} E_z \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'de $\beta_e = \omega/u_0$ elektron demetinin yayılma sabitini, β devre ve demet için yayılım sabiti değişkenini ve E_z ise devrenin elektrik alanını ifade etmektedir.

Elektrik alan ifadesini elde etmek için devre üzerindeki akım ve gerilimler belirlenmektedir. Şekil 3.1b’de A noktasındaki akımlar yazılırsa;

$$\Delta i_z + I_L = I_L + \frac{\partial I_L}{\partial z} \Delta z + I_C \quad (3.2)$$

$$I_C = -\frac{V}{X_C} = -j\omega C_l \Delta z V \quad (3.3)$$

$$\Delta i_z = \frac{\partial I_L}{\partial z} \Delta z - j\omega C_l V \Delta z \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial z} = \frac{\partial i_z}{\partial z} + j\omega C_l V, \quad \Delta z \rightarrow 0 \quad (3.5)$$

Şekil 3.1c yardımıyla ABCD çevirimindeki gerilimler yazılırsa;

$$V = -j\omega L_l \Delta z I_L + V + \frac{\partial V}{\partial z} \Delta z \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial V}{\partial z} = j\omega L_l I_L \quad (3.7)$$

Tüm gerilim ve akım dalgalarının $e^{j(\omega t - \beta z)}$ ile değiştiği varsayımı altında (3.5) ve (3.7) denklemleri aşağıdaki duruma gelmektedir.

$$-j\beta I_L = -j\beta i_z + j\omega C_l V \quad (3.8)$$

$$-j\beta V = j\omega L_l I_L \quad (3.9)$$

Buradan,

$$V = \frac{\beta \omega L_l i_z}{(\beta^2 - \omega^2 L_l C_l)} \quad (3.10)$$

elde edilir. Elektronların devreye çok yakın geçtiği varsayıldığında elektrik alan ifadesi (3.11)’deki gibi bulunmaktadır.

$$E_z = -\frac{\partial V}{\partial z} = j\beta V = j \frac{\beta^2 \omega L_l i_z}{(\beta^2 - \omega^2 L_l C_l)} \quad (3.11)$$

Elektron demetinin olmadığı durumda ($\beta_e = 0$), devredeki faz hızı, karakteristik empedans ve devrenin yayılma sabiti (3.12), (3.13) ve (3.14)’teki gibi tanımlanmaktadır.

$$v_p = \left(\frac{1}{L_l C_l} \right)^{1/2} \quad (3.12)$$

$$Z_o = \left(\frac{L_l}{C_l} \right)^{1/2} \quad (3.13)$$

$$\beta^2 = \beta_c^2 = \omega^2 L_l C_l \quad (3.14)$$

Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak devrenin E_z elektrik alan ifadesi (3.15)'de görüldüğü gibi yazılabilmektedir.

$$E_z = j \frac{\beta^2 \beta_c Z_o}{(\beta^2 - \beta_c^2)} i_z \quad (3.15)$$

Elektron demetinden ve devre denkleminde elde edilen elektrik alan ifadeleri birbirine eşitlenerek, (3.1) ve (3.15) denklemlerinden:

$$1 = \frac{\beta_e I_o}{2V_o(\beta_e - \beta)^2} \frac{\beta^2 \beta_c Z_o}{(\beta_c^2 - \beta^2)} \quad (3.16)$$

denklemini elde edilir [1, 11]. Bu denklemde Pierce, C kazanç parametresi diye bir tanımlama yapmaktadır.

$$C^3 = \frac{Z_o}{4V_o/I_o} \quad (3.17)$$

Denklem (3.17)'de V_o / I_o elektron demetinin empedansı olarak isimlendirilmektedir. C^3 devre empedansının elektron demeti empedansına oranının çeyreği kadar olmaktadır ve 1'den çok küçük bir değere sahiptir (0.1 – 0.01 civarında). Çünkü elektron demetinin empedansı genelde binler ohm olarak ifade edilirken, devre empedansı onlar ohm civarındadır. Denklem (3.16) yeniden yazılırsa,

$$\frac{\beta_e}{(\beta - \beta_e)^2} \frac{\beta^2 \beta_c}{(\beta_c^2 - \beta^2)} 2C^3 + 1 = 0 \quad (3.18)$$

Bu denklem herhangi bir elektron faz hızı β_e ve devrenin dalga hızı β_c için geçerlidir. Bu eşitlik β için dördüncü dereceden bir denklemdir ve dört tane çözümü olmalıdır. Bu çözümler aşağıda verilmiştir. (3.19a)'dan (3.19d)'ye kadar verilen çözümler, elektronların olmadığı ve elektron demetinin hızının, devre üzerinde ilerleyen dalga hızına eşit olduğu durumda geçerli olmaktadır. Bu duruma senkron durum da denilmektedir. Burada dördüncü çözüm geriye yansıyan dalgaya tekabül etmektedir.

$$\beta_1 = \beta_e + \frac{\beta_e C}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \beta_e C \quad (3.19a)$$

$$\beta_2 = \beta_e + \frac{\beta_e C}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \beta_e C \quad (3.19b)$$

$$\beta_3 = \beta_e - \beta_e C \quad (3.19c)$$

$$\beta_4 = -\beta_e + \beta_e \frac{C^3}{4} \quad (3.19d)$$

(3.19a)'dan (3.19d)'ye olan çözümlerde dalganın $e^{j(\omega t - \beta z)}$ ile değiştiği varsayılmaktadır. Buna göre farklı β değerleri için elektrik alan ifadeleri aşağıdaki gibi değişmektedir.

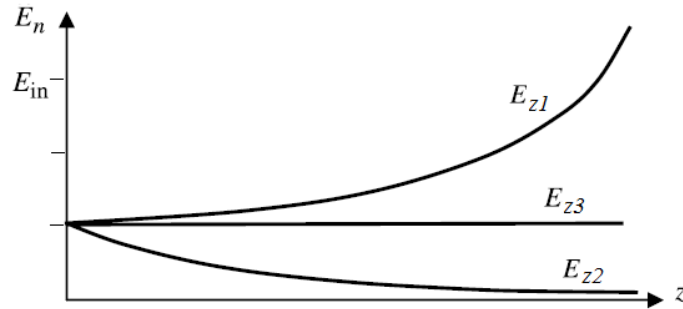
$$E_{z1}; e^{j(\omega t - \beta_1 z)} = e^{j\left[\omega t - \left(\beta_e + \frac{\beta_e C}{2}\right)z\right]} e^{\frac{\sqrt{3}}{2} \beta_e z} \quad (3.20a)$$

$$E_{z2}; e^{j(\omega t - \beta_2 z)} = e^{j\left[\omega t - \left(\beta_e + \frac{\beta_e C}{2}\right)z\right]} e^{-\frac{\sqrt{3}}{2} \beta_e z} \quad (3.20b)$$

$$E_{z3}; e^{j(\omega t - \beta_3 z)} = e^{j[\omega t - (\beta_e - \beta_e C)z]} \quad (3.20c)$$

$$E_{z4}; e^{j(\omega t - \beta_4 z)} = e^{j\left[\omega t + \left(-\beta_e + \beta_e \frac{C^3}{4}\right)z\right]} \quad (3.20d)$$

Senkron durumda yazılan (3.20a) – (3.20d)'deki elektrik alan ifadelerine bakıldığında üç tane ileriye giden, bir tane de geriye giden dalga olduğu görülmektedir. Dalganın farklı yayılma sabitleri için (3.20a)'dan (3.20d)'ye kadar bulunan çözümleri incelendiğinde, E_{z1} 'in faz hızının elektron hızından yavaş olduğu ve (3.20a)'daki ikinci üstlü ifadenin pozitif olmasıyla dalganın katlanarak arttığı, aynı şekilde E_{z2} 'nin katlanarak azaldığı ve ileriye doğru gittiği görülmektedir. Bununla beraber, E_{z3} 'ün faz hızının elektron hızından birazcık hızlı olduğu (C çok küçük) ve ileriye doğru gittiği görülmektedir. Şekil 3.2'de bu durumlar görülmektedir. Aynı şekilde E_{z4} 'ün C^3 katsayısından dolayı elektron hüzmelerinden çok az hızlı olduğu ve geriye doğru ilerlediği görülmektedir.



Şekil 3.2 : Senkron durumda dalgaların elektrik alan genliklerinin dağılımı [1].

Bu durumda elektrik alanlara ilişkin (3.20a) – (3.20d)’deki denklemler göz önünde bulundurularak, sadece E_{z1} ’in helis üzerinde ilerleyen dalgayı güçlendirebileceği görülmektedir. Şekil 3.2’de bu durumu destekler niteliktedir. (3.20a)’da aşağıdaki gibi bir değişiklik yapılırsa,

$$\beta_e z = \frac{\omega}{u_o} z = \frac{2\pi f}{u_o} z = 2\pi \frac{z}{\lambda} = 2\pi N \quad (3.21)$$

ifadesi yazılabilir. Burada N dalga boyu cinsinden TWT’nin aksenal uzunluğunu belirtmektedir. Gücün E_{z1} ’in karesiyle değiştiği göz önünde bulundurulursa, güç kazancı (3.22)’deki gibi ifade edilebilir.

$$G = 10 \log_{10} \left(e^{\frac{\sqrt{3}}{2} C_{2\pi N}} \right)^2 = 47,3CN \text{ dB} \quad (3.22)$$

Bu denklem kayıpsız durumdaki güç kazancıdır.

Şekil 3.2’den görüldüğü üzere ileri yönde giden üç adet dalga bulunmaktadır ve bunlar da elektron demeti ile etkileşim oluşturmaktadır. Ancak bunlardan sadece bir tanesi kazanca katkı sağlamaktadır. Dolayısıyla TWT’nin girişinden uygulanan giriş işaretinin üçte birlik kısmı kazanca etki etmektedir. Bu bilgi ışığında (3.22)’deki güç kazancı ifadesi yeniden düzenlenirse,

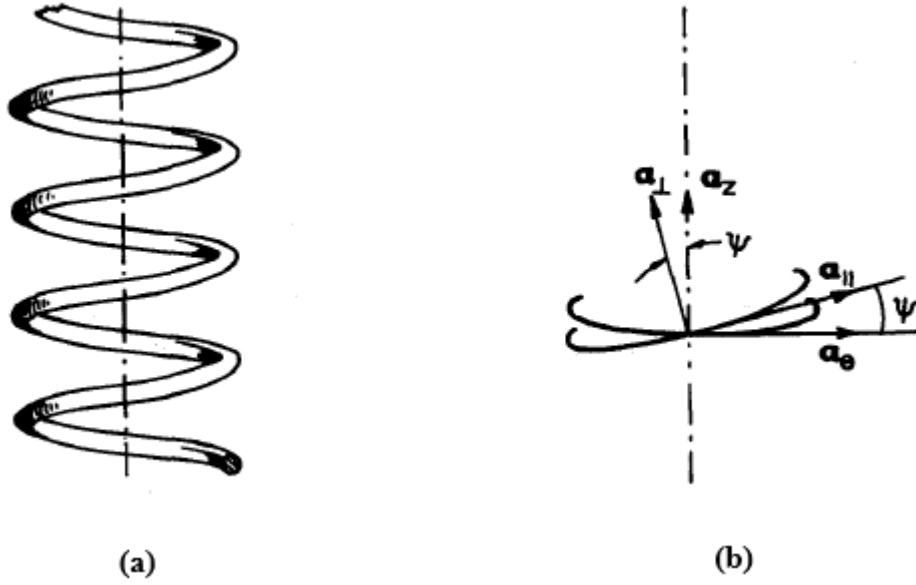
$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{3} e^{\frac{\sqrt{3}}{2} C_{2\pi N}} \right)^2 = -9,54 + 47,3CN \text{ dB} \quad (3.23)$$

ifadesi elde edilir.

3.2 Kılıf (Sheath) Helis Modeli

TWT’nin analitik olarak incelenmesinde kullanılan bir diğer yaklaşım ise sheath helis modelidir. Bu modelde gerçek helis, sonsuz inceliğe ve gerçek helisin ortalama yarıçapına sahip bir tel ile değiştirilmektedir. Dolayısıyla sheath helisin gerçek helise benzemesi için sonsuz sayıda çok ince telin sıkıca birbirine sarılması gerekmektedir. Sheath helise ait çizim Şekil 3.3’te görülmektedir.

Şekil 3.3b’de $(a_{\perp}, a_{\parallel}, a_r)$ ifadeleri sırasıyla helisin dönme yönüne dik, helisin dönme yönüne paralel ve radyal doğrultulardaki koordinatların birim vektörlerini gösterirken, (a_r, a_{θ}, a_z) klasik silindirik koordinatlardaki birim vektörleri göstermektedir.



Şekil 3.3 : Gerçek helis (a) ve onun sheath helis görünümü (b) [12].

Şekil 3.3(b)'de sheath helisin azimut veya z eksenine yaptığı açı, ψ , helis açısı olarak tanımlanmaktadır.

Bir helisin sheath helis modeline uyarlanabilmesi için (3.24)'teki koşulu sağlaması gerekmektedir.

$$\lambda_g/p \gg 1 \quad (3.24)$$

(3.24)'te λ_g kılavuzlu dalga boyu, p ise helisin sarım aralığını göstermektedir. Sheath helis modelinde, helis sonsuz inceliğe sahip olduğundan sarım aralığı da çok küçük olmaktadır. Dolayısıyla (3.24)'teki oran, 1'den çok büyük olmaktadır.

Sarım aralığı p 'nin, helisin ortalama yarıçapı, a ile ilişkisi (3.25)'te verilmektedir. Benzer şekilde, kılavuzun dalga boyunun aksel faz sabiti, β , faz hızı, v_p , ve frekans ile ilişkisi (3.26)'daki gibi olmaktadır.

$$p = 2\pi a \tan \psi \quad (3.25)$$

$$\lambda_g = 2\pi/\beta = 2\pi/(\omega/v_p) = v_p/f \quad (3.26)$$

Bunun yanında, helis üzerinde ilerleyen dalganın hızının, ışık hızında olduğu kabul edilirse, faz hızı ile helis sarım açısı arasında (3.27)'deki gibi bir yaklaşıklık kullanılabilir. Bu yaklaşıklık, ilerleyen bölümlerde elde edilecek dispersiyon bağıntısından ortaya çıkmaktadır.

$$v_p \cong c \sin \psi \quad (3.27)$$

Yukarıda verilen eşitlikler kullanılarak (3.24)'teki bağıntı, helis sarım açısı ψ 'nin çok küçük değerleri için (3.28)'e dönüşebilmektedir.

$$\lambda \gg 2\pi a \quad (3.28)$$

Burada λ , boş uzaydaki dalga boyudur.

3.2.1 Yavaş dalga yapısının dispersiyon bağıntısının elde edilmesi

Yavaş dalga yapısının dispersiyon karakteristiği, helisin, destekleyici çubukların ve helisi çevreleyen dış zarfın boyutlarına bağlı olarak değişmektedir. Helisin ortalama yarıçapı, sarım aralığı, tel kalınlığı, destekleyici çubukların boyutları ve malzeme özellikleri gibi parametreler, dispersiyonu yani faz hızının frekansa olan bağımlılığını önemli derecede etkilemektedir [11-12]. Dolayısıyla istenilen dispersiyon karakteristiği davranışını elde etmek bu parametreler ile uygun biçimde kullanılabilir.

Yavaş dalga yapısının dispersiyon bağıntısını elde ederken öncelikle, helisin boş uzaydaki dispersiyon ilişkisi bulunur. Helisin etrafında bulunan diğer birimlerin dispersiyona olan etkisini bulmak için dielektrik yükleme faktörü denilen bir katsayı kullanılmaktadır. Bu katsayı, farklı malzemelerdeki ve farklı şekillerdeki destekleyici çubukların, dispersiyonu iyileştirmek için kullanılan metal vanaların ve farklı malzemelerden oluşan dış zarfın etkilerini içermektedir. Bu sayede, yavaş dalga yapısını oluşturan tüm birimlerin dispersiyon karakteristiğine etkisi incelenmektedir.

Helisin dispersiyon bağıntısını çıkarırken elektrik ve manyetik alan ifadeleri kullanılmaktadır. İncelenen sheath helis modeli için helisin tel kalınlığı çok küçük olduğundan, yavaş dalga yapısı iki bölgeden oluşmaktadır. Bunlar; helisin iç bölgesi ($r < a$) ve helisin dış bölgesi ($r > a$). Alan ifadeleri (3.29a-d)'da görüldüğü gibidir.

$$E_{zp} = A_p I_0\{\gamma_p r\} + B_p K_0\{\gamma_p r\} \quad (3.29a)$$

$$H_{zp} = C_p I_0\{\gamma_p r\} + D_p K_0\{\gamma_p r\} \quad (3.29b)$$

$$E_{\theta p} = (-j\omega\mu_p/\gamma_p)[C_p I_1\{\gamma_p r\} + D_p K_1\{\gamma_p r\}] \quad (3.29c)$$

$$H_{\theta p} = (j\omega\varepsilon_p/\gamma_p)[A_p I_1\{\gamma_p r\} + B_p K_1\{\gamma_p r\}] \quad (3.29d)$$

Burada alt indis p bölgeleri ifade etmektedir. Boş uzaydaki helis için $p=1,2$ olmaktadır. Her iki bölgede de elektriksel geçirgenlik $\varepsilon_p = \varepsilon_0$, manyetik geçirgenlik $\mu_p = \mu_0$ ve radyal yayılım sabiti $\gamma_p = \gamma = (\beta^2 - \omega^2\mu_0\varepsilon_0)^{1/2}$ olarak tanımlanmaktadır.

Toplamda 8 adet alan sabiti bulunmaktadır ($p=1,2$ için A_p , B_p , C_p ve D_p). Bu alan sabitlerinden B_1 ve D_1 , elektrik alanın yavaş dalga yapısının ortasında ($r=0$ 'da) sonsuza gittiği için ve A_2 ve C_2 ise elektrik alanın yavaş dalga yapısından uzakta ($r=\infty$ 'da) sıfıra gittiği için sıfır değerine sahiptir. Kalan alan sabitleri sıfırdan farklı değerlere sahiptirler.

