

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇOK KATMANLI SİLİNDİRİK YAPILARDA
ELEKTROMANYETİK DARBE EKLANLAMA
ETKİNLİĞİ ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Baha KANBEROĞLU

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Ahmet Yahya TEŞNELİ

Eylül 2020

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.



Baha KANBEROĞLU

02.10.2020

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın hazırlanmasında, tez konusunun oluőumunda ve tezin Őekillenmesinde bŧyŧk emeği ve katkısı olan Sayın Prof. Dr. Niyazi ARI 'ya, doktora eğitimim boyunca değerli bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım, her konuda bilgi ve desteğini almaktan çekinmediğim, araőtırmanın planlanmasından yazılmasına kadar tŧm aőamalarında yardımlarını esirgemeyen, aynı titizlikte beni yŧnlendiren değerli danıőman hocam Dr. Őđr. Őyesi Ahmet Yahya TEŞNELİ'ye teőekkŧrlerimi sunarım.

Akademik hayatıma baőlamama vesile olan ve bu sŧrete bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım sayın hocam Prof. Dr. Osman ÇEREZCİ'ye teőekkŧr ederim.

Her zaman desteğiyle yanımda olan eőim Nesrin KANBEROğLU'na minnet ve Őŧkranlarımı sunuyorum. Bu sŧrete sŧrekli yanımda olan, desteklerini ve dualarını benden esirgemeyen aileme ve arkadaőlarıma canı gŧnŧlden teőekkŧr ederim.

Ayrıca bu çalıőmayı destekleyen Sakarya Őniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Komisyonu Baőkanlıđına (Proje No: 2011-50-02-028) teőekkŧr ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
KISALTMALAR LİSTESİ.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ	v
TABLolar LİSTESİ.....	viii
ÖZET.....	ix
SUMMARY	xi
BÖLÜM 1.	GİRİŞ
.....	1
BÖLÜM 2.	ELEKTROMANYETİK
DARBE VE TANIMLAMALAR	12
2.1. Elektromanyetik Darbe.....	12
2.2. Yıldırım Elektromanyetik Darbesi(LEMP).....	13
2.3. Ekranlama Etkinliği.....	15
2.4. Laplace Dönüşümü.....	18
2.5. Maxwell Denklemleri.....	21
2.6. Düzlemsel Katmanlı Yapılarda EMP'nin İletimi.....	22
BÖLÜM 3.	EMP'NİN
SİLİNDİRİK KABUK İLE ETKİLEŞİMİ.....	24
3.1. Transfer Matrisinin Oluşturulması	31
3.1.1. Çok katmanlı yapının modellenmesi.....	35
3.1.2. Transfer matrisi	35
3.2. Yarı Matris Hesabı	45
3.2.1. Yarı matris denklemlerinin oluşturulması.....	47

3.3. Çok Katmanlı Transfer Matrisi	51
BÖLÜM 4.	SİLİNDİRİK
YAPININ 3 BOYUTLU BENZETİMİ.....	53
4.1. 1 m Yarıçaplı Silindirik Kabuk Analizi	55
4.2. 20 cm Yarıçaplı Silindirik Kabuk Analizi.....	56
4.3. Silindirik Kabuk İletkenliğinin Parametrik Analizi	57
4.4. Silindirik Kabuk Kalınlığının Parametrik Analizi	59
4.5. İki Katmanlı Silindirik Kabuk Analizi	62
4.6. TE Polarizasyon İçin Ekranlama Etkinliği	64
4.7. Rezonans Frekansının Belirlenmesi	65
BÖLÜM 5.	KOMPOZİT
MALZEME TASARIMI VE EKSPANLAMA ETKİNLİĞİ ANALİZİ.....	68
5.1. Eşdeğer Katmanlı Modeli.....	71
5.2. Düzlemsel Model Tasarım Parametreleri.....	75
5.2.1. Panel kalınlığı.....	78
5.2.2. Katkı malzemesi çapı	79
5.2.3. Katkı malzemeleri arasındaki mesafe	80
5.2.4. Farklı katkı malzemeleri.....	81
5.3. Takviyeli Düzlemsel Cam Panel Tasarımı	81
5.4. Silindirik Model	84
BÖLÜM 6.	SONUÇ
.....	89
KAYNAKLAR	95
ÖZGEÇMİŞ	116

KISALTMALAR LİSTESİ

EMP	: Elektromanyetik Darbe
NEMP	: Nükleer Elektromanyetik Darbe
LEMP	: Yıldırım Elektromanyetik Darbesi
HIRF	: Yüksek Şiddetli Işıma Alanları
SE	: Ekranlama Etkinliği
E	: Elektrik Alan Şiddeti
H	: Manyetik Alan Şiddeti
ρ	: Elektriksel yük yoğunluğu
ρ_M	: Manyetik yük yoğunluğu
ϵ	: Elektriksel geçirgenlik
ϵ_r	: Bağlı elektriksel geçirgenlik
ϵ_{eff}	: Etkin elektriksel geçirgenlik
μ	: Manyetik geçirgenlik
μ_r	: Bağlı manyetik geçirgenlik
σ	: İletkenlik
PVB	: Polivinil Butiral
TPU	: Termoplaslik poliüretan
CMS	: Kompozit malzemedeki kılıf
CFC	: Karbon fiber kompozit
CFRC	: Karbon fiber takviyeli kompozit malzeme
GrEp	: Grafit Epoksi
δ	: Deri kalınlığı
FAA	: Federal Havacılık İdaresi

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. EMP'nin zaman düzlemindeki dalga şekli	13
Şekil 2.2. Yıldırım darbesinin gerilim-zaman eğrisi[141]	14
Şekil 2.3. Bir katman üzerindeki etkileşimin gösterimi	16
Şekil 2.4. Çok katmanlı yapı görünümü.....	23
Şekil 3.1. EMP'nin silindirik kabuk ile etkileşim görseli	24
Şekil 3.2. Gelen dalga ile silindirik kabuk kesitinin gösterimi	25
Şekil 3.3. Silindirik kabuk modeli	36
Şekil 4.1. Silindirik kabuk için CST modeli	54
Şekil 4.2. Silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 1 \text{ m}$, $d = 1 \text{ mm}$).....	55
Şekil 4.3. Silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $d = 1 \text{ mm}$)	56
Şekil 4.4. $\sigma=10000 \text{ S/m}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $d = 1 \text{ mm}$).....	58
Şekil 4.5. $\sigma=40000 \text{ S/m}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $d = 1 \text{ mm}$).....	58
Şekil 4.6. $\sigma=80000 \text{ S/m}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $d = 1 \text{ mm}$).....	59
Şekil 4.7. $d = 0.6 \text{ mm}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $\sigma=40000 \text{ S/m}$).....	60
Şekil 4.8. $d = 0.8 \text{ mm}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $\sigma=40000 \text{ S/m}$).....	60
Şekil 4.9. $d = 1 \text{ mm}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $\sigma=40000 \text{ S/m}$).....	61
Şekil 4.10. $d = 1.2 \text{ mm}$ için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20 \text{ cm}$, $\sigma=40000 \text{ S/m}$).....	61

Şekil 4.11. $d = 1.5$ mm için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R=20$ cm, $\sigma=40000$ S/m).....	62
Şekil 4.12. 2 katmanlı silindirik kabuk	62
Şekil 4.13. Çift katmanlı silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma_{iç}=40000$ S/m, $\sigma_{dış}=5000$ S/m)	64
Şekil 4.14. Çift katmanlı silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma_{iç}=20000$ S/m, $\sigma_{dış}=10000$ S/m).....	64
Şekil 4.15. TE polarizasyon için silindirik kabuğun eksenini üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $d = 1$ mm).....	65
Şekil 4.16. 0. mertebeden Bessel fonksiyonunu grafiği ($R = 1$ m).....	67
Şekil 5.1. Uçaklarda kullanım yerine göre malzemelerin sağladığı ekranlama etkinliği [138]	69
Şekil 5.2. Takviye malzemesinin konak malzeme içindeki yerleşimi	71
Şekil 5.3 Katman Modeli	72
Şekil 5.4. Hesaplamalarda kullanılacak parametreler ve kesitler	73
Şekil 5.5. Kesit ve ölçü gösterimi [70].....	74
Şekil 5.6. Tek katmanlı fiber kompozit panel için ekranlama etkinliği sonuçlarının karşılaştırılması.....	76
Şekil 5.7. Kompozit malzemelerin ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması.....	77
Şekil 5.8. Tutucu malzemenin farklı kalınlıkları için ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması	78
Şekil 5.9. Katkı malzemesinin farklı çap değerleri için ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması	80
Şekil 5.10. Katkı malzemesinin farklı periyot değerleri için ekranlama etkinliği performansları.....	80
Şekil 5.11. Farklı katkı malzemeleri için ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması.....	81
Şekil 5.12. Uçak camının yapısı.....	82
Şekil 5.13. Takviyeli cam panelin sağladığı ekranlama etkinliği	83
Şekil 5.14. Silindirik kabuğun eksenini üzerinde oluşan elektrik alan şiddeti.....	85
Şekil 5.15. Silindirik kabuğun eksenini üzerinde hesaplanan ekranlama etkinliği..	85

Şekil 5.16. Takviyeli cam panelin ekranlama etkinliğinin karşılaştırılması	86
Şekil 5.17. TE polarizasyonu için silindirik kabuk ekseninde oluşan manyetik alan şiddeti	87
Şekil 5.18. Silindirik kabuk ekseninde hesaplanan ekranlama etkinliği	87
Şekil 5.19. TE polarizasyonu için Takviyeli cam panelin ekranlama etkinliğinin karşılaştırılması	88
Şekil 6.1. 4 katmanlı silindirik kabuğun ekranlama etkinliği ($\epsilon_s = 5$ ve $\sigma_s = 40000$ S/m, $d=0.127$ mm, $r_a= 1$ m) a) [179] sonuçları b) Analitik hesaplama	92

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1. EMP darbe parametreleri(Nelson darbesi)	13
Tablo 2.2. Yıldırım darbe parametreleri	15
Tablo 4.1. Katmanlı kabuk yapının elektriksel ve yapısal parametreleri.....	63
Tablo 4.2. Bessel fonksiyonunun mertebelerine göre kökleri.....	67
Tablo 5.1. Modelleme çalışmasında kullanılacak değerler	75
Tablo 5.2. Kompozit Malzemelerin elektriksel parametreleri	76
Tablo 5.3. Cam panel tasarımında kullanılan parametreler ve değerleri	83

ÖZET

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik darbe, ekranlama etkinliği, silindirik kabuk, takviyeli uçak camı

Elektromanyetik etkileşim, gelişen teknoloji ile beraber dikkat edilmesi gereken bir unsur haline gelmiştir. Cihazlar kendi aralarında etkileşime girebilmekte veya dış kaynaklı bir elektromanyetik dalgaya maruz kalarak zarar görebilmektedirler. Kullandığımız cihazların, araçların bu dış kaynaklı elektromanyetik dalgalara karşı gösterdiği ekranlama etkinliği performansı önemli bir çalışma alanı haline gelmiştir. Buradan yola çıkarak, bir uçağın ekseni üzerindeki elektromanyetik alanlar ile bunlara bağlı ekranlama etkinliği performansının, Bessel ve Neumann fonksiyonları kullanılarak oluşturulan bir matris yaklaşımı ile incelenmesi hedeflenmiştir. Uçak gövdesi silindirik kabuk gibi düşünülerek denklemler oluşturulmuştur. Bu matematiksel modelin sonuçları, CST elektromanyetik benzetim programında kurulan modelin sonuçları ile karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

Ayrıca bu çalışmada, sivil ve askeri araçların, uçakların ve helikopterlerin camlarının yüksek genlikli elektromanyetik alanlara karşı gösterecekleri ekranlama etkinliğini belirleyen parametrelerin analizi yapılarak yeni bir tasarım ortaya koyulmuştur. Tasarımda, camların birbirine bağlanması ve aynı zamanda camın mekanik dayanımının artırılmasında kullanılan PVB veya TPU gibi malzemelerin içine fiber çubuklardan oluşan bir örgü gömülerek kompozit bir malzeme elde edilmesi hedeflenmiştir. Öncelikle düzlemsel panel tasarımı yapılmıştır. Seçilen parametreler ile yapılan hesaplama sonucu düzlemsel kompozit panelin etkin elektriksel parametreleri elde edilerek silindirik çalışma için hazırlanan denklemlerde ve CST modelinde kullanılmıştır. Silindirin dış kabuğunun takviyeli camdan oluştuğu varsayılarak modellemeler ve hesaplamalar yapılmıştır. Böylece, takviyeli cam panelin silindirik kabuk içinde sağlayabileceği ekranlama etkinliği gösterilmiştir.

Matematiksel model ve benzetim ile elde edilen ekranlama etkinliği sonuçlarının uyumlu oldukları gör÷lmektedir. Matematiksel modelin kullanıldığı yöntemin avantajı, herhangi bir parametre değişiminin uygulanmasının ve hesaplamının hızlı şekilde gerçekleşmesidir.

ELECTROMAGNETIC PULSE SHIELDING EFFECTIVENESS ANALYSIS OF MULTILAYERED CYLINDRICAL STRUCTURES

SUMMARY

Keywords: Electromagnetic pulse, shielding effectiveness, cylindrical shell, reinforced aircraft window

Electromagnetic interference has become an important issue with developing technology. The devices can interact with each other or are exposed to an external electromagnetic wave. The shielding effectiveness performance of the devices against external electromagnetic waves has become an important field of study. From this point of view, it is aimed to investigate the electromagnetic fields and the shielding effectiveness performance of an aircraft on its axis with a matrix approach created by using the Bessel and Neumann functions. Equations are created by considering the aircraft as a cylindrical shell. The results of the mathematical model have been verified by comparing the results of the model established in the CST electromagnetic simulation program.

In addition, a new design has been introduced by analyzing the parameters determining the shielding effectiveness of civil and military vehicles, aircraft and helicopters' windows against high amplitude electromagnetic fields. In the design, it is aimed to obtain a composite material by embedding a mesh of fiber rods into materials such as PVB or TPU, which are used to bind the glass together and increase the mechanical strength of the glass. First of all, a composite panel design is considered. The aim of the design is to reinforce the binding material of the aircraft window(PVB, TPU) by embedding a mesh of fiber rods. The effective electrical parameters are obtained via composite panel design. The shell of the cylinder is considered to be made of

reinforced aircraft window and cylindrical calculations and 3D modeling were performed via the effective parameters of composite panel. Thus, the shielding effectiveness provided by the reinforced glass panel in the cylindrical shell has been shown. It is clear that the shielding effectiveness results obtained by the mathematical model and simulation are compatible. The advantage of the method using the mathematical model is that the application of any parameter changes and the calculation takes place quickly.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Geçmişten günümüze teknolojinin hızlı gelişimiyle birlikte elektromanyetik alanlar birçok çalışma alanında dikkate alınması gereken bir unsur haline gelmiştir. Günlük hayatta sürekli kullanılan bilgisayar, cep telefonu, televizyon, buzdolabı gibi elektronik aletler ile bu aletlerin çalışması için enerji ve sinyal sağlayan iletim hatları, baz istasyonları gibi cihazlardan kaynaklanan, etkileri ve şiddetleri kontrol edilebilen elektromanyetik alanlar gündelik hayatımızın bir parçası olmuştur.

Elektronik cihazların oluşturduğu elektromanyetik alanlar, aynı ortamda bulunan veya birlikte çalıştıkları diğer cihazlar üzerinde bir etki yaratabilirler. Ayrıca elektronik cihazlar harici bir kaynak tarafından oluşturulan bir elektromanyetik dalgaya da maruz kalabilirler. Elektromanyetik dalgaın genliğine bağlı olarak maruz kalan cihazın üzerinde bozucu ve/veya zarar verici bir etki görülebilir [1], [2]. Teknolojinin ilerlemesiyle bir arada çalışan elektronik cihazlar için elektromanyetik girişim konusu tasarım aşamasında önemli bir hale gelmiştir ve ISO, IEC, CENELEC, ICNIRP, IEEE başta olmak üzere bazı kurumlar üretilecek cihaz ve malzemeler için belirli standartlar geliştirmişlerdir [3].

Günlük hayatta insanların kullandığı ve karşılaştığı cihazlardan kaynaklanan elektromanyetik dalgaların haricinde doğal yollarla meydana gelen ya da bir üreteç yardımıyla oluşturulan yüksek genlikli ve kısa etki süreli elektromanyetik dalgalar bulunmaktadır. Nükleer bir patlama sonucu oluşan Nükleer Elektromanyetik Darbe(NEMP), bir doğa olayı olan yıldırım sonucunda ortaya çıkan Yıldırım Elektromanyetik darbesi(LEMP) ve iletim hatlarından kaynaklanan geçici elektromanyetik darbeler bunlara örnek olarak verilebilir [4]. Bu yüksek genlikli darbeler, oluştukları ortamda bulunan nesnelere, cihazlara ve bazen canlılara fiziksel olarak zarar verme potansiyeline sahiptirler. Ayrıca LEMP sonucu oluşan

elektromanyetik dalgalar o bölgede bulunan elektronik cihazlarla etkileşime girebilir ve bu cihazlar üzerinde bozucu ve zarar verici etkiler oluşturabilirler. Nükleer bir patlama sonucunda çok güçlü elektromanyetik alanların oluştuğu gözlenmiştir [5]. NEMP, binlerce voltluk kısa darbe gerilimleri üretmektedir. Bu patlamalar sonucunda oluşan elektromanyetik alanın etkisi bir doğa olayı olan yıldırımın etkisiyle de benzerdir.

Yüksek genlikli elektromanyetik darbelere maruz kalan elektrik ve elektronik sistemler geçici ya da kalıcı zararlar ile karşı karşıya kalabilirler. Bu darbelerin etkilerini incelemek, verebileceği zararları hesaplamak ve darbelerin etkilerine karşı çözümler üretmek amacıyla başta elektronik, haberleşme, kaplama tekniği, yer bilimi olmak üzere çeşitli alanlarda çalışmalar yapılmıştır [6]. Bu çalışmalar homojen ve homojen olmayan ortamlar, izotropik olan ve olmayan ortamlar ile kayıplı ve kayıpsız ortamlar ve malzemeler için farklı katman sayıları ile frekans düzleminde yapılmıştır. Bu teorik çalışmalar Maxwell denklemleri temel alınarak yapılmıştır.

Elektromanyetik dalgaların çeşitli ortamlarda yayılımları çeşitli metotlarla ve farklı darbeler yardımıyla çalışılmıştır. EMP, LEMP gibi doğal yollardan veya üreteçler yardımıyla oluşan elektromanyetik darbelerin çok katmanlı yapı sistemleri ve onların içerisinde bulunabilecek elemanlar üzerindeki etkisinin hesaplanması üzerine çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Laplace ve Fourier dönüşümleri ile zaman ve frekans düzlemleri arasındaki geçişler sağlanmıştır.

Bugüne kadar çok katmanlı yapıyla olan çalışmalar incelendiğinde; elektromanyetik dalgaların çok katmanlı düzlemsel zeminlerdeki ilerlemesinin tahmin edilmesi, çok katmanlı metal koruyucuların ekranlama etkinliği değerlerinin hesaplanması, elektromanyetik girişimi engellemek için malzeme ve kaplamalar kullanılarak ekranlama etkinliğinin artırılması (çok katmanlı film), iletim hatları, boru hatları gibi yer altı ve üstünde bulunan, enerji ve yakıt taşıyan sistemlerin EMP, LEMP gibi darbeler ile etkileşiminin incelenmesi, silindirik yapıların elektromanyetik dalgalar ile etkileşimi sonucunda saçılan ve iletilen dalgaların hesaplanması üzerine teorik ve ölçüm çalışmaları yapıldığı görülmüştür.

Çok katmanlı bir zeminin elektromanyetik alanlar üzerindeki etkisine yönelik ilk çalışma, Wait tarafından ortaya koyulmuştur. Wait, katmanlı bir yapının yüzeyinde yayılan dikey elektrik alanın hesaplanması için zayıflama fonksiyonu ve zeminin yüzey empedansı kavramını kullanmıştır [7]–[9]. Düzlemsel elektromanyetik dalgaların/darbelerin katmanlı yapılar ve yüzeylerindeki iletimi ve tahmini üzerine çalışmalar devam etmiştir [10]–[25]. Yapılan çalışmalarda elektromanyetik dalganın katmanlar boyunca iletimi; matris yaklaşımları [10], [11], [18], yansıma ve iletim katsayıları [15], [16], [25]–[27] ve Green fonksiyonları [22], [23] kullanılarak hesaplanmıştır.

Blumer ve arkadaşları, NEMP'in yer altında bir noktada oluşturacağı elektrik ve manyetik alan değerlerini NEMP'in geliş açısı, katmanların elektriksel parametreleri ve hesap yapılacak noktanın derinliği gibi parametrelere bağlı olarak frekans düzleminde hesaplandığı bir matris yöntemi ortaya koymuşlardır [10]. Elde edilen sonuçlar, Fourier dönüşümü kullanılarak zaman düzleminde de çizdirilmiştir.

Oraizi ve Abdolali ise doğal malzemeler ve meta-malzemeler kullanılarak oluşturulan çok katmanlı bir yapı üzerinde matris yöntemi ile yansıma ve iletim katsayılarını farklı uygulamalar ile hesaplamış ve karşılaştırmıştır [18].

Kang ve arkadaşları, EMP'nin dünya üzerinde karşılaşılabilecek ve dünyanın yansıtıcı özelliklerini tanımlayan parametrelere sahip 5 katmanlı bir yapı ile etkileşimi sonucu elde edilen elektrik alan şiddeti değerlerini EMP'nin geliş açısı ve darbenin polarizasyonu gibi parametreleri de göz önüne alarak hesaplayan denklemler oluşturmuşlardır [19].

Miyazaki ve Tanoue, küçük dirençli ve iletken parçacıklar veya liflerden ürettikleri katmanlı kompozit malzemenin iletim ve yansıma faktörlerini üzerine bir çalışma yapmışlardır. Ayrıca matris yöntemi ile iletilen elektrik ve manyetik alan değerlerini hesaplamışlardır [20].

Thakur ise yansıyan dalgayı kullanarak dalganın yansıdığı homojen olmayan katmanlı dielektrik malzemelerin kalınlıkları ve dielektrik sabitlerinin hesaplandığı bir matris yaklaşımı geliştirmiştir [26].

Nükleer bir patlama sonucu oluşan EMP gibi yıldırım sonucu oluşan LEMP'in katmanlı yüzeylerdeki ilerleyişi üzerine de çeşitli çalışmalar yapılmıştır [28]–[36]. LEMP oluşum süreci ve parametreleri bakımından NEMP'e göre farklı etkilere ve etki alanına sahiptir. LEMP oluşumu esnasında meydana gelen iletim kanalı sebebiyle düştüğü nokta ve çevresi üzerinde daha etkili olmaktadır. LEMP ve etkileri üzerine yapılan çalışmalar; genellikle yıldırımın düştüğü noktada ve çevresinde bulunan yer altı ve yer üstü iletim hatları, yer altında bulunan çeşitli kablolar, binalar vb. yapılarda LEMP sonucu oluşan elektromanyetik alanların ve indüklenen akım ve gerilimlerin hesabı üzerine olmuştur [37]–[55]. Silindirik yapıya sahip olan iletim hatları üzerinde indüklenen akım ve gerilimler ağırlıklı olarak iletim hattı modeli kullanılarak hesaplanmıştır.

Cooray ve arkadaşları, yıldırım sonucu elektromanyetik dalgaların iletken bir zemin boyunca yayılması ile ilgili deneysel verileri ortaya koymuşlardır [28]. Shoory ve arkadaşları, 2 katmanlı bir yüzey üzerindeki yıldırım kanalına dik zemine paralel yayılan elektromanyetik alanları uzak alan için hesaplamıştır [29]. Delfino ve arkadaşları, yıldırım kanal akımı tarafından katmanlı bir zemin üzerinde yatay olarak yayılan elektromanyetik alanların tam olarak hesaplanabilmesi için bir algoritma oluşturmuşlardır [30]. Bu algoritmadan yola çıkarak, Shoory ve arkadaşları, 2 katmanlı bir zemin üzerinde yıldırım sonucu oluşan elektromanyetik alanların hesaplanacağı bir yöntem ortaya koymuşlardır [31].

Ayrıca LEMP'in atmosferde iyonosfer boyunca yayılımı da incelenmiştir. Radyo dalgalarının yayılımında iyonosfer önemli bir rol alır. ELF ve VLF frekans bantlarındaki radyo dalgaları iyonosfer boyunca ilerlerler veya bu katmandan yansıyarak hareket ederler. Nagano ve arkadaşları ise LEMP tarafından kaynaklanan ışık emisyonları ve çok düşük frekans bozunumlarını çalışmıştır. İyonosfer, boşluk ve topraktan oluşan yatay tabakalı bir model üzerinde yayılan LEMP'in iyonosferik yayılımını hesaplamak için tam dalga hesaplama tekniği geliştirilmiştir. Bu şekilde

LEMP'in iyonosfer boyunca yayılımı ve EMP indüklemesi sonucu oluşan optik emisyonlar hesaplanmıştır [35].

Petrache ve arkadaşları, yeraltında bulunan korumalı kablolar üzerinde yıldırım sonucu indüklenen akım sorununun çözümü için zaman ve frekans düzlemindeki yaklaşımları çeşitli adımlarla birleştiren bir çalışma ortaya koymuştur [38]. LEMP'in yeraltındaki hesabı Cooray'in ortaya koyduğu denklemler ile yapılmıştır [48]. Hesaplanan akım değeri ile ölçülen frekansa bağlı transfer empedansı değeri kullanılarak bir kod yardımıyla hesaplamalar yapılmıştır. Bu hesaplamaların deneysel doğrulaması; roket tetikleyen bir yıldırım darbesi kullanılarak gerçekleştirilmiş ve sunulmuştur [49]. Daha sonra, [38] ve [49]'da ortaya koyulan analizler, bir frekans düzlemi yaklaşımıyla gömülü koaksiyel bir kablonun iç iletkenindeki kuplajın hesaplanması için genişletilmiştir [52]. Bu çalışmada, Green fonksiyonları ve iletim hattı modeli kullanılarak hesaplamalar yapılmıştır. Ianoz ise güç sistemleri ile yıldırımın etkileşimi üzerine yapılan çalışmalar üzerine genel bir inceleme yapmıştır [53].

Elektromanyetik dalgaların ilerlemeleri esnasında karşılına çıkan engellerin elektriksel özelliklerine göre enerjilerinin bir kısmını kaybettikleri(yansıma) ve zayıflayarak yollarına devam ettikleri gözlenmiştir. Kaybedilen bu enerji ekranlama etkinliği olarak tanımlanmakta ve hesaplanmaktadır [56]. Elektriksel ve elektronik sistemlerin elektromanyetik dalgalardan zarar görmesini engellemek için ekranlama etkinliği çalışmaları yapılmaktadır. Bu da sistemlerin veya elektronik elemanların dış çeperlerinin elektromanyetik dalgaları yansıtacak veya soğuracak şekilde tasarlanması ve ekranlanmasıyla sağlanmaktadır. Buradan yola çıkarak malzemelerin ve kaplamaların(metal, iletken, polimer vb.) ekranlama etkinliklerinin hesaplandığı ve malzemenin dielektrik özellikleri yardımıyla ekranlama etkinliğinin geliştirilmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır [57]–[74]. Ayrıca, duvarların ve inşaat malzemelerinin ekranlama etkinliğinin hesaplandığı çalışmalar yapılmıştır [75]–[79]. Bu çalışmalarda ekranlama etkinliği ve elektrik ve manyetik alan hesaplamaları frekansa bağlı olarak yapılmıştır. Ayrıca çalışmalarda hesaplamalar için frekans ile birlikte malzemelerin iletkenlik [57], [58], kalınlık ve boyutları [72], [74] gelen dalga polarizasyonu ve geliş açısı gibi parametreler kullanılmıştır. Di Fraia [60] ve Keshthar [62] ise

paramanyetik, diamanyetik ve ferromanyetik malzemeler üzerine çalışmalar yapmışlardır. Elkamchouchi, binalardaki cam, pencere, kapı, havalandırma, kablo kanalları gibi açıklıklardaki elektromanyetik dalga girişimini ve maksimum ekranlama etkinliğini hesaplayan bir çalışma ortaya koymuştur [68]. Holloway ve arkadaşları, karbon-fiber takviyesi yapılan kompozit malzemelerin elektriksel parametrelerini hesaplayan bir yöntem ortaya koymuşlar ve farklı modeller için ekranlama performansını hesaplamışlardır [70]. Nhan ve arkadaşları, çok katmanlı malzemelerin ekranlama etkinlikleri üzerine matris yaklaşımıyla incelemeler yapmışlardır [71].

Nenghong ve arkadaşları ise EMP'nin metalik kaplamalardaki ekranlama etkinliği ve bağlantı karakteristiğini araştırmışlardır. Bağlantı sonuçları farklı konfigürasyonlar ve açıklıklar için tartışılmıştır. EMC ile ilgili çeşitli modelleme tekniklerinden biri olan FDTD metodu bu çalışmada kullanılmıştır. Katman sayısı artırıldığında ve tek parça olan duvarlar birçok parça haline bölünerek monte edildiğinde ekranlama etkinliğinin önemli bir şekilde arttığı görülmüştür [80]. Fei ve arkadaşları ise iletken çimento bazlı malzemelerin HEMP'e karşı ekranlama etkinliğini iletkenlik 10^{-3} ile 10 S/m arasında kalacak şekilde analiz etmişlerdir. Tek kat ve çift kat iletken çimento ile kaplanmış odaların ekranlama etkinliği FDTD metodu yardımıyla çalışılmıştır. Ekranlama etkinliğinin 0.1 S/m değerinden sonra arttığı hesaplanmıştır [81].

Elektromanyetik alanların insan vücudu üzerine etkileri konusunda da çeşitli çalışmalar yapılmıştır [82]–[84]. Fang ve arkadaşları ise NEMP'in insan kafa modeli üzerindeki özgül soğurulmasını modelleyen bir çalışma yapmışlardır. Farklı frekans değerleri için CST programı kullanılarak analizler yapılmıştır [82]. Palombini ve Oughstun, insan vücudunda bulunan deri, yağ ve kas unsurlarını katmanlı bir yapı gibi düşünmüş ve matris yöntemi yardımıyla elektromanyetik darbenin biyolojik doku ile etkileşimini modellemiştir [83]. Simachova ise insan derisinin elektriksel parametrelerini kullanarak bir katman modellemiş ve farklı elektromanyetik sinyallerin bu katman üzerine uygulanması sonucunda geçen ve yansıyan alanları incelemiştir. Gauss darbesinin bir doku için daha tehlikeli olduğunu belirtmiştir [84]. Şeker ve Yeldiren ise bir insanı katmanlı silindirik bir yapı olarak düşünerek RF frekans bandında maruz kaldığı bir elektromanyetik dalga sonucunda insan vücudunun

soğurduğu elektromanyetik enerjiyi hesaplayarak ICNIRP standartlarında belirtilen limitler ile karşılaştırmışlardır [85].

Silindirik yapılar elektromanyetik mühendisliği çalışmalarına en uygun yapılardan biridir. Araştırmacılar silindirik yapılara uygun bir kaplama elde ederek ekranlama etkinliğini arttırmak, radar kesitini optimize etmek ve/veya bir radyasyon kalıbı elde etmek amacıyla çeşitli çalışmalar yapmışlardır [86]–[92]. Düzlemsel elektromanyetik dalgaların silindirik yapılarından saçılmasının analiz edilmesi önemli çalışma konularından birisidir [93]–[96]. Katmanlı silindirik bir yapının katmanları üzerinden merkezine doğru dalga yayılımının matematiksel modeli üzerine de çalışmalar yapılmıştır [97]–[99]. Bu çalışmalarda Bessel ve Neumann fonksiyonlarından faydalanılmıştır.

Silindirik yapıya sahip olan iletim hatları, tüneller, boru hatları gibi sistemler üzerinde elektromanyetik dalgaların etkileri üzerine çalışmalar yapılmıştır [100]–[106]. Tüneller ve boru hatları üzerine yapılan çalışmalar genellikle tünel boyunca dış kaynaklı bir sinyalin iletilmesi üzerine olmuştur. Ayrıca yer altında bulunan tünellerin ve boru hatlarının tespiti üzerine de çalışmalar bulunmaktadır.

Kanatları dikkate alınmadığı zaman silindirik yapıya benzeyen uçak [107]–[115], uzay mekiği [116] ve bunların bazı parçaları [117] için çalışmalar yapılmıştır. Elektromanyetik dalgaya/darbeye maruz bırakılan bu araçların farklı noktalarındaki elektromanyetik alan şiddeti değerleri ölçülmüş ve ekranlama etkinliği değerleri elde edilmiştir.

Uçak, uzay mekiği, SİHA ve İHA gibi araçların imalatında kullanılabilecek kompozit malzeme tasarımı üzerine de çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalar araçların ağırlığını azaltarak üretim maliyetini düşürmek amacıyla yapılmakla beraber, elektromanyetik girişimin artmasının engellenmesi de önemli bir husus olmuştur [118]–[125]. Kompozit malzemeler frekans seçici davranışlara sahiptir ve çok katmanlı kompozit malzemeler iyi bir ekranlama etkinliğine (>20 dB) sahiptirler ve uçağın dış yüzeyi olarak kullanıldığında, EMP'ye ve elektromanyetik girişimine karşı koruma sağlayabilirler [126]. Yapılan bu çalışmalarda; kullanılan malzemelerin

elektriksel özellikleri ve elektromanyetik alanlarla olan etkileşimleri göz önüne alınmıştır.

Elektromanyetik girişim, elektronik devre elemanları ve bunların bulunduğu cihazlar için büyük bir sorundur. EMP gibi yüksek genlikli darbelere maruz kalan cihazlarda maruz kalınan darbenin frekans aralığına bağlı olarak yanlış çalışma veya bozulma gibi sorunlar ortaya çıkabilmektedir.

Gelişen teknoloji ile beraber başta uçak ve uzay endüstrileri olmak üzere elektronik, bilgisayar, inşaat ve ulaşım sektörleri gibi birçok alanda metallerin yerine gelişmiş kompozit malzemeler kullanılmaya başlanmıştır [57], [64], [66], [127]–[129]. Bu malzemelerin metallere göre hafif olmaları, iyi mekanik ve termal özellikler, daha düşük bakım maliyetleri, daha düşük korozyon ve daha yüksek sertlik gibi avantajları bulunmaktadır [107], [124], [125], [130], [131]. Bu malzemelerin elektromanyetik özellikleri de anizotropik olmaları haricinde metallerle çok benzerdir [90]. Bu avantajlarına rağmen, kompozit malzemelerin elektriksel iletkenliği metalik malzemelere göre çok daha düşüktür.

Kompozit malzemeler, tutucu malzemenin içine yüksek iletkenliğe sahip katkı malzemelerinin eklenmesiyle elde edilmektedir. Kompozit malzemeler frekansa bağlı elektriksel geçirgenliğe sahiptirler [132]. Tutucu malzemenin içine katkı malzemesi olarak; silindirik geometriye sahip fiber çubuklar veya küre şeklindeki parçacıklar periyodik olarak yerleştirilir. Kompozit malzemenin elektromanyetik özelliklerini karakterize etmek için, tutucu ve katkı malzemelerinin ayrı ayrı elektromanyetik parametrelerini bilmek önemlidir. Bu elektriksel parametreler etkin ortam teorilerinden birinde kullanılarak kompozit malzeme homojenleştirilir [70], [132]–[136]. Holloway [70] ve Maxwell Garnett [136] tarafından ortaya koyulan metodlar literatürde en çok kullanılan yöntemlerdir. Bu yöntemlerde kullanılan denklemler farklı olmakla beraber, katkı malzemesinin toplam hacminin kompozit malzemenin toplam hacmine oranıyla hesaplanan hacimsel oran parametresi farklı indisler ile bu yöntemlerde kullanılmaktadır.

Ayrıca Valentin Preault ve arkadaşları, epoksi içine karbon fiber yerleştirilmesi ile bir modelleme çalışması planlanmıştır. Bu çalışmada COMSOL programıyla bir modelleme yapılmıştır. Ancak epoksi içine yerleştirilen karbon fiber çubuklardan oluşan yapının COMSOL ile analizi esnasında karbon çubukların yüksek iletkenlik değeri sebebiyle katkı malzemelerinin deri kalınlığı etkisinin hesabı için birçok elemanın indüklenmesi gibi çeşitli zorlukların ortaya çıktığı belirtilmiş ve modelleme için daha düşük iletkenlik değerlerinin kullanıldığından bahsedilmiştir [137]. Kullanılacak fiber çubukların yarıçapının fiber malzemenin deri kalınlığından küçük olması gerektiğinden ifade edilmektedir [132], [137].

Geçerli herhangi bir etkin ortam teorisiyle hesaplanan kompozit malzemenin etkin parametreleri, kompozit malzemelerin mühendisliği için bir temel oluşturabilir. Kompozit malzemelerin frekans cevapları, tutucu ve katkı malzemelerinin parametreleri kullanılarak hesaplanabilir. Bu formüllere dayanan matematiksel modellemenin, bileşenlerinin fiziksel özelliklerine ve geometrisine bağlı olarak bir kompozit malzemenin frekans davranışının analizi için etkili bir araç sağlaması gerektiği anlamına gelir.

Son zamanlarda kompozit malzemeler kullanılmaya başlanmakla beraber hava taşıtları alüminyum gibi dayanıklı metallere üretilmektedirler. Bu metallere elektriksel iletkenlikleri ve doğal olarak ekranlama performansları yüksektir. Ancak, hava taşıtlarının pencereleri camdan üretilmektedir ve camın iletkenliği çok düşük olduğu için ekranlama performansı da çok düşüktür. Elektromanyetik dalga maruziyeti durumunda, aydınlatma ve görüş açısı amacıyla cam kullanılan bölgelerde elektromanyetik girişim olma ihtimali yüksektir. Uçağın toplam ekranlama performansının artırılması için camın ekranlama performansının artırılması gerekmektedir.

Bu çalışmada; bu sorunu aşmak için bir tasarım planlanmıştır. Cama dışarıdan ekranlı bir film yapıştırmak yerine cam üretiminde 2 camı yapıştırmak için kullanılan PVB malzemesi geliştirilerek ekranlamanın artırılması planlanmıştır. Bu şekilde cam üretim esnasında ekranlama konusunda geliştirilmiş olacaktır.

Amerika Havacılık İdaresi teşkilatının(FAA) yolcu uçaklarındaki elektromanyetik uyumluluk üzerine hazırladığı raporda uçak gövdesinin cam ve kapı gibi zayıflatıcı etkilere sahip bölgelere rağmen kullanılan malzemeye göre 30-60 dB arasında ekranlama etkinliği sağladığı belirtilmektedir [138]. Bu çalışmada, cam panelin ekranlama etkinliği için bu raporda geçen değer ile son zamanlarda uçaklarda maliyeti düşürmek için kullanılan kompozit malzemelerin sağlayabildiği ekranlama etkinliği değerleri dikkate alınarak bir tasarım yapılmıştır.

Hesaplamaları yapmak için uçak silindir gibi modellenmiş ve EMP'nin uçak üzerindeki etkisinin hesaplanması için denklemler çıkarılmıştır. Uçağın birden fazla kabuğu olduğu düşünülerek çok katmanlı bir çözüm sağlayacak bir matris yaklaşımı oluşturulmuştur. Ayrıca, hesaplamaların farklı silindirik yapılar(yer altı ve üstünde bulunan boru hattı, iletim hattı, tünel vb.) için kullanılabilmesi hedeflenmiştir. Bu sebeple, hesaplama için gerekli olan denklemler oluşturulduktan sonra hem düzlemsel hem de silindirik geometri için hesaplamaları ayrı ayrı ve beraber yapabilecek karma bir kod hazırlanmıştır.

Tezin ikinci bölümünde; çalışma içinde kullanılacak gerekli tanımlamalar yapılmıştır. Matematiksel model oluşturulurken kullanılacak temel denklemler, ekranlama etkinliği ve EMP'nin düzlemsel bir panel ile etkileşime girmesi sonucunda oluşacak elektrik ve manyetik alanları hesaplayacak denklemler tanımlanmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, EMP'nin silindirik bir yapıyla etkileşimi sonucunda gelen dalganın polarizasyonuna bağlı olarak oluşacak elektrik ve manyetik alanların hesaplandığı matematiksel model tanımlanmıştır. EMP'nin katmanlar arası geçişi sonucu uğradığı kayıpları hesaplayacak transfer matrisi ve yarı matrisler tanımlanmıştır. Transfer matrisi bir katmanın her iki kenarındaki elektromanyetik teğet bileşenler arasındaki lineer bağıntıyı tanımlamaktadır. Transfer matrisi, transfer empedansının genelleştirilmiş halidir. Yarı matris ise sadece bir kenardaki(yarım boşluk, iç ve dış boşluk) elektromanyetik alanların teğet bileşenleri ile saçılan ve iletilen bileşenler arasındaki lineer bağıntıyı sağlayan operatördür. Özet olarak, yarı matris, yansıma ve iletim katsayılarının genelleştirilmiş halidir. Hesaplamalar yapılırken Bessel ve Neumann fonksiyonlarından faydalanılmıştır.

Dördüncü bölümde, içi boşluk olan silindirik kabuk modeli 3 boyutlu elektromanyetik analiz yapan CST programı yardımıyla modellenmiştir. Modellemede literatürde yer alan bazı çalışmalarda paylaşılan elektriksel parametreler kullanılmıştır. Silindirin iç yarıçapı, silindirin kabuk kalınlığı, silindirik kabuğun iletkenlik değeri, EMP'nin polarizasyonu parametreleri değiştirilerek çeşitli simülasyonlar yapılmıştır. Bu simülasyon sonuçları analitik hesaplama sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Beşinci bölümde ise kompozit bir malzemenin etkin elektriksel parametrelerinin hesaplanması için kullanılacak denklemler tanımlanmıştır. Bu model sonucu elde edilen etkin geçirgenlik ve iletkenlik ile düzlemsel bir panel tasarımı yapılmıştır. Elde edilen ekranlama etkinliği sonuçları CST programında yapılan modelleme ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca, elde edilen etkin elektriksel parametreler CST programında oluşturulan modelde kullanılmıştır. Bu silindir modelinin eksenine üzerindeki ekranlama etkinliği değerleri ile tez için hazırlanan algoritmadan elde edilen ekranlama etkinliği sonuçları karşılaştırılmıştır.

Tezin son bölümünde ise yapılan bu simülasyonların karşılaştırılması ve değerlendirilmesi ele alınarak çıkarımlar ve öneriler yapılmıştır.

BÖLÜM 2. ELEKTROMANYETİK DARBE VE TANIMLAMALAR

Bu bölümde EMP'nin çok katmanlı yapı ile etkileşiminin incelenmesi için gerekli olan matematiksel ve fiziksel altyapı oluşturulacaktır. Bu çalışma kompleks frekans düzleminde gerçekleştirilecek (s-düzlemi), reel düzleme geçiş ters Laplace dönüşümü ile yapılacaktır.

2.1. Elektromanyetik Darbe

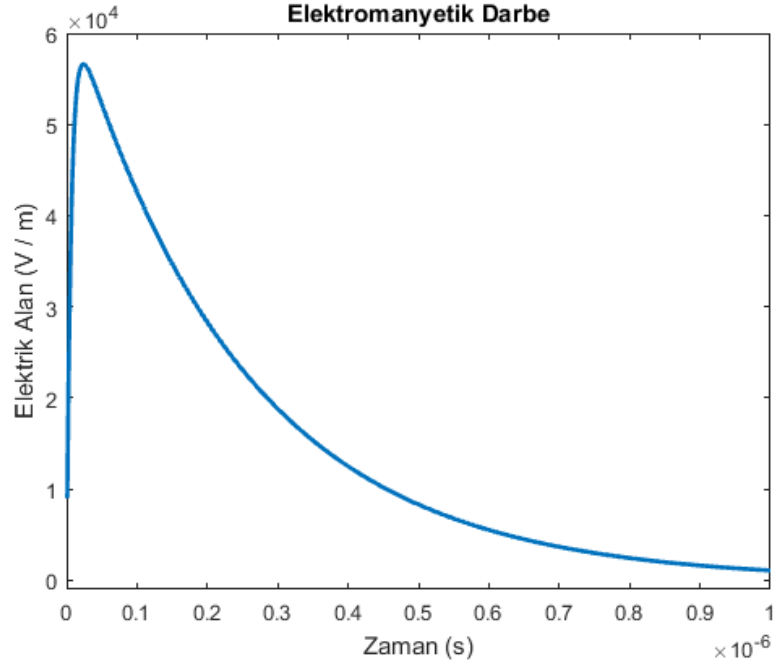
EMP, yüksek irtifalı bir nükleer patlama sonucu ortaya çıkan geniş bantlı, yüksek genlikli elektromanyetik dalgadır. Nükleer patlama sonucu yüksek enerjili Gama ışını oluşur ve patlama merkezinden dışa doğru radyal olarak yayılır. Patlama yüksek irtifada oluşmuş ise EMP, üst atmosferin sınırlarında nükleer patlama ile üretilen Compton elektronlarından kaynaklanmaktadır. Hava molekülleriyle çarpışan gama ışınlarının doğrudan sonucu olan bu elektronlar, tercihen, patlama yeri ve yoğunluk profiline sonucunda dünyaya yönlendirilmekte ve dünyanın manyetik alanı etrafında dönmektedirler. Dünyanın manyetik alanının etkisi ile hızla hareket eden bu elektronlar yeryüzüne doğru EMP'yi oluşturur [139].

EMP, bir düzlemsel elektromanyetik dalga olarak ifade edilebilir. EMP, genliği 50 kV/m gibi değerlere ulaşabilir. Yükselme süresi yaklaşık 5–10 ns, etki süresi ise 1 µs mertebesinde. EMP'nin dalga şekli çift-üstel fonksiyon ile ifade edilebilir. Bu fonksiyon;

$$u(t) = \begin{cases} u_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) & t > 0 \\ 0 & t \leq 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [139].

Bu fonksiyon sonucu elde edilebilecek EMP dalga şekli Şekil 2.1.'de gösterilmektedir.



Şekil 2.1. EMP'nin zaman düzlemindeki dalga şekli

Ayrıca EMP darbesi Nelson darbesi yardımıyla da modellenenbilir.

$$u(t) = u_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} - A(e^{-\gamma t} - e^{-\delta t})) \quad (2.2)$$

Tablo 2.1. EMP darbe parametreleri(Nelson darbesi)

$\alpha(s^{-1})$	$\beta(s^{-1})$	$\gamma(s^{-1})$	$\delta(s^{-1})$
1.5×10^6	2.6×10^8	2.0×10^5	5.0×10^5

2.2. Yıldırım Elektromanyetik Darbesi(LEMP)

Yıldırım bir doğa olayıdır. Yıldırımın meydana gelmesi için üzerinde elektrik yükleri bulunan yıldırım bulutu oluşmalıdır. Yıldırım bulutu üzerindeki yük miktarı arttıkça; yıldırım bulutu ile yeryüzü arasında oluşan potansiyel farkı giderek artar ve hava katmanının delinmesine sebep olur. Havanın delinmesiyle yıldırım bulutu ile yeryüzü arasında bir iletken kanal oluşur ve bu kanal boyunca bir elektriksel boşalma başlar.

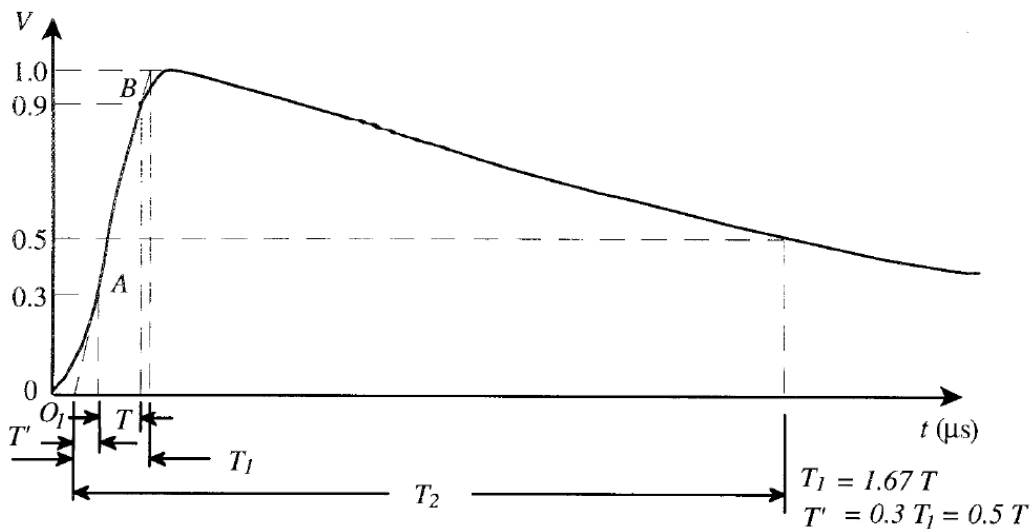
Yıldırım sonucu oluşan elektriksel boşalmaya doğrudan maruz kalınması durumunda bir sistem ve buna bağlı donanımların görebileceği fiziksel hasarlar yıldırımın doğrudan etkileridir. Bu etkiler, sistem ve buna bağlı donanımlar üzerinde yanma, delinme, bükülme, yırtılma, buharlaşma ve donanımın patlaması gibi hasarlara sebep olurlar. Ayrıca yıldırım sonucu oluşan iletken kanal boyunca akan akım elektromanyetik alanlar oluşturmaktadır. Oluşan elektromanyetik alanlar, yıldırım kanalı etrafında bulunan elektronik donanıma sahip sistemler üzerinde geçici elektriksel işaretler indüklenmesine ve elektromanyetik girişim oluşmasına sebep olabilir. Bu durum, yıldırımın dolaylı bir etkisi olarak değerlendirilir.

Yıldırım akımları birkaç kA ile 200 kA değerleri arasında geniş bir sınır içinde değişmektedir. En çok meydana gelen yıldırım akımları 10 kA'ın altında olanlardır. Yıldırım akımı darbe karakterinde olup, değeri sıfırdan tepe değerine hızla yükselir ve nispeten yavaş bir seyirle tekrar sıfır değerine doğru düşer. Genel olarak bir yıldırım akımı ve gerilimi;

$$i(t) = i_0(e^{-at} - e^{-bt}) \quad (2.3)$$

$$V(t) = V_0(e^{-at} - e^{-bt}) \quad (2.4)$$

denklemleriyle verilebilir [140]. Şekil 2.2.'de $V(t)$ eğrisi gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Yıldırım darbesinin gerilim-zaman eğrisi[141]

Genel olarak yıldırım akımlarının yarı değer süreleri 30 ila 100 μ s arasında değişir. Yıldırım kaynaklı elektriksel darbeler modellenirken (1.2x50 μ s) ve (0.9x50 μ s) şablonları kullanılmaktadır. 1.2 ve 0.9 μ s süreleri yıldırım akımının ve geriliminin tepe değerine ulaştığı, 50 μ s ise yarı değerine indiğı süre olarak tanımlanırlar [141]. Yıldırım darbesinin modellenmesinde kullanılan zaman parametreleri Tablo 2.2’de verilmiştir.