Dispersiyon bağıntısının bulunabilmesi için sınır koşulları yazılmalı ve oluşturulan denklem sisteminden alan sabitleri çözümlenmelidir. Alan ifadelerine uygulanacak sınır koşulları (3.30a-d)'da belirtilmiştir.

$$E_{\theta 1} \cos \psi + E_{z 1} \sin \psi = 0 \quad (3.30a)$$

$$E_{\theta 2} \cos \psi + E_{z 2} \sin \psi = 0 \quad (3.30b)$$

$$H_{\theta 1} \cos \psi + H_{z 1} \sin \psi = H_{\theta 2} \cos \psi + H_{z 2} \sin \psi \quad (3.30c)$$

$$E_{z 1} = E_{z 2} \quad (3.30d)$$

(3.29a-d)'daki elektrik alan ve manyetik alan ifadeleri kullanılarak (3.30a-d)'da verilen sınır koşullarında yerine yazılır ve oluşturulan denklem sisteminin determinantı alınıp sıfıra eşitlenirse (3.31)'deki dispersiyon denklemi elde edilmektedir.

$$\frac{k_0 \cot \psi}{\gamma} = \left[\frac{I_0\{\gamma a\} K_0\{\gamma a\}}{I_1\{\gamma a\} K_1\{\gamma a\}} \right]^{1/2} \quad (3.31)$$

Burada $\omega(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2} = k_0$ boş uzayın yayılım sabitidir. Denklem (3.26)'dan bilindiği üzere faz hızı $v_p = \omega/\beta$ olarak tanımlanmaktadır. (3.31) denkleminin sol tarafı faz hızı ile ilişkilendirilebilir. Bunun için birtakım düzenlemelere ihtiyaç duyulmaktadır. (3.31) denkleminin sol tarafı aşağıdaki gibi yazılarak faz hızı-frekans ilişkisi elde edilebilmektedir.

$$\frac{k_0 \cot \psi}{\gamma} = \frac{k_0 \cot \psi}{(\beta^2 - k_0^2)^{1/2}} = \frac{(\omega/c) \cot \psi}{\left((\omega/v_p)^2 - (\omega/c)^2 \right)^{1/2}} = \frac{(v_p/c) \cot \psi}{\left(1 - (v_p/c)^2 \right)^{1/2}} \quad (3.32)$$

(3.31) denkleminin sol tarafı, (3.32) ile değiştirilerek yeni dispersiyon bağıntısı (3.33)'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{(v_p/c) \cot \psi}{\left(1 - (v_p/c)^2 \right)^{1/2}} = \left[\frac{I_0\{\gamma a\} K_0\{\gamma a\}}{I_1\{\gamma a\} K_1\{\gamma a\}} \right]^{1/2} \quad (3.33)$$

Dispersiyon eğrisinin bulunabilmesi için (3.33) denkleminin, faz hızı v_p 'nin farklı frekans noktalarındaki değerleri için çözülmelidir. Bu işlem sonucunda faz hızının öz değerleri bulunmaktadır. Bulunan bu öz değerler, ilişkili frekans noktaları ile faz hızı-frekans eğrisi yani dispersiyon karakteristiği elde edilmiş olmaktadır.

(3.33) ifadesi boş uzayda bulunan helisin dispersiyon karakteristiğini tarif etmektedir. Destekleyici çubuk ve dış zarf ile doldurulmuş yavaş dalga yapısının dispersiyon karakteristiğinin bulunması için (3.33)'ün sağ tarafının daha önce de belirtilen dielektrik yükleme faktörü ile çarpılması gerekmektedir.

$$\frac{(v_p/c) \cot \psi}{(1 - (v_p/c)^2)^{1/2}} = \left[\frac{I_0\{\gamma a\} K_0\{\gamma a\}}{I_1\{\gamma a\} K_1\{\gamma a\}} \right]^{1/2} \times DLF \quad (3.34)$$

Burada DLF (Dielectric Loading Factor) dielektrik yükleme faktörü olarak tanımlanmaktadır. Çeşitli yapılara ait dielektrik yükleme faktörünün elde edilmesi [13]'te verilmektedir.

Bir önceki bölümde (3.27) denkleminin dispersiyon bağıntısından türetildiği belirtilmişti. (3.31) denkleminin sağ tarafı, γa 'nın çok büyük değerleri için 1'e yakınsamaktadır. Bu durumda (3.31) denklemi,

$$k_0 \cot \psi / \gamma = 1 \quad (3.35)$$

haline gelmektedir. (3.35)'te $\gamma = (\beta^2 - k_0^2)^{1/2}$ tanımı yerine yazılır ve bir takım düzenlemeler yapılsa (3.36) elde edilir.

$$\beta^2 = k_0^2 (1 + \cot^2 \psi) = k_0^2 \operatorname{cosec}^2 \psi \quad (3.36)$$

(3.36) denkleminde yayılım sabitlerinin bilinen ifadeleri yazılırsa,

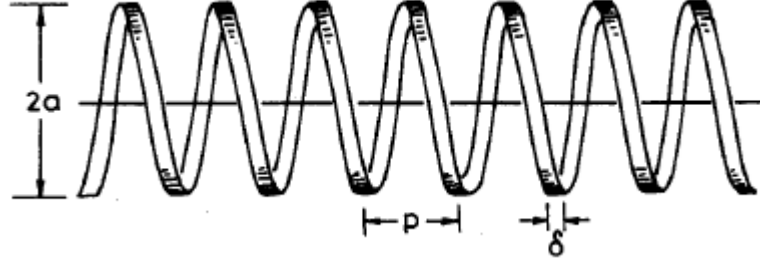
$$k_0 / \beta = (\omega / c) / (\omega / v_p) = v_p / c = \sin \psi$$

(3.27)'de verilen yaklaşıklık bulunmaktadır.

3.3 Şerit (Tape) Helis Modeli

Helis yavaş dalga yapısı, bilindiği üzere, eksenel yönde periyodik olan bir yapıdır. Bu periyodiklikten dolayı helis üzerinde uzay harmonikleri oluşmaktadır. Helisin eksenel yönde periyodik olmasından kaynaklanan bu etki, bir önceki bölümde ele alınan sheath helis modelinde göz önünde bulundurulmamıştı. Bu yüzden, yeni bir model tanımlanmasına ihtiyaç duyulmuştur [14]. Bu modele şerit (tape) helis model

denilmektedir. Şerit helis modelinde helisin aksenal yöndeki tel genişliği, dispersiyon hesabında yer almaktadır. Şerit helis modelinin uygulandığı helis yapısı Şekil 3.4'te görülmektedir.



Şekil 3.4 : Şerit helis modeli [12].

Bu modelde helisin sonsuz ince ve sınırlı şerit genişliğine sahip olduğu göz önünde bulundurulmuştur. Şekil 3.4'te helisin şerit genişliği δ sembolü ile gösterilmiştir.

Bir önceki bölümdekine benzer işlemler yapılarak şerit helise ait dispersiyon bağıntısı çıkarılabilir. (3.37) boş uzaydaki şerit helise ait dispersiyon denklemini ifade etmektedir.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} (M_n + N_n) \left(\frac{\sin(\beta_n \delta/2)}{\beta_n \delta/2} \right) = 0 \quad (3.37)$$

$$M_n = \left(\frac{n\beta_n}{\gamma_n} \cot \psi - \gamma_n a \right)^2 I_n\{\gamma_n a\} K_n\{\gamma_n a\}$$

$$N_n = k_0^2 a^2 \cot^2 \psi I_n'\{\gamma_n a\} K_n'\{\gamma_n a\}$$

Denklem (3.37)'de n uzay harmoniklerinin sayısını belirtmektedir. Görüldüğü üzere, şerit helis modeline ait dispersiyon ifadesinde, şerit genişliği ve uzay harmoniklerinin etkisi dâhil edilmektedir.

3.4 Helisin Etkileşim Empedansı

Katottan çıkan elektron demetinin, helis üzerinde ilerleyen dalga ile etkileşiminin ölçüsünü, etkileşim empedansı kavramı açıklamaktadır. Demet ile dalga arasında meydana gelen bu etkileşim, TWT'nin çıkışından elde edilen gücü etkilemektedir. Aynı zamanda etkileşim empedansı, (3.23) ile verilen TWT'nin kazancının

hesaplanmasında da kullanılmaktadır. Etkileşim empedansı (3.38)'deki formül ile hesaplanmaktadır [10, 12].

$$K = \frac{E_z^2\{0\}}{2\beta^2 P} \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'de, $E_z\{0\}$ elektrik alan yoğunluğunun tepe değerini, β devredeki yayılım sabitini ve P devreden akan gücü belirtmektedir.



4. YÜRÜYEN DALGA TÜPÜNÜN 3 BOYUTLU BENZETİM ORTAMINDA MODELLENMESİ

Bu bölümde yürüyen dalga tüpünün yavaş dalga karakteristiği (dispersiyon ve etkileşim empedansı) 3 boyutlu elektromanyetik benzetim programı yardımıyla incelenmektedir. Bulunan sonuçlar, bir önceki bölümde bahsedilen analitik modeller kullanılarak elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmaktadır. Benzetimlere geçmeden önce yavaş dalga yapısının belirlenmesine ilişkin takip edilen tasarım adımlarından söz edilmektedir. Sonrasında benzetim yaparken göz önüne alınan birim hücreden bahsedilmekte ve yavaş dalga yapısına ilişkin özmod (Eigenmode) benzetimleri yapılmaktadır.

4.1 Başlangıç Parametreleri Hesaplama Prosedürü

Yavaş dalga yapısının boyutları, çalışılan frekans bandı, istenilen çıkış gücü ve verimlilik gibi parametrelere bağlı olarak değişmektedir. Dolayısıyla TWT tasarımında bu parametreler, başlangıç parametresi olarak ilk tasarım için belirlenmelidir. Bu bölümde yavaş dalga yapısının ilk boyutlarının hesaplanmasında izlenen adımlardan bahsedilmektedir.

Tasarımın ilk adımında elektron demetinin gerilimi ve akımı belirlenmektedir. Bu parametreleri hesaplamada katodun elektriksel özelliklerinin mutlaka göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Katodun hazır olarak tedarik edilmesi durumunda katodun akımı ve perveance değeri bilinmektedir. Denklem (4.1) kullanılarak demetin gerilimi bulunabilmektedir.

$$P = \frac{I_b}{V_b^{3/2}} \quad (4.1)$$

Bulunan demet gerilimi, elektronların sahip olduğu enerjinin hesaplanmasında kullanılabilir. Enerjinin korunumu yasası gereğince, bu enerjinin demet hızına dönüştüğü açıktır. Buradan demet içindeki elektronların sahip olduğu hız,

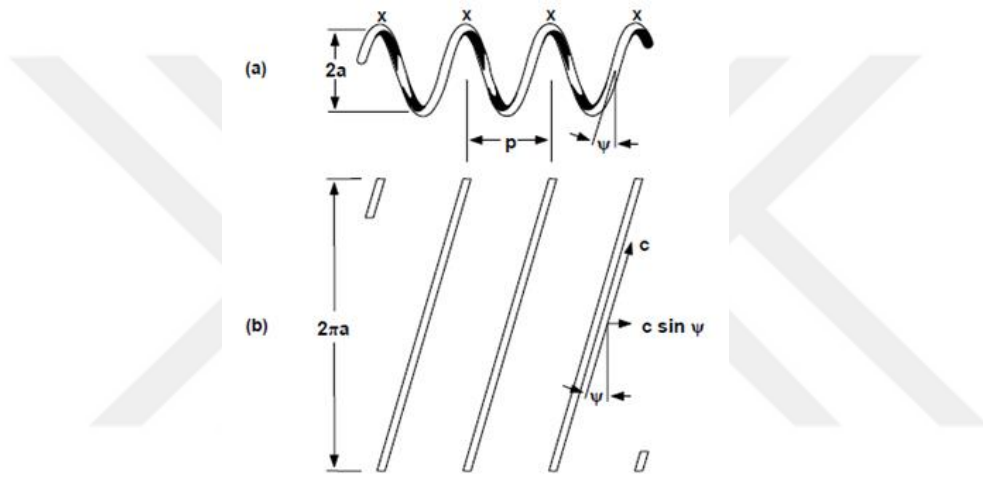
$$u_0 = \sqrt{2V_b\lambda} \quad (4.2)$$

ile bulunmaktadır. Denklem (4.2)'de λ yük-kütle oranını göstermektedir.

Elektron demetinden helis yavaş dalga yapısına enerji aktarımının gerçekleşmesi için elektron demetinin hızının, helis yavaş dalga yapısı üzerinde ilerleyen dalganın faz hızından bir miktar fazla olması gerekmektedir [1]. Bu çalışmada elektron demetinin hızı, dalganın faz hızında %5 fazla olacak şekilde seçilmiştir. Dolayısıyla faz hızını hesaplarken aşağıdaki bağıntı kullanılmıştır.

$$v_p = \frac{u_0}{1,05} \quad (4.3)$$

Helis yavaş dalga yapısının boyutları hesaplanırken Şekil 4.1'den yararlanılmıştır.



Şekil 4.1 : (a) Helis yavaş dalga yapısı ve (b) helisin x ile belirtilen noktadan kesilip açılmış görünümü [1].

Şekil 4.1'de a helis yarıçapını, p sarım aralığını (hatve), ψ helis sarım açısını (hatve açısı) ifade etmektedir. Helis vakum ortamında olduğundan üzerinde ilerleyen dalganın hızı ışık hızına eşittir. Bu hızın eksenel yöndeki bileşeni elektron demetinin faz hızına tekabül etmektedir. Buradan,

$$\sin \psi = \frac{v_p}{c} \quad (4.4)$$

bağıntısı kullanılarak helis sarım açısı hesaplanmaktadır. Çalışma frekansının ortasında, TWT'nin çıkışından maksimum kazanç elde etmek için 4 helis sarımının bir dalga boyuna tekabül etmesi gerekmektedir [1]. Buna göre, helis yarıçapı ve sarım aralığı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$a = \frac{\lambda \cos \psi}{8\pi} \quad (4.5)$$

$$p = 2\pi a \tan \psi \quad (4.6)$$

Denklem (4.5)'te λ çalışılan frekansa ait dalga boyunu göstermektedir.

Elektron demeti ile helis üzerinde ilerleyen dalga arasında hız farkından dolayı iki durum oluşmaktadır: senkron durum ve asenkron durum. İlk parametreleri hesaplamada senkron durum göz önüne alınmıştır. Senkron durumda, elektronların olmadığı anda elektron hızı ile dalga hızı eşit kabul edilmektedir. Yavaş dalga yapısının elektron demeti ile etkileşiminden dört adet dalga oluşmaktadır. Bunlardan üçü ileri yönde, bir tanesi de geri yönde gitmektedir. İleri yönde giden dalgalardan yalnızca bir tanesinin TWT kazancına katkısı vardır. Senkron çalışma durumunda TWT kazancı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$G = -9,54 + 47,3CN \text{ dB} \quad (4.7)$$

Burada N , dalga boyu cinsinden devrenin uzunluğunu, C ise Pierce kazanç parametresini belirtmektedir. TWT'nin özellikle uzunluğunun ve kazancının belirlenmesinde Pierce kazanç parametresinin önemli bir rolü bulunmaktadır [1]. Çalışma frekansının ortasında, kazanç parametresinin tanımı aşağıdaki gibi yapılmaktadır:

$$C^3 = \frac{Z_0}{4V_b/I_b} \quad (4.8)$$

Denklem (4.8)'de Z_0 yaklaşık olarak 50 ohm alınmaktadır. Tasarım aşamasında dikkat edilmesi gereken bir nokta da tek seferde üretilen bir TWT'nin kazancı 20 dB'yi aşmamalıdır. Aksi takdirde geri yansımalar ve kazancın düzgünlüğünde bozulmalar meydana gelmektedir.

Elektron demeti içindeki uzay-yük kuvvetlerinden dolayı elektronlar birbirlerini itmektedirler. Elektronları belirli bir çap içerisinde sınırlandırmak için Brillouin manyetik alanı uygulanmaktadır.

$$B_B = \frac{1}{b} \left[\frac{2I_b}{\gamma \pi \epsilon_0 u_0} \right]^{1/2} \quad (4.9)$$

Denklemdaki b ile belirtilen demet yarıçapı, genellikle helis yarıçapının 0,6-0,7 katı kadar alınmaktadır.

Yukarıda açıklanan yöntem kullanılarak helise ait yarıçap, sarım aralığı, sarım açısı gibi parametreler ile elektron demetine ait yarıçap, elektron hızı ve uygulanacak

manyetik alan değerleri bulunmaktadır. Yukarıda helise ait faz hızı hesaplanırken elektron demetinin hızı, faz hızından %5 fazla alınmıştır. Literatürde yapılan çalışmalarda elektron demetinin hızının faz hızından %1-%10 fazla alındığı görülmektedir [1, 15]. Dolayısıyla yapılan bu varsayımın geçerli olduğu görülmektedir. Bunun yanında faz hızının daha doğru hesaplanabilmesi için plazma frekansı azalma faktörü kullanılmaktadır. Ancak bu faktör, prosedüre ilk aşamada dâhil edilmemiştir. Çünkü bu faktörün bulunmasında helis ve demet yarıçapı kullanılmaktadır. Bu yüzden helis parametrelerini doğru hesaplayabilmek için bu faktör ile helis yarıçapı iteratif olarak hesaplanmalıdır.