Tablo 2.2. Yıldırım darbe parametreleri

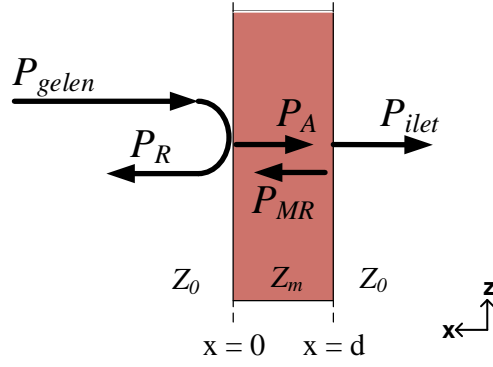
Dalga Şekli	$\alpha(s^{-1})$	$\beta(s^{-1})$
Standart (1.2x50)	1.46x10 ⁴	2.47x10 ⁶
Standart (0.9x50)	1.44x10 ⁴	3.35x10 ⁶

2.3. Ekranlama Etkinliği

Bir doğrultuda ilerleyen elektromanyetik dalga, farklı bir ortam/malzeme ile etkileşime girdiğı zaman enerjisinin bir kısmını etkileşime girdiğı ortamın elektriksel ve fiziksel özelliklerine göre kaybederek(yansıma ve soğrulma) ilerlemeye devam etmektedir. Ekranlama etkinliği, gelen dalganın genliğinin, elektromanyetik dalganın etkileşime girdiğı ortam/malzemeden iletilen dalganın genliğine oranıdır.

Ekranlama etkinliği birçok parametreye bağlıdır. Gelen dalganın frekansına, malzemenin elektriksel parametrelerine(iletkenlik, bağıl elektriksel/manyetik geçirgenlik), malzemenin kalınlığı, elektromanyetik alan kaynağının türü (düzlem dalga, elektrik alan veya manyetik alan) önemli parametrelerdir [10], [56]. İletilen elektromanyetik dalganın şiddeti ne kadar düşük olursa ekranlama etkinliği ve malzemenin ekranlama performansı o kadar yüksek olacaktır.

Bir katmanın ekranlama etkinliği ise, katmandan geçen elektrik veya manyetik alan şiddetinin bu katman üzerine gelen elektrik veya manyetik alan şiddetine oranlanmasıyla hesaplanır.



Şekil 2.3. Bir katman üzerindeki etkileşimin gösterimi

Elektrik Alan için ekranlama etkinliği:

$$SE_E = -20 \log \left| \frac{E_t}{E_i} \right| \quad (2.5)$$

şeklindedir. Burada E_i , gelen dalganın elektrik alan şiddetini, E_t , katmandan geçen dalganın elektrik alan şiddetini gösterir.

Manyetik Alan için ekranlama etkinliği:

$$SE_H = -20 \log \left| \frac{H_t}{H_i} \right| \quad (2.6)$$

şeklindedir. Burada H_i , gelen dalganın manyetik alan şiddetini, H_t , katmandan geçen dalganın manyetik alan şiddetini gösterir.

Şekil 2.3.'te gösterildiği gibi elektromanyetik dalgaya maruz kalan bir malzemenin/panelin gösterdiği ekranlama etkisi; yansıma(S_R), soğrulma(S_A) ve çoklu yansımalar(S_{MR}) olmak üzere 3 aşamada gerçekleşmektedir. Bu 3 parametrenin sağladığı ekranlama etkinliği değerlerinin toplanmasıyla malzemenin ekranlama etkinliği elde edilir.

$$SE(dB) = S_A + S_R + S_{MR} \quad (2.7)$$

Gelen dalga panelden iletimi esnasında zayıflayacaktır. Gelen dalganın bir kısmı geri yansılırken bir kısmı çeşitli parametrelere bağlı olarak katmanı geçecektir. Bir elektromanyetik dalganın hava ortamından panel ortamına geçmesiyle zayıflaması soğrulma olarak tanımlanır. Bu zayıflama $e^{-d/\delta}$ ile orantılı olarak gerçekleşir. Soğrulma;

$$S_A = e^{-d/\delta} \quad (2.8)$$

eşitliği ile hesaplanır. Burada d ; panelin kalınlığı, δ ise deri kalınlığıdır. Deri kalınlığı, ilerleyen bir dalganın genliğinin e^{-1} çarpanı ile azaldığı mesafe olarak tanımlanır. Eğer $d > \delta$ ise panel üzerinden geçen elektromanyetik dalga önemli oranda zayıflamış olacaktır.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (2.9)$$

Burada ω ; açısal frekans, σ panelin iletkenliği ve μ panelin manyetik geçirgenliğidir.

Yansıma, 2 farklı ortamın empedanslarındaki farklılıktan dolayı ortaya çıkar. Şekil 2.3.'e göre, gelen dalganın ilerlemesi esnasında panele girerken ve panelden çıkarken yansıması gerçekleşir. Panelin yansıma katsayısı ve yansımaların ekranlamaya katkısı sırasıyla

$$R = \frac{R_1 + R_2 e^{-2\gamma_m d}}{1 + R_1 R_2 e^{-2\gamma_m d}} \quad (2.10)$$

$$S_R = 20 \log(R) \quad (2.11)$$

ifadeleriyle hesaplanır. Burada R_1 , R_2 yansıma katsayıları, T_1 , T_2 iletim katsayılarıdır. γ_m kompleks yayılma katsayısıdır. Hava-Panel ve Panel-Hava geçişleri için yansıma ve iletim katsayıları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_1 = \frac{Z_m - Z_0}{Z_m + Z_0} \quad (2.12)$$

$$R_2 = \frac{Z_0 - Z_m}{Z_0 + Z_m} \quad (2.13)$$

$$T_1 = \frac{2Z_m}{Z_m + Z_0} \quad (2.14)$$

$$T_2 = \frac{2Z_0}{Z_0 - Z_m} \quad (2.15)$$

Burada $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ boşluğun karakteristik empedansı ve $Z_m = Z_0 / \sqrt{\epsilon_p}$ ise panelin karakteristik empedansıdır. ϵ_p ise panelin dielektrik sabitidir.

Çoklu yansımalar ise panel içinde yansıyan dalganın panel sınırlarından tekrar yansımaya devam etmesidir. Genellikle ihmal edilen bir bileşendir ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$S_{MR} = 1 - e^{-2d/\delta} \quad (2.16)$$

2.4. Laplace Dönüşümü

Laplace dönüşümü lineer diferansiyel denklemlerin çözümünde kullanılan ve lineer diferansiyel denklemleri cebirsel denklemlere dönüştüren bir araçtır [142].

Bir zaman fonksiyonu $f(t)$ 'nin Laplace dönüşümü, $f(t)$ fonksiyonunu e^{-st} ile çarparak elde edilen terimin $t=0$ 'dan $t=\infty$ 'a integrali alınarak bulunur. Tek taraflı Laplace dönüşümü aşağıdaki gibi tanımlanır [143]:

$$f(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad (2.17)$$

Nedensellik şartıyla her bir mutlak integral

$$t < 0 \Rightarrow f(t) = 0 \quad (2.18)$$

eşitliğine uygun bir $f(s)$ görüntü fonksiyonu görüntü aralığını verir. Elektromanyetik sınır şartı problemlerinin çözümünde $f(t)$ genel olarak reel, nedensel bir zaman fonksiyonu rolü oynarken frekans düzlemindeki kompleks değişken $s = \Omega + i\omega$ olarak tanımlanır. $s = i\omega$ ($\text{Re}\{s\} = \Omega = 0$) için Laplace–Dönüşümü bilinen Fourier–Dönüşümü halini alır. Gerçek zamanlı fonksiyonların dönüşümleri Laplace Dönüşümü sayesinde yapılabilir.

Laplace dönüşümünün hesaplama açısından en önemli özelliği zaman domenindeki türev ve integral işlemlerinin görsel aralıkta da basit cebirsel işlemlere denk gelmesidir. Laplace–Dönüşümü, zamandaki türev işlemini s frekansında çarpıma dönüştürür ve formül olarak diferansiyel ifadesi:

$$s f(s) - f(+0) = \int_0^{\infty} f'(t) e^{-st} dt \quad (2.19)$$

Bununla, sıradan diferansiyel eşitlikler görsel aralıkta cebirsel eşitliklere ve orijinal görsel aralıktaki bağımsız değişkenli kısmi diferansiyel eşitlikleri de görsel aralıkta tek bağımsız değişkenli diferansiyel eşitliklere dönüşür.

Laplace Dönüşümü (2.17) Fourier–Dönüşümü şeklinde de yazılabilir.

$$f(s) = \int_0^{\infty} g(t) e^{-i\omega t} dt \quad (2.20)$$

Burada zaman fonksiyonu:

$$g(t) = f(t) e^{-\Omega t} \quad (2.21)$$

olarak çevrilebilir. Bu şekilde Genel Laplace–Dönüşümü, Fourier Dönüşümü ile düzenlenmiş olur.

Gerçek Zamanlı Fonksiyonların başka önemli bir özelliği de kompleks frekans düzleminde eşlenikli simetridir(Schwarz'ın yansıma prensipi) [144].

$$\begin{aligned}
f(s^*) &= f^*(s) \\
s &= \Omega + i\omega \\
s^* &= \Omega - i\omega
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Burada * işareti, kompleks eşleniği simgelemektedir. Bu özellik $f(s)$ 'i frekans düzleminin üst yarı düzleminde inceleyebilmek için yeterlidir.

EMP'yi tanımlayan ikinci dereceden üstel zaman fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$E(t) = E_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \tag{2.23}$$

Zamana bağlı bu fonksiyon Laplace dönüşümü kullanılarak frekansa bağlı [145]

$$E(s) = \frac{E_0(\beta - \alpha)}{(\alpha + s)(\beta + s)} = E_0 \left(\frac{1}{\alpha + s} - \frac{1}{\beta + s} \right) \tag{2.24}$$

ifadesine dönüştürülebilir. Laplace dönüşümü yer değiştirme özelliği sayesinde z -düzleminde varsayılan yayılma alanı boyunca zaman davranışı hesaba katılarak $E(t, z) = E(t - z/c)$ dönüşümü yapılır.

$$E(s, z) = E(s)e^{-sz/c} \tag{2.25}$$

Laplace dönüşümünün kompleks frekans düzleminde zaman düzlemine geçişi için ters Laplace dönüşümü kullanılır [143].

$$f(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\Omega - i\infty}^{\Omega + i\infty} f(s) e^{st} ds \tag{2.26}$$

Burada Ω kompleks frekans düzleminin yakınsama yarı düzleminde yer alan bir değer almak zorundadır. Fourier–Dönüşümü sayesinde Geri Dönüşüm Ters Laplace Dönüşümü olarak anlaşılır.

$$f(t) \cdot e^{-\Omega t} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(\Omega + i\omega) e^{\omega t} d\omega \quad (2.27)$$

Fourier dönüşümü'nün reel gösterimi ($t < 0$ için $f(t) = 0$ şartı için) aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \text{Re}(f(i\omega)) \cos(\omega t) d\omega \\ &= -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \text{Im}(f(i\omega)) \sin(\omega t) d\omega \end{aligned} \quad (2.28)$$

Geçici zaman fonksiyonu, $f(s)$ 'nin reel ve sanal kısımlarına dayanarak (2.28)'e göre ayrı ayrı hesaplanabilir. Bu sayede basitleştirilmiş dönüşüm formülünde sadece reel büyüklükler ortaya çıkar.

2.5. Maxwell Denklemleri

Elektriksel ve manyetik kaynakların bulunduğu lineer, homojen ve izotropik bir ortam için diferansiyel formdaki Maxwell Denklemleri aşağıdaki gibidir. Manyetik kaynaklarda dikkate alındığı için manyetik akım yoğunluğu (\vec{J}_M) ve hacimsel manyetik yük yoğunluğu (ρ_M) ifadelerin sağ tarafına eklenir [146].

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \sigma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_E \\ \nabla \times \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \vec{J}_M \\ \nabla \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\epsilon} \\ \nabla \cdot \vec{H} &= \frac{\rho_M}{\mu} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Bu bağıntılara Maxwell denklemlerinin sinüzoidal sürekli durumda kompleks alan vektörleri ifadeleri denir.

$$\begin{aligned}\vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H}\end{aligned}\tag{2.30}$$

Zaman düzlemindeki Maxwell eşitliklerinin diferansiyel formu'na Laplace dönüşümü(2.26) uygulanarak lineer, homojen ve izotropik ortamlar için vektörel diferansiyel denklem sistemi elde edilir[146].

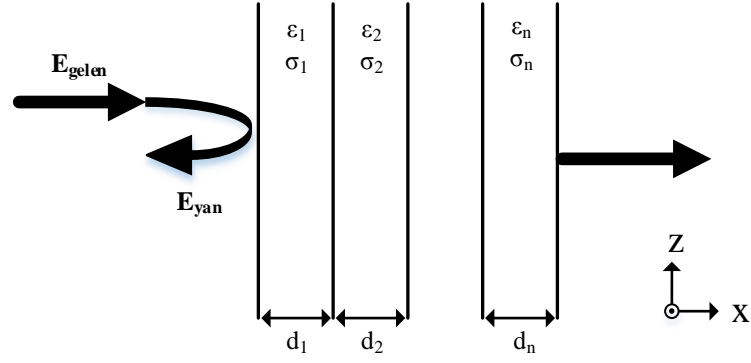
$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{H} &= (\sigma + s\varepsilon)\vec{E} + \vec{J}_E \\ \nabla \times \vec{E} &= -s\mu\vec{H} - \vec{J}_M\end{aligned}\tag{2.31}$$

Diverjans işlemi(2.29)'daki Maxwell eşitliklerinde kullanılarak (2.30) denklemleriyle beraber frekans düzleminde aşağıdaki akı denklemleri elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \vec{J}_E &= -\frac{\rho}{\varepsilon}(\sigma + s\varepsilon) \\ \nabla \cdot \vec{J}_M &= -s\rho_M\end{aligned}\tag{2.32}$$

2.6. Düzlemsel Katmanlı Yapılarda EMP'nin İletimi

Yeraltında bulunan silindirik yapılar ile EMP'nin etkileşiminin incelenmesi durumunda, EMP'nin gözlem noktasına kadar ilerlemesinin modellenmesi gerekmektedir. Bunun için Kartezyen koordinat düzleminde EMP'nin iletiminin hesaplanmasını sağlayacak denklemlere ihtiyaç bulunmaktadır. Yapılan çalışmalar incelendiğinde, katman sayısının az olduğu durumlar için(Hava/Toprak veya Hava/Panel/Hava gibi) iletilen dalganın hesabı iletim ve yansıma katsayıları kullanılarak yapılabilir. Şekil 2.4.'teki daha fazla katmanın olduğu durumlarda ise hesaplamalar için bir transfer matrisi tanımlanmaktadır. Bu transfer matrisi katmanları empedans değerleri kullanılarak oluşturulmaktadır. Elektromanyetik dalganın sisteme eğik geldiği durumlarda 2 boyuttaki elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin hesaplanabildiği transfer matrisi de tanımlanabilir. Dalganın dik geldiği durumda ise sadeleştirilmiş bir transfer matrisi ortaya çıkar.



Şekil 2.4. Çok katmanlı yapı görünümü

Darbenin dik geldiği durumlarda bir katmanı tanımlamak için kullanılan transfer matrisi:

$$[T_i] = \begin{bmatrix} \cos(k_i d_i) & -jZ_i \sin(k_i d_i) \\ -\frac{j}{Z_i} \sin(k_i d_i) & \cos(k_i d_i) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

şeklinde tanımlanır. Çok katmanlı yapının transfer matrisi ise;

$$[T_{dik}] = [T_1] \cdot [T_2] \cdots [T_n] \quad (2.34)$$

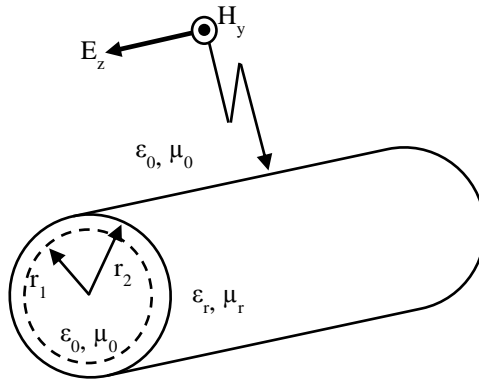
çarpımının sonucu olarak elde edilir. (2.33) denkleminde kullanılan Z_i , k_i ve d_i sırasıyla ilgili katmanın empedansını, dalga sayısını ve kalınlığını temsil etmektedirler ve aşağıda tanımlanmışlardır.

$$Z_i = \sqrt{\frac{j\omega\mu_i}{\sigma_i + j\omega\epsilon_i}} \quad (2.35)$$

$$k_i = \sqrt{-j\omega\mu_i(\sigma_i + j\omega\epsilon_i)}$$

BÖLÜM 3. EMP’NİN SİLİNDİRİK KABUK İLE ETKİLEŞİMİ

EMP’nin sonsuz uzun bir silindirik kabuğa nüfuz etmesiyle ortaya çıkan etkileşim problemi Şekil 3.1.’de gösterilmektedir.

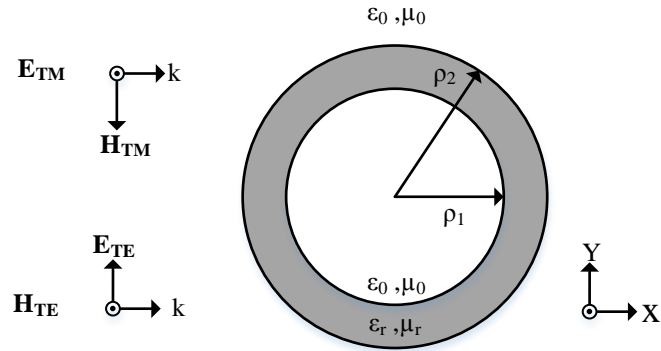


Şekil 3.1. EMP’nin silindirik kabuk ile etkileşim görseli

Silindirik kabuk, sırasıyla iç ve dış yarıçapı r_1 ve r_2 ile ve yapısal parametreleri ϵ_r ve μ_r (özellikle, malzemenin doğrusal, sabit, izotropik ve homojen olduğu varsayılır) ile karakterize edilir.

Gelen düzlem dalga için en uygun ayrışma, doğrusal polarize TM_z ve TE_z tekdüze düzlem dalgalarıdır. Normal etkileşim durumunda ($k_{z,inc} = 0$), TM_z ve TE_z dalgaları gerçekte kesişmezler. Ancak daha genel olan eğik etkileşim durumunda ($k_{z,inc} \neq 0$) kesişirler.

Hem gelen dalga hem de silindirik kabuk z eksenine boyunca değişmediği için, problem iki boyutlu olarak düşünülebilir. Öncelikle, Şekil 3.2.’de gösterildiği gibi, gelen dalganın silindirik kabuk eksenine normal olarak gelen bir TM_z polarize düzlem dalga olduğu düşünülür.



Şekil 3.2. Gelen dalga ile silindirik kabuk kesitinin gösterimi

Şekil 3.1. ve 3.2. ile uyumlu olacak şekilde, gelen dalganın kartezyen koordinat sisteminin x eksenini doğrultusunda, z eksenini boyunca uzanan bir silindirik kabuğun yüzeyine doğru ilerlediği kabul edilmiştir.

Buradan yola çıkılarak gelen elektrik ve manyetik alanlar[3];

$$\begin{aligned}\vec{E}^i(x, y, z) &= E_z^i(x)\vec{a}_z = E_0^i e^{-jk_0 x} \vec{a}_z \\ \vec{H}^i(x, y, z) &= H_y^i(x)\vec{a}_y = H_0^i e^{-jk_0 x} \vec{a}_y = -\frac{E_0^i}{\eta_0} e^{-jk_0 x} \vec{a}_y\end{aligned}\quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanırlar. Bu denklemler silindirik koordinatlar için ise aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}\vec{E}^{inc}(r, \phi, z) &= E_z^{inc}(r, \phi)\vec{a}_z = E_0^{inc} e^{-jk_0 r \cos \phi} \vec{a}_z \\ \vec{H}^{inc}(r, \phi, z) &= H_r^{inc}(r, \phi)\vec{a}_r + H_\phi^{inc}(r, \phi)\vec{a}_\phi = -\frac{E_0^{inc}}{\eta_0} (\vec{a}_r \sin \phi + \vec{a}_\phi \cos \phi) e^{-jk_0 r \cos \phi}\end{aligned}\quad (3.2)$$

Silindirik simetri nedeniyle, (3.2)'deki alanların bir Fourier seri açılımı ile silindirik harmonik fonksiyonlardaki gelen alanları temsil eden problem uygun bir şekilde incelenebilir. Özellikle, silindirik yüzeylere teğet alanların bileşenleri şöyle ifade edilebilir:

$$E_z^i(\rho, \phi) = E_0^i \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{-n} J_n(k_0 \rho) e^{jn\phi} \quad (3.3)$$

$$H_\phi^i(\rho, \phi) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \frac{\partial E_z^i}{\partial \rho} = -j \frac{E_0^i}{\eta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{-n} J_n'(k_0 \rho) e^{jn\phi}$$

Burada $J_n(\cdot)$ n. mertebeden 1. tip Bessel fonksiyonu, $J_n'(\cdot)$ ise bu fonksiyonun türevidir. (3.3) denklemindeki elektrik alan ifadesi

$$E_z^i(\rho, \phi) = E_0^i \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{-n} J_n(k_0 \rho) e^{jn\phi} = E_0^i \sum_{n=0}^{\infty} (-j)^n b_n J_n(k_0 \rho) e^{jn\phi} \quad (3.4)$$

olarak düzenlenebilir. İfade içinde bulunan b_n sabit bir parametredir ve aşağıdaki değerleri alır [6]:

$$b_n = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 2 & n \neq 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

(3.5) eşitliğini (3.4) içinde yerine koyarsak genel bir elektrik alan ifadesi elde edilir.

$$E_z^i(\rho, \phi) = E_0^i \left(J_0(k_0 \rho) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n J_n(k_0 \rho) e^{jn\phi} \right) \quad (3.6)$$

Eğer EMP TE_z polarize düzlem dalga olarak silindirik kabuk üzerine geliyor ise elektrik ve manyetik alan ifadeleri

$$H_z^i(\rho, \phi) = H_0^i \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{-n} J_n(k_0 \rho) e^{jn\phi} \quad (3.7)$$

$$E_\phi^i(\rho, \phi) = -\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \frac{\partial E_z^i}{\partial \rho} = -j \frac{E_0^i}{\eta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{-n} J_n'(k_0 \rho) e^{jn\phi}$$

şeklinde tanımlanır. Bu şekilde farklı polarizasyonlar için silindirik kabuk yüzeyine uygulanan elektrik ve manyetik alan bileşenleri elde edilmiş olur.

Uygulanan EMP'nin silindirin dış kabuğunu oluşturan katman/katmanlar ile etkileşimini hesaplamak için bir transfer matrisi tanımlanacaktır. Transfer matrisi bir katmanın her iki sınırındaki elektromanyetik alanların teğet bileşenleri arasındaki lineer bağıntıyı tanımlayan bir operatördür. L katmanlı bir silindirik kabuğun katmanlarındaki elektromanyetik alan bileşenleri, dış katmandaki elektromanyetik alan bileşenleri bilinmek şartıyla denklem (3.8) ile hesaplanır [11], [18], [147].

$$\begin{bmatrix} E_z \\ E_\phi \\ H_z \\ H_\phi \end{bmatrix}_{l+1} = [T_l] \begin{bmatrix} E_z \\ E_\phi \\ H_z \\ H_\phi \end{bmatrix}_l \quad (3.8)$$

EMP'ye maruz kalan silindirik kabuğun verdiği elektromanyetik cevabı hesaplayacak matematiksel model oluşturulurken Baum tarafından ortaya konulmuş Tekillik Genişleme yönteminden faydalanılmıştır [148]. Bu yöntem ilk defa Baum tarafından tartışılmış ve bir dizi not ile detaylandırılmış ve uygulanmıştır [149], [150]. Tekillik genişleme yönteminin antenlere ve saçılım problemlerine uygulanmasıyla ilgili literatürün çoğu raporlar şeklindedir. Bu raporlar EMP ve Baum tarafından düzenlenen ve dağıtılan ilgili konulardaki not serilerinde bulunur [148], [149]. Tekillik genişleme yöntemi ile ilgili Etkileşim Notları, Sensör ve Simülasyon Notları, Teorik Notlar ve Matematik Notları da bulunmaktadır [151].

Yöntem, zaman ve frekans düzlemlerini bağlayan Laplace (Fourier) dönüşüm ilişkilerinden beklenebileceği gibi geniş bant frekans cevabı karakteristiklerinin verimli bir şekilde temsil edilmesi ve hesaplanması için faydalıdır.

Tekillik genişleme yöntemi, karmaşık frekans olarak adlandırılabilen iki taraflı Laplace dönüşüm değişkeni s 'nin bir fonksiyonu olarak elektromanyetik cevabın analitik özelliklerine dayanmaktadır [150]. Laplace dönüşümünün tekillikleri, hem zaman düzleminde hem de karmaşık frekans düzleminde elektromanyetik yanıtı karakterize etmek için kullanılır.

Tekillik genişleme yöntemi, çeşitli karmaşık saçılımlar(uçaklar vb.) üzerinde yapılan deneylerde tipik geçici tepkilerin genel özelliklerinin gözlenmesi ile geliştirilmiştir [148]. Bu tür nesnelere geçici tepki dalga formlarına birkaç sönümlü sinüs eğrisi hâkimdir. Bunlar, bu tür geçici verilerde görünen tek işlev türleri değildir, ancak özellikle uzun gözlem süreleri için oldukça yaygındır. Bu, ilgili hacim boyunca çeşitli örneklerde kaydedilen geçici yanıt verilerinin bir çalışmasından doğrulanabilir.