Plazma frekansı azalma faktörü, azaltılmış plazma frekansının plazma frekansına oranı ile bulunmaktadır. Bu değerin hesaplanması, elektron hızı ile helisin faz hızı arasında daha kesin bir ilişki kurmaktadır. Bu değerin hesaplanmasında literatürde uygulanan birkaç yaklaşım bulunmaktadır [16-18]. Plazma frekansı azalma faktörünün en bilinen matematiksel tanımı (4.10)'da görülmektedir.

$$F = \left(\frac{\omega_q}{\omega_p} \right) = \left(1 + \left(\frac{T_0}{\beta_e} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.10)$$

$$T_0 \frac{J_1(T_0 b)}{J_0(T_0 b)} = \beta_e \frac{K_0(\beta_e a) I_1(\beta_e b) + K_1(\beta_e b) I_0(\beta_e a)}{K_0(\beta_e b) I_0(\beta_e a) - K_0(\beta_e a) I_0(\beta_e b)} \quad (4.11)$$

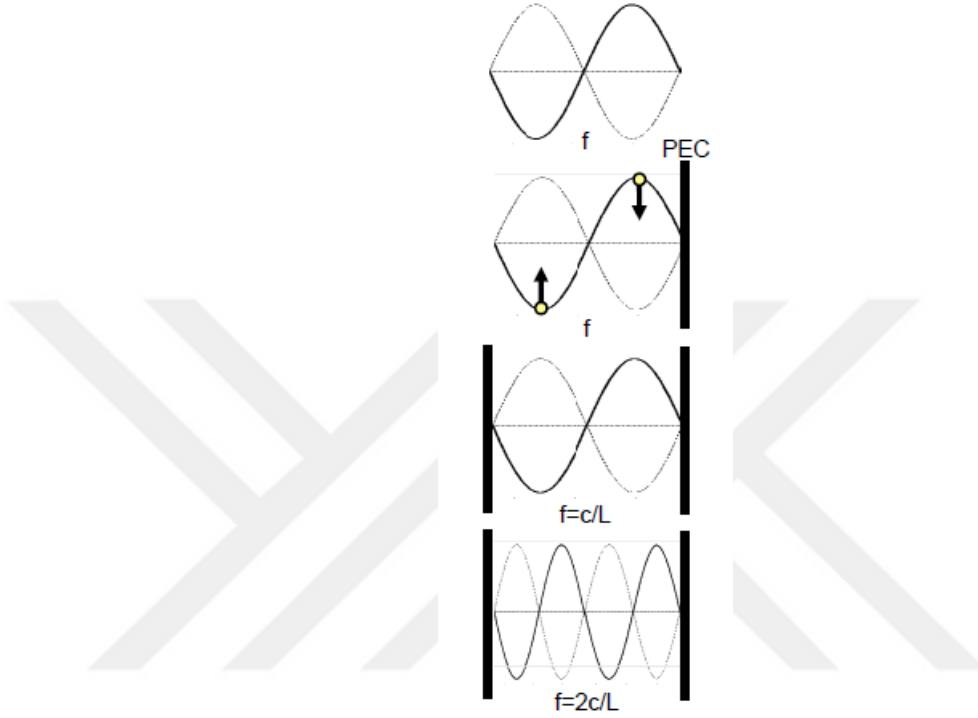
Plazma frekansı azalma faktörü, (4.10) ve (4.11) kullanılarak çözülmektedir.

4.2 Birim Hücre Seçimi ve Özmod (Eigenmode) Benzetimi

Boş uzayda yürüyen dalgalar herhangi bir frekansta ortaya çıkabilirler. Eğer bir dalga mükemmel elektrik bir duvara çarpıp yansır, duran dalga oluşmaktadır. Bu duran dalga frekanstan bağımsız bir biçimde oluşmaktadır. Eğer ortama aralarındaki mesafe bir dalga boyu veya katlarına tekabül edecek şekilde L uzaklığında başka bir mükemmel elektrik duvar eklenirse, aynı şekilde duran dalgalar oluşmaya devam edecektir (Şekil 4.2). Bu yapıda oluşan duran dalgalar özmod (eigenmode) olarak adlandırılmaktadır. Buna göre bir sonraki özmod frekansı ve şekli tahmin edilebilmektedir.

Mikrodalga vakum tüplerinde, elektron kaynağı katodun ısıtılmadığı, hızlandırıcı voltaj uygulanmayarak elektron akımının oluşmadığı durumlarda yapılan analizler genel olarak “soğuk (cold) test” olarak isimlendirilir. Soğuk test analizleri ile

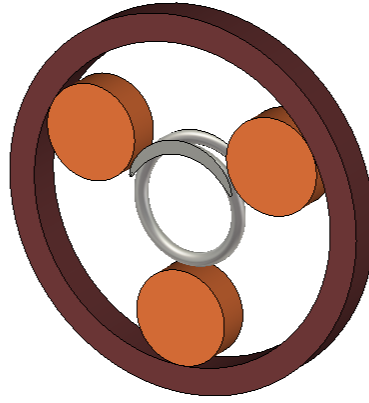
MVT'lerin mod karakteristikleri, s-parametreleri, faz hızı ve empedans gibi birçok elektromanyetik davranışını tespit etmek mümkündür. Soğuk test sonuçları, MVT'lerin geometrik tasarımında, alt parçalarının birbiri ile etkileşimini tespit etmede, dispersiyon karakteristiklerini tespit için kullanılacak çok değerli ön bilgiler verir.



Şekil 4.2 : Özmod oluşma durumu.

Elektromanyetik benzetim programlarının kullanılması, helise ait dispersiyon karakteristiğinin belirlenmesinde büyük zaman ve maliyet avantajları sağlamaktadır. Bu çalışmada CST 2015 Studio Suite elektromanyetik benzetim programı ile helis TWT soğuk test analizleri gerçekleştirilmiş ve sonuçlar literatürde bulunan veriler ile karşılaştırılarak doğrulanmıştır [19].

Şekil 4.3'te bir helis TWT'de tekrarlanan en küçük yapı görülmektedir. Burada bir helis sarımı uzunluğunda (pitch length) TWT modeli oluşturulmuş ve bu yapı sürekli bu birimi tekrarlayarak büyüdüğü artım yönünde (z eksen) sınır koşulları periyodik, diğer yönlerde ise iletken yüzey seçilerek soğuk test benzetimleri gerçekleştirilmiştir. CST Microwave Studio programındaki özmod çözücüsü (Eigenmode Solver), periyodik sınır koşullarına verilen belli aralıktaki faz farkı değerleri için birim hücrenin dispersiyon karakteristiğinin bulunmasına olanak sağlar.



Şekil 4.3 : CST Eigenmode Solver birim hücre örneği.

Birim hücre seçiminde hem literatürde sıkça karşılaşıldığı için hem de CST’de çizim kolaylığından dolayı aşağıda belirtilen şekiller ve malzemeler kullanılmıştır.

- Helis, tel helis veya şerit helis seçilmiştir. Malzeme olarak mükemmel iletken (PEC) kullanılmıştır.
- Destekleyici çubuklar, yuvarlak veya dikdörtgen kesitli olarak alınmıştır. Malzeme olarak genellikle literatürde sıklıkla kullanılan APBN (Anisotropic Pyrolytic Boron Nitride) ve BeO (Berilyum Oksit) kullanılmıştır.
- Dış zarf olarak cam ve mükemmel iletken kullanılmıştır.
- Kalan boşluklar vakum (dielektrik sabiti = 1) olarak tanımlanmıştır.

Dispersiyon karakteristiğini iyileştirmek için iletken parçalardan oluşan vanalar kullanılmıştır.

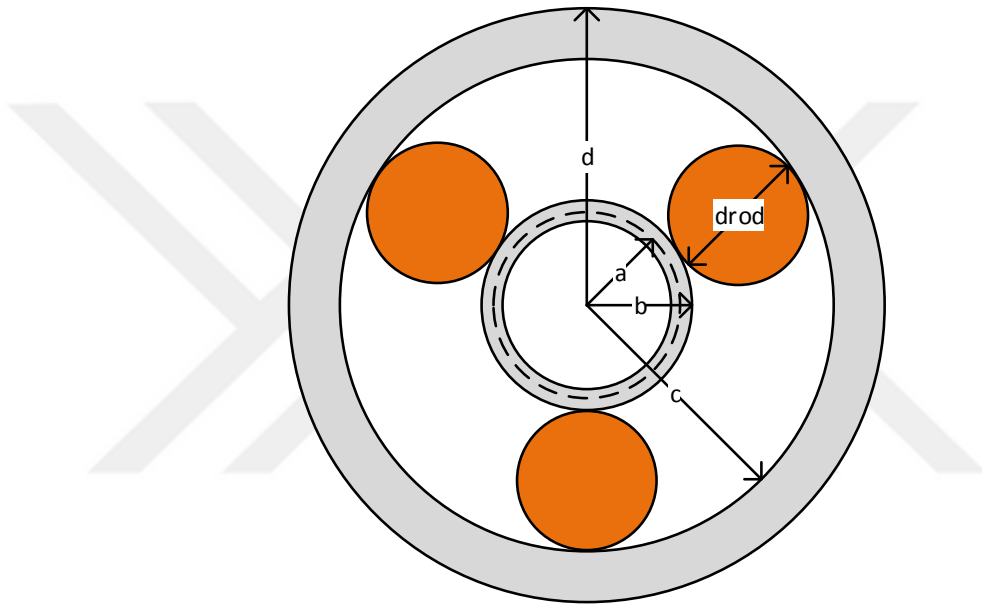
4.2.1 Temel birim hücrenin dispersiyon karakteristiği

Temel birim hücre, helis, destekleyici çubuklar ve dış zarftan oluşmaktadır. Temel birim hücre örneği, Şekil 4.3’te görülmektedir. Bu birim hücrenin analitik olarak dispersiyon karakteristiğini bulmak için sheath helis modelindeki (3.34) bağıntısı kullanılmıştır. (3.34)’deki DLF’yi bulmak için Şekil 4.3’teki dış zarf ile helis arasında kalan bölge, “efektif” dielektrik sabitli bir adet silindirik tüp ile doldurulmuştur. Bu efektif dielektrik sabitinin bulunmasında destekleyici çubukların dielektrik sabitleri ve kapladıkları alan hesaba katılmaktadır. Yuvarlak destekleyici

çubuk kullanılması durumunda efektif dielektrik sabitinin hesaplanması (4.12) yardımıyla yapılabilmektedir [20-21].

$$\varepsilon_{r,eff} = 1 + (\varepsilon_{rod} - 1) \left(\frac{N}{4} \right) \left(\frac{d_{rod}}{d_{rod} + 2(a + s)} \right) \quad (4.12)$$

Burada N destekleyici çubuk sayısını, ε_{rod} destekleyici çubuğun dielektrik sabitini, d_{rod} destekleyici çubuğun çapını, a helisin ortalama yarıçapını ve s helisin tel yarıçapını ifade etmektedir. Helis yavaş dalga yapısına ait geometrik parametreler Şekil 4.4'te görülmektedir.



Şekil 4.4 : Helis yavaş dalga yapısının iki boyutlu görünümü.

Efektif dielektrik sabitinin bulunmasından sonra DLF'nin hesaplanması (4.13a-d) bağıntılarıyla yapılmaktadır [20].

$$DLF = \left(1 + X_1 \frac{I_{0a}}{K_{0a}} \right)^{1/2} \quad (4.13a)$$

$$X_1 = \frac{(1 - \varepsilon_{r,eff})K_{0b}K_{1b} + X_2I_{0b}K_{1b} + \varepsilon_{r,eff}X_2I_{1b}K_{0b}}{(1 - \varepsilon_{r,eff})X_2I_{0b}I_{1b} + I_{1b}K_{0b} + \varepsilon_{r,eff}I_{0b}K_{1b}} \quad (4.13b)$$

$$X_2 = \frac{(\varepsilon_{r,eff} - \varepsilon_{r,env})K_{0c}K_{1c} + \varepsilon_{r,eff}X_3I_{0c}K_{1c} + \varepsilon_{r,env}X_3I_{1c}K_{0c}}{(\varepsilon_{r,eff} - \varepsilon_{r,env})X_3I_{0c}I_{1c} + \varepsilon_{r,eff}I_{1c}K_{0c} + \varepsilon_{r,env}I_{0c}K_{1c}} \quad (4.13c)$$

$$X_3 = \frac{(\varepsilon_{r,env} - 1)K_{0d}K_{1d}}{I_{0d}K_{1d} + \varepsilon_{r,env}I_{1d}K_{0d}} \quad (4.13d)$$

(4.13a-d)'de $\epsilon_{r,env}$ zarfın dielektrik sabitini, b helisin dış yarıçapını, c zarfın iç yarıçapını ve d zarfın dış yarıçapını ifade etmektedir. Denklemden yer alan modifiye Bessel fonksiyonları $I_{nr} = I_n(\gamma r)$, $K_{nr} = K_n(\gamma r)$ olarak tanımlanmaktadır.

Bulunan DLF, (3.34)'te yerine yazılarak faz hızı için öz değer denklemi oluşturulur. Öz değer denkleminde elde edilen faz hızı değerleri kullanılarak, Çizelge 4.1'de yer alan farklı geometrik parametrelere sahip yavaş dalga yapılarının faz hızı-frekans eğrileri çıkarılmıştır [20, 22]. Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de tablodaki parametreler kullanılarak MATLAB ve CST Microwave Studio ortamında elde edilen sonuçlar yer almaktadır. Bulunan sonuçlar, aynı parametrelili [20, 22]'de verilen sonuçlar ile oldukça tutarlıdır (bkz. Ek A).

Çizelge 4.1 : Örnek yavaş dalga yapısı parametreleri.

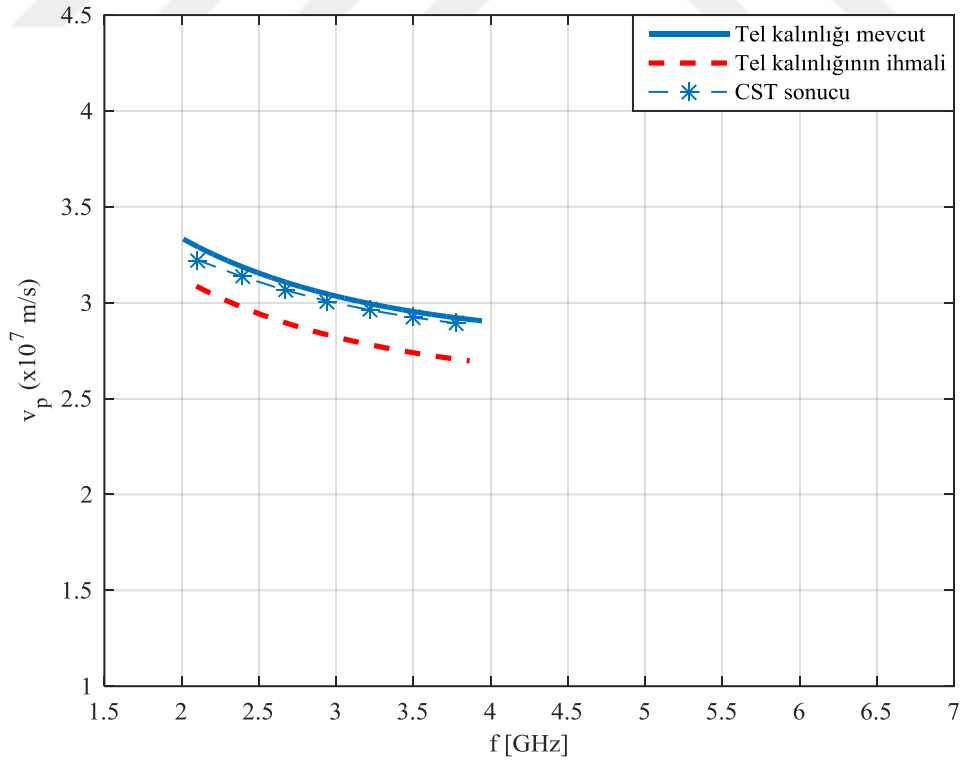
Yapı Parametreleri	1.Yapı [20]	2.Yapı [20]	3.Yapı [22]
Helisin ortalama yarıçapı (a)	2.11 mm	1.24 mm	1.24 mm
Helis tel yarıçapı (s=b-a)	0.25 mm	0.16 mm	0.26 mm
Helisin dış yarıçapı (b)	2.36 mm	1.40 mm	1.50 mm
Destekleyici çubukların çapı (drod)	3.50 mm	3.25 mm	3.00 mm
Zarfın iç yarıçapı (c=b+drod)	5.86 mm	4.65 mm	4.50 mm
Zarfın kalınlığı (t=d-c)	1.0 mm	1.10 mm	1.10 mm
Zarfın dış yarıçapı (d=c+t)	6.86 mm	5.75 mm	5.60 mm
Destekleyici çubuk sayısı (N)	3	3	3
Destekleyici çubukların bağlı dielektrik sabiti (ϵ_{r_rod})	2.58	3.8	3.8
Zarfın bağlı dielektrik sabiti (ϵ_{r_env})	3.83	5.1	5.1
Frekans bandı	2-4 GHz	4.75-7 GHz	5.85-6 GHz
Helis adım açısı (ψ)	5.5°	6.2°	6.2°

Şekil4.5 – Şekil 4.7'deki MATLAB sonuçlarını elde ederken çizelgede belirtilen frekans aralığında (3.34) dispersiyon denklemini sıfıra götürecek yayılım sabiti değerleri hesaplanmıştır. Bu yayılım sabiti değerlerini kullanarak yapıya ait faz hızı-frekans eğrileri çizdirilmiştir. Aynı şekilde çizelgedeki parametreler ile CST'de

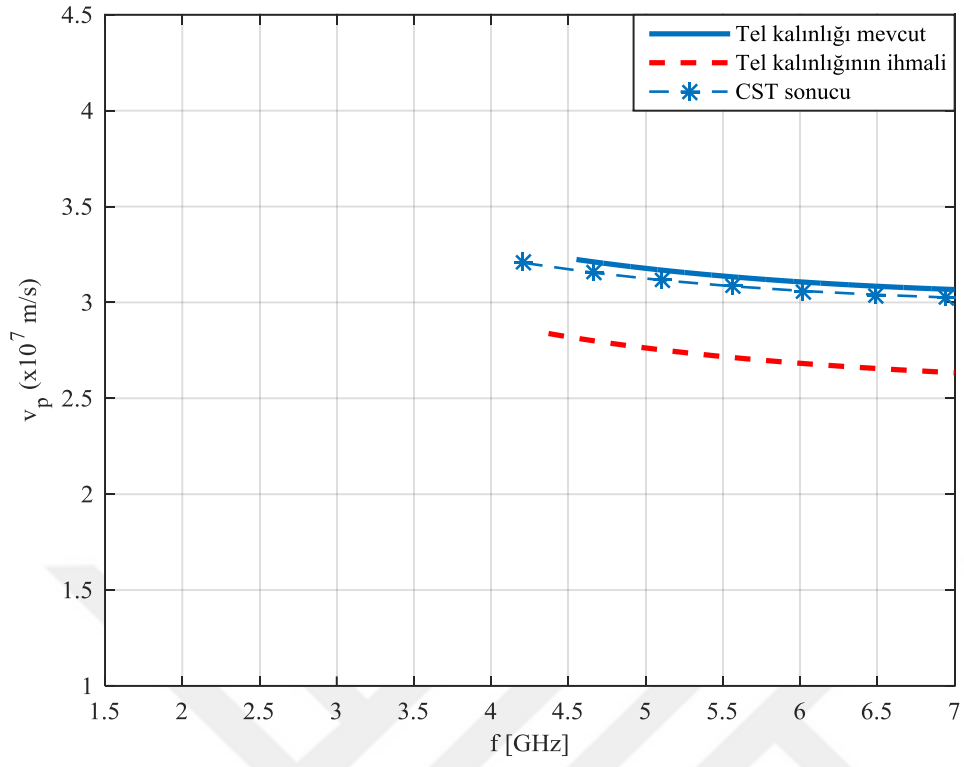
Çizilen yavaş dalgayapısı, bir önceki bölümde izah edilen öz mod çözücüsü kullanarak yapıya ait faz hızı-frekans eğrileri çizdirilmiştir. şekil 4.5 – şekil 4.7’den görüldüğü gibi MATLAB ve CST ile elde edilen sonuçlar büyük oranda benzerlik göstermektedir. CST ile dispersiyon analizi yapmak zaman alan bir işlemdir. Benzetimlerde kullanılan bilgisayar, İntel i5 2.26 GHz işlemci, 4 GB RAM ve 500 GB sabit diske sahiptir. Bu bilgisayar kullanarak 1.Yapı için elde edilen şekil 4.5’teki faz hızı-frekans eğrisi yaklaşık 20 dakika srmştir. Dolayısıyla göz önünde bulundurulanan modelin analitik modelinin iyi çıkarılması zaman-maliyet anlamında büyük önem taşımaktadır.