Yukarıda belirtilen deneysel gözlemler, tüm frekansların mevcut olduğu geniş bant geçici elektromanyetik uyarma içindir. Sönümlü bir sinüs dalgasının Laplace dönüşümü karmaşık frekans düzlemindeki bir kutba veya bir çift kutba karşılık geldiğinden, saçılma nesnesinin bu tür kutupların yakınındaki frekanslarda büyük bir tepki göstermesi beklenebilir.

Elektromanyetik problemin çözümünün karmaşık frekans s 'nin bir fonksiyonu olduğu düşünülmüştür(burada s , zaman değişkeni t 'ye karşılık gelen Laplace dönüşüm değişkenidir). Eğer $f(t)$ rastgele bir zaman fonksiyonuysa, Laplace dönüşümü(iki taraflı) \sim sembolüyle kullanılarak aşağıdaki gibi tanımlanır [150].

$$f(s) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (3.9)$$

Bu tanım vektör ve Diydik fonksiyonların yanı sıra skaler fonksiyonlar için de geçerlidir. $t \pm \infty$ için asimptotik sınırlar da dahil olmak üzere $f(t)$ üzerinde uygun sınırlama gereklilikleri ile Laplace dönüşümü, en azından s düzleminin bölümleri için karmaşık değişken anlamda s 'nin analitik bir fonksiyonudur. Analitik süreklilik, analitik alanını s düzleminin diğer kısımlarına genişletir. Çeşitli s değerleri için Laplace dönüşümü s 'nin analitik bir fonksiyonu olmayacaktır; bu tür s değerleri tekillikler olarak adlandırılır. $s \rightarrow \infty$ gibi tekillikler de dahil olmak üzere bu tür tekilliklerin özellikleri dikkate alınarak, s düzleminin her yerinde $\tilde{f}(s)$ karakterize edilebilir.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{C_0} f(s)e^{st} ds = \frac{1}{2\pi i} \int_{\Omega_0 - i\infty}^{\Omega_0 + i\infty} f(s)e^{st} ds \quad (3.10)$$

Oldukça genel nitelikte olan karmaşık frekans alanında yanıtın bazı önemli özellikleri vardır. İlk önce eşlenik simetrisinin özelliğine dikkat edilmelidir. Basitçe $f(t)$ gerçek değerli bir zaman fonksiyonu ise

$$f(s^*) = [f(s)]^* \quad (3.11)$$

olacaktır. Burada yıldız işareti karmaşık eşlenik anlamına gelir. Bu özellik, vektör ve diyadik fonksiyonlara da uzanır. Bu eşitlik, $f(s)$ fonksiyonu tekilliklerinin $\text{Re}\{s\}$ eksenine göre simetrik olarak yerleştirildiği anlamına gelir. $\text{Im}\{s\} = 0$ olan tekillikler dışında, bu özellik ilgili tekillikleri yarı yarıya azaltır. Kolaylık sağlamak için üst yarı uzay kullanılır.

Eşlenik simetri kavramı, birleştirilmiş miktarları da içerecek şekilde genelleştirilebilir. İkinci bölümde tanımlanan Maxwell denklemleri düşünüldüğünde;

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \sigma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_E \\ \nabla \times \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \vec{J}_M \\ \nabla \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \nabla \cdot \vec{H} &= \frac{\rho_M}{\mu} \\ \nabla \cdot \vec{J}_E &= -\frac{\rho}{\varepsilon} (\sigma + s\varepsilon) \\ \nabla \cdot \vec{J}_M &= -s\rho_M \end{aligned} \quad (3.12)$$

yazılabilir. Hem elektrik hem de manyetik akım ve yük yoğunlukları denklemlere dahil edilmiştir. Boşluğun empedansı

$$Z_0 = \sqrt{\frac{m_0}{e_0}} \quad (3.13)$$

olmak üzere birleşik alanlar, akım yoğunlukları ve yük yoğunlukları aşağıdaki gibi ifade edilir [152]–[154].

$$\begin{aligned} \overset{\mathbf{r}}{F}^q &= \overset{\mathbf{u}}{E} + iqZ_0 \times \overset{\mathbf{u}}{H} \\ \overset{\mathbf{r}}{K}^q &= \overset{\mathbf{u}}{J} + \frac{iq}{Z_0} \times \overset{\mathbf{u}}{J}_M \\ Q^q &= r + q \times \frac{i}{Z_0} r_M \end{aligned} \quad (3.14)$$

Ayrırma indeksi $q = \pm 1$ olmak üzere q indeksinin tüm değerleri kullanım için korunur. Bu birleşik büyüklükler için Maxwell denklemleri

$$\begin{aligned} \overset{\mathbf{r}}{\tilde{N}} \cdot -q \frac{i}{c} \frac{\overset{\mathbf{r}}{\nabla}}{\nabla} \overset{\mathbf{r}}{F}^q &= qiZ_0 \overset{\mathbf{r}}{K}^q \\ \overset{\mathbf{r}}{\tilde{N}} \times \overset{\mathbf{r}}{F}^q &= \frac{i}{e_0} Q^q \\ \overset{\mathbf{r}}{\tilde{N}} \times \overset{\mathbf{r}}{K}^q &= - \frac{i}{\nabla} Q^q \end{aligned} \quad (3.15)$$

Birleşik büyüklükler, elektromanyetik büyüklükler için potansiyelleri, doğal modları, vb. durumları içerecek şekilde genişletilebilir [155]. Bu tür birleşik büyüklüklerin kullanımı çok yaygın olmamakla birlikte bazı yeni teoremlere yol açmıştır [156].

Eğer birleşik bir formülasyon kullanılıyorsa, zaman düzleminde $f_q(t)$ karmaşıktır [156].

$$\begin{aligned} [f_q(t)]^* &= f_{-q}(t) \\ f_q(s) &= [f_{-q}(s)]^* \end{aligned} \quad (3.16)$$

burada $f_q(t)$, iki gerçekteğerli zaman fonksiyonunu birleştirerek yukarıdaki gibi herhangi bir skaler, vektör veya diyadik birleşik büyüklüğü temsil eder. Bu, birleşik büyüklüklere genelleştirilmiş eşlenik simetrisidir.

Elektrik ve manyetik alanlar birbirleri ile bağlantılı olduklarından, eğer elektrik alanının belirli s değerinde tekiliği varsa, genel olarak ve tersine manyetik alanında tekiliği vardır. Dolayısıyla, F_q 'da aynı tekilliklere de sahiptir. Tekilliklerin ortak noktası genlikleri değil konumlarıdır.

3.1. Transfer Matrisinin Oluşturulması

İletken bir ortamın karakteristik empedansı aşağıdaki gibi tanımlanır [157]:

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega m}{s + j\omega e}} \quad (3.17)$$

Bu ifade üzerinde $s = j\omega$ kompleks elemanı değişimi yapılarak karakteristik empedansın Fourier Dönüşümü eşleniği oluşturulur ($\text{Re}\{Z\} > 0$):

Bu ifade dalga empedansı olarak adlandırılır ve ayırma indeksi (3.14)'te tanımlanan alan denklemlerinde $q = \pm 1$ indisi kullanılarak elektriksel ve manyetik alan büyüklüklerinden oluşan kombine alan vektörleri ve skalar büyüklükler tanımlanır [150], [152]–[154].

$$\begin{aligned} \overset{\mathbf{r}}{F}^q &= \overset{\mathbf{u}}{E} + iqZ \times \overset{\mathbf{u}}{H} \\ \overset{\mathbf{r}}{K}^q &= \overset{\mathbf{u}}{J} + \frac{iq}{Z} \times \overset{\mathbf{u}}{J}_M \\ Q^q &= r + q \times \frac{i}{Z} r_M \end{aligned} \quad (3.18)$$

Laplace dönüşümlü zaman fonksiyonları için simetriler denklem (3.18)'de verilen tanımlamalarından türetilirler [150].

$$\begin{aligned}
\hat{Q}^{\Gamma^{-q}}(s) \hat{u}^* &= F^q(s^*) \\
\hat{K}^{\Gamma^{-q}}(s) \hat{u}^* &= K^q(s^*) \\
\hat{Q}^{-q}(s) \hat{u}^* &= Q^q(s^*)
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Maxwell eşitlikleri (3.12) kullanılarak alan vektörü oluşturulur.

$$\tilde{N}^{\Gamma} F^q = k^q \times F^q + iqZ \times K^q \tag{3.20}$$

$$\tilde{N}^{\mathbf{u}} \times F_q = \frac{Q_q}{e} \tag{3.21}$$

Burada k^q , kompleks dalga sayısıdır [157]. $s = j\omega$ kompleks eleman değişimini yaptıktan sonra dalga sayısı k^q ;

$$k^q = q \times \sqrt{-sm(s + se)} \tag{3.22}$$

ile ifade edilir. (3.18) denklemlerinden $q = \pm 1$ indisi kullanılarak ters dönüşüm formülleri ise aşağıdaki gibi elde edilirler:

$$\begin{aligned}
\mathbf{u} E &= \frac{\mathbf{u}_+ F_+ + \mathbf{u}_- F_-}{2}, & \mathbf{u} H &= \frac{\mathbf{u}_+ F_+ - \mathbf{u}_- F_-}{2iZ} \\
\mathbf{u} J &= \frac{\mathbf{u}_+ K_+ + \mathbf{u}_- K_-}{2}, & \mathbf{u} J_M &= \frac{Z}{2i} \times (\mathbf{u}_+ K_+ - \mathbf{u}_- K_-) \\
r &= \frac{Q^+ + Q^-}{2}, & r_M &= \frac{m}{e} \times \frac{Q^+ - Q^-}{2iZ}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

$q = \pm 1$ indeksi göz önüne alınarak (3.19)'da verilen alan vektörünün yüzeydeki alan boyunca teğet bileşenleri matris biçiminde tanımlanır.

$$\begin{aligned}
\hat{Q}^{\Gamma^+}(s) \hat{u}^* &= \begin{pmatrix} iZe \\ -iZe \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_+ E_+ \\ \mathbf{u}_+ H_+ \\ \mathbf{u}_- E_- \\ \mathbf{u}_- H_- \end{pmatrix} \\
\hat{Q}^{\Gamma^-}(s) \hat{u}^* &= \begin{pmatrix} -iZe \\ iZe \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_+ E_+ \\ \mathbf{u}_+ H_+ \\ \mathbf{u}_- E_- \\ \mathbf{u}_- H_- \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{3.24}$$

Burada “e” 2x2’lik birim matristir.

Bu şekilde (3.24)’deki vektörler 4 bileşeni kapsar ve 4x4’lük bir matris oluşur. Bu işlemin tersi ile de teğet bileşenlerin alan vektörü cinsinden yazılımı elde edilir.

$$\begin{pmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} e & e \\ e & -e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u} \\ \vec{u} \end{pmatrix} + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} e & e \\ e & -e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u} \\ \vec{u} \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

Yükün bulunmadığı durumlarda ($\vec{K} = 0, Q = 0$) olduğundan (3.20-21)’deki Maxwell eşitlikleri şu şekilde sadeleşirler(q ayırma indisi ihmal edilir).

$$\vec{\tilde{N}} \times \vec{F} = 0 \quad (3.26)$$

$$\vec{\tilde{N}}' \cdot \vec{F} = k \times \vec{F} \quad (3.27)$$

Burada dalga vektör denklemini sağlayacak bir G vektör potansiyelinden faydalanılarak Maxwell denklemlerine genel bir çözüm yaklaşımı uygulanır.

$$\vec{F} = k \times \vec{G} + \vec{\tilde{N}}' \cdot \vec{G} \quad (3.28)$$

Oluşturulan alan vektörü eşitliği (3.28) eşitliğinde yerine koyulursa G vektör potansiyeli cinsinden dalga denklemleri elde edilir [158].

$$\vec{\tilde{N}}' \cdot \vec{\tilde{N}}' \cdot \vec{G} - k^2 \times \vec{G} = 0 \quad (3.29)$$

Bu dalga denkleminin genel çözümü ise [158]

$$\vec{G} = \vec{\tilde{N}}' \cdot (\vec{w} \times \vec{y} \times \vec{c}) = \vec{\tilde{N}}(\vec{w} \times \vec{y}) \cdot \vec{c} \quad (3.30)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Bu eşitlikte kullanılan w alan fonksiyonuna, \vec{c} sabit konum vektörüne ve y ise dalga fonksiyonuna karşılık gelmektedir.

$$w=1, \quad \vec{c} = e_z \quad (3.31)$$

(3.30) denklemini (3.31) şartları ile beraber (3.28) denkleminde yerine koyarsak dalga vektör denklemini elde edilir.

$$\vec{F} = k \times \tilde{N}'(y \times e_z) + \tilde{N}' \tilde{N}'(y \times e_z) \quad (3.32)$$

Böylece skalar dalga fonksiyonu y , Helmholtz dalga denklemlerini sağlar.

$$\tilde{N}^2 y + k^2 y = 0 \quad (3.33)$$

Silindirik koordinatlarda Helmholtz dalga denklemini;

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial y}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 y}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 y}{\partial z^2} + k^2 y = 0 \quad (3.34)$$

olarak yazılır. Bu denklemin çözümü, değişkenlerin ayrılması metodu ile kullanılan koordinat sistemi üzerine kurulur. Bu metod ile Helmholtz denkleminin çözümü koordinat sisteminin eksenlerine bağlı elemanter dalga fonksiyonu ile sağlanmaktadır [146].

$$y = B_n(k_r \times r) h(n \times \phi) h(k_z \times z) \quad (3.35)$$

(3.35) denklemindeki $B_n(k_r \times r)$ silindir fonksiyonu n. mertebedeki Bessel, Neumann ve Hankel fonksiyonları ile tanımlanır. Dalga sayıları ise aşağıdaki denklem ile tanımlanır [159].

$$k_r^2 + k_z^2 = k^2 \quad (3.36)$$

Bir elemanter dalga fonksiyonuna ait alan vektörleri (3.33–35) denklemleri ile elde edilir.

$$\frac{r}{F^q} = \frac{\frac{\partial}{\partial r} k^q}{r} \frac{\partial y}{\partial f} + \frac{\frac{\partial^2 y}{\partial r^2} \frac{\partial r}{\partial z}}{\frac{\partial r}{\partial z} \frac{\partial}{\partial r}} + \frac{\frac{\partial}{\partial r} k^q}{r} \frac{\partial y}{\partial f} + \frac{1}{r} \frac{\frac{\partial^2 y}{\partial r^2} \frac{\partial r}{\partial z}}{\frac{\partial r}{\partial z} \frac{\partial}{\partial r}} + k_r y \times e_z \quad (3.37)$$

Elemanter dalga fonksiyonlarının lineer çözümleri ayrıca Hemholtz eşitliklerinin de çözümüdür.

3.1.1. Çok katmanlı yapının modellenmesi

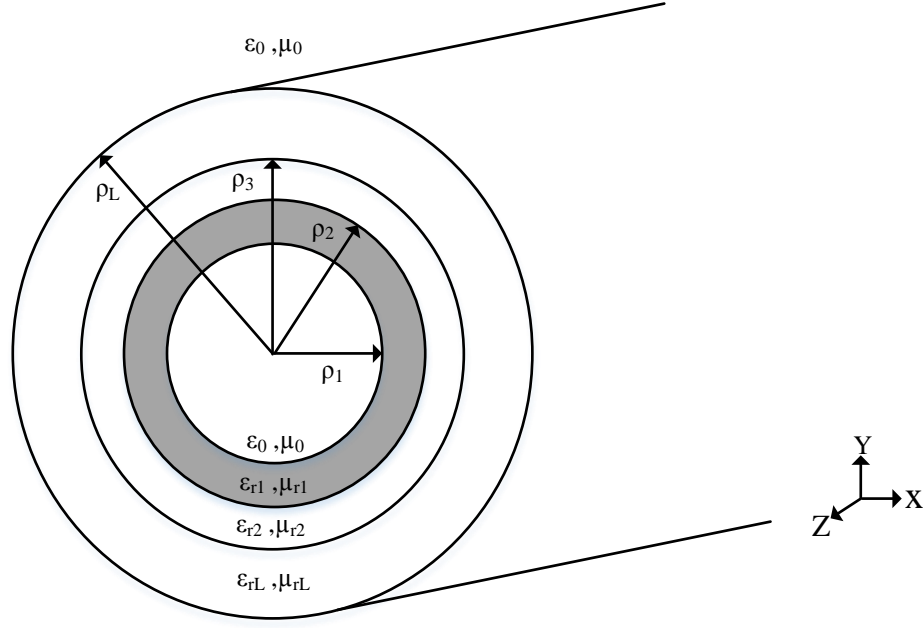
Bu bölümde, silindirik koordinat sisteminde bulunan çok katmanlı yapının modellenmesi için kullanılacak transfer matrisi ve yarı matrisler tanımlanacaktır. Transfer matrisi bir katmanın her iki sınırındaki elektromanyetik alanların teğet bileşenleri arasındaki lineer bağıntıyı tanımlayan bir operatördür. Yarı matrisler ise sınırı olan bölgelerdeki (yarı yüzey, alt ve üst uzay) elektromanyetik alanların teğet bileşenleri ve yön bileşenleri arasındaki bağıntıyı belirleyen matristir.

Birbirini takip edecek şekilde katmanların transfer matrislerinin çarpımı sonucunda çok katmanlı yapılar içerisindeki elektromanyetik alanların iletimi hesaplanır. Burada tüm katmanların transfer matrislerinin çarpımı sonucu elde edilen matris sistemin transfer matrisi olarak adlandırılır. Sistemin transfer matrisi ve alt ve üst yarı yüzeyler için tanımlanan yarı matrisler yardımıyla çok katmanlı yapı için hesaplama sistemi tanımlanacaktır.

3.1.2. Transfer matrisi

$|T_l|$ transfer matrisi, Şekil 3.3.'te verilen silindirik kabuk şeklindeki katmanlı bir yapıya etkiyen elektromanyetik darbenin l katmanından $l+1$ katmanına geçişi sırasında katmanlardaki elektromanyetik alan vektörleri E_t , H_t arasındaki lineer bağlantıyı sağlayacaktır.

$$\begin{bmatrix} E_t \\ H_t \end{bmatrix}_{l+1} = |T_l| \begin{bmatrix} E_t \\ H_t \end{bmatrix}_l \quad (3.38)$$



Şekil 3.3. Silindirik kabuk modeli

(3.38) eşitliğinde l katmanındaki E_t , H_t 'nin bilinmesiyle hesaplanan $|T_L|$ transfer matrisi yardımıyla $l+1$ katmanındaki E_t , H_t 'nin hesaplanması bir kural olarak tanımlanmaktadır. Transfer matrisi (4×4) 'lük bir matristir ve alan vektörlerinin teğet bileşenleri E_t , H_t 2 bileşenden oluşurlar.

Katman indeksindeki l , $|T_l|$ transfer matrisi içindeki her bileşenin, dalga empedansı(Z), dalga sayısı, yarıçap gibi büyüklüklerin ilgili katmana bağlı olduğu anlamına gelir. Enine koordinatlarda (x_l, p_l, r_l) l indeksi katmanı değil l .inci kenar koordinatını gösterir.

Transfer matrislerinin hesaplanmasında Maxwell denklemlerinin kompakt gösterimi kullanılmıştır. Transfer matrisi Maxwell denklemlerindeki alan vektörleri ayrılmış(dekuple) olarak olduğundan l .inci katmanda her bir alan vektörü ayrı olarak ele alınır.

$$\vec{F}_{t,l+1}^q = \hat{\epsilon} m_{F,l}^q \vec{u} \times \vec{F}_{t,l}^q \quad (3.39)$$

(2x2)'lik $\hat{\mathbb{E}}m_{F,l}^q$ matrisi, $F_{l,l}^q$ alan vektörü için transfer matrisi olarak ortaya çıkar.

Bu noktadan sonra küçük harflerle (2x2) transfer matrisleri, büyük harflerle ise (4x4) transfer matrisleri gösterilecektir. Her bir kombine alan vektörü için tüm katman transferi

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}F_t^+ \\ \hat{\mathbb{E}}F_t^- \\ \hat{\mathbb{E}}H_{t+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}m_{F,l}^+ & 0 \\ \hat{\mathbb{E}}0 & tm_{F,l}^- \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}F_t^+ \\ \hat{\mathbb{E}}F_t^- \\ \hat{\mathbb{E}}H_t \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

ile verilir. (3.40)'daki (4x4)'lük matrisin diyagonal formu ayrışmayı gösterir. (3.24) ve (3.25) ifadelerine uygulanan kompaktlaştırma ve dekompaktlaştırma işlemleri arkaya uygulandığı zaman $l+1$ ve l katmanları arasındaki elektrik ve manyetik alan bileşenleri arasında aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}E_{t+1} \\ \hat{\mathbb{E}}H_{t+1} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}e & e \\ \hat{\mathbb{E}}Z & iZ \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}m_{F,l}^+ & 0 \\ \hat{\mathbb{E}}0 & tm_{F,l}^- \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}E_t \\ \hat{\mathbb{E}}H_t \end{pmatrix} - iZe \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}E_t \\ \hat{\mathbb{E}}H_t \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

Bu eşitlik (3.38) eşitliğine denk gelmektedir. (3.41)'teki matris çarpımı açıkça uygulanır ve böylece transfer matrisi için genel gösterim

$$|T_l| = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}tm_{F,l}^+ + tm_{F,l}^- & iZ(tm_{F,l}^+ - tm_{F,l}^-) \\ \hat{\mathbb{E}}(tm_{F,l}^+ - tm_{F,l}^-) & tm_{F,l}^+ + tm_{F,l}^- \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

elde edilir. Dalga fonksiyonu y için (2x2)'lik $\hat{\mathbb{E}}m_{y,l}^q$ transfer matrisi tanımlanacaktır ve bu transfer matrisi $\hat{\mathbb{E}}m_{F,l}^q$ 'nin ve sonra da buna bağlı olan $|T_l|$ 'nin hesaplanmasında kullanılacaktır. Buradan yola çıkarak bu matrisler aşağıdaki ilişki ile tanımlanır.

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}y_t \\ \hat{\mathbb{E}}y_{t+1} \end{pmatrix} = \hat{\mathbb{E}}m_{y,l} \begin{pmatrix} \hat{\mathbb{E}}y_t \\ \hat{\mathbb{E}}y_{t+1} \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

Bu şekilde dalga fonksiyonu y 'nin lineer ilişkisi sağlanır ve dalga fonksiyonunun katmanlara dik ve değiştirilmiş kısmi türevi y' 'nin $l+1$ ve l sınırları için enine türetilmesini sağlar.

$$F_t^q = \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix} M^q \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

Dalga fonksiyonu ile oluşturulan transfer matrisi $\begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix}$ kullanılarak oluşturulan alan vektörünün transfer matrisi

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix}_{F,l}^q = \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix}_{l+1}^q \times \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix}_{y,l}^q \times \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix}_{l}^{-1} \quad (3.45)$$

şeklinde gösterilir. Transfer matrisinin her bir koordinat sisteminde incelenmesiyle, dalga fonksiyonu y ile onun türevi y' tanımlanır:

$$\begin{aligned} y &= (c_1 \times a_1 + c_2 \times a_2) \times b_1 \times b_2 \\ y' &= (c_1 \times a_1' + c_2 \times a_2') \times b_1 \times b_2 \end{aligned} \quad (3.46)$$

Burada c_1, c_2 bağımsız sabitler, a_1, a_2 yüzeye dik b_1 ve b_2 ise yüzeye paralel öz fonksiyonlar olarak tanımlanırlar. (3.46)'nın matris formunda gösterimi

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix} = b_1 \times b_2 \times \begin{pmatrix} a_1' & a_2' \\ a_1 & a_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Matrisin tersi alınarak denklem sabitleri c_1, c_2 hesaplanacak şekilde düzenlenir.

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix} = \frac{1}{b_1 \times b_2} \times \frac{1}{a_1 a_2' - a_1' a_2} \begin{pmatrix} a_2' & -a_2 \\ a_1 & a_1' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial t} \\ \frac{\partial y}{\partial x} \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

(3.47)'deki fonksiyonel matrise Wronski matrisi adı verilmektedir [160], [161].

$$\begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u} = \begin{pmatrix} a_1 & \dot{u} \\ a_2 & \dot{u} \\ a_1 & \dot{u} \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

(3.48) ifadesini l sınırı için formülize edip elde edilen yaklaşımı (3.47) eşitliğine uygulayarak c_1, c_2 sabitleri ifadeden çıkarılmış olunur. Daha sonra (3.47) ifadesine $l+1$ sınır koordinatları uygulanır ve böylece dalga fonksiyonu için tüm transfer işlemi Wronski matrisi kullanımıyla elde edilir.

$$\begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u}_{l+1} = \begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u}_l \times \begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u}_l^{-1} \quad (3.50)$$

Bu yaklaşımın (3.43) ile karşılaştırılması sonucu transfer matrisi oluşur.

$$\begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u}_{l+1} = \begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u}_l \times \begin{pmatrix} \dot{c}_1 \\ \dot{c}_2 \\ \dot{c}_1 \end{pmatrix} \dot{u}_l^{-1} \quad (3.51)$$

Buradan yola çıkarak Wronski matrisi $[W]$ ile dönüşüm matrisi $[u^q]$ 'yu koordinat sistemlerinde hesaplayarak transfer matrisi hesabı yapılır.