4.2.2 Metal vana içeren birim hücrenin dispersiyon karakteristiği

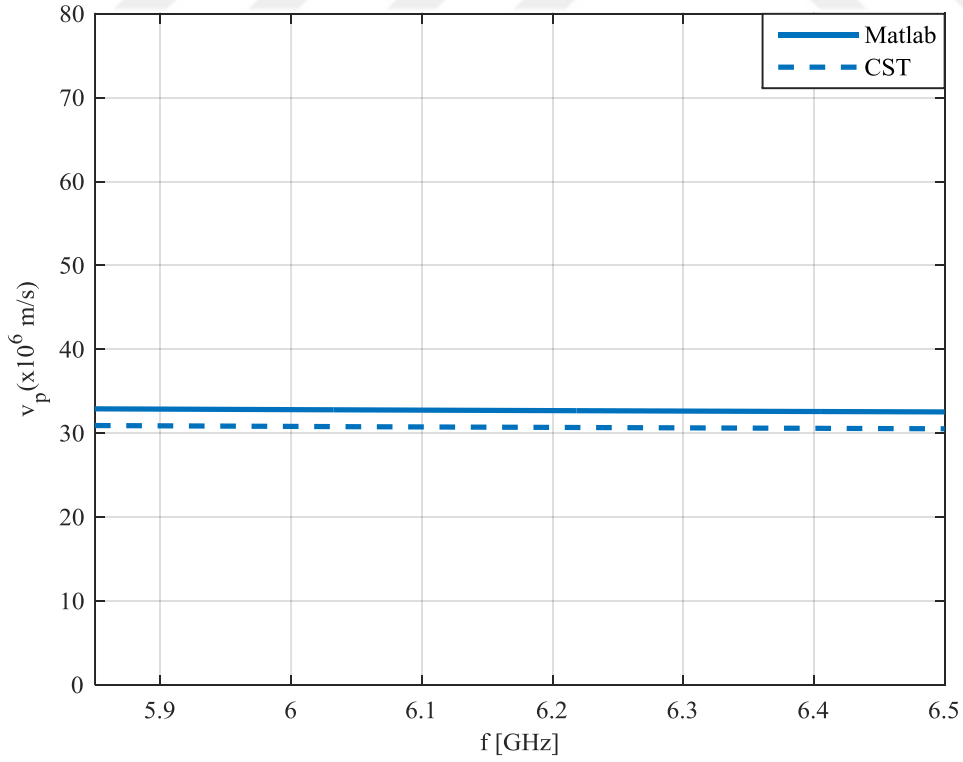
TWT’nin çalışma prensibi, katottan çıkan elektronların hızı ile helis SWS üzerinde ilerleyen dalganın aksenal yöndeki hızının senkron olması durumuna bağlıdır. Gerçekte elektronların hızının SWS zerindeki dalganın hızından daha fazla olması gerekmektedir. Böylece elektronların sahip olduğu enerji SWS zerindeki dalgaya aktarılmakta ve TWT’nin girişine verilen işaret kuvvetlendirilmektedir.



şekil 4.5 : 1.Yapı için sonuçlar.



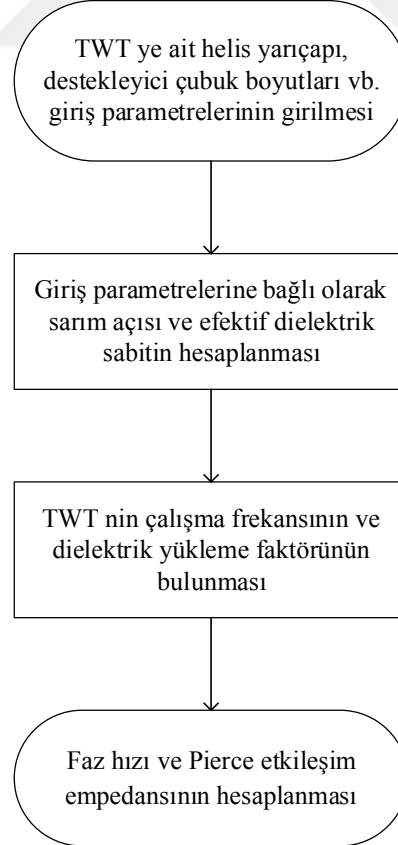
Şekil 4.6 : 2.Yapı için sonuçlar.



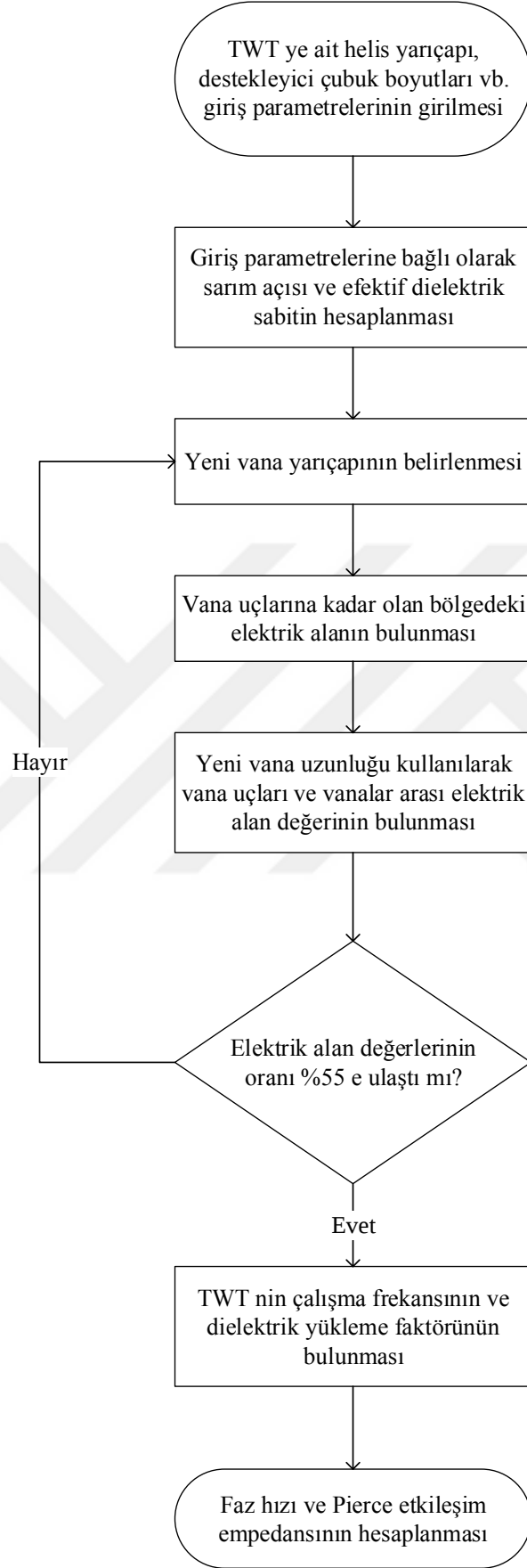
Şekil 4.7 : 3.Yapı için sonuçlar.

TWT’lerde kullanılan helis SWS, dalga üzerinde dispersiyona neden olmaktadır. Dispersiyon nedeniyle farklı frekans bölgelerinde elektron demetiyle devrenin faz hızı arasında farklılıklar meydana gelmekte ve senkronizasyon bozulmaktadır. Bu etkiyi ortadan kaldırmak için daha önce Bölüm 2.4.1’de bahsedilen metal vanalar kullanılmaktadır. Metal vanalar, TWT’nin dispersiyon karakteristiğinin düzgünleştirilmesinde önemli rol oynamaktadır. Dispersiyon karakteristiğinin düzgün hale gelmesiyle helisin frekansa olan bağımlılığı azalmakta ve TWT’ye daha geniş frekans bandında çalışma olanağı sağlanmaktadır [13, 23-24].

Metal vanaların dispersiyon karakteristiğine etkisini gözlemlemek için [25]’te önerilen “modified infinite number of vane (MINV)” yöntemi kullanılmıştır. [25]’te ayrıca daha önce kullanılan “infinite number of vane (INV)” yöntemi de açıklanmıştır. INV yönteminde vanaların, sonsuz küçük ince metal şeritten oluştuğu varsayılmıştır. Yeni önerilen MINV yönteminde ise sonlu sayıda vana kullanılmış ve kullanılan vanaların açısız kalınlığı, dispersiyon karakteristiğinin bulunmasında hesaba katılmıştır. Her iki yöntemin işleyişine ilişkin akış diyagramı Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da gösterilmiştir.

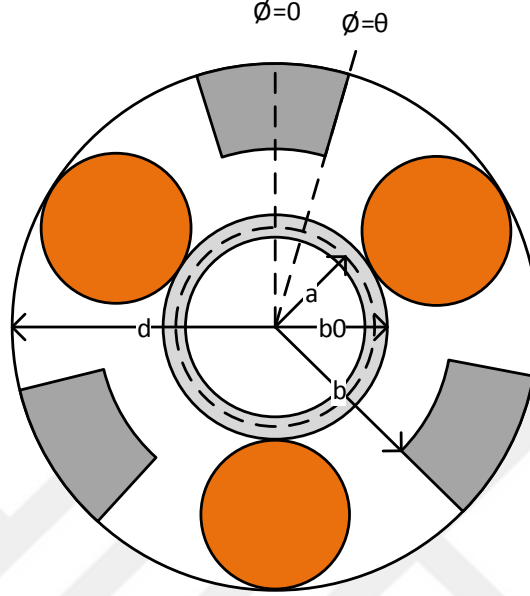


Şekil 4.8 : INV yönteminde uygulanan akış diyagramı.



Şekil 4.9 : MINV yönteminde kullanılan akış diyagramı.

Metal vanaların helis yavaş dalga yapısındaki dizilişi Şekil 4.10’da görülmektedir. Şekilde b vanaların iç yarıçapını, d vanaların dış yarıçapını ve θ vana açısını ifade etmektedir.



Şekil 4.10 : Vana yüklü helis yavaş dalga yapısı.

Vanalı SWS’nin dispersiyon denklemi bulunurken yine (3.24) bağıntısı kullanılmaktadır. Sisteme vananın eklenmesi sadece dielektrik yükleme faktörünü etkilemektedir. Vanalı SWS için DLF tanımı (4.14a-e)’de verilmektedir [25].

$$DLF = (\alpha_L \alpha_C)^{-0.5} \quad (4.14a)$$

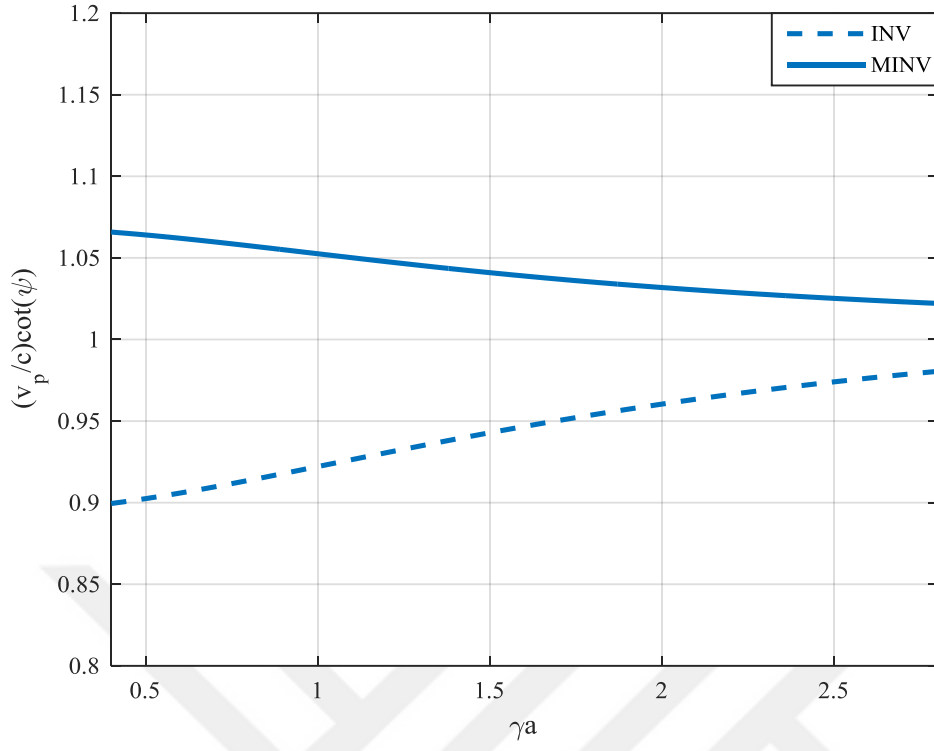
$$\alpha_L = 1 - \frac{I_{1a} K_{1d}}{K_{1a} I_{1d}} \quad (4.14b)$$

$$\alpha_C = \left(1 + \frac{I_{0a} G(b)}{K_{0a} H(b)} \right)^{-1} \quad (4.14c)$$

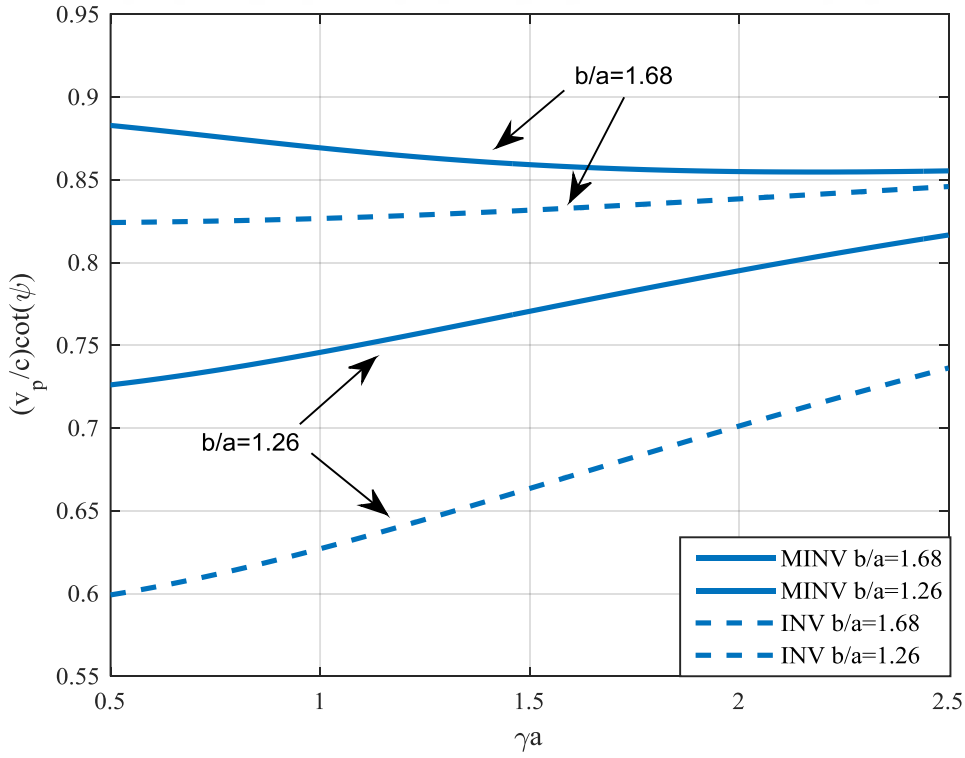
$$G(b) = K_{0b_0} K_{1b_0} \left[\varepsilon_{r,eff} \left(1 + \frac{I_{1b_0} K_{0b}}{K_{1b_0} I_{0b}} \right) - \left(1 - \frac{I_{0b_0} K_{0b}}{K_{0b_0} I_{0b}} \right) \right] \quad (4.14d)$$

$$H(b) = -I_{0b_0} K_{1b_0} \varepsilon_{r,eff} \left(1 + \frac{I_{1b_0} K_{0b}}{K_{1b_0} I_{0b}} \right) - I_{1b_0} K_{0b_0} \left(1 - \frac{I_{0b_0} K_{0b}}{K_{0b_0} I_{0b}} \right) \quad (4.14e)$$

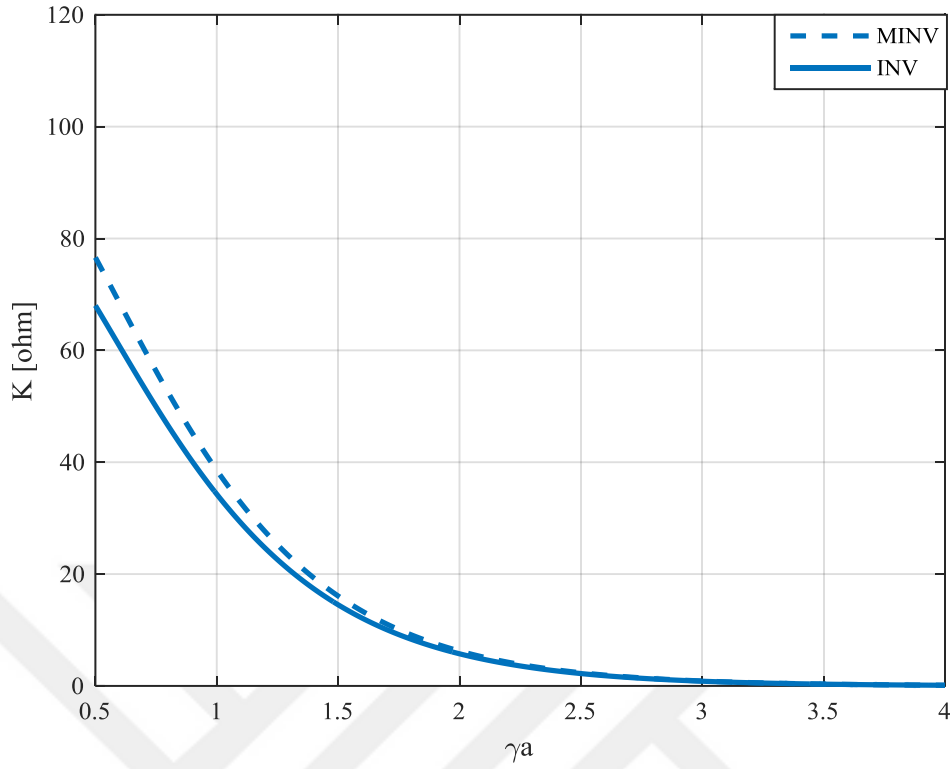
MATLAB ortamında Şekil 4.9’deki akış diyagramı kodlanarak, [25]’te incelenen dokümandaki bazı sonuçlar yeniden elde edilmiştir. Bu sonuçlar Şekil 4.11, Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’te görülmektedir. İlgili makalelerde elde edilen sonuçlar Ek B’de verilmektedir. Bu kapsamda literatür ile tutarlı sonuçlar bulunmuştur.