Transfer matrisini hesaplamak için kullanılacak yöntem belirlendikten sonra silindirik transfer matrisi hesabında kullanılacak silindirik dalga fonksiyonu ve türevi, doğrusal kombinasyon ile hesaplanarak elde edilir [146].

$$\begin{aligned} \varphi &= (c_1 \cdot J_n(k_p \cdot \rho) + c_2 \cdot Y_n(k_p \cdot \rho)) \cdot e^{in\phi} \cdot e^{-ik_z z} \\ \varphi' &= (c_1 \cdot J_n'(k_p \cdot \rho) + c_2 \cdot Y_n'(k_p \cdot \rho)) \cdot e^{in\phi} \cdot e^{-ik_z z} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Burada ρ katman kalınlığı, k_p ise dalga sayısıdır [159].

$$k_p = \sqrt{k^2 - k_z^2} \quad (3.53)$$

Şu andan itibaren, n. mertebeden Bessel fonksiyonu J_n ile n. mertebeden Neumann fonksiyonu Y_n 'in iç argümanları gerekli olmadıkları sürece denklemlerde gösterilmeyerek sona bırakılmışlardır. Silindirik dalga fonksiyonunun enine özfonksiyonları buna uygun olarak verilir.

$$\begin{aligned} a_1 &= J_n & a_2 &= Y_n \\ a_1' &= J_n' & a_2' &= Y_n' \end{aligned} \quad (3.54)$$

(3.52)'den yola çıkılarak Wronski matrisi aşağıdaki gibi oluşur:

$$[w] = \begin{bmatrix} J_n & Y_n \\ J_n' & Y_n' \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Wronski matrisinin yardımıyla [162];

$$J_n \cdot Y_n' - J_n' \cdot Y_n = \frac{2}{\pi k_p \rho} \quad (3.56)$$

olarak hesaplanır. (3.55)'te verilen Wronski matrisinin tersi ise (3.57)'nin yardımıyla

$$[w]^{-1} = \frac{\pi k_p \rho}{2} \begin{bmatrix} Y_n' & -Y_n \\ -J_n' & J_n \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

hesaplanır. $\rho = \rho_l$ için (3.57) denklemi ile $\rho = \rho_{l+1}$ için (3.55) denklemi çarpılarak dalga fonksiyonu için transfer matrisi elde edilir.

$$[tm_{\varphi,l}] = [w_{l+1}] \cdot [w_l]^{-1} = \frac{\pi k_p \rho_l}{2} \begin{bmatrix} -R_n & P_n \\ -S_n & Q_n \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Dalga fonksiyonu için tanımlanan transfer matrisi içinde tanımlanan parametreler n. mertebeden Bessel fonksiyonu J_n ve n. mertebeden Neumann fonksiyonu Y_n 'in vektörel/çarpaz çarpımları sonucu hesaplanırlar [162].

$$\begin{aligned}
P_n(k_p \cdot \rho_l, k_p \cdot \rho_{l+1}) &= J_n(k_p \cdot \rho_l) \cdot Y_n(k_p \cdot \rho_{l+1}) - J_n(k_p \cdot \rho_{l+1}) \cdot Y_n(k_p \cdot \rho_l) \\
Q_n(k_p \cdot \rho_l, k_p \cdot \rho_{l+1}) &= J_n(k_p \cdot \rho_l) \cdot Y_n'(k_p \cdot \rho_{l+1}) - J_n'(k_p \cdot \rho_{l+1}) \cdot Y_n(k_p \cdot \rho_l) \\
R_n(k_p \cdot \rho_l, k_p \cdot \rho_{l+1}) &= J_n'(k_p \cdot \rho_l) \cdot Y_n(k_p \cdot \rho_{l+1}) - J_n(k_p \cdot \rho_{l+1}) \cdot Y_n'(k_p \cdot \rho_l) \\
S_n(k_p \cdot \rho_l, k_p \cdot \rho_{l+1}) &= J_n'(k_p \cdot \rho_l) \cdot Y_n'(k_p \cdot \rho_{l+1}) - J_n'(k_p \cdot \rho_{l+1}) \cdot Y_n'(k_p \cdot \rho_l)
\end{aligned} \tag{3.59}$$

Silindirik düzlemdeki alan vektörlerinin hesabı için denklem (3.37) kullanılır. (3.52)'de verilen dalga fonksiyonu ve türevi (3.37) yerine koyulursa

$$\mathbf{F}^q = \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial}{\partial r} k^q \right) \mathbf{y} - i \times k_p \times k_z \mathbf{y} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial}{\partial r} k^q \right) \mathbf{y} - k^q \times k_p \times \mathbf{y} \frac{\partial}{\partial r} + k_p^2 \mathbf{y} \times \mathbf{a}_z \tag{3.60}$$

elde edilir. Teğet bileşenler bu denklemden ayrılır ve

$$\begin{aligned}
F_z^q &= k_p^2 \mathbf{y} \\
F_f^q &= \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial}{\partial r} k^q \right) \mathbf{y} - k^q \times k_p \times \mathbf{y} \tag{3.61}
\end{aligned}$$

teğet alan bileşenleri ile dalga fonksiyonu arasında bir dönüşüm matrisi yardımıyla bir ilişki kurulmuş olur.

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial r} F_z^q \\ \frac{\partial}{\partial r} F_f^q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial r} k_p^2 & 0 \\ \frac{\partial}{\partial r} k^q & -k^q \times k_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{y} \end{pmatrix} \tag{3.62}$$

Denklem (3.62)'daki matris ifadesi geliştirilerek denklem (3.63) elde edilir.

$$\mathbf{F}_t^q = \mathbf{D} M^q \begin{pmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{y} \end{pmatrix} \tag{3.63}$$

Dönüşüm matrisi $[\mathbf{D} M^q]$ ve ters matrisi $[\mathbf{D} M^q]^{-1}$ denklem (3.64) ve (3.65) ile tanımlanır.

$$[DM^q] = \begin{bmatrix} k_p^2 & 0 \\ \frac{nk_z}{\rho} & -k^q \cdot k_p \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$[DM^q]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{k_p^2} & 0 \\ \frac{nk_z}{k^q \cdot k_p^3 \cdot \rho} & \frac{-1}{k^q \cdot k_p} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

Alan vektörünün transfer matrisi; dönüşüm matrisi ile dalga fonksiyonu transfer matrisi kullanılarak hesaplanır.

$$[tm_{F,l}^q] = [DM_{l+1}^q] \cdot [tm_{\varphi,l}] \cdot [DM_l^q]^{-1} \quad (3.66)$$

Denklem (3.66)'daki çarpım işlemi sonucu denklem (3.67) elde edilir.

$$[tm_{F,l}^q] = \frac{\pi k_p \rho_l}{2} \left(\begin{bmatrix} -R_n & 0 \\ \frac{-nk_z}{k_p^2} \left(\frac{R_n}{\rho_{l+1}} + \frac{Q_n}{\rho_l} \right) & Q_n \end{bmatrix} + \frac{1}{k^q} \begin{bmatrix} \frac{nk_z}{k_p \rho_l} P_n & -k_p \cdot P_n \\ \frac{k^2}{k_p} \cdot S_n + \frac{n^2 k_z^2}{k_p^3 \cdot \rho_{l+1} \cdot \rho_l} P_n & \frac{-nk_z}{k_p \cdot \rho_{l+1}} P_n \end{bmatrix} \right) \quad (3.67)$$

Ayırma indeksi $q = \pm 1$ kullanılarak alan vektörünün transfer matrisi hesaplanır ve katmanlar arası transfer matrisi $[T_l]$ oluşturulur.

$$|T_l| = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} tm_{F,l}^+ + tm_{F,l}^- & iZ(tm_{F,l}^+ - tm_{F,l}^-) \\ \frac{(tm_{F,l}^+ - tm_{F,l}^-)}{iZ} & tm_{F,l}^+ + tm_{F,l}^- \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

Transfer matrisi içinde oluşan toplama ve çıkarma işlemlerinin sonucu denklem (3.69) ve (3.70)'de hesaplanmıştır.

$$\frac{1}{2} \left[tm_{F,l}^+ + tm_{F,l}^- \right] = \frac{\pi k_p \rho_l}{2} \begin{bmatrix} -R_n & 0 \\ \frac{-nk_z}{k_p^2} \left(\frac{R_n}{\rho_{l+1}} + \frac{Q_n}{\rho_l} \right) & Q_n \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

$$\frac{1}{2} \left[tm_{F,l}^+ - tm_{F,l}^- \right] = \frac{\pi k_p \rho_l}{2k} \begin{bmatrix} \frac{nk_z}{k_p \rho_l} P_n & -k_p \cdot P_n \\ \frac{k^2}{k_p} \cdot S_n + \frac{n^2 k_z^2}{k_p^3 \cdot \rho_{l+1} \cdot \rho_l} P_n & \frac{-nk_z}{k_p \cdot \rho_{l+1}} P_n \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Hesaplanan bu değerler (3.68)'de yerine koyularak Transfer matrisi elde edilir (3.71).

Bu denklemlerden yola çıkılarak transfer matrisi aşağıdaki gibi oluşturulur:

$$[TM_{l,n}] = \frac{\pi k_p \rho_l}{2} \begin{bmatrix} -R_n & 0 & \frac{iZ \cdot n \cdot k_z}{k \cdot k_p \cdot \rho_l} P_n & \frac{-iZ \cdot k_p}{k} P_n \\ \frac{-nk_z}{k_p^2} \left(\frac{R_n}{\rho_{l+1}} + \frac{Q_n}{\rho_l} \right) & Q_n & \frac{iZ}{k \cdot k_p} \cdot \left(k^2 \cdot S_n + \frac{n^2 k_z^2}{k_p^2 \cdot \rho_{l+1} \cdot \rho_l} P_n \right) & \frac{-iZ \cdot n \cdot k_z}{k \cdot k_p \cdot \rho_{l+1}} P_n \\ \frac{n \cdot k_z}{iZ \cdot k \cdot k_p \cdot \rho_l} P_n & \frac{-k_p}{iZ \cdot k} P_n & -R_n & 0 \\ \frac{1}{iZ \cdot k \cdot k_p} \cdot \left(k^2 \cdot S_n + \frac{n^2 k_z^2}{k_p^2 \cdot \rho_{l+1} \cdot \rho_l} P_n \right) & \frac{-n \cdot k_z}{iZ \cdot k \cdot k_p \cdot \rho_{l+1}} P_n & \frac{-nk_z}{k_p^2} \left(\frac{R_n}{\rho_{l+1}} + \frac{Q_n}{\rho_l} \right) & Q_n \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

Eş eksenli çok katmana sahip birçok problem için $n = 0$ temel durumundaki hesaplamalar yeterlidir. Bu özel durum için, transfer matrisi basitleştirilmiştir.

$$[TM_{l,0}] = \frac{\pi k_p \rho_l}{2} \begin{bmatrix} -R_0 & 0 & 0 & \frac{-iZ \cdot k_p}{k} P_0 \\ 0 & Q_0 & \frac{iZk}{k_p} \cdot S_0 & 0 \\ 0 & \frac{-k_p}{iZ \cdot k} P_0 & -R_0 & 0 \\ \frac{k}{iZ \cdot k_p} \cdot S_0 & 0 & 0 & Q_0 \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

3.2. Yarı Matris Hesabı

Oluşturulan transfer matrisi darbenin katmanlardan geçişi sırasından katman parametrelerine bağlı olarak elektromanyetik dalganın değişimini hesaplamaktadır. Ancak transfer matrisinin tek sınırı olan alt ve üst uzayda bulunan yarı yüzeylerde kullanımı hesaplamalar için yeterli değildir. Bu bölgelerdeki dalga etkileşimini tanımlamak için her 2 yarı yüzey içinde ayrı bir lineer operatör olan yarı matrisler oluşturulur.

Yarı matris [YM], üst veya alt yarı yüzeyle ilişkilendirilmiş lineer bir operatör olarak tanımlanır. Bu operatörler değerlendirilen yarı yüzey sınırındaki çıkış bileşenleri ile teğet elektromanyetik alan vektörleri arasındaki lineer bağlantıyı verirler. Düz yapılı yarım yüzeyler gibi tek sınırı olan yüzeylerde ya da örneğin silindirik ve küresel çok katmanlı modellerin içinde hem E_v hem H_v kılavuz bileşenleriyle çalışmak uygundur. Kartezyen ve silindirik koordinat sistemlerini kullanırken $v=z$, küresel koordinat sistemi için ise $v=r$ seçilerek kullanılır. Yarı matris [S], 4x2'lik bir matris olarak tanımlanır. Bu matris teğet bileşenleri aracılığıyla E_t ve H_t 'ye bağlı olarak bir sınır boyunca kılavuz bileşenler E_v ve H_v yardımıyla hesaplanabilir.

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix} = [YM] \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_v \\ \vec{H}_v \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

Yukarıdaki eşitliğe bağlı olarak, silindirik koordinat sisteminde kablonun dışında kalan yüzey için 0 indisi ve kablonun iç iletkeni olan yarı yüzey için ise L(yapının son katmanı) indisi kullanılarak yarı matrisler oluşturulurlar.

Katmanlı bir yapı içinde ilerleyen bir elektromanyetik dalganın ilk katman yüzeyi içindeki teğet alan bileşenleri

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_{gelen} + \begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_{saçılan} \quad (3.74)$$

ile hesaplanır. Saçılan teğet bileşenler ise dış yarı matris ile saçılan kılavuz bileşenlerin çarpımıyla elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_{saçılan} = [YM_0] \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_v \\ \vec{H}_v \end{bmatrix}_{saçılan} \quad (3.75)$$

İletilen teğet bileşenler ise iç yarı matris ile ilerleyen kılavuz bileşenlerin çarpımı ile elde edilir. Ayrıca son katmandaki teğet bileşenler transfer matrisi ile önceki katmanlardaki teğet bileşenlere de bağlıdırlar.

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_L = [YM_L] \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_v \\ \vec{H}_v \end{bmatrix}_L = [TM] \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_1 \quad (3.76)$$

(3.75) ve (3.76)'yı gerekli matematiksel işlemleri yaparak (3.74)'te yerine koyarsak sisteme uygulanacak teğet elektromanyetik alan bileşenleri ile kılavuz bileşenler arasında bir matematiksel bağıntı elde edilmiş olur.

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix}_{gelen} = -[YM_0] \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_v \\ \vec{H}_v \end{bmatrix}_{saçılan} + [TM]^{-1} \cdot [YM_L] \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_v \\ \vec{H}_v \end{bmatrix}_L \quad (3.77)$$

Burada tanımlanan yarı matrislerin hesabı devam eden başlıkta verilmiştir.

3.2.1. Yarı matris denklemlerinin oluşturulması

Kompakt formüllerin kullanımıyla kombine alan vektörleri için

$$\begin{bmatrix} \vec{F}_t^+ \\ \vec{F}_t^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ym_F^+ & 0 \\ 0 & ym_F^- \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{F}_v^+ \\ \vec{F}_v^- \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

eşitliği ortaya çıkar. Alan vektörleri, elektrik ve manyetik alanın bileşenleri yardımıyla aşağıdaki gibi oluşturulurlar:

$$\begin{bmatrix} F_v^+ \\ F_v^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & iZ \\ 1 & -iZ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_v \\ H_v \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

Transfer matrisi elde edilirken kullanılan yöntemle benzer bir yöntem kullanıldığı için alan vektörlerinin elde edileceği matris çarpımı benzer bir mantıkla elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_t \\ \vec{H}_t \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e & e \\ iZ & -iZ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} ym_F^+ & 0 \\ 0 & ym_F^- \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & iZ \\ 1 & -iZ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_v \\ H_v \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

Bu ifade ile denklem (3.73) arasındaki ilişkiden yola çıkılarak yarı matrisin genel yapısı ortaya çıkmaktadır.

$$[YM] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} ym_F^+ + ym_F^- & iZ(ym_F^+ - ym_F^-) \\ \frac{ym_F^+ - ym_F^-}{iZ} & ym_F^+ + ym_F^- \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

Dolayısıyla, transfer matrisi $[ym_F^q]$ 3 koordinat sisteminde de alt uzaylar için hesaplama yapar. Dalga fonksiyonu ψ için (2×1) 'lik yarı matris ym_ψ

$$\begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} ym_\psi \quad (3.82)$$

yaklaşımıyla tanımlanır. Dalga fonksiyonu ile transfer matrisi arasındaki ilişki dönüşüm matrisi DM^q ile ifade edilir.

$$F_v^q = DM^q \times y \quad (3.83)$$

Yarı matris hesabı için kullanılan denklemler ve tanımlamalar transfer matrisi hesabı yapılırken verilmiştir. Alan vektörlerinin yarı matrisleri bu tanımlamalar yardımıyla elde edilebilir.

$$\begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} ym_F^q = \begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} DM^q \begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} ym_\psi / DM^q \quad (3.84)$$

Tek yüzeysel alt uzaylarda, dalga fonksiyonu y

$$\begin{aligned} y &= c \times f \times b_1 \times b_2 \\ y' &= c \times f' \times b_1 \times b_2' = f' / f \times y \end{aligned} \quad (3.85)$$

formülü ile tanımlanabilir. Dalga fonksiyonunun yarı matrisi direkt olarak türetilir.

$$\begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} ym_\psi = \begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{u} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ f' / f \end{pmatrix} \quad (3.86)$$

Bu, her üç koordinat sistemi için, enine özfonksiyonu f , yarı matris ym_ψ ve skalar DM^q nun çözümü için kullanılır.

Dış alanda, büyük argümanlar için üst karmaşık yarım düzlemde Hankel fonksiyonunun değeri sıfıra yaklaşmaktadır. Bu durumda, silindirik dalga fonksiyonunun enine özfonksiyonu f , Hankel fonksiyonu yerine kullanılır.

$$H_n^{(2)}(k_p \cdot \rho) = J_n(k_p \cdot \rho) - iY_n(k_p \cdot \rho) \quad (3.87)$$

Dalga fonksiyonu ψ ve türevi ψ' [4]

$$\begin{aligned} y &= c H_n^{(2)}(k_p r) e^{im\phi} e^{-ik_z z} \\ y' &= c H_n^{(2)'}(k_p r) e^{im\phi} e^{-ik_z z} \end{aligned} \quad (3.88)$$

olarak yazılır. Dalga fonksiyonun yarı matrisi Hankel fonksiyonuna bağlı olarak elde edilir.

$$\begin{pmatrix} \dot{y} \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & H_n^{(2)'} \\ 0 & H_n^{(2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u} \\ u \end{pmatrix} \quad (3.89)$$

Hesaplanan kısmi türev ifadeleri (3.37)'de yerine koyulursa

$$\begin{pmatrix} \dot{r} \\ r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial r} \\ \frac{\partial}{\partial r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k^q \\ r \end{pmatrix} y - i k_p k_z y \begin{pmatrix} \dot{r} \\ r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial r} \\ \frac{\partial}{\partial r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k^q \\ r \end{pmatrix} y - k^q k_p y \begin{pmatrix} \dot{r} \\ r \end{pmatrix} + k_p^2 y \begin{pmatrix} \dot{r} \\ r \end{pmatrix} \quad (3.90)$$

Bu gösterimden skalar dönüşüm matrisi $[DM^q]$ transfer matrisi hesabında kullanılan yöntemle elde edilir.

$$DM^q = k_p^2 \quad (3.91)$$

Denklem (3.84)'deki matris çarpımı, birleşik alan vektörlerinin yarı matrisini verir.

$$\left[ym_F^q \right] = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{n \cdot k_z}{k_p^2 \cdot \rho} - \frac{k^q}{k_p} \frac{H_n^{(2)'}}{H_n^{(2)}} \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Denklem (3.92)'de elde edilen birleşik alan vektörlerinin yarı matris ifadesinde ayırma indeksi değerleri yerine koyularak (3.81)'deki yarı matris parametreleri hesaplanır.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \left[ym_F^+ + ym_F^- \right] &= \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{n \cdot k_z}{k_p^2 \cdot \rho} \end{bmatrix} \\ \frac{1}{2} \left[ym_F^+ - ym_F^- \right] &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k}{k_p} \frac{H_n^{(2)'}}{H_n^{(2)}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.93)$$

(3.93)'te elde edilen eşitlikler (3.81)'de yerine koyularak kablo dışında bulunan yarı yüzey için yarı matris elde edilir.

$$\left[YM_{0,n} \right] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n \cdot k_z}{k_p^2 \cdot \rho_l} & \frac{-iZk \cdot H_n^{(2)'}}{k_p \cdot H_n^{(2)}} \\ 0 & 1 \\ \frac{-k}{iZk_p} \frac{H_n^{(2)'}}{H_n^{(2)}} & \frac{n \cdot k_z}{k_p^2 \cdot \rho_l} \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

Bununla beraber üst yarı bölgenin 0 indisiyle, Z, k, k_p hesaplanır.

Dış alanda olduğu gibi benzer düşünceler iç alanın silindirik yarı matris hesabında da kullanılır. L indisi için iç yarı bölgede Z, k, k_p kullanılarak yarı matris aşağıdaki gibi elde edilir:

$$[YM_{L,n}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n \cdot k_z}{k_p^2 \cdot \rho_L} & \frac{-iZk \cdot J_n'}{k_p \cdot J_n} \\ 0 & 1 \\ \frac{-k \cdot J_n'}{iZk_p \cdot J_n} & \frac{n \cdot k_z}{k_p^2 \cdot \rho_L} \end{bmatrix} \quad (3.95)$$

Eş eksenli çok katmana sahip birçok problem için $n = 0$ 'ın özel durumu veya tamamen radyal yayılma ($k_z = 0$, $k_p = k$) durumu ile bir sadeleştirme sağlanabilir.

3.3. Çok Katmanlı Transfer Matrisi

$|T_l|$ transfer matrisi, tanımı gereğince l katmanı ile $l+1$ katmanı arasındaki teğet elektromanyetik alanların doğrusal ilişkisini tanımlamaktadır. Bu çalışmada EMP'nin yayılımı birçok katman için göz önüne alınacaktır. Bu hesaplama l ve m indeksleri arasındaki doğrusal ilişki $|T_1^m|$ ($m > 1$ olmak üzere) çift indeksli genel transfer matrisi oluşturularak açıklanacaktır.

$$\begin{bmatrix} E_t \\ H_t \end{bmatrix}_{l+1} = |T_1^m| \begin{bmatrix} E_t \\ H_t \end{bmatrix}_l \quad (3.96)$$

Çift indeksli genel transfer matrisi, katmanlar için ayrı ayrı tanımlanan tek indeksli transfer matrisleri yardımıyla tanımlanır.

$$|T_1^m| = \prod_{l=1}^{m-1} |T_l| = |T_{m-1}| \cdots |T_{l+1}| \times |T_l| \quad (3.97)$$

(3.97) sayesinde silindirik kabuğun birden fazla katmanı olması durumunda, katmanların gelen elektromanyetik dalga ile olan etkileşimi hesaplanabilecektir. (3.71)'de verilen transfer matrisi, (3.94-95)'te verilen yarı matrislerin (3.77)'de yerine koyulması ile

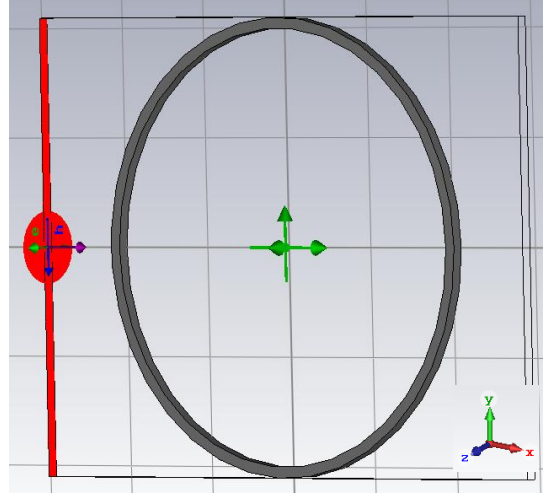
silindirik kabuğa etki eden bir elektromanyetik dalğanın iletilen ve saçılan bileşenlerinin hesabı dalga polarizasyonuna ve geliş açışına bağlı olarak yapılabilecektir.

BÖLÜM 4. SİLİNDİRİK YAPININ 3 BOYUTLU BENZETİMİ

Bölüm 3'te elde edilen denklemler yardımıyla bir elektromanyetik dalgaya maruz kalan silindirik kabuğa sahip bir cismin içindeki elektrik ve manyetik alanlar hesaplanabilmektedir. Elde edilen sonuçları karşılaştırmak için güçlü bir elektromanyetik benzetim programı olan CST kullanılarak da silindirik kabuğun modellenmesi planlanmıştır. Bu şekilde analitik sonuçlar ile CST program sonuçları karşılaştırılacaktır.

CST programında; cismin şekline, boyutlarına, kullanılan frekans aralığına bağlı olan tasarımın modeli oluşturulmakta ve bu parametrelere göre bir örnekleme sayısı üretilmektedir. İşlem süresi de sistem parametrelerine ve seçilen maksimum çözümleyici süresine bağlıdır. Bu sebeple, model tasarlanırken CST programının çalışma süresinin uzamasına sebep olacak etkenler göz önüne alınmıştır.

CST modeli oluşturulurken silindirik kabuğun z ekseni boyunca uzandığı kabul edilmiş ve o ekseninde sınır koşulları periyodik seçilmiştir. Bu şekilde o eksen boyunca tekrarlanan bir model oluşturulmuş olacaktır. Ayrıca silindirik kabuğa uygulanacak darbe x ekseni doğrultusunda ilerleyecek şekilde seçilmiştir. Silindirik kabuk için oluşturulan CST modeli Şekil 4.1.'de verilmiştir.



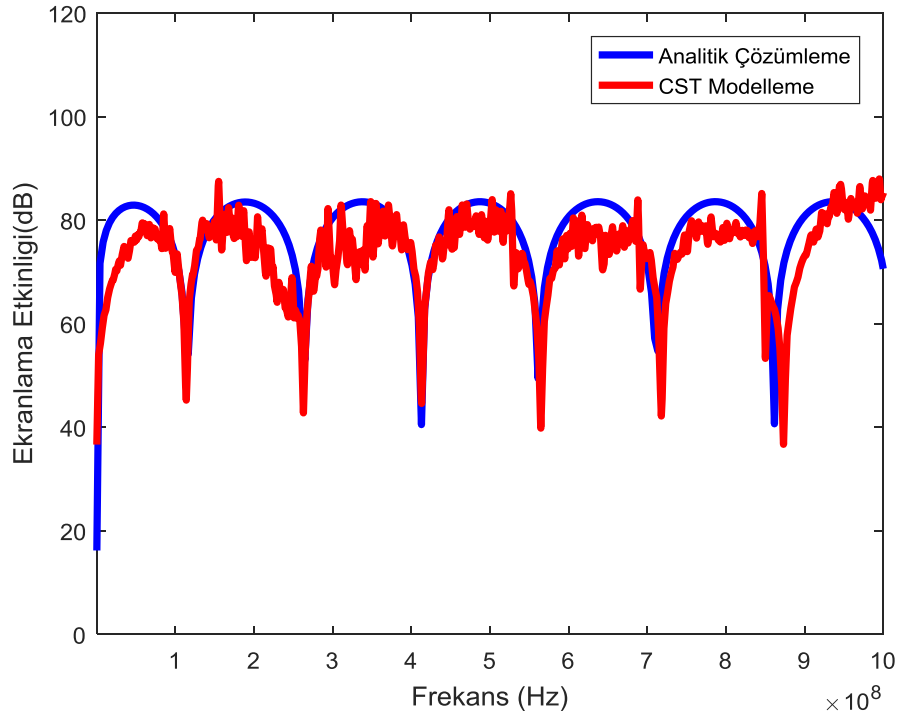
Şekil 4.1. Silindirik kabuk için CST modeli

Silindirik kabuğun Şekil 4.1.'de gösterildiği gibi bir elektromanyetik dalgaya maruz kaldığı bir sistem modellenmiştir. CST modeli oluşturulurken sınır şartları belirlenmek zorundadır. Bu sınır şartları şu şekilde belirtilmiştir: x düzlemi Boşluklu Açık Alan seçilerek simüle edilecek yapının sınırı ile simülasyon alanının sınırı arasında 0.5λ boşluk koyularak sonlu yapının simüle edilmesi için daha iyi bir yaklaşım elde edilir. Açık sınır koşulu seçildiğinde, simüle edilecek yapının ilgili kenarlarına soğurucu katmanlar koyularak o kenarlardaki yansımaların önüne geçilir. Bu sebeple y düzlemi açık alan seçilmiştir. Silindirik kabuğun eksenine doğrultusu(z düzlemi) ise periyodik seçilerek sonsuz uzun bir silindirik kabuk elde edilmiştir.

Analitik sonuçlar ile CST program sonuçları ekranlama etkinliği değerleri üzerinden karşılaştırılmıştır. Analitik hesaplamalarla bulunan elektrik ve manyetik alan şiddetleri ile gelen dalganın ilgili alan şiddetleri Bölüm 2.3'de verilen denklemlerde yerine koyularak silindirik kabuk eksenine üzerindeki ekranlama etkinliği için analitik sonuç elde edilmiştir. CST programı ise ekranlama etkinliği sonuçlarını doğrudan hesaplayarak vermektedir. Üzerinde tek katman kabuk bulunan silindirik kabuk için farklı silindir yarıçapı, farklı kabuk kalınlığı, farklı iletkenlik değerleri için CST programında yapılan simülasyonlar analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca 2 katmanlı bir silindirik kabuk içinde CST programında simülasyon yapılmış ve sonuçlar analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

4.1. 1 m Yarıçaplı Silindirik Kabuk Analizi

İlk model, literatürde silindirik kabuk çalışmalarında kullanılan parametreler yardımıyla yapılmıştır. İç yarıçapı $R = 1$ m olan ve $d = 1$ mm kalınlığında, elektriksel parametreleri $\sigma=40000$ S/m, $\epsilon_r=1$ ve $\mu_r=1$ olarak belirlenmiş bir kabuktan oluşan yapı CST ile oluşturulmuştur. CST programında yapılan simülasyon ile elde edilen ekranlama etkinliği sonucunun analitik sonuç ile karşılaştırması Şekil 4.2.'de verilmiştir.



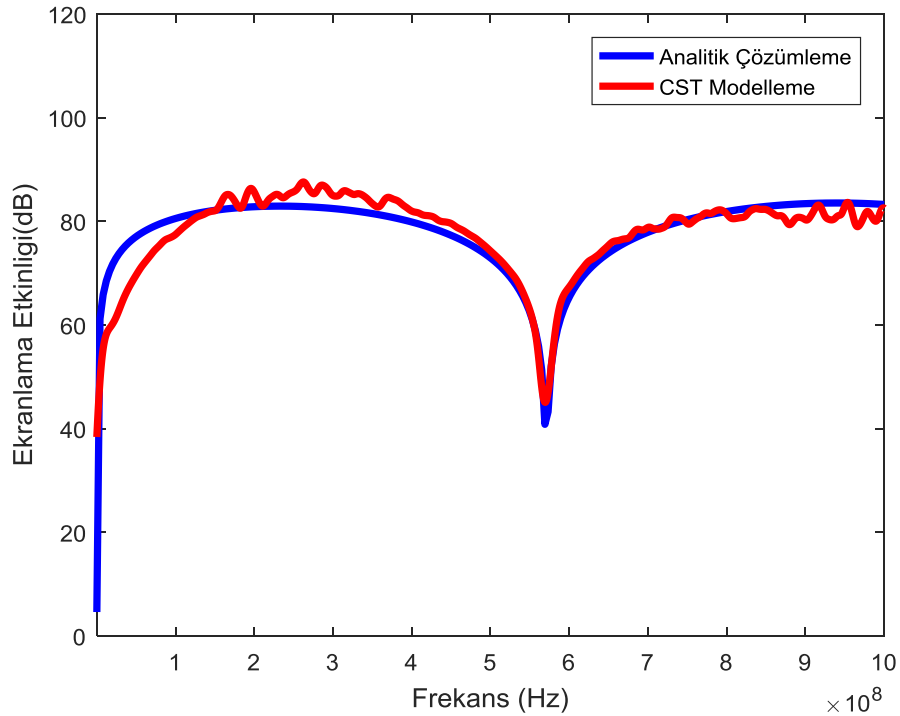
Şekil 4.2. Silindirik kabuğun eksenî üzerindeki ekranlama etkinliği ($R = 1$ m, $d = 1$ mm)

Şekil 4.2. incelendiğinde analitik çözüm ile CST programı sonuçlarının aynı karakteristiğe sahip oldukları ve 2 sonucun iyi bir uyum içinde olduğu görülmektedir. Ayrıca, 2 çalışmanın rezonans frekanslarının da uyumlu olduğu görülmüştür. Rezonans frekanslarında ekranlama etkinliği değerleri önemli derecede düşmektedir. Rezonans frekansları kırılma indeksi ve yarıçap ile bağlantılıdır [163].

Rezonans frekansı değerleri incelendiğinde, Şekil 4.2.'deki ilk rezonansın 114.9 MHz frekans değerinde olduğu görülmektedir. Bu frekans değeri literatürdeki çalışmalar ile uygundur. Malzemenin elektriksel ve fiziksel parametrelerinin referans alındığı Chiu ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada ise ilk rezonans frekansı 114.8 MHz olarak hesaplanmıştır [87]. Kullanılan frekans aralığının analitik çözümlene ve CST simülasyonu için farklı noktalarda ve sayıda örnekleme sayısının sonuçlar üzerinde etkisi olabilmektedir.

4.2. 20 cm Yarıçaplı Silindirik Kabuk Analizi

İkinci modelde ise iç yarıçapı daha düşük olan bir silindirik kabuk seçilmiştir ($R = 20$ cm). Kabuk kalınlığı ve elektriksel parametreler değiştirilmemiştir. Bu modelin Bölüm 4.1.'deki modele göre iç yarıçapı küçük olduğu için örnekleme sayısı daha düşük ve simülasyon süresi daha kısadır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.3.'te verilmiştir.



Şekil 4.3. Silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $d = 1$ mm)

Bölüm 4.1.'de verilen modelde olduğu gibi ikinci modelde de analitik sonuçlar ile simülasyon sonuçları arasında iyi bir uyum gözlemlenmektedir. Aynı uyum rezonans

frekansı için de geçerlidir. Yarıçap azaltıldığı için frekans aralığına düşen rezonans frekansı sayısı da düşmüştür. Bu modelde 0–1 GHz frekans aralığında bir rezonans frekansı bulunmaktadır.

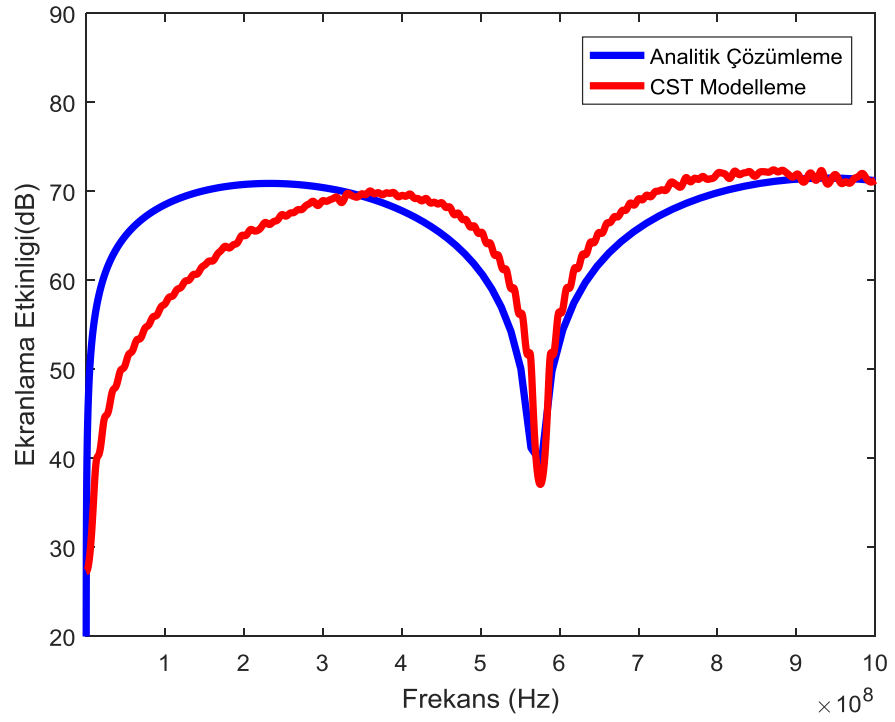
Bölüm 4.1. ve 4.2.'nin sonuçları incelendiğinde, 2 model için ekranlama etkinliğinin genliğinin rezonans frekans noktaları hariç 80 dB mertebesinde olduğu görülmektedir. Silindirik kabuğun iç yarıçapındaki değişim; rezonans frekans sayısı ve noktaları etkilemekte, ekranlama etkinliği değerinde ise önemli bir değişime neden olmamaktadır.

Analitik hesaplama ve CST simülasyonu için aynı frekans aralığı kullanılmıştır. Ancak örnekleme frekans noktaları aynı değildir ve eğrilerde bazı noktalarda farklılıklar söz konusu olabilmektedir.

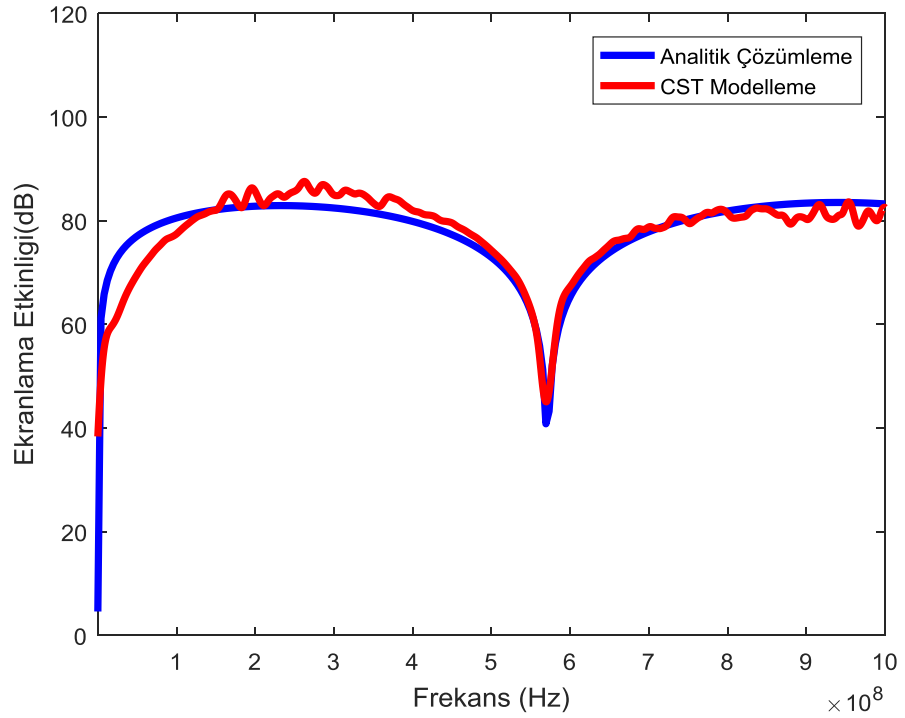
4.3. Silindirik Kabuk İletkenliğinin Parametrik Analizi

Bu modelde silindirik kabuğun farklı iletkenlik değerleri alması durumunda ortaya çıkacak sonuçlar için bir karşılaştırma yapılmıştır. İç yarıçapı 20 cm olan bir silindirik kabuk modeli temel alınarak 3 farklı elektriksel iletkenlik değeri için modelleme yapılmıştır ($\sigma_1=10000$ S/m, $\sigma_2=40000$ S/m, $\sigma_3=80000$ S/m). Elde edilen simülasyon sonuçları analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçları sırasıyla Şekil 4.4., 4.5. ve 4.6.'da verilmiştir.

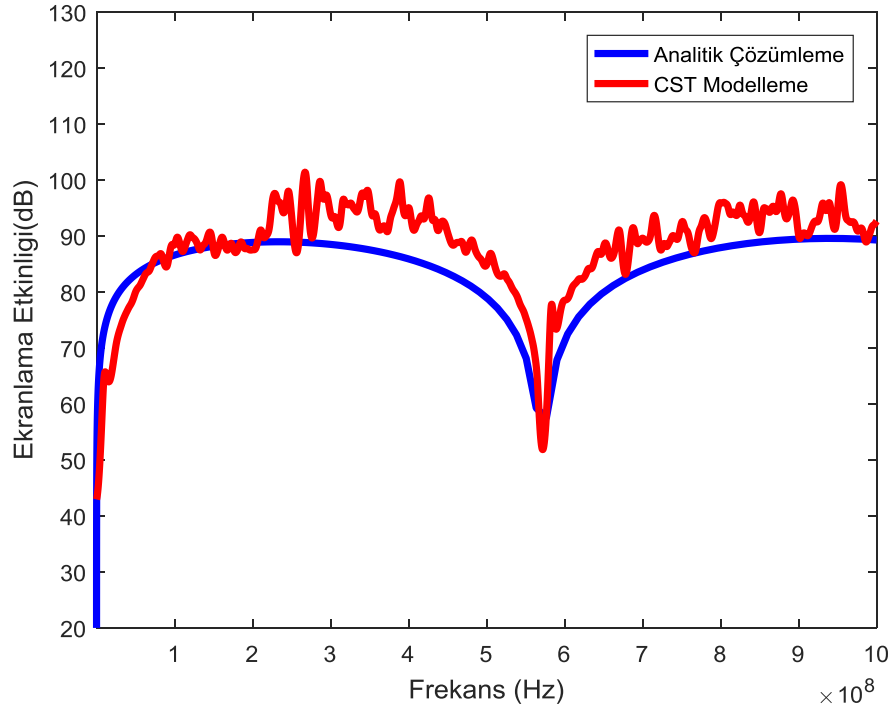
Elde edilen grafikler karşılaştırıldığında farklı iletkenlik değerleri için analitik sonuçlarla CST sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir. Rezonans frekans değerlerinin birbirleriyle örtüştüğü, genlik değerlerinin ise birbiriyle uyum içinde olduğu görülmektedir.



Şekil 4.4. $\sigma=10000$ S/m için silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $d = 1$ mm)



Şekil 4.5. $\sigma=40000$ S/m için silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $d = 1$ mm)

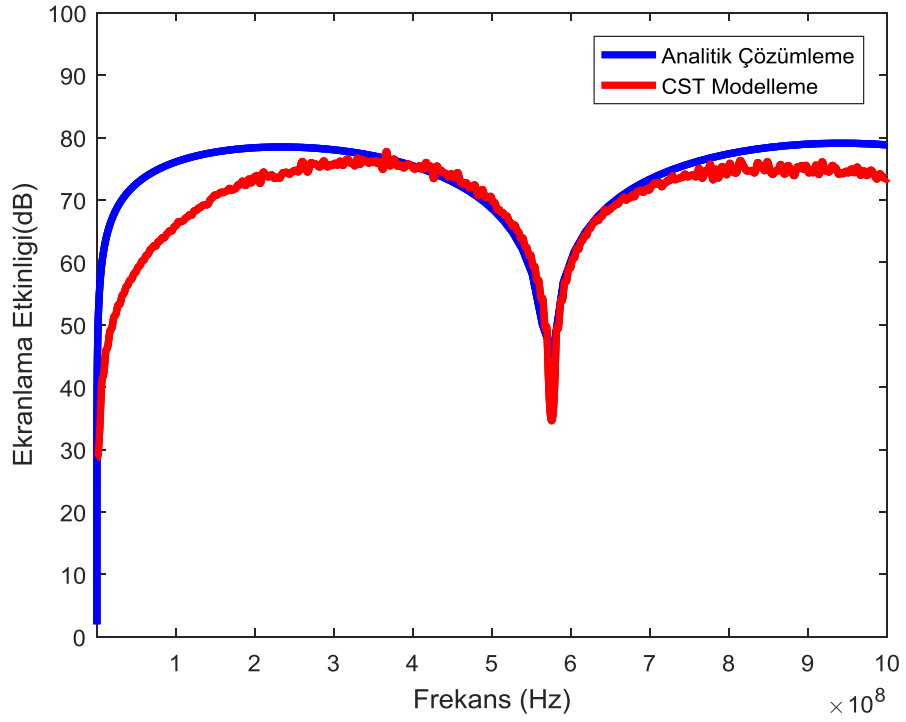


Şekil 4.6. $\sigma=80000$ S/m için silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R=20$ cm, $d=1$ mm)

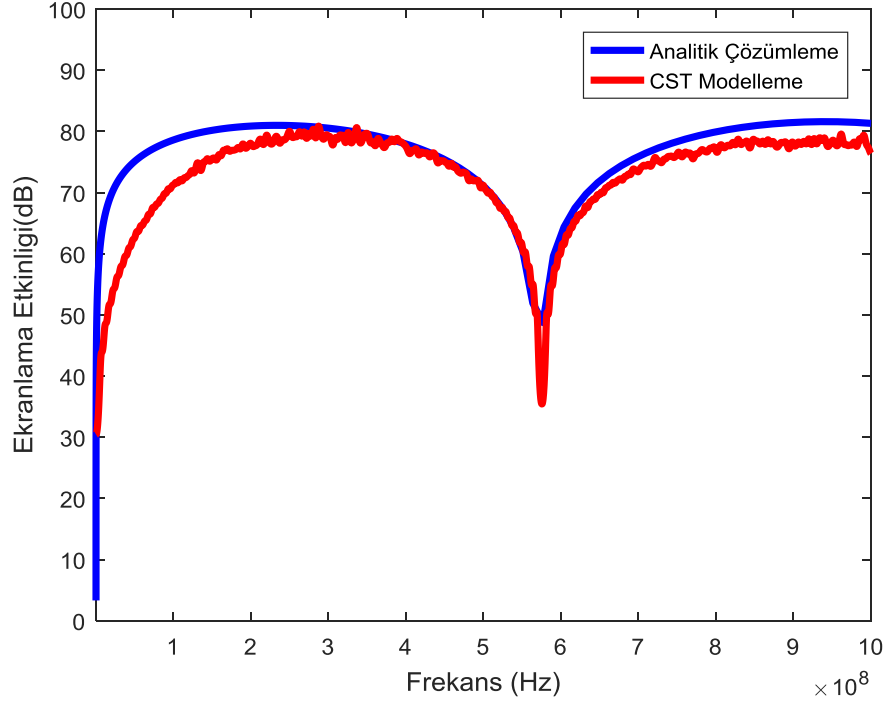
4.4. Silindirik Kabuk Kalınlığının Parametrik Analizi

Bu modelde ise iç yarıçapı $R = 20$ cm olan silindirik kabuk kalınlığının değiştirilmesi durumunda ortaya çıkacak sonuçlar için bir karşılaştırma yapılmıştır. Farklı kabuk kalınlığı değerleri için modelleme yapılmıştır ($d_1=0.6$ mm, $d_2=0.8$ mm, $d_3=1$ mm, $d_4=1.2$ mm ve $d_5=1.5$ mm). İçi boş silindirik kabuğunun elektriksel parametreleri için Bölüm 4.1.'deki elektriksel parametreler ($\sigma=40000$ S/m, $\epsilon_r=1$ ve $\mu_r=1$) kullanılmıştır.

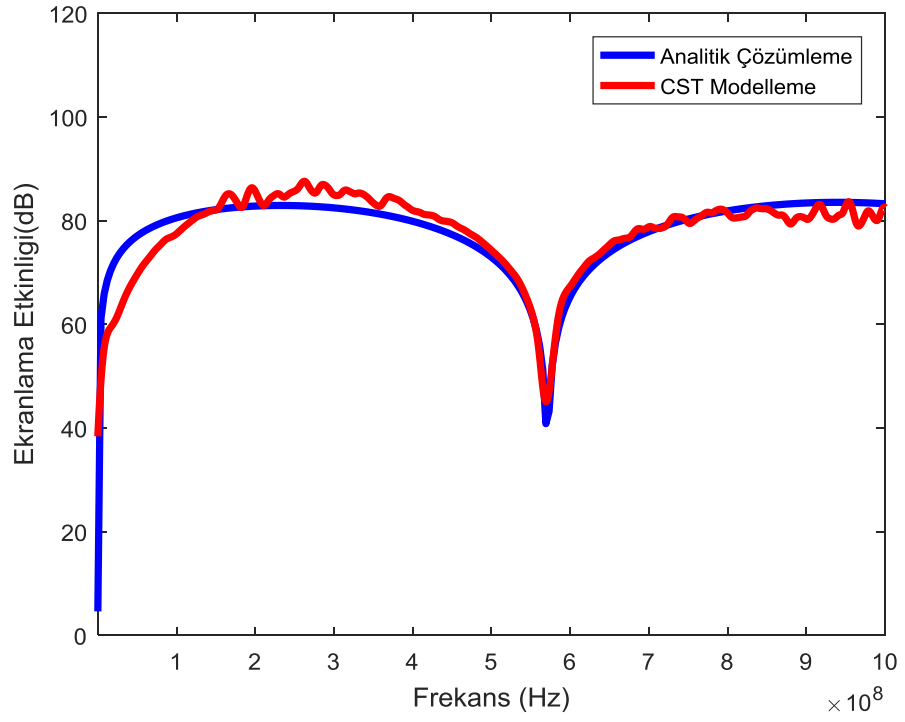
Elde edilen simülasyon sonuçları analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçları sırasıyla Şekil 4.7., 4.8., 4.9., 4.10. ve 4.11.'de verilmiştir. Elde edilen grafikler karşılaştırıldığında farklı kabuk kalınlığı değerleri için analitik sonuçlarla CST sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir. Artan kabuk kalınlığı ile beraber ekranlama değerleri artmaktadır. Analitik sonuçlar incelendiğinde, dış kabuk kalınlığının 0.6 mm'den 1.5 mm'ye arttırılmasıyla ekranlama etkinliği değeri 78 dB'den 87 dB'ye yükselmiştir. Benzer şekilde CST sonuçları incelendiğinde, ekranlama etkinliği değerlerinin artan kabuk kalınlığı ile beraber 77 dB'den 88 dB'ye yükseldiği görülmüştür. Ayrıca rezonans frekans değerlerinin birbirleriyle örtüştüğü veya genlik değerlerinin ise birbiriyle uyumlu olduğu görülmektedir.