Şekil 4.11 : INV ve MINV yöntemlerinin [26] (bkz. Ek B Şekil B.1) ile karşılaştırması.



Şekil 4.12 : INV ve MINV yöntemlerinin [27] (bkz. Ek B Şekil B.2) ile karşılaştırması.



Şekil 4.13 : INV ve MINV yöntemlerinin etkileşim empedansları karşılaştırması ($a = 1.9$ mm, $b/a = 1.5$, $d/a = 2.1$, $\theta = 30^\circ$, $\epsilon_{r,eff} = 2.14$, vana sayısı = 3).

Şekil 4.11, [26]'daki sonuçlar ile karşılaştırıldığında MINV yönteminin, INV yöntemine göre çok daha iyi bir yöntem olduğu görülmektedir. Şekil 4.12'den görüldüğü gibi, vana yapılarının helis SWS'ye yaklaştırılması dispersiyonun, özellikle düşük frekanslarda, azalmasına neden olmaktadır. Bu sayede helis SWS, negatif dispersiyonlu hale getirilmiştir. Negatif dispersiyon, TWT'de meydana gelen ikincil harmoniklerin bastırılmasında fayda sağlamaktadır [28]. Şekil 4.13'te ise aynı parametrelerin hem INV hem de MINV yöntemine uygulandığı belirtilmektedir. Bilindiği gibi, etkileşim empedansının yüksek olması TWT kazancının yüksek olması anlamına gelmektedir. Görüldüğü üzere, MINV yönteminde etkileşim empedansı daha yüksektir.

Temel birim hücre ve metal vana içeren birim hücrenin dispersiyon karakteristiklerinin hesaplanmasında kullanılan MATLAB kodları Ek C'de verilmektedir.



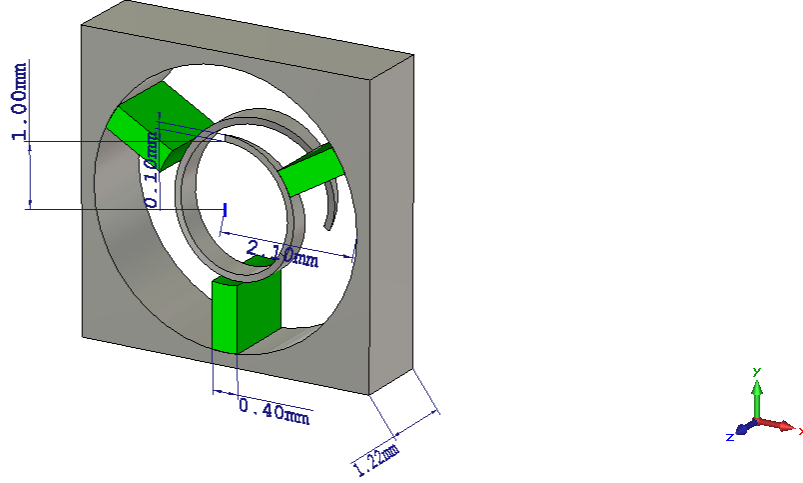
5. KU BANT YÜRÜYEN DALGA TÜPÜ TASARIMI

Bu bölümde Ku bandında çalışan yürüyen dalga tüpünün soğuk test ve hücrede parçacık (Particle In Cell, PIC) benzetimleri yapılmakta ve elde edilen sonuçlar değerlendirilmektedir. Ku bandı genellikle uydu haberleşme sistemlerinde, uydu televizyon yayınlarında kullanılmaktadır. Mikrodalga bölgesindeki frekans bantları, farklı ülkelerde farklı frekans aralıklarında tanımlanmaktadır. Örneğin; uydu haberleşmesinde Ku bandı, Amerika'da 12.2-12.7 GHz arasında iken Avrupa'da 10.7-12.75 GHz frekans aralığında tanımlanmaktadır. Bu çalışmada Avrupa'da kullanılan frekans bandı kullanılarak Ku bantta çalışan yürüyen dalga tüpünün tasarımı üzerinde durulmaktadır. Tasarımda önce özmod çözücüsü kullanılarak yavaş dalga yapısının faz hızı ve etkileşim empedansı gibi dispersiyon karakteristikleri çıkarılmakta, daha sonra ise yapıya RF bağlantı uçları eklenerek demet-dalga etkileşimi incelenmektedir.

Ku bantta tasarlanacak TWT'nin yapısal parametreleri, Bölüm 4.1'de verilen başlangıç parametre hesaplama prosedürüne göre yapılmıştır. Buradan elde edilen bazı parametreler soğuk test benzetimlerinde, bazı parametreler ise hücrede parçacık benzetimlerinde kullanılmıştır. Bölüm 1'de verilen hedefler, bu aşamada hesaplama prosedürüne girdi olarak eklenmiştir. Tasarım aşaması boyunca merkez frekans $f_c = 11.7 \text{ GHz}$ olarak alınmıştır.

Tasarımın ilk aşamasında, hesaplama prosedürü kullanılarak ilk yapısal değerler elde edilir. Ancak helis yavaş dalga yapısına ait tüm parametreler, hesaplama ile bulunamamaktadır. Bazı yapı parametreleri, istenilen dielektrik yüklemeyi sağlaması açısından seçilmektedir. Bu seçimin yapılmasında özmod çözücüsü ile iteratif bir işlem uygulanmaktadır. İstenilen dielektrik yükleme elde edilene kadar seçilen parametreler değiştirilmektedir. Nihai yapı parametreleri Çizelge 5.1'de görülmektedir.

Çizelge 5.1'de yer alan yavaş dalga yapısı parametreleri kullanılarak çizilen birim hücre Şekil 5.1'de görülmektedir.



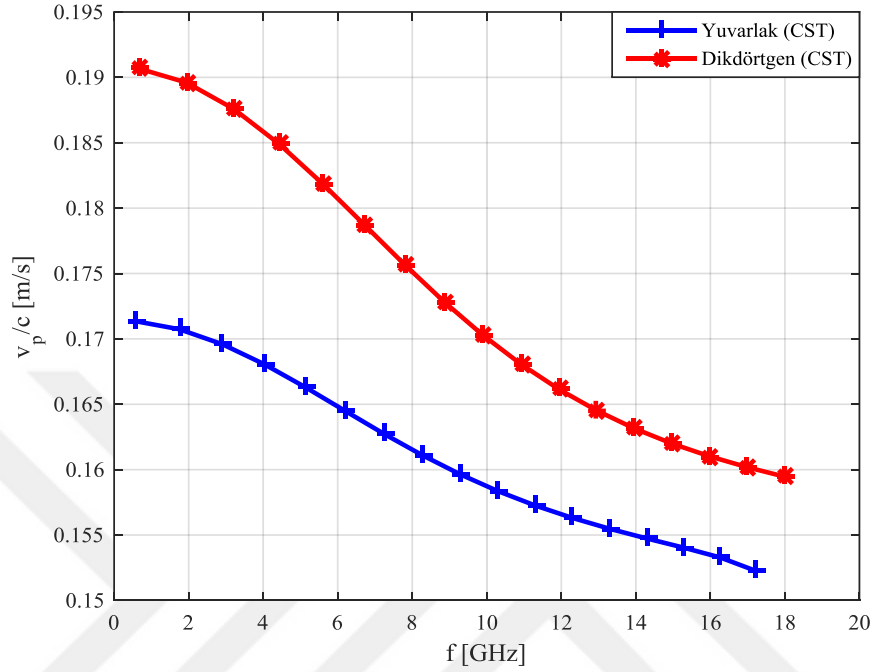
Şekil 5.1 : Ku bantta tasarlanan birim hücre.

Çizelge 5.1 : Ku bantta tasarlanan TWT'nin yavaş dalga yapısı parametreleri.

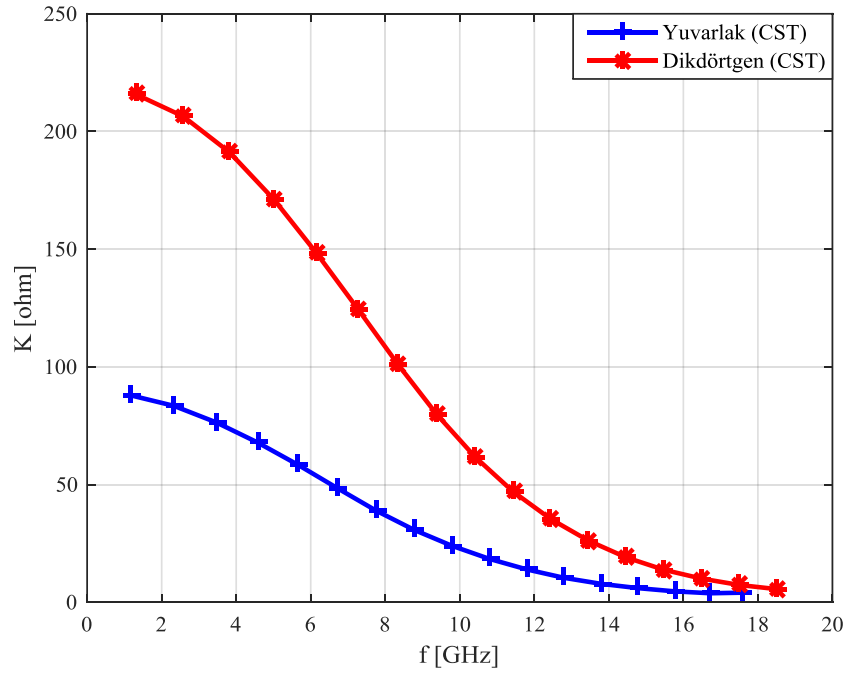
Tanım	Seçilen parametreler	Hesaplanan parametreler
Helisin iç yarıçapı	-	0.9987 mm
Helisin sarım aralığı (pitch)	-	1.217 mm
Helisin tel kalınlığı	0.1 mm	-
Helisin tel genişliği	0.4 mm	-
Dielektrik tutucuların genişliği	0.4 mm	-
Zarın iç yarıçapı	2.1 mm	-
Destekleyici çubukların bağıl dielektrik sabiti	5.1	
Frekans bandı	10.7-12.75 GHz	

Bir önceki bölümde bahsedilen analitik yöntemlerde kullanılan modellerde helis ve destekleyici çubuklar yuvarlak şekle sahipti. CST ortamında yapılan analizlerde yuvarlak helis ve destekleyici çubuk yerine, eşdeğer boyutlarda şerit helis ve dikdörtgen destekleyici çubuk kullanılması durumunda görülmüştür ki, faz hızı ve etkileşim empedansı artmaktadır (Şekil 5.2 ve Şekil 5.3). Etkileşim empedansı kazancı direkt etkileyen bir parametre olduğundan artması olumlu bir etki oluşturmaktadır. Ancak faz hızının artması, senkronizasyon için, katot akımının veya demet geriliminin bir miktar artırılmasına neden olmaktadır. Sonuç olarak

bakıldığında, faz hızındaki artıştan kaynaklanan ekstra maliyete rağmen, kazançtaki artış daha değerli bulunmaktadır. Dolayısıyla, Ku banttaki tasarıma Şekil 5.1'deki model ile devam edilecektir.



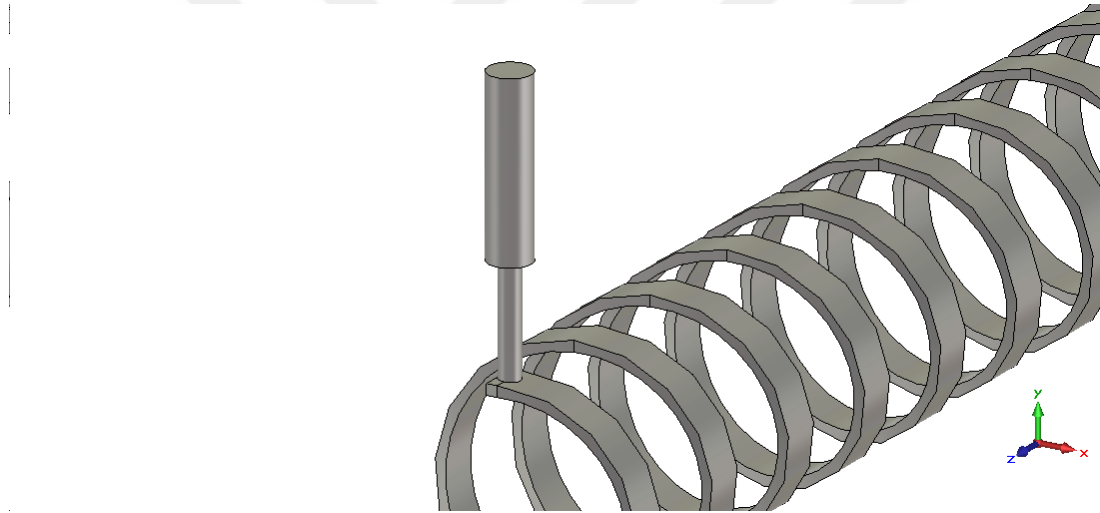
Şekil 5.2 : Farklı helis ve destekleyici çubuk şekilleri için dispersiyon eğrisi.



Şekil 5.3 : Farklı helis ve destekleyici çubuk şekilleri için etkileşim empedansı eğrisi.

Yavaş dalga yapısı belirlendikten sonra hücrede parçacık analizine geçmek için tüm birimler uygun biçimde birbirine eklenmelidir. Yürüyen dalga tüpünün dalga boyu cinsinden uzunluğu, hedeflenen kazanç değerine göre (4.7) ve (4.8)'den belirlenmektedir. Eksenel yöndeki uzunluk ise 4 helis sarımının bir dalga boyuna tekabül etmesi kriterine dayanarak, bulunan dalga boyu cinsinden uzunluğun 4 katı olarak alınmaktadır.

TWT'nin girişinden uygulanan RF işaretin minimum yansıma ile helis yavaş dalga yapısına aktarılması için RF bağlantı uçlarının helis ile empedans açısından uyumlu olması gerekmektedir. Literatürde RF bağlantı uçlarının tasarımına dair çeşitli yayınlar bulunmaktadır [29-31]. Bu çalışmada basamaklı RF bağlantı ucu kullanılması öngörülmüştür. Tasarlanan basamaklı RF bağlantı uçları Şekil 5.4'te görülmektedir.



Şekil 5.4 : Basamaklı RF bağlantı ucu tasarımı.

RF bağlantı uçları ve helis, CST Studio Suite ortamında frekans domeninde analiz edilmiş ve S-parametrelerinin frekansa olan bağımlılığı incelenmiştir. Daha sonra çalışılan frekans bandı içerisinde yeterli düzeyde empedans uygunluğu sağlanacak şekilde RF bağlantı uçlarının boyutları optimize edilmiştir. Çizelge 5.2'de optimizasyon sonucu elde edilen en iyi RF bağlantı uç boyutları listelenmiştir. Yapılan analizlerde, bağlantı uçlarının etrafındaki dielektrik malzeme hava olarak alınmış ve bulunan empedans değerleri koaksiyel hatlar için geçerli olan yaklaşımlardan elde edilmiştir. Ayrıca pratik uygulamalara uygun olması açısından, RF bağlantı uçlarının dış dünya ile bağlantısı 50 ohm olacak şekilde tasarlanmıştır.

Bu sayede TWT'nin bir RF port ile eşleşmesinde herhangi bir dönüştürücü kullanılması gerekmemektedir.

Çizelge 5.2 : RF bağlantı uçları parametreleri.