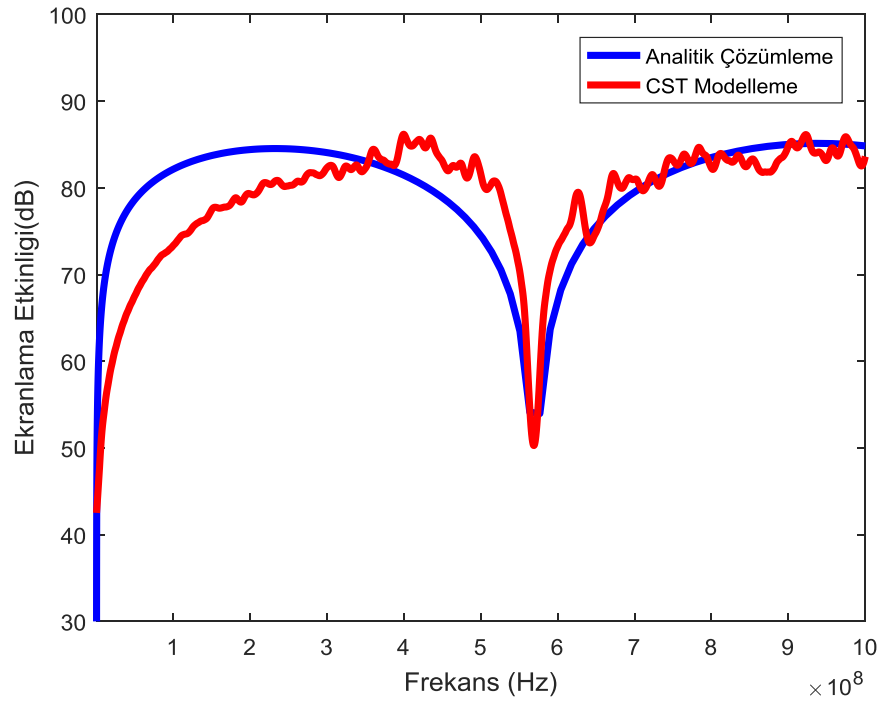
Şekil 4.7. $d = 0.6$ mm için silindirik kabağın eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma = 40000$ S/m)



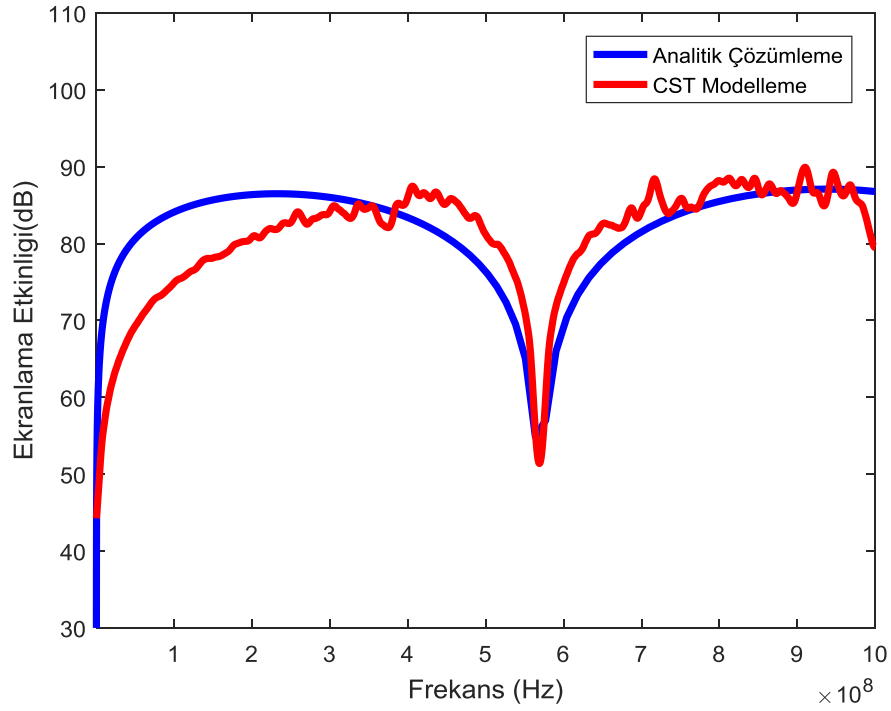
Şekil 4.8. $d = 0.8$ mm için silindirik kabağın eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma = 40000$ S/m)



Şekil 4.9. $d = 1$ mm için silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma = 40000$ S/m)



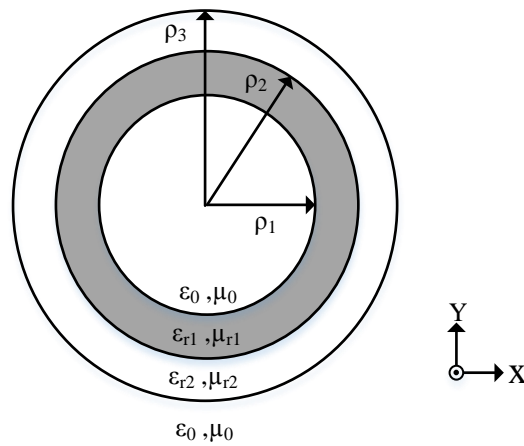
Şekil 4.10. $d = 1.2$ mm için silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma = 40000$ S/m)



Şekil 4.11. $d=1.5$ mm için silindirik kabuğun eksenine üzerindeki ekranlama etkinliği ($R=20$ cm, $\sigma=40000$ S/m)

4.5. İki Katmanlı Silindirik Kabuk Analizi

Şekil 4.12.'de verilen bu modelde ise iç yarıçapı $R = 20$ cm olan 2 katmanlı kabuğa sahip bir silindirik kabuğun yüksek genlikli harici bir elektromanyetik darbeye maruz kalması durumu için bir çalışma yapılmıştır.



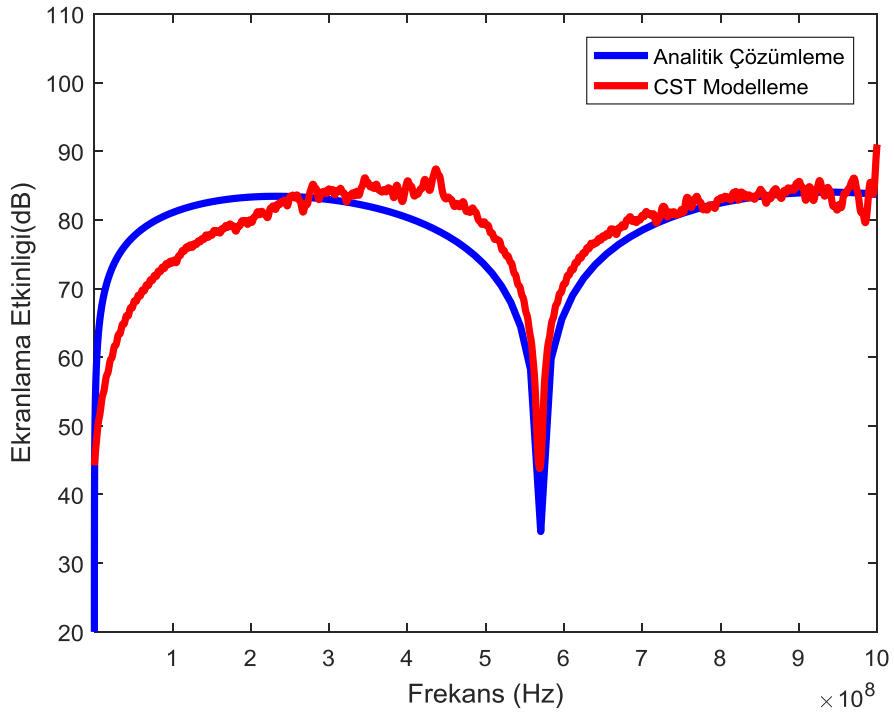
Şekil 4.12. 2 katmanlı silindirik kabuk

Tablo 4.2.'de verilen parametreler kullanılarak CST programında modelleme yapılmış ve elde edilen sonuçlar analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçları sırasıyla Şekil 4.13. ve 4.14.'te verilmiştir. Katmanlı kabuk yapının elektriksel ve yapısal parametreleri Tablo 4.1.'de verilmiştir.

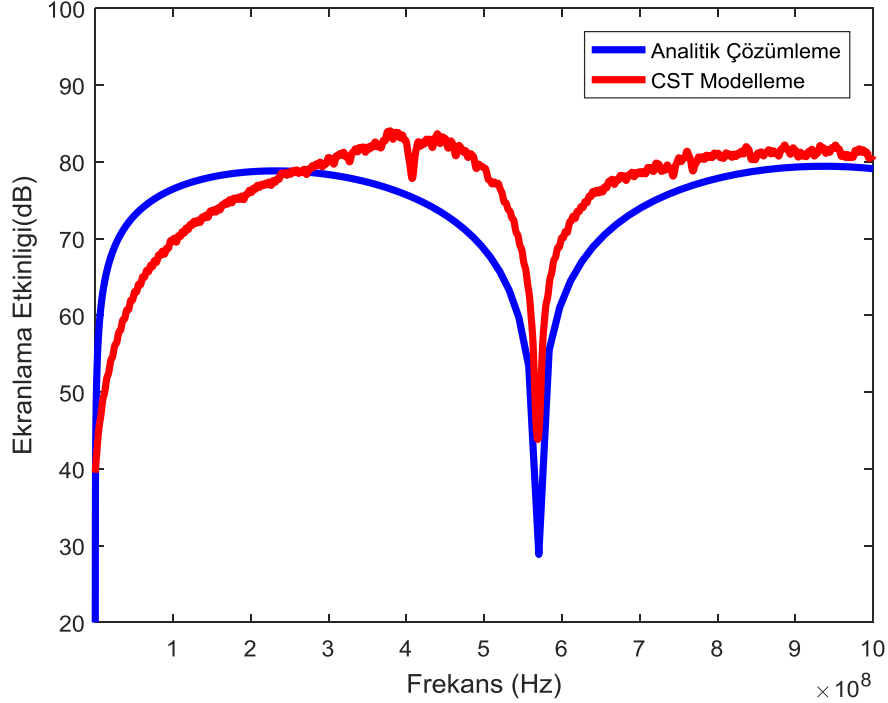
Tablo 4.1. Katmanlı kabuk yapının elektriksel ve yapısal parametreleri

	Katman	Kalınlık (mm)	İletkenlik (S/m)	Bağıl Elektriksel Geçirgenlik	Bağıl Manyetik Geçirgenlik
1	İç Kabuk	1	40000	1	1
	Dış Kabuk	0.5	5000	1	1
2	İç Kabuk	1	20000	1	1
	Dış Kabuk	0.5	10000	1	1

Elde edilen grafikler incelendiğinde, bazı frekans değerlerinde 3-4 dB seviyesinde farklılıklar olmakla beraber 2 katmanlı silindirik kabuk için analitik sonuçlarla CST sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir. Kurulan 2 modelde de rezonans frekansları hariç 80 dB seviyesinde ekranlama etkinliği sağlanmaktadır.



Şekil 4.13. Çift katmanlı silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma_{iç}=40000$ S/m, $\sigma_{dış}=5000$ S/m)

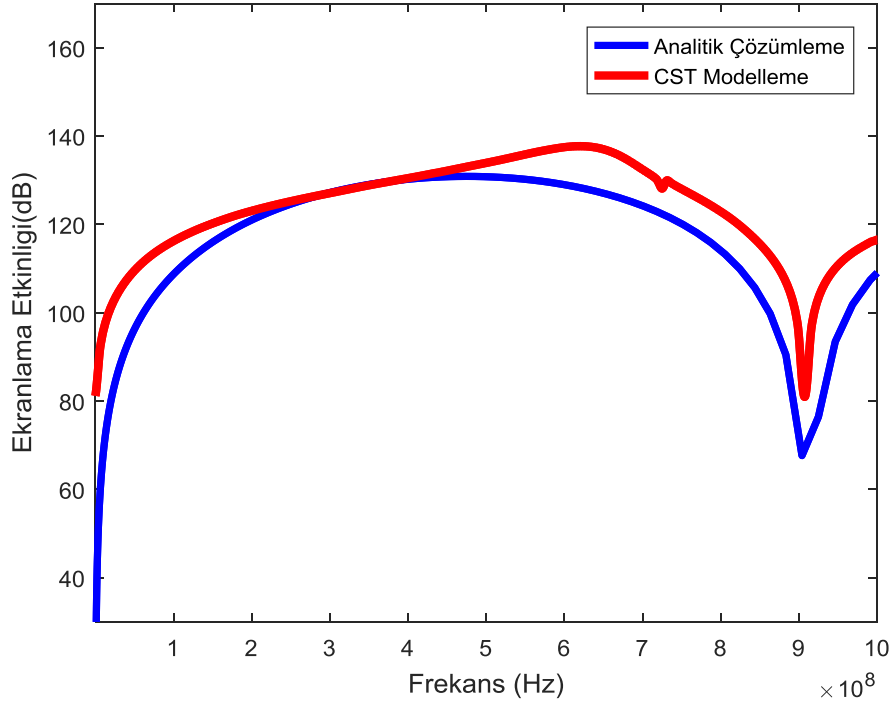


Şekil 4.14. Çift katmanlı silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği ($R = 20$ cm, $\sigma_{iç}=20000$ S/m, $\sigma_{dış}=10000$ S/m)

Düzlemsel ve silindirik model çalışmalarından yola çıkarak analitik sonuçların doğrulanabilmesi için CST program sonuçlarından yararlanılmıştır.

4.6. TE Polarizasyon İçin Ekranlama Etkinliği

Bu modelde silindirik kabuğun TE polarizasyonlu bir elektromanyetik dalgaya maruz kalması sonucunda silindirik kabuk ekseninde oluşan ekranlama etkinliğini elde etmek için simülasyon yapılmıştır. TE polarizasyon durumunda silindirik kabuk eksenini doğrultusunda manyetik alan bileşeni olacaktır. Bu durumda, gelen ve silindirik kabuk ekseninde elde edilen manyetik alan değerleri için ekranlama etkinliği çalışması yapılacaktır. İç yarıçapı $R = 20$ cm, kabuk kalınlığı $d = 1$ mm, elektriksel parametreleri $\sigma=40000$ S/m, $\epsilon_r=1$ ve $\mu_r=1$ olarak belirlenmiş yapı CST programında modellenerek analiz edilmiştir.



Şekil 4.15. TE polarizasyon için silindirik kabuğun eksenindeki ekranlama etkinliği (R = 20 cm, d = 1 mm)

Elde edilen simülasyon sonuçları, analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucu Şekil 4.15.'te verilmiştir. TM polarize bir dalga için yapılan simülasyon ve hesaplamalarda olduğu gibi TE polarize bir dalga için de analitik sonuçlar ile simülasyon sonuçları arasında iyi bir uyum gözlemlenmektedir. Aynı uyum rezonans frekansı için de geçerlidir. Bu modelde 0–1 GHz frekans aralığına bir rezonans frekansı denk gelmektedir ($f_{rez} = 914.9$ MHz). Görüldüğü üzere manyetik alan ile elektrik alan bileşenleri için rezonans frekansları farklılık göstermektedir.

Analitik hesaplama ve CST simülasyonu için aynı frekans aralığı kullanılmıştır. Ancak örnekleme frekans noktaları aynı olmadığı için eğrilerde bazı noktalarda farklılıklar söz konusu olabilmektedir.

4.7. Rezonans Frekansının Belirlenmesi

Rezonans olgusu, yansıyan veya iletilen dalgaların yapıcı ve yıkıcı etkisi olarak kabul edilebilir. Yapılan modelleme çalışmalarında ve literatürde silindirik yapılarda yapının

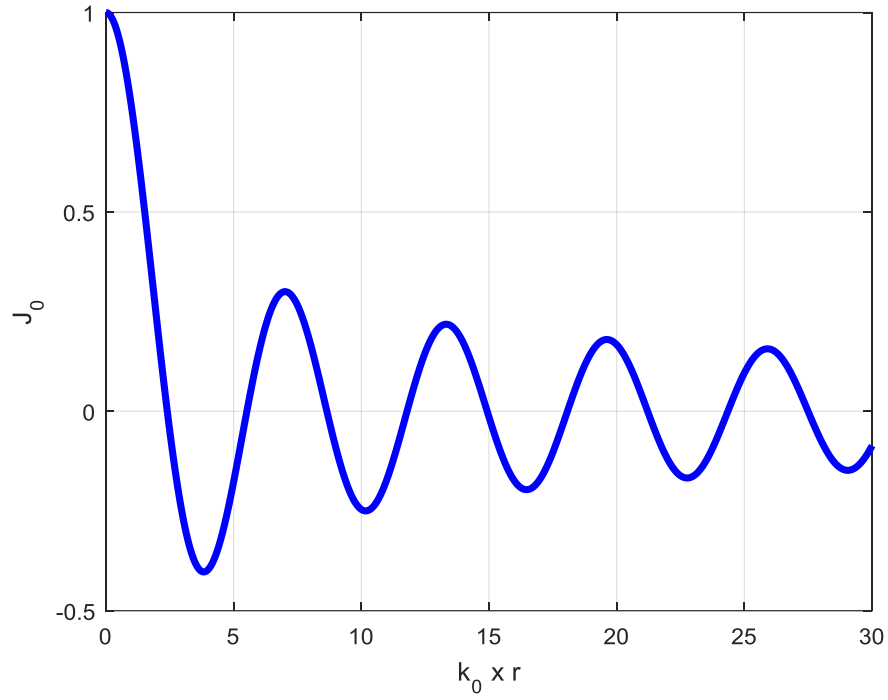
geometrisi ve iç yansımalar sonucunda belirli frekanslarda rezonanslar oluştuğu ve ekranlama etkinliğinin azaldığı hatta sifira yaklaştığı görülmektedir.

Silindirik yapılarıdaki elektromanyetik alan hesabında Bessel fonksiyonları ve bu fonksiyonun türevleri kullanılmaktadır. Rezonans frekanslarının oluştuğu noktalar Bessel fonksiyonun sıfır noktalarına(köklerine) denk gelmektedir. Rezonans frekanslarını etkileyen diğer unsur ise silindirik yapının yarıçapıdır. Yarıçap küçüldükçe, yapının elektriksel boyu azalmakta ve rezonans frekans değeri artmaktadır. Buna bağlı olarak, çalışma frekans aralığında düşük yarıçaplı silindirlere için yüksek yarıçaplı silindirlere göre daha az rezonanslar oluşmaktadır.

Bölüm 4.1.'de iç yarıçapı 1 m ve Bölüm 4.2.'de iç yarıçapı 20 cm olan silindirler için yapılan çalışmalar rezonans frekansı hesabı için örnek olarak gösterilebilir. Bu 2 modelde de yarıçap harici kullanılan bütün parametreler aynıdır($d = 1 \text{ mm}$, $\sigma=40000 \text{ S/m}$, $\epsilon_r=1$, $\mu_r=1$). Şekil 4.2. ve 4.3. incelendiğinde belirli frekans noktalarında rezonanslar oluştuğu ve ekranlama etkinliğinin azaldığı görülmektedir. Bu rezonans frekansları silindir yarıçapına, ışık hızına, ortamın elektriksel parametrelerine bağlıdır. Hesaplamalar için aşağıdaki denklem kullanılmaktadır [164].

$$f_{rez} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{x_{mn}}{R}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \quad (4.1)$$

Burada x_{mn} , Bessel fonksiyonunun merteye ve tipine göre hesaplanan sıfır noktalarıdır. R, silindirin iç yarıçapı, l silindirin uzunluğu ve p bir tamsayıdır. Rezonans frekansları sırasıyla bu değerlerde oluşmaktadırlar. 2.405 sayısı 0. mertebeden Bessel fonksiyonunu sifira ulaştığı ilk noktadır. 0. mertebeden Bessel fonksiyonunun grafiği Şekil 4.16.'da verilmiştir.



Şekil 4.16. 0. mertebeden Bessel fonksiyonunu grafiği (R = 1 m)

Şekil 4.16.'da verilen grafiğe uygun olarak elde edilen değerler Tablo 4.3.'te verilmektedir[164]. Şekil 4.16. ve Tablo 4.2.'den yola çıkılarak rezonans frekansları denklem (4.1) yardımıyla sırasıyla hesaplanabilmektedir.

Tablo 4.2. Bessel fonksiyonunun mertebelerine göre kökleri

J _n (x) = 0 durumunun kökleri						
x _{mn}	n=0	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5
m=1	2.405	3.832	5.136	6.380	7.588	8.771
m=2	5.520	7.016	8.417	9.761	11.065	12.339
m=3	8.654	10.173	11.620	13.015	14.372	
m=4	11.792	13.324	14.796			
J _n '(y) = 0 durumunun kökleri						
y _{mn}	n=0	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5
m=1	3.832	1.841	3.054	4.201	5.317	6.416
m=2	7.016	5.331	6.706	8.015	9.282	10.520
m=3	10.173	8.536	9.969	11.346	12.682	13.987
m=4	13.324	11.706	13.170			

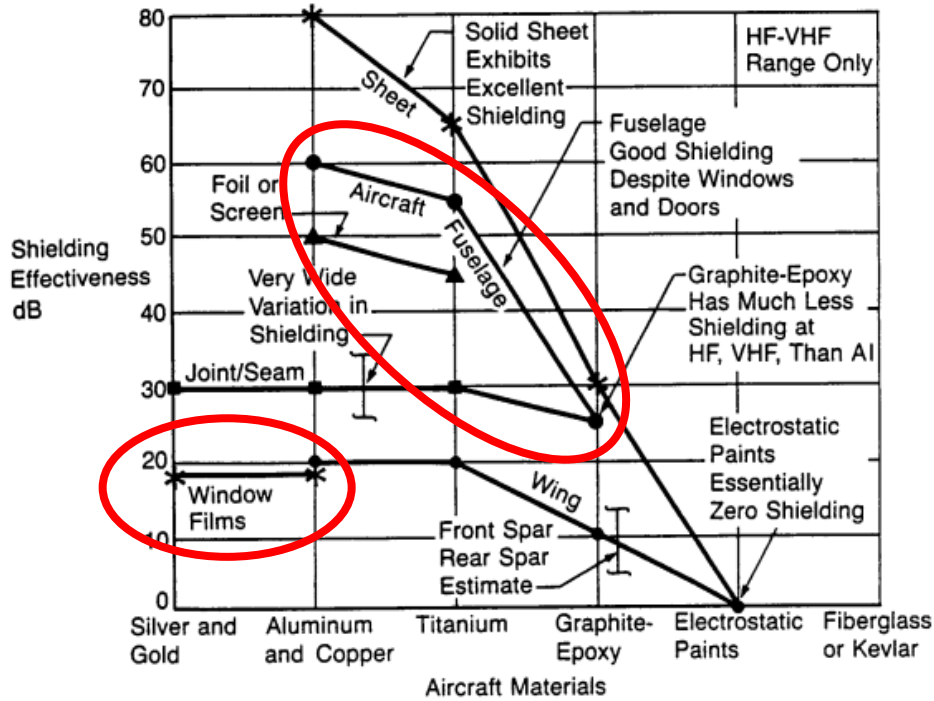
BÖLÜM 5. KOMPOZİT MALZEME TASARIMI VE EKRANLAMA ETKİNLİĞİ ANALİZİ

Bu bölümde, uçaklarda, trenlerde kullanılan camların yüksek iletkenlikli malzemeler ile takviye edilerek elektromanyetik dalgaların geçişini azaltacak şekilde tasarlanması ve bu camların ekranlama etkinliği performansının hesaplanması amaçlanmaktadır. Uçakların elektronik ekipmanlarının HIRF, LEMP ve EMP gibi yüksek genlikli harici kaynakların etkilerinden korunması elektromanyetik girişim çalışmalarında önemli bir konudur [107], [108], [112]–[115], [120], [123], [165], [166]. Uçağın alüminyum dış kaplaması, harici elektromanyetik kaynaklar sebebiyle oluşan elektromanyetik girişime karşı önemli düzeyde bir ekranlama etkinliği performansı sağlamaktadır [108]. Bununla birlikte, uçak gövdesinde bulunan pencere açıklıkları ve camın yapısı elektromanyetik alanlara karşı koruma için dikkat edilmesi gereken bir konudur. Camın iletken olmayan yapısı nedeniyle, elektromanyetik alanlar yolcu ve kokpit camlarından uçağın iç kısmına kolayca girebilir, uçağın içinde bulunan ekipmanlarla elektromanyetik girişim yapabilir ve uçağın ekranlama etkinliği düzeyinde zayıflatıcı bir etki gösterebilir [166].

Gelişen teknoloji ile beraber gelişmiş kompozit malzemeler başta uçak ve uzay endüstrileri olmak üzere elektronik, bilgisayar, inşaat ve ulaşım sektörleri gibi birçok alanda metallerin yerine kullanılmaya başlanmıştır [57], [64], [66], [127]–[129]. Bu malzemelerin metallere göre hafif olmaları, iyi mekanik ve termal özellikler, daha düşük bakım maliyetleri, daha düşük korozyon ve daha yüksek sertlik gibi avantajları bulunmaktadır [107], [124], [125], [130], [131]. Bu malzemelerin elektromanyetik özellikleri de anizotropik olmaları haricinde metallerle çok benzerdir[90]. Bu avantajlar ve benzerlikler sebebiyle metallerin yerine kompozit malzemelerin kullanımı hızla artmaktadır. Bu avantajlarına rağmen, kompozit malzemelerin elektriksel iletkenliği metalik malzemelere göre çok daha düşüktür. Örneğin, fiber

takviyeli kompozit malzemeler, çoğu metale göre yaklaşık 1000 kat daha düşük bir elektrik iletkenliğine sahiptirler [167].

Uçak gövdesi, cam ve kapı gibi zayıflatıcı etkilere sahip bölgelere rağmen kullanılan malzemeye göre Şekil 5.1.'de verilen grafiğe göre 30-60 dB arasında ekranlama etkinliği sağlamaktadır [138]. Uçak camları ve kapılarının ekranlama etkinliği artırılarak uçak gövdesinin sağlayacağı toplam ekranlama etkinliği geliştirilebilir.



Şekil 5.1. Uçaklarda kullanım yerine göre malzemelerin sağladığı ekranlama etkinliği [138]

Uçaklarda bulunan camların ekranlama etkinliğini geliştirmek için gümüş tabakaların kullanıldığı şeffaf nanoyapılı iletken kaplamalar, gümüş tabakalar [118], [129], ultra ince metal filmler [168], [169] ve örgü metal tabaka [170] uygulamaları literatürde önerilmiştir. Bu çalışmalarda katkı malzemesi olarak genellikle gümüş ve bakır metalleri tercih edilmiş ve ekranlama etkinliğini arttırmak için cam üzerine ek katman/katmanlar uygulanmıştır.