	İç iletken yarıçapı [mm]	Dış iletken yarıçapı [mm]	Uzunluk [mm]	Karakteristik Empedans [ohm]
I	0.1	0.46	1	91.5
II	0.2	0.46	1.6	50

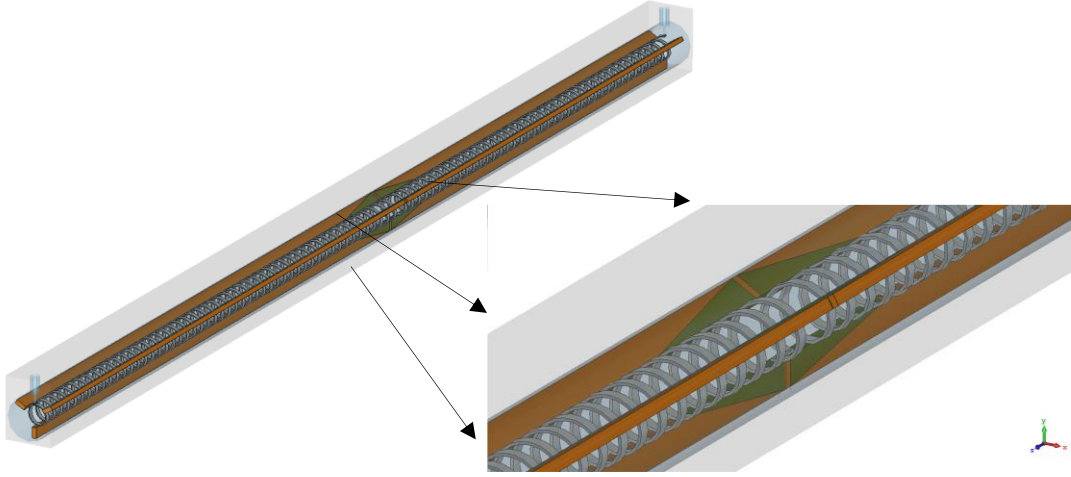
TWT'nin en kritik parçalarından biri de elektronların üretildiği elektron tabancası birimidir. Elektron tabancasında bulunan katot, termiyonik emisyon durumunda, belli bir sıcaklığa kadar ısıtılıp yüksek gerilime maruz bırakılarak yüzeyinde biriken elektronların kopması sağlanmaktadır. Sonrasında uygun anot yapısı kullanılarak kopan elektronlar önceden hesaplanan bir çapta sıkıştırılır ve TWT içine gönderilir. Sıkıştırma sonucu birbirine çok yakın olan aynı yüklü elektronlar birbirlerini itmeye çalışırlar. Bu aşamada elektronları hizada tutabilmek için manyetik alan uygulanması gerekmektedir. Uygulanacak manyetik alan şiddeti (4.9) bağıntısı kullanılarak hesaplanmaktadır.

Bu çalışmada elektron tabancası tasarlanmayıp, sıkıştırılmış elektronların çapı, katot çapı olarak alınmıştır. Hücrede parçacık benzetimi aşamasında çizilen katoda uygun parametreler verilerek, helis üzerinde ilerleyen RF işaret ile etkileşime geçmesi ve işareti kuvvetlendirmesi beklenmektedir. Bunun için elektron hızı ile helisin faz hızı senkron olmalıdır. Ancak pratikte, elektronlardan RF işarete bir enerji aktarımının olması için elektronların hızının helisin faz hızından bir miktar büyük olması gerekmektedir [1]. Benzetimde elektronlara verilecek hız, helisin faz hızının merkez frekanstaki değerinden biraz büyük alınmıştır. Bu değer $u_0 = 5.38 \times 10^7$ m/s olarak alınmıştır. Katottan çıkan elektronların oluşturduğu akım ve katoda verilen gerilim ise $I_b = 0.225$ A ve $V_b = 8500$ V olarak alınmıştır.

TWT'de tek parçalı bir yapı kullanıldığında 20 dB'ye kadar bir kazanç elde edileceği Bölüm 2.4.2'de belirtilmişti. Bu yüzden, daha fazla kazanç elde edebilmek için TWT'ler birden fazla parçalı olarak üretilmektedir. Bu çalışmada da TWT, 2 parçalı olarak tasarlanmıştır. Parçaların uçları, ayrılma noktasında toprağa götürülerek işaret üzerindeki süreksizlik giderilmeye çalışılmıştır. Bunun yanında, ayrılma noktasında

parça yükler kullanılarak geri yansıyan işaretler bastırılmaya çalışılmıştır. Kullanılan parça yüklerin dielektrik katsayısı $\epsilon_r = 10$ olarak seçilmiştir.

Yapılan her bir komponent birleştirilerek nihai TWT modeli elde edilmiştir. Tasarlanan TWT Şekil 5.5'te görülmektedir.



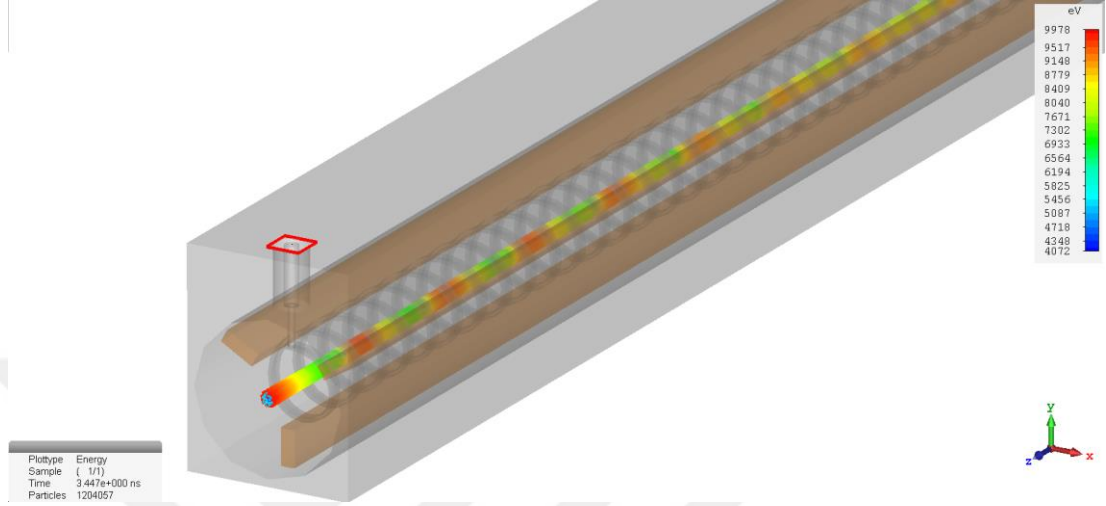
Şekil 5.5 : Ku bantta tasarlanan TWT.

TWT'nin elektronlar ile etkileşim analizini gerçekleştirmek için hücrede parçacık benzetimi yapılmaktadır. Bu benzetim sonunda TWT'nin çıkış gücü, kazancı, elektronların yapmış olduğu hız modülasyonu vb. gibi sonuçlar elde edilebilmektedir.

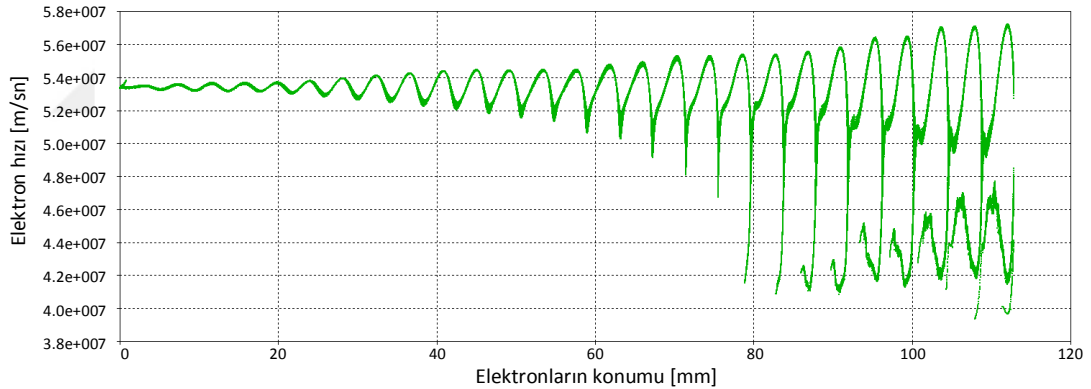
Şekil 5.6'da elektronların yavaş dalga yapısı ile girdiği etkileşim sonucunda yaptığı kümelenme görülmektedir. Yavaş dalga yapısı üzerinde oluşan elektrik alan etkisi ile elektronlar, eksenel hat boyunca belli yerlerde yavaşlayıp hızlanarak kümelenme oluştururlar. Elektronların enerjisinin yüksek olduğu yerlerde (Şekil 5.6'da kırmızı bölgeler) elektronlardan RF işarete enerji transferi gerçekleşmektedir. Tasarımda bu kümelenme oluşumunun dalga boyunun dörtte birinde olması hedeflenmiştir. Bu aynı zamanda kazancın artırılması noktasında da önerilen bir yaklaşımdır [1].

Elektronların yaptığı kümelenme hareketi Şekil 5.7'den ayrıca görülebilmektedir. Burada elektronların hızlarının konuma göre değişimi çizdirilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi TWT'nin çıkışına doğru elektron hızları çift değerli olmaktadır. Elektronlar kümelenme hareketinden dolayı önce hızlanmakta sonra da yavaşlamaktadır. Ancak elektronlar arasındaki uzay yüklerinden dolayı, TWT'nin

sonlarına doğru bu hareket bozulmakta, bazı elektronlar daha fazla yavaşlatılmaktadır. Dolayısıyla elektronlar ile RF işaret arasındaki senkronizasyon giderek azalmaktadır. Elektron hızının faz hızına eşit olduğu noktada ise elektronlar ile helis arasında enerji alışverişi sonlanmakta, satürasyon durumu oluşmaktadır.



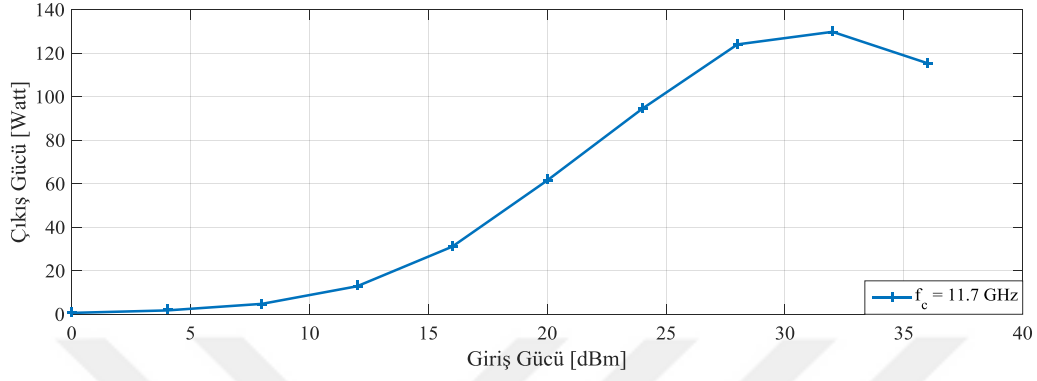
Şekil 5.6 : Elektronların hız modülasyonu ile kümelenme hareketi yapması.



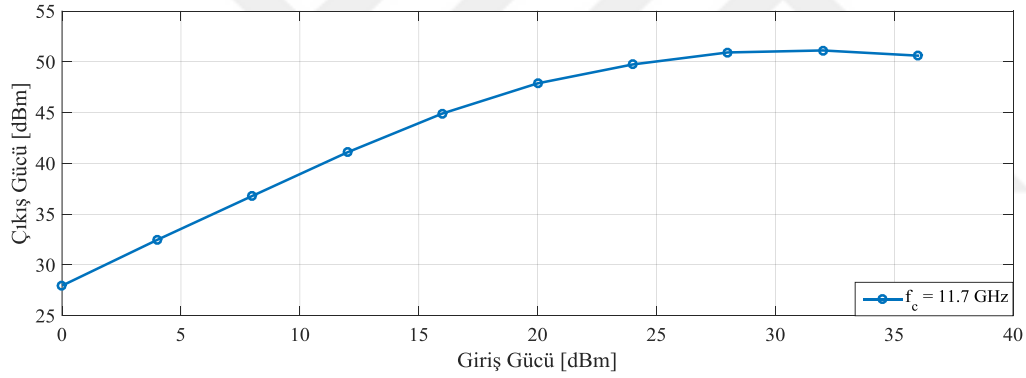
Şekil 5.7 : Elektronların hızlarının konuma göre grafiği.

TWT’de çıkış gücü ve kazanç analizleri yapmak için giriş portundan $f_c = 11.7 \text{ GHz}$ frekansında sinüzoidal RF işareti uygulanmaktadır. İşaretin uygulanma süresi benzetimde 20 ns olarak alınmıştır. Yapılan analizlerde ayrıca giriş portundan verilen işaretin gücü ve frekansı değiştirilerek, giriş gücüne ve frekansa göre çıkış gücü ve kazanç eğrileri elde edilmiştir. Şekil 5.8 ve Şekil 5.9’da merkez frekansta giriş gücünün değişimine göre çıkış portundan elde edilen gücün Watt ve dBm cinsinden gösterilimi mevcuttur. Şekillerden görüldüğü gibi hedeflenen çıkış gücü değeri yaklaşık 25 dBm giriş gücü için karşılanmaktadır. Tasarlanan TWT’nin maksimum çıkış gücü 130 Watt olmaktadır. Grafiklerden ayrıca TWT’nin yaklaşık 30 dBm giriş

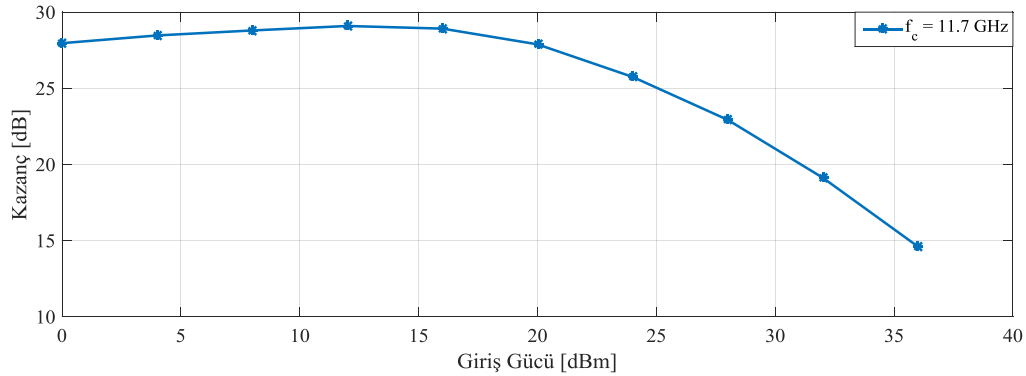
gücü civarında doymaya girdiği görülmektedir. Şekil 5.10'da ise giriş gücüne göre kazancın eğrisi görülmektedir. Kazanç eğrisi ise 20 dBm'den sonra azalma eğilimindedir. Buna neden olarak, elektronların yaptıkları kümelenme hareketinin artan giriş gücü ile daha fazla bozulduğu gösterilebilir [32].



Şekil 5.8 : Watt cinsinden giriş işaretinin değişimine göre çıkış işareti.

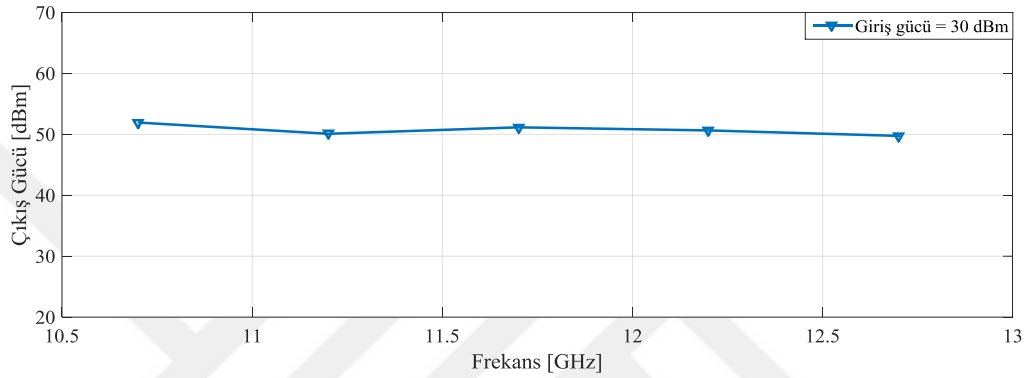


Şekil 5.9 : dBm cinsinden giriş işaretinin değişimine göre çıkış işareti.

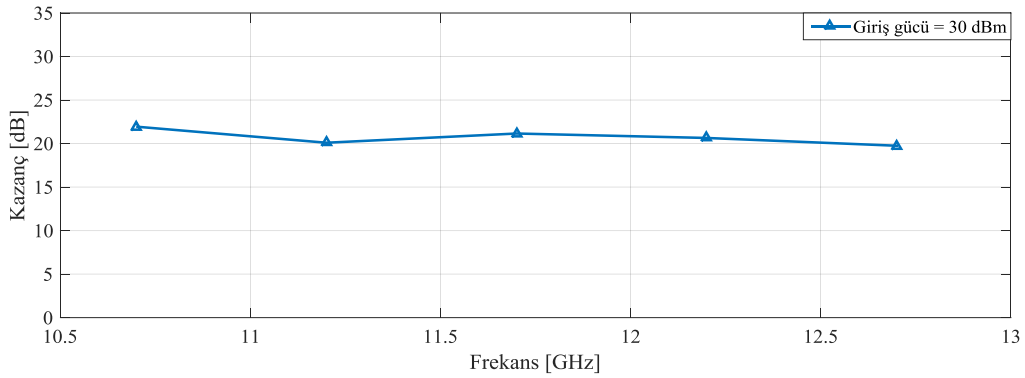


Şekil 5.10 : Giriş gücüne göre kazanç eğrisi.

Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de ise frekansa bağlı dBm cinsinden çıkış gücü ve kazanç eğrileri görülmektedir. Benzetimler, giriş gücünün satürasyonda yani 30 dBm olduğu durumda yapılmıştır. Tarama yapılan bant içerisinde TWT’nin çıkış gücü ve kazanç dalgalanması yaklaşık 2 dB olmaktadır. Dolayısıyla tasarlanan TWT neredeyse düzgün bir güç ve kazanç davranışı göstermektedir. Bunun yanında Şekil 5.12’den görüldüğü gibi merkez frekansın etrafındaki 1 GHz’lik bantta kazançtaki dalgalanma yaklaşık 1 dB olmaktadır. Bu değer, yüksek bant genişliğinin sağladığı avantajlar göz önüne alındığında kabul edilebilir bir niceliktir.



Şekil 5.11 : Frekansa göre çıkış gücü eğrisi.



Şekil 5.12 : 30 dBm giriş için frekansa bağlı kazanç grafiği.



6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada Ku bantta çalışan yürüyen dalga tüpünün analitik ve benzetim programları kullanılarak tasarımı üzerinde durulmuştur. Tasarlanan TWT, ele alınan frekans bandı içerisinde en az 100 Watt çıkış gücüne sahiptir. Kazanç değeri ise lineer bölgede 29 dB’lerde, satürasyonda ise 20 dB değerlerinde olmaktadır. Hedeflenen kazanç değerine ulaşamamasının nedeni olarak, helisin dispersif karakteristiği gösterilebilir. Şekil 5.2’de görüldüğü gibi helisin dispersiyon eğrisi, frekansa göre ciddi bir şekilde değişmektedir. Dolayısıyla helis üzerinde ilerleyen dalga faz hızı da değişmektedir. Ancak yapılan benzetimlerde elektronlara verilen hız değeri tek değerlidir ve merkez frekansa göre belirlenmiştir. Bu yüzden incelenen frekans bandı içerisinde elektronlar ile helis üzerinde ilerleyen dalga arasında senkronizasyon problemleri ortaya çıkmaktadır. Bu problemin çözümüne ilişkin bir yöntem Bölüm 4.2.2’de bahsedilmektedir. Yavaş dalga yapısı içerisinde metal vanalar kullanılarak dispersiyon eğrisi neredeyse düzgünleşmekte ve incelenen frekans bandı içerisinde elektronlar ile dalga arasındaki senkronizasyon problemleri ortadan kalkmaktadır. Gelecek çalışmalarda vana yapısı kullanılarak hücrede parçacık benzetimi yapılması düşünülmektedir.



KAYNAKLAR

- [1] **Gilmour, Jr., A. S.** (1994). *Principles of Traveling Wave Tubes*. Washington, DC.: Artech House.
- [2] **Url-1** <<https://steveblank.files.wordpress.com/2009/08/twt-schematic.gif>>, erişim tarihi 29.06.2016.
- [3] **STFC CLASP Environmental Case Study 2013-2015.** (2016). *Novel gyrotron travelling wave amplifier for high power mm-wave radar remote sensing* [PowerPoint slides]. Retrieved from <http://slideplayer.com/slide/10999191>
- [4] **Barker, R. J., Booske, J. H., Luhmann, N. C. & Nusinovich, G. D.** (2005). *Modern Microwave Millimeter-Wave Power Electronics*. New Jersey : Wiley-Interscience.
- [5] **Collin, R. E.** (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. New Jersey : Wiley-Interscience.
- [6] **Jacquez, A. E. & Scott, A.** (October 1981). Final Report. AFWAL-TR-81-1176.
- [7] **Putz, J. L. & Cascone, M. J.** (1979). Effective use of dispersion shaping in broadband helix TWT circuits, *IEDM Tech. Dig.*, 422–424.
- [8] **Hu, Y., Wang, Y., Yang, Z., Li, J. & Li, B.** (2013). Study the effect of positive dispersion in input circuit of broadband helix Traveling Wave Tubes, *2013 IEEE 14th International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 1–2.
- [9] **Gittins, J. F.** (1965). *Power Traveling Wave Tubes*. New York : American Elsevier Inc.
- [10] **Kory, C. L. & Dayton, J. A.** (1998). Accurate cold-test model of helical TWT slow-wave circuits, *IEEE Transactions on Electron Devices*, 45(4), 966–971.
- [11] **Pierce, J. R.** (1950). *Traveling Wave Tubes*. New York : Van Nostrand.
- [12] **Basu, B. N.** (1996). *Electromagnetic Theory and Applications in Beam-Wave Electronics*. Singapore : World Scientific.
- [13] **Paik, S. F.** (1969). Design formulas for helix dispersion shaping, *IEEE Trans. On Electron Devices*, 45, 1010–1014.
- [14] **Sensiper, S.** (1955). Electromagnetic Wave Propagation on Helical Structures (A Review and Survey of Recent Progress), *Proceedings of the IRE*, 45(2), 149–161.
- [15] **Sivan, L.** (1994). *Microwave Tube Transmitters*. London : Chapman & Hall.
- [16] **Branch, G. M. & Mihran, T. G.** (1955). Plasma-frequency reduction factors in electron beams, *IRE Trans. Electron Devices*, 2(2), 3–11.

- [17] **Antonsen, Jr., T. M. & Levush, B.** (1998). Traveling-wave tube devices with nonlinear dielectric elements, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, 26(3), 774–786.
- [18] **Datta, S. K. & Kumar, L.** (2009). A simple closed-form formula for plasma-frequency reduction factor for a solid cylindrical electron beam, *IEEE Trans. On Electron Devices*, 56(6), 1344–1346.
- [19] **CST Studio Suite** (Trial Version, 2016) [Computer software]. Houston, TX : USA.
- [20] **Jain, P. K., Murty, K. V. R., Joshi, S. N. & Basu, B. N.** (1987). Effect of the finite thickness of the helix wire on the characteristics of the helical slow-wave structure of a traveling-wave tube, *IEEE Trans. On Electron Devices*, 34(5), 1209–1213.
- [21] **Jain, P. K. & Basu, B. N.** (1987). The inhomogeneous loading effects of practical dielectric supports for the helical slow-wave structure of a TWT, *IEEE Trans. On Electron Devices*, 34(12), 2643–2648.
- [22] **Rao, P. C. V., Jain, P. K. & Basu, B. N.** (1992). Evaluation of Pierce’s small-signal parameters of helix traveling-wave tubes for gain calculation, *Journal of Applied Physics*, 25, 542–547.
- [23] **Basu, B. N., Pal, B. B., Singh, V. N. & Vaidya, N. C.** (1985). Optimum design of a potentially dispersion –free helical slow-wave circuit of a broadband TWT, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 32, 461–463.
- [24] **Chen, C. Y.** (1983). Characteristics of vane-loaded helix slow-wave structure, *NTG Fachberichtr: Elektronenroehren*, 85, 27–31.
- [25] **Kumar, L., Raju, R. S., Joshi, S. N. & Basu, B. N.** (1989). Modeling of a vane-loaded helical slow-wave structure for broad-band traveling-wave tube, *IEEE Trans. On Elektron Devices*, 36(9), 1991–1999.
- [26] **Kravchenko, N. P., Loshakov, L. N. & Pchel’nikov, Y. N.** (1976). Computation of dispersion characteristics of a spiral placed in a screen with longitudinal ribs, *Radio Eng. Elekttron Phys.*, 21, 33–39.
- [27] **Galuppi, P. & Salvatore, M. D.** (1984). Evaluation of three techniques of controlling phase velocity dispersion in helix TWT, *Proc. Int. Conf. Microwave Tubes in Systems: Problems and Prospects*, 59–62.
- [28] **Zhu, Z. J. & Wel, C. L.** (2012). Simulation modeling on dispersion shaping and harmonic suppression in helix TWT from 2 GHz to 6 GHz, *Progress In Electromagnetics Research*, 28, 181–193.
- [29] **Agrawal, A. K., Raina, S. & Kumar, L.** (2003). A novel approach for simulation of a coaxial coupler for helix TWTs using HFSS, *Proceedings of the IEEE International Vacuum Electronics Conference*, 58–59.
- [30] **Srivastava, V., Srivastava, A., Singh, V. V. P. & Chandan, S.** (2003). Design of input and output couplers for Ku-band 140 Watts space TWT, *4th IEEE International Conference on Vacuum Electronics*, 165–166.

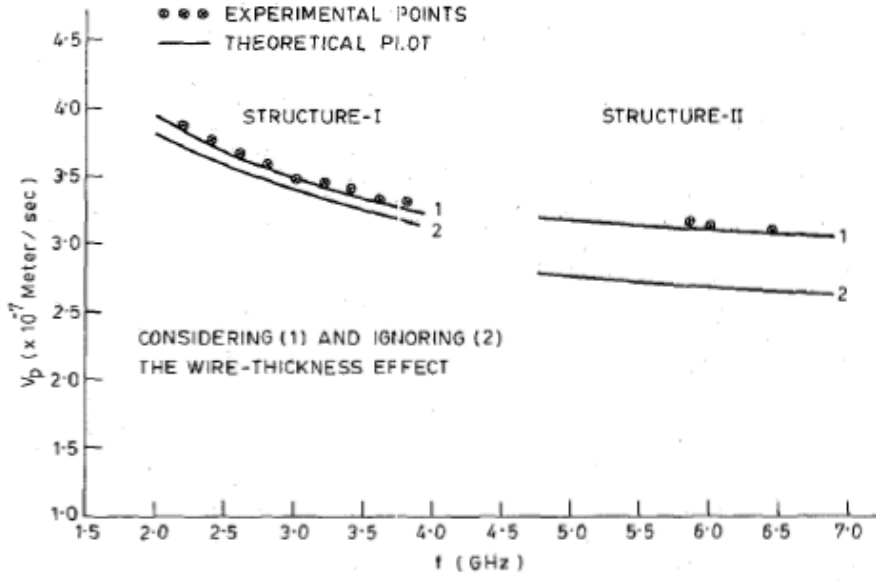
- [31] **Singh, R. et. al.** (2010). Design and simulation of RF section for Ka-band (20.6-21.2 GHz) 40W space TWT, *International Journal of Engineering Science and Technology*, 2(8), 3769–3776.
- [32] **Cutler, C. C.** (1956). The nature of power saturation in traveling wave tubes, *Bell Sys. Tech. Jour.*, 5, 841–876.



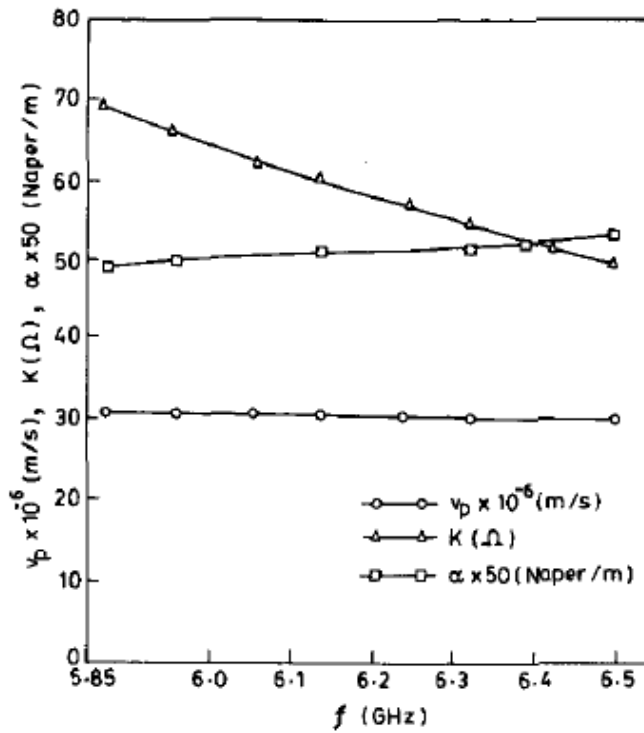


EKLER

Ek A

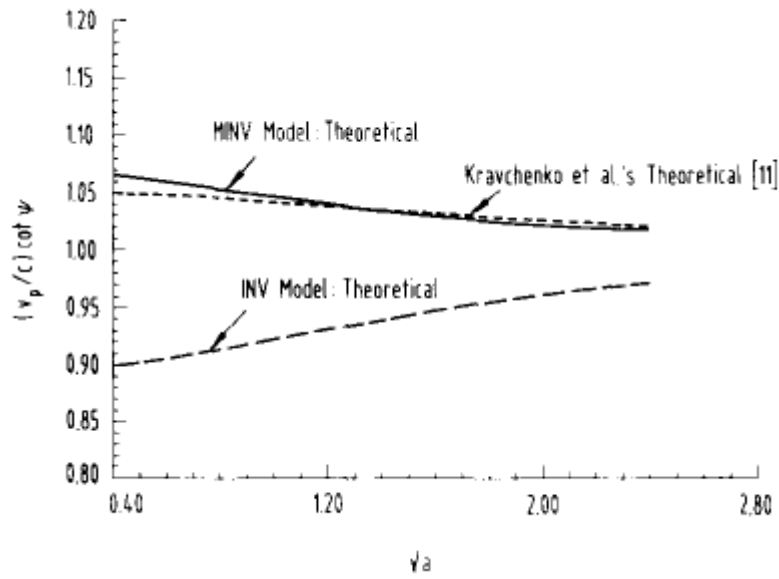


Şekil A.1 : Çizelge 4.1'deki Yapı-1 ve Yapı-2 için [20]'deki faz hızı-frekans eğrisi

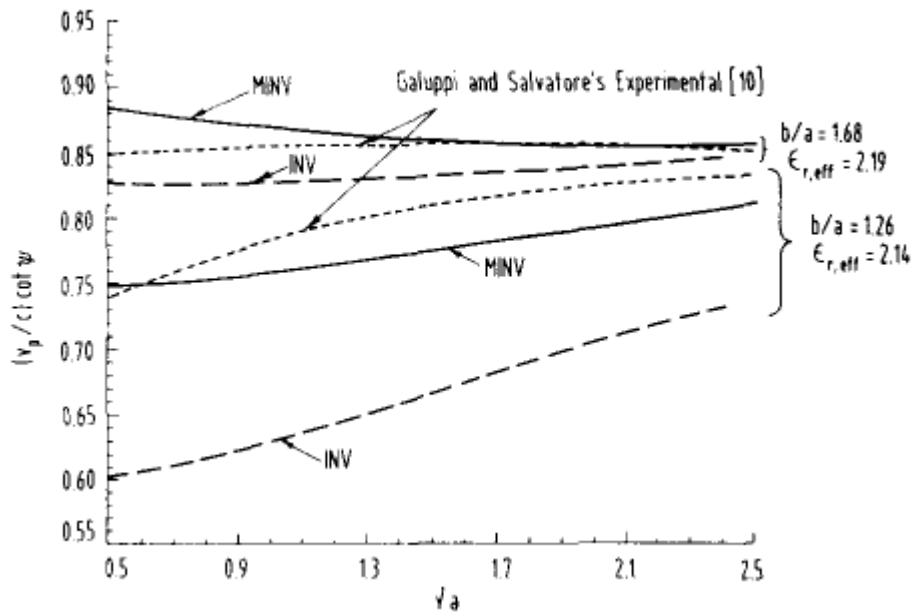


Şekil A.2 : Çizelge 4.1'deki Yapı-3 için [22]'deki faz hızı-frekans eğrisi

Ek B



Şekil B.1 : [25] nolu referanstaki Şekil 3'ün [26] nolu referans ile karşılaştırılması



Şekil B.2 : [25] nolu referanstaki Şekil 5'in [27] nolu referans ile karşılaştırılması

EK C

```
clear all; close all; clc;

% P.K.Jain, K.V.Murty, S.N.Joshi and B.N.Basu, "Effect of finite
thickness of the helix wire
% on the characteristics of the helical SWS of a TWT", IEEE Trans.
Electron
% devices, vol. 34, pp. 1209-1213, May 1987.

a = 1.24e-3;      % Ortalama helis yarıçapı
s = 0.26e-3;      % Helis telinin yarıçapı
b = a + s;        % Helis dış yarıçapı
c = 4.5e-3;       % Dış iletken zarfın iç yarıçapı
d = c + 1.1e-3;   % Dış iletken zarfın dış yarıçapı
N = 3;           % Destekleyici çubuk sayısı
d_rod = c - b;    % Destekleyici çubuğun çapı
psi = 6.16;       % Helis sarım açısı [derece]
Co = 3e8;         % Işık hızı
Mo = pi*4e-7;     % Boşluğun manyetik geçirgenliği
Eo = 8.854e-12;   % Boşluğun elektriksel geçirgenliği
Er_env = 5.1;     % Dış iletken zarfın elektriksel geçirgenliği
Er_rod = 3.8;     % Destekleyici çubuğun elektriksel geçirgenliği
Er_eff = 1 + (Er_rod - 1)*(N/4)*(d_rod/(d_rod + 2*(a + s))); %
Efektif elektriksel geçirgenlik

fmin = 5.85e9;
fmax = 6.5e9;
fadim = (fmax - fmin)/13;
kok1 = zeros(1,13);
vpbul = zeros(1,13);
F = 0;
i = 1;

for f = fmin:fadim:fmax
    f
    omega = 2*pi*f;
    lamda = Co/f;
    k0 = 2*pi/lamda;
    tolerance = 1000;
    delta = k0/tolerance;
    for beta = k0:delta:15*k0
        gamma_a = sqrt(beta^2 - k0^2)*a;
        gamma_b = sqrt(beta^2 - k0^2)*b;
        gamma_c = sqrt(beta^2 - k0^2)*c;
        gamma_d = sqrt(beta^2 - k0^2)*d;

        X3 = (Er_env -
1)*besselk(0,gamma_d)*besselk(1,gamma_d)/(besseli(0,gamma_d)*besselk
(1,gamma_d) + Er_env*besseli(1,gamma_d)*besselk(0,gamma_d));
        X2pay = (Er_eff -
Er_env)*besselk(0,gamma_c)*besselk(1,gamma_c) +
Er_eff*X3*besseli(0,gamma_c)*besselk(1,gamma_c) +
Er_env*X3*besseli(1,gamma_c)*besselk(0,gamma_c);
        X2payda = (Er_eff -
Er_env)*X3*besseli(0,gamma_c)*besseli(1,gamma_c) +
Er_eff*besseli(1,gamma_c)*besselk(0,gamma_c) +
Er_env*besseli(0,gamma_c)*besselk(1,gamma_c);
        X2 = X2pay/X2payda;
```

```

X1pay = (1 - Er_eff)*besselk(0,gamma_b)*besselk(1,gamma_b) +
X2*besseli(0,gamma_b)*besselk(1,gamma_b) +
Er_eff*X2*besseli(1,gamma_b)*besselk(0,gamma_b);
X1payda = (1 -
Er_eff)*X2*besseli(0,gamma_b)*besseli(1,gamma_b)+
besseli(1,gamma_b)*besselk(0,gamma_b) +
Er_eff*besseli(0,gamma_b)*besselk(1,gamma_b);
X1 = X1pay/X1payda;
Dkare = 1+ X1*(besseli(0,gamma_a)/besselk(0,gamma_a));

A = real(F);
vp = omega/beta;
par3 = (vp/Co)/sqrt(1 - (vp/Co)^2);
par4 =
besseli(0,gamma_a)*besselk(0,gamma_a)/(besseli(1,gamma_a)*besselk(1,
gamma_a));

F = par3*cot(psi*pi/180) - sqrt(Dkare)*sqrt(par4); % Çözümü
yapılan Özdeğer Denklemi
if (F*A<0 || F==0)
    kok1(1,i) = beta;
end
end
vpbul(1,i) = omega/kok1(1,i);
i = i + 1;
end

f = fmin:fadim:fmax;
plot(f/1e9,vpbul/1e6);
%axis([2 14 0.094 0.108]);
xlabel('Frekans [GHz]');
ylabel('vp');
grid on;

```

```

clear all; close all; clc;

% Infinite Number of Vanes (INV) metodu
% Kumar, L., Raju, R.S., Joshi, S.N. and Basu, B.N., "Modeling of a
Vane-Loaded
% Helical Slow-Wave Structure for Broad-Band Travelling-
Wave
% Tubes", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 36,
no. 9,
% September 1989.

a = 1.9e-3; % Ortalama helis yarıçapı
s = 0; % Helis telinin yarıçapı
b0 = s + a; % Helis dış yarıçapı
b = 1.5*a; % Vana iç yarıçapı
d = 2.1*a; % Dış iletken zarfın iç yarıçapı
N_rod = 3; % Destekleyici çubuk sayısı
d_rod = (d - b0)/2; % Destekleyici çubuğun yarıçapı
p = 2.1e-3;
psi = 180*atan(p/(2*pi*a))/pi; % Pitch açısı
c = 3e8; % Işık hızı
eps0 = 8.854e-12; % Boşluğun dielektrik katsayısı
mu0 = pi*4e-7; % Boşluğun manyetik geçirgenliği
Er_rod = 8.6; % Destekleyici çubuğun elektriksel
geçirgenliği

```

```

Er_eff = 1 + (Er_rod - 1)*(N_rod/4)*(d_rod/(d_rod + 2*(a + s))); %
Efektif elektriksel geçirgenlik

% gamma*a değeri keyfi olarak seçilir. Buradan gamma bulunarak
Bessel
% fonksiyonları hesaplanır. Sonrasında Y, dolayısıyla vp (faz hızı)
% hesaplanır. Son olarak vp'ye tekabül eden frekans değeri bulunur.
sbt = 0.5:0.01:4;
gamma = sbt/a;

% Bessel fonksiyonları
besK_0a = besselk(0,a*gamma);          besI_0a = besseli(0,a*gamma);
besK_0b0 = besselk(0,b0*gamma);        besI_0b0 =
besseli(0,b0*gamma);
besK_0b = besselk(0,b*gamma);          besI_0b = besseli(0,b*gamma);
besK_0d = besselk(0,d*gamma);          besI_0d = besseli(0,d*gamma);
besK_1a = besselk(1,a*gamma);          besI_1a = besseli(1,a*gamma);
besK_1b0 = besselk(1,b0*gamma);        besI_1b0 =
besseli(1,b0*gamma);
besK_1b = besselk(1,b*gamma);          besI_1b = besseli(1,b*gamma);
besK_1d = besselk(1,d*gamma);          besI_1d = besseli(1,d*gamma);

% Faz hızının frekansa göre değişim grafiği için
G = besK_0b0.*besK_1b0.*(Er_eff*(1 +
besI_1b0.*besK_0b./(besK_1b0.*besI_0b)) - (1 -
besI_0b0.*besK_0b./(besK_0b0.*besI_0b)));
H = -besI_0b0.*besK_1b0.*Er_eff.*(1 +
besI_1b0.*besK_0b./(besK_1b0.*besI_0b)) - besI_1b0.*besK_0b0.*(1 -
besI_0b0.*besK_0b./(besK_0b0.*besI_0b));
alfa_C = (1 + besI_0a.*G./(besK_0a.*H)).^(-1);
alfa_L = 1 - besI_1a.*besK_1d./(besK_1a.*besI_1d);
D_1f = 1./sqrt(alfa_C.*alfa_L);
X = sbt;
Y = sqrt(besI_0a.*besK_0a./(besI_1a.*besK_1a)).*D_1f;
vp = c*Y*tan(psi*pi/180);
f = X.*Y*c/(2*pi*a*cot(psi*pi/180));

plot(gamma*a, (vp/c)*cot(psi*pi/180));
xlabel('gamma*a');
ylabel('(vp/c)*cot(psi)');
grid on;

% Karakteristik empedansının frekansa göre değişim grafiği için
beta = 2*pi*f./vp;
C0 = 2*pi*eps0./(besI_0a.*besK_0a);
L0 =
(mu0/(2*pi))*besI_1a.*besK_1a.*(beta./gamma).^2*(cot(psi*pi/180)^2
);
Z0 = sqrt(L0./C0);
Z = sqrt(alfa_L./alfa_C).*Z0;

figure;
plot(sbt,Z);
xlabel('gamma*a');
ylabel('Z [ohm]');
grid on;

% İnteraksiyon empedansının frekansa göre değişimi grafiği için
Xad = besI_1a.*besK_1d./(besI_1d.*besK_1a);
Eta = besI_0a.*besK_0b./(besK_0a.*besI_0b);

```

```

F1 = beta.*(2*pi*f)*eps0./((gamma.^2).*(1 - Eta).^2);
F2 = beta*(tan(psi*pi/180)^2)./(2*pi*f*mu0.*(1 - Xad).^2);

V7 = -2*F2.*Xad.*(besI_0a.^2)./(besI_1a.*besK_1a);
V6 = F2.*(besI_0a./besK_1a).^2;
V5 = F2.*(Xad.^2).*(besI_0a./besI_1a).^2;
V4 = 2*F1*Er_eff.*Eta.*besI_0a./besK_0a + V7;
V3 = F1*Er_eff.*(besI_0a./besK_0a).^2 + V6;
V2 = F1*Er_eff.*(Eta.^2) + V5;
V1 = beta*2*pi.*f*eps0./(gamma.^2) +
beta.*(besI_0a./besI_1a).^2.*tan(psi*pi/180)./(2*pi*f*mu0);

P1a = 0.5*(a^2)*besI_0a.*besI_1a.*(besI_1a./besI_0a -
besI_0a./besI_1a + 2./(gamma*a));
P1b = 0.5*(b^2)*besI_0b.*besI_1b.*(besI_1b./besI_0b -
besI_0b./besI_1b + 2./(gamma*b));
P1d = 0.5*(d^2)*besI_0d.*besI_1d.*(besI_1d./besI_0d -
besI_0d./besI_1d + 2./(gamma*d));
P2a = -0.5*(a^2)*besK_0a.*besK_1a.*(besK_0a./besK_1a -
besK_1a./besK_0a + 2./(gamma*a));
P2b = -0.5*(b^2)*besK_0b.*besK_1b.*(besK_0b./besK_1b -
besK_1b./besK_0b + 2./(gamma*b));
P2d = -0.5*(d^2)*besK_0d.*besK_1d.*(besK_0d./besK_1d -
besK_1d./besK_0d + 2./(gamma*d));
Qa = 0.5*(a^2)*(besI_0a.*besK_0a + besI_1a.*besK_1a +
(1./(gamma*a)).*(besI_0a.*besK_1a - besI_1a.*besK_0a));
Qb = 0.5*(b^2)*(besI_0b.*besK_0b + besI_1b.*besK_1b +
(1./(gamma*b)).*(besI_0b.*besK_1b - besI_1b.*besK_0b));
Qd = 0.5*(d^2)*(besI_0d.*besK_0d + besI_1d.*besK_1d +
(1./(gamma*d)).*(besI_0d.*besK_1d - besI_1d.*besK_0d));

U7 = Qd - Qb;
U6 = P2d - P2b;
U5 = P1d - P1b;
U4 = Qb - Qa;
U3 = P2b - P2a;
U2 = P1b - P1a;
U1 = P1a;

K = (2*(beta.^2)*pi.*(U7.*V7 + U6.*V6 + U5.*V5 + U4.*V4 + U3.*V3 +
U2.*V2 + U1.*V1)).^(-1);

figure;
plot(sbt,K);
xlabel('Frekans [GHz]');
ylabel('K [ohm]');
grid on;

```

```

clear all; close all; clc;

% Modified Infinite Number of Vanes (MINV) metodu
% Kumar, L., Raju, R.S., Joshi, S.N. and Basu, B.N., "Modeling of a
Vane-Loaded
%           Helical Slow-Wave Structure for Broad-Band Travelling-
Wave
%           Tubes", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 36,
no. 9,
%           September 1989.

```

```

a = 0.32e-3;          % Ortalama helis yarıçapı
s = 0;               % Helis telinin yarıçapı
b0 = s + a;          % Helis dış yarıçapı
b = 1.4*a;           % Vana iç yarıçapı
d = 2.52*a;          % Dış iletken zarfın iç yarıçapı
N_rod = 3;           % Destekleyici çubuk sayısı
d_rod = d - b0;      % Destekleyici çubuğun çapı
psi = 6.2;           % Pitch açısı
N_vane = 6;          % Vana sayısı
theta = pi/24;        % Vana açısı
c = 3e8;             % Işık hızı
eps0 = 8.854e-12;    % Boşluğun dielektrik katsayısı
mu0 = pi*4e-7;        % Boşluğun manyetik geçirgenliği
Er_rod = 1;          % Destekleyici çubuğun elektriksel geçirgenliği
Er_eff = 1 + (Er_rod - 1)*(N_rod/4)*(d_rod/(d_rod + 2*(a + s))); %
Efektif elektriksel geçirgenlik

% gamma*a değeri keyfi olarak seçilir. Buradan gamma bulunarak
Bessel
% fonksiyonları hesaplanır. Sonrasında Y, dolayısıyla vp (faz hızı)
% hesaplanır. Son olarak vp'ye tekabül eden frekans değeri bulunur.
sbt = 0.4:0.01:2.8;
gamma = sbt/a;

% MINV metodu ile b' değerinin bulunması
m1 = 0.5*N_vane/(1 - N_vane*theta/pi);

b_prime = b;
err = 1;
c1 = 0;
while err > 0.55
    nom = besselk(m1,b_prime*gamma).*besseli(m1,d*gamma) -
besselk(m1,d*gamma).*besseli(m1,b_prime*gamma);
    den = besselk(m1,b*gamma).*besseli(m1,d*gamma) -
besselk(m1,d*gamma).*besseli(m1,b*gamma);
    err = nom/den;
    b_prime = b_prime + 1e-5;
    c1 = c1 + 1;
end

% Bessel fonksiyonları
besK_0a = besselk(0,a*gamma);          besI_0a = besseli(0,a*gamma);
besK_0b0 = besselk(0,b0*gamma);         besI_0b0 =
besseli(0,b0*gamma);
besK_0b = besselk(0,b_prime*gamma);     besI_0b =
besseli(0,b_prime*gamma);
besK_0d = besselk(0,d*gamma);           besI_0d = besseli(0,d*gamma);
besK_1a = besselk(1,a*gamma);           besI_1a = besseli(1,a*gamma);
besK_1b0 = besselk(1,b0*gamma);         besI_1b0 =
besseli(1,b0*gamma);
besK_1b = besselk(1,b_prime*gamma);     besI_1b =
besseli(1,b_prime*gamma);
besK_1d = besselk(1,d*gamma);           besI_1d = besseli(1,d*gamma);

% Faz hızının frekansa göre değişim grafiği için
G = besK_0b0.*besK_1b0.*(Er_eff*(1 +
besI_1b0.*besK_0b./(besK_1b0.*besI_0b)) - (1 -
besI_0b0.*besK_0b./(besK_0b0.*besI_0b)));

```

```

H = -besI_0b0.*besK_1b0.*Er_eff.*(1 +
besI_1b0.*besK_0b0./(besK_1b0.*besI_0b)) - besI_1b0.*besK_0b0.*(1 -
besI_0b0.*besK_0b0./(besK_0b0.*besI_0b));
alfa_C = (1 + besI_0a.*G./(besK_0a.*H)).^(-1);
alfa_L = 1 - besI_1a.*besK_1d./(besK_1a.*besI_1d);
D_1f = 1./sqrt(alfa_C.*alfa_L);
X = sbt;
Y = sqrt(besI_0a.*besK_0a./(besI_1a.*besK_1a)).*D_1f;
vp = c*Y*tan(psi*pi/180);
f = X.*Y*c/(2*pi*a*cot(psi*pi/180));

k = 2*pi./(c./f);
plot(gamma*a, (vp/c)*cot(psi*pi/180));
xlabel('gamma*a');
ylabel('(vp/c)*cot(psi)');
grid on;
axis([0.4 2.8 0.8 1.2]);

% Karakteristik empedansının frekansa göre değişim grafiği için
beta = 2*pi*f./vp;
C0 = 2*pi*eps0./(besI_0a.*besK_0a);
L0 =
(mu0/(2*pi))*besI_1a.*besK_1a.*((beta./gamma).^2)*(cot(psi*pi/180)^2);
Z0 = sqrt(L0./C0);
Z = sqrt(alfa_L./alfa_C).*Z0;

figure;
plot(gamma*a,Z);
xlabel('Frekans [GHz]');
ylabel('Z [ohm]');
grid on;

% İnteraksiyon empedansının frekansa göre değişimi grafiği için
Xad = besI_1a.*besK_1d./(besI_1d.*besK_1a);
Eta = besI_0a.*besK_0b./(besK_0a.*besI_0b);
F1 = beta.*(2*pi*f)*eps0./((gamma.^2).*(1 - Eta).^2);
F2 = beta*(tan(psi*pi/180)^2)./(2*pi*f*mu0.*((1 - Xad).^2));

V7 = -2*F2.*Xad.*(besI_0a.^2)./(besI_1a.*besK_1a);
V6 = F2.*(besI_0a./besK_1a).^2;
V5 = F2.*(Xad.^2).*(besI_0a./besI_1a).^2;
V4 = 2*F1*Er_eff.*Eta.*besI_0a./besK_0a + V7;
V3 = F1*Er_eff.*(besI_0a./besK_0a).^2 + V6;
V2 = F1*Er_eff.*(Eta.^2) + V5;
V1 = beta*2*pi.*f*eps0./(gamma.^2) +
beta.*((besI_0a./besI_1a).^2).*tan(psi*pi/180)./(2*pi*f*mu0);

P1a = 0.5*(a^2)*besI_0a.*besI_1a.*(besI_1a./besI_0a -
besI_0a./besI_1a + 2./(gamma*a));
P1b = 0.5*(b_prime^2)*besI_0b.*besI_1b.*(besI_1b./besI_0b -
besI_0b./besI_1b + 2./(gamma*b_prime));
P1d = 0.5*(d^2)*besI_0d.*besI_1d.*(besI_1d./besI_0d -
besI_0d./besI_1d + 2./(gamma*d));
P2a = -0.5*(a^2)*besK_0a.*besK_1a.*(besK_0a./besK_1a -
besK_1a./besK_0a + 2./(gamma*a));
P2b = -0.5*(b_prime^2)*besK_0b.*besK_1b.*(besK_0b./besK_1b -
besK_1b./besK_0b + 2./(gamma*b_prime));
P2d = -0.5*(d^2)*besK_0d.*besK_1d.*(besK_0d./besK_1d -
besK_1d./besK_0d + 2./(gamma*d));

```

```

Qa = 0.5*(a^2)*(besI_0a.*besK_0a + besI_1a.*besK_1a +
(1./(gamma*a)).*(besI_0a.*besK_1a - besI_1a.*besK_0a));
Qb = 0.5*(b_prime^2)*(besI_0b.*besK_0b + besI_1b.*besK_1b +
(1./(gamma*b_prime)).*(besI_0b.*besK_1b - besI_1b.*besK_0b));
Qd = 0.5*(d^2)*(besI_0d.*besK_0d + besI_1d.*besK_1d +
(1./(gamma*d)).*(besI_0d.*besK_1d - besI_1d.*besK_0d));

U7 = Qd - Qb;
U6 = P2d - P2b;
U5 = P1d - P1b;
U4 = Qb - Qa;
U3 = P2b - P2a;
U2 = P1b - P1a;
U1 = P1a;

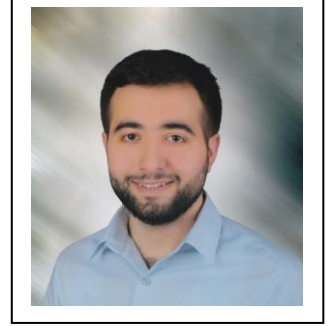
K = (2*(beta.^2)*pi.*(U7.*V7 + U6.*V6 + U5.*V5 + U4.*V4 + U3.*V3 +
U2.*V2 + U1.*V1)).^(-1);

figure;
plot(gamma*a,K);
xlabel('Frekans [GHz]');
ylabel('K [ohm]');
grid on;

```



ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Mehmet İZMİR
Doğum Tarihi ve Yeri : 17.03.1990 / Bakırköy
E-posta : izmirm@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2013, İTÜ, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Telekomünikasyon Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2017, İTÜ, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Telekomünikasyon Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2013-2016 yılları arasında TÜBİTAK BİLGEM RF ve Mikrodalga Sistemleri biriminde Araştırmacı olarak çalıştı.
- Halen PAVO Tasarım Üretim Elektronik AŞ'de Donanım Tasarım Mühendisi olarak çalışmaktadır.