Bu çalışmada, uçak camlarının ekranlama etkinliği performansını iyileştirilmesi hedeflenmektedir. Cam imalatında kullanılan ve camın sağlamlığını arttıran yapıştırıcı

malzemenin(PVB, TPU), fiber çubuklarla takviye edilmesi planlanmaktadır. Yapılan takviyeyle, camın ekranlama etkinliğinin uçak üretim teknolojisinde kullanılan kompozit malzemeler(CFRP, GrEp, CMS vb.) seviyesine çıkarılması amaçlanmaktadır. Bu şekilde uçak içinde istikrarlı bir ekranlama performansı elde edilmesi amaçlanmaktadır.

Öncelikle, kompozit bir panel tasarımı yapılacaktır. Bu tasarım sayesinde fiber çubuklar ile takviye edilmiş yapının etkin elektriksel parametreleri hesaplanacaktır. Elde edilen bu parametreler daha sonra silindirik kabuk modellemesi için kullanılacaktır. Uçak geometrisi sebebiyle bir silindirik kabuk gibi düşünülerek modellenecektir. Uçak camları elektromanyetik girişim açısından uçakların en zayıf noktalarıdır. Bu sebeple, modelleme çalışması yapılırken uçak yüzeyinin sadece güçlendirilmiş camdan yapıldığı kabul edilecektir. Bu şekilde uçak içinde elde edilebilecek en düşük seviye ekranlama etkinliği değeri elde edilmiş olacaktır. EMP'nin silindirik kabuk ile etkileşiminin matematiksel modeli Bölüm 3'te verilmiştir. Kompozit panel tasarımı sonucu elde edilmiş etkin parametreler kullanılarak silindirik kabuğun eksenine üzerindeki ekranlama etkinliği değerinin hesaplanacaktır.

Kompozit malzemelerin elektromanyetik özellikleri ve ekranlama etkinliği performansı, üretim özelliklerine ve kullanılan malzemelere büyük ölçüde bağlıdır. Kompozit paneller, farklı fiber yönelimlerine sahip takviyeli birkaç lamine edilmiş katman basınçla birbirine bağlanarak üretilir. Kompozit malzemelerin homojen olmayan doğası nedeniyle, bir fiber kompozit panelin yüzey ve hacim direnci sadece ortalama bir anlamda tanımlanabilir. Kompozit yapıların hem yüzey hem de hacim direnci ve ekranlama etkinliği, fiber-bileşim yüzdesinden güçlü bir şekilde etkilenir [70].

Tutucu malzeme için farklı geometrideki fiber malzemeler yerleştirilerek ekranlama etkinliğinin hesaplandığı çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda ağırlıklı olarak fiber çubuklar kullanılmıştır [66], [70]. Küp ve küre şeklindeki takviye malzemeler kullanılarak hesaplamalar yapılmıştır [133], [171], [172]. Ayrıca farklı geometrideki periyodik şekiller de kullanılmıştır [173]. Ekranlama etkinliğinin artırılması

çalışmalarında elektriksel iletkenliği yüksek karbon, gümüş gibi malzemeler kullanılarak tutucu malzeme takviye edilmiştir.

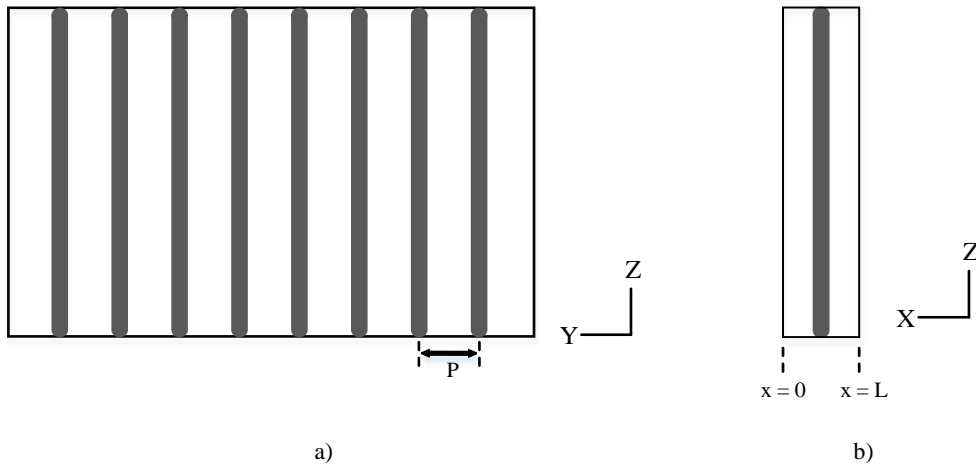
Bu takviye ile oluşturulan kompozit malzemenin elektriksel parametreleri Holloway ve arkadaşlarının ortaya koyduğu yöntem ile hesaplanmıştır [70]. Bu yöntemde tutucu malzemenin içine yüksek iletkenlik özelliğine sahip ince silindirik çubuklar yerleştirilmektedir. Güçlendirme için kullanılan takviye malzemesinin hacminin toplam hacme oranlanmasıyla elde edilen hacim yoğunluğu parametresi yardımıyla kompozit malzemenin elektriksel parametreleri hesaplanabilmektedir.

5.1. Eşdeğer Katmanlı Modeli

Kompozit malzeme genellikle kayıplı, anizotropik ve homojen olmayan yapılardır. Kompozit panelin ekranlama etkinliği analizini yapmak için eşdeğer bir model gerekmektedir.

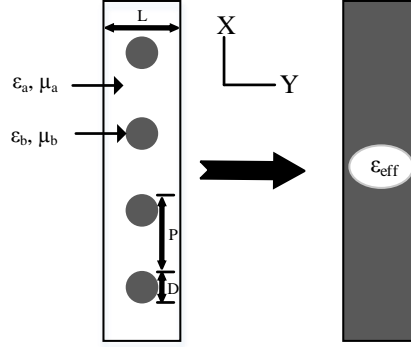
Eşdeğer modeli oluşturmak için tek ve 3 katmanlı homojen ve homojen olmayan modeller kullanılmıştır. Tek katmanlı ve 3 katmanlı modellerin hesaplanan SE değerleri 2 GHz'e kadar yakındır, ancak artan frekansla beraber, tek katmanlı ve 3 katmanlı modellerin sonuçları arasında dikkate değer bir fark oluşmaktadır [70].

Tutucu malzemenin içine Şekil 5.2.'de gösterildiği gibi farklı bir malzeme eklenecektir.



Şekil 5.2. Takviye malzemesinin konak malzeme içindeki yerleşimi

Bu malzeme bir periyot ile tutucu malzemeye yerleştirilecektir. Eklenen malzemenin kalınlığı, elektriksel parametre değerleri ve silindirik çubukların birbirleriyle olan mesafeleri kompozit malzemenin etkin elektriksel parametrelerine etki eden faktörlerdir. Kompozit yapı üzerine fiber lifler z yönünde yerleştirilmiştir.



Şekil 5.3 Katman Modeli

Homojen olmayan bir yapı içindeki dalga yayılımını analiz etmek için, frekansa bağlı etkin elektriksel geçirgenlik kullanılmaktadır. Bu tip kompozit yapılar, anizotropik ve homojen davranış göstermektedirler ve bu yapıların etkin geçirgenlik tensörü [70], [120] aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Düzlemsel boyutta modelleme için gerekli olan etkin elektriksel geçirgenlik parametreleri de hesaplanacaktır. Şekil 5.3.'te gösterildiği gibi homojen olmayan malzemenin farklı yönlerdeki etkin elektriksel parametrelerini hesaplamak için;

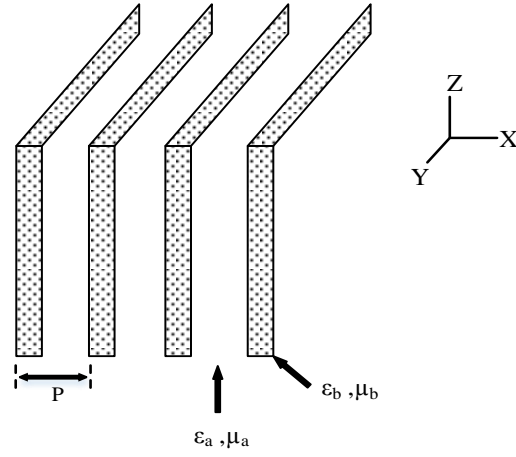
$$\begin{aligned} \varepsilon_v &= (1-g)\varepsilon_a + g\varepsilon_b \\ \varepsilon_h^{-1} &= (1-g)\varepsilon_a^{-1} + g\varepsilon_b^{-1} \end{aligned} \quad (5.2)$$

denklemleri kullanılır [70]. Denklemlerde belirtilen ε_a , ε_b , μ_a , μ_b parametreleri Şekil 5.4.'te belirtilmiştir. Fiberlerin yatay ve/veya dikey yerleşimleri de dikkate alınarak

(5.2)'de verilen denklemler yardımıyla (5.1)'de tanımlanan yönlere göre etkin elektriksel parametreleri

$$\begin{aligned}\varepsilon_z &= \varepsilon_v \\ \varepsilon_x &= \varepsilon_y = \varepsilon_h\end{aligned}\quad (5.3)$$

olarak hesaplanır.



Şekil 5.4. Hesaplamalarda kullanılacak parametreler ve kesitler

ε_a, μ_a çubukların yerleştirildiği malzemenin elektriksel ve manyetik geçirgenlikleridir. ε_b, μ_b ise fiber çubukların elektriksel ve manyetik geçirgenlikleridir. Bu hesaplama tutucu malzeme ile eklenen malzemenin elektriksel parametreleri kullanılarak yapılır. g parametresi ise takviye malzemesinin hacminin tutucu malzemenin hacmine oranı olarak hesaplanır.

Sistemi çubukların olduğu bir bölge ve o bölgenin 2 yanında bulunan bölgeler şeklinde düşünürsek bu bölgelerin elektriksel geçirgenlikleri [131];

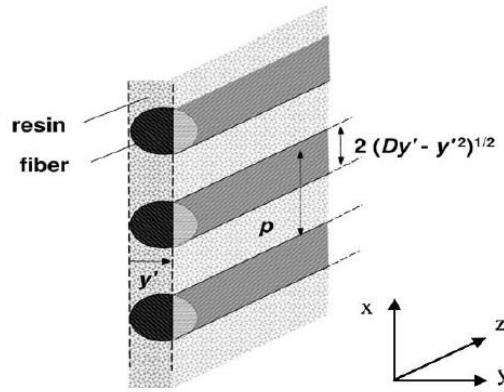
$$\varepsilon_i(j\omega) = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \quad (5.4)$$

denklemleriyle hesaplanır ve denklem (5.2)'de yerine koyularak bölgelerin etkin elektriksel geçirgenlikleri belirlenmiş olur. ϵ' malzemenin elektriksel geçirgenliğinin reel kısmı, σ malzemenin iletkenliği ve ω ise açısal frekanstır.

Çubukların kapladığı hacim alanını tanımlayan g ifadesi Şekil 5.5.'te gösterildiği gibi bir y' parametresine bağlıdır. y' parametresi çubukların yüzeyden arka kenarına kadar ölçülen mesafe olmak üzere;

$$g = \frac{2\sqrt{Dy' - y'^2}}{p} \quad (5.5)$$

olarak tanımlanır. y' parametresinin sınırları 0'dan D'ye olacak şekildedir.



Şekil 5.5. Kesit ve ölçü gösterimi [70]

D; çubukların çapı, L; malzemenin kalınlığı ve P; çubuk ile boşluğun kapladığı periyodik mesafe olmak üzere g parametresi tek ve üç katman için;

Tek Katman;

$$g = \frac{\pi D^2}{4PL} \quad (5.6)$$

Üç Katman;

$$g = \frac{\pi D}{4P} \quad (5.7)$$

şeklinde hesaplanabilir.

Tutucu ve takviye malzemelerinin elektriksel geçirgenlikleri ile hacim yoğunluğu parametresi (5.2)'de kullanılarak yönlere göre elektriksel geçirgenlikler hesaplanır.

(5.2) kullanılarak hesaplanan elektriksel geçirgenlik denklem (5.4) biçiminde olacaktır. Tellerin uzandığı doğrultudaki elektriksel geçirgenliğin imajiner kısmı kullanılarak homojen malzemenin elektriksel iletkenlik değeri hesaplanır.

$$\varepsilon_{eff}(j\omega) = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' - j \frac{\sigma_{eff}}{\omega \varepsilon_0} \quad (5.8)$$

$$\sigma_{eff} = \omega \varepsilon_0 \varepsilon'' \quad (5.9)$$

5.2. Düzlemsel Model Tasarım Parametreleri

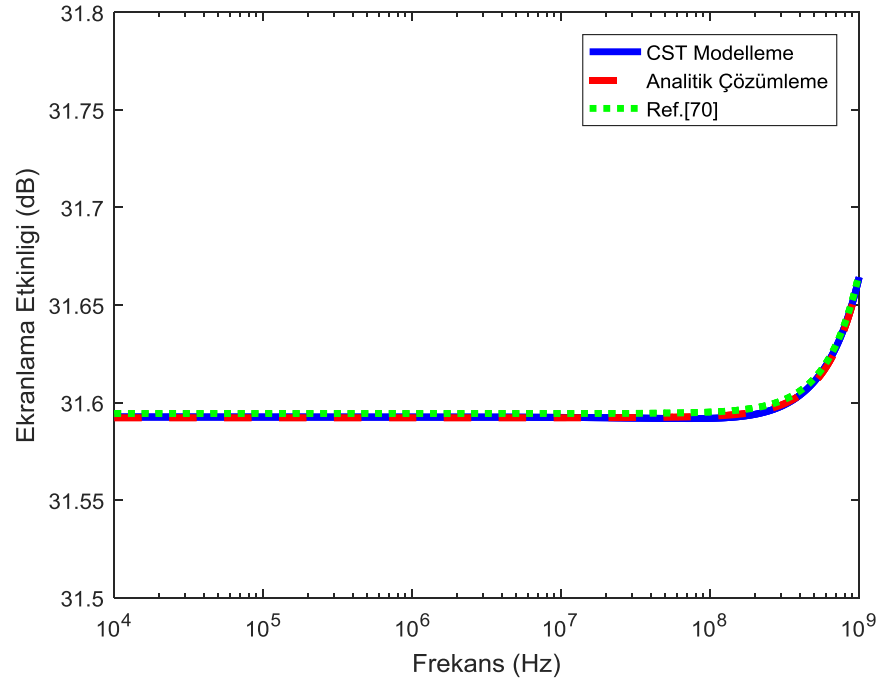
Bu kısımda takviyeli bir panelin etkin elektriksel parametreleri kullanılarak analitik sonuçlar ile simülasyon sonuçları karşılaştırılacaktır. Daha sonra bu parametreler silindirik kabuk tasarımı için kullanılacaktır.

Holloway ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada kullanılan parametreler kullanılarak öncelikle bir parametre ve karşılaştırma çalışması yapılacaktır [70]. İlgili makalede verilen değerler yardımıyla düzlemsel bir panelin ekranlama etkinliği değeri hesaplanacaktır. Bu çalışmada, düzlemsel bir panelin içine periyodik olarak silindir şeklinde fiber çubuklar yerleştirildiği kabul edilerek bir modelleme çalışması yapılmıştır. Bu çalışmada kullanılan parametreler Tablo 5.1.'de verilmiştir.

Tablo 5.1. Modelleme çalışmasında kullanılacak değerler

D	P	L	ε_a	ε_b	σ_a (S/m)	σ_b (S/m)
0.05 mm	0.1 mm	0.75 mm	$2\varepsilon_0$	$2\varepsilon_0$	0	10^4

Bu parametreler kullanılarak yapılan hesaplama sonucunda elde edilen etkin geçirgenlik ve iletkenlik parametreleri kullanılarak 10 kHz ile 1 GHz frekans aralığında analitik hesaplamalar yapılmıştır. Ayrıca bu değerler kullanılarak CST programında da homojen bir panel modeli oluşturulmuştur. Analitik hesaplama ve CST programının sonuçları Şekil 5.6.'da verilmiştir.



Şekil 5.6. Tek katmanlı fiber kompozit panel için ekranlama etkinliği sonuçlarının karşılaştırılması

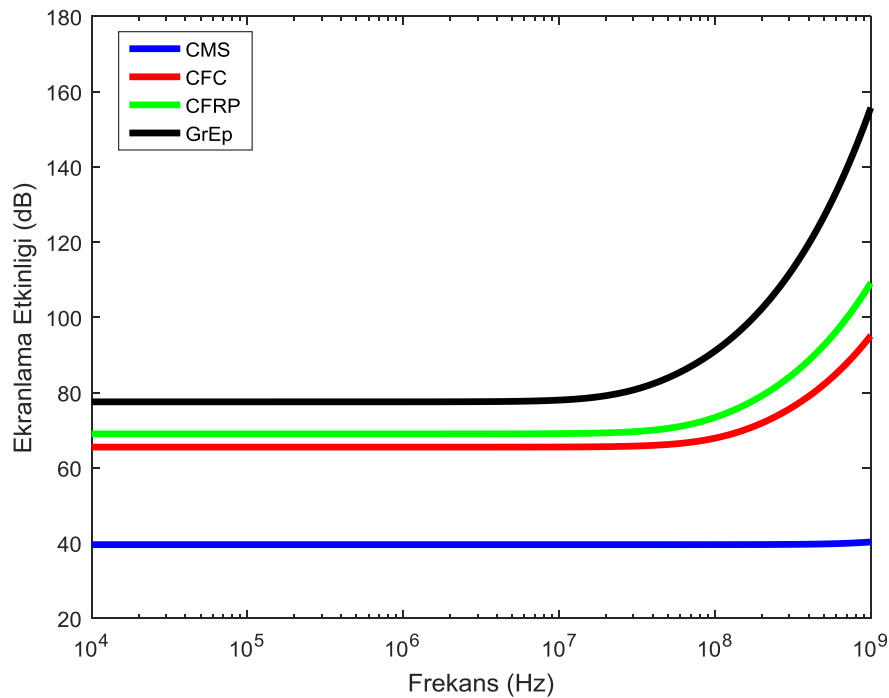
Görüldüğü gibi panel modeli için sonuçlarda çok iyi bir uyum gözükmemektedir. Bu uyumdan yola çıkılarak hesaplama sonucunda elde edilen etkin geçirgenlik katsayısı ve elektriksel iletkenlik değerleri üzerinden bir silindirik kabuk tasarımı yapılacaktır.

Tablo 5.2. Kompozit Malzemelerin elektriksel parametreleri

Malzeme	Etkin Bağlı Elektriksel Geçirgenlik	Etkin elektriksel iletkenlik(S/m)
CMS	14.5	500
CFC	1	10^4
CFRP	6.4	1.5×10^4
GrEp	3.4	4×10^4

Takviyeli düzlemsel cam panel tasarımında, FAA'nın raporunda belirtilen ekranlama etkinliği değerleri [138] ile literatürde bulunan kompozit malzemelerin sağladığı ekranlama etkinliği değerleri dikkate alınmıştır [107], [117], [120], [124], [125], [130], [131]. Bu çalışmalarda kullanılan kompozit malzemelerin etkin geçirgenlik ve elektriksel iletkenlik değerleri Tablo 5.2.'de verilmiştir.

1 mm kalınlığındaki düzlemsel bir panel için 1 kHz–1 GHz frekans aralığında Tablo 5.2'de verilen parametreler kullanılarak ekranlama etkinliği değerleri analitik yöntemle hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.7.'de verilmiştir.



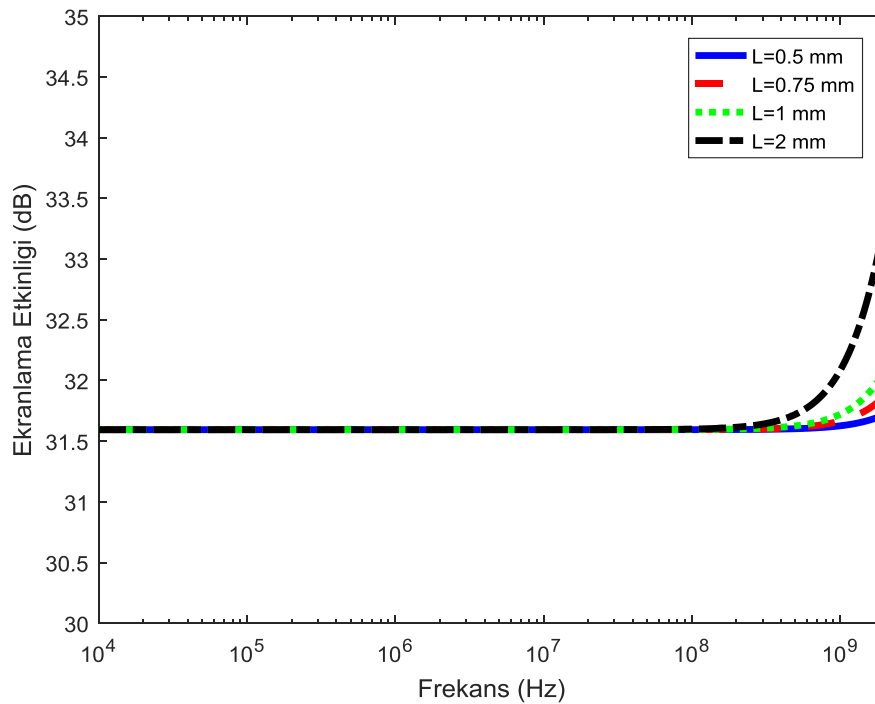
Şekil 5.7. Kompozit malzemelerin ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması

Şekil 5.7. incelendiğinde uçak imalat sanayiinde kullanılan kompozit malzemelerin ekranlama etkinliklerinin düşük frekanslarda sabit kaldığı görülmektedir. Kompozit malzemeye göre değişmekle beraber yaklaşık 100 MHz sonrası CMS dışındaki malzemelerin ekranlama etkinliği performanslarının artış gösterdiği görülmektedir. Düşük frekanslarda incelenen kompozit malzemeler 40–80 dB aralığında ekranlama etkinliği sağlamaktadırlar.

Şekil 5.7. ve ilgili referanslardan yola çıkılarak 60 dB seviyesinde ekranlama sağlayacak bir yapı tasarlanması hedeflenmektedir. Bunun için, Tablo 5.1’de verilen parametreler sırasıyla değiştirilerek bir parametre çalışması yapılmıştır. Parametre çalışmasında fiber malzemenin yarıçapı, tutucu malzeme içindeki yerleşim periyodu, panel kalınlığı ve kullanılacak iletken malzemenin türü ekranlama etkinliği değerini belirleyecek etkenlerdir.

5.2.1. Panel kalınlığı

Katkı malzemesinin yerleştirildiği tutucu malzemenin kalınlığının değiştirilmesinin etkin elektriksel parametreler ve ekranlama etkinliği üzerine etkisi incelenmiştir. Tablo 5.1.’de verilen diğer parametreler sabit kalmak üzere sadece tutucu malzemenin kalınlığı değiştirilerek hesaplamalar yapılmıştır. 4 farklı kalınlık değeri için 10 kHz–2 GHz frekans aralığında yapılan analitik hesaplamaların sonuçları Şekil 5.8.’de verilmektedir.



Şekil 5.8. Tutucu malzemenin farklı kalınlıkları için ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması

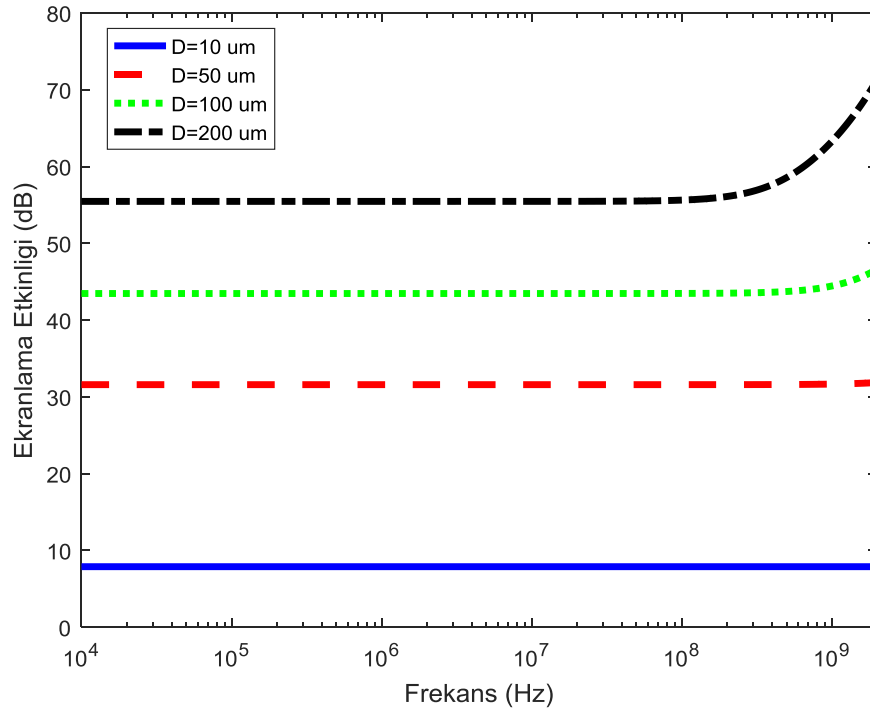
Şekil 5.8. incelendiğinde, özellikle düşük frekanslarda panel kalınlığının artırılmasının ekranlama etkinliği üzerinde etkisinin olmadığı görülmektedir. 200 MHz frekans

değeri sonrasında ise panel kalınlığının artırılmasıyla ekranlama etkinliğinin arttığı görülmüştür.

5.2.2. Katkı malzemesi çapı

Tutucu malzeme içine yerleştirilen silindir şeklindeki katkı malzemesinin çapının değiştirilmesinin etkin elektriksel parametreler ve ekranlama etkinliği üzerine etkisi incelenmiştir. Tablo 5.1.'de verilen diğer parametreler sabit kalmak üzere sadece malzemesinin çapı değiştirilerek hesaplamalar yapılmıştır. 4 farklı çap değeri için (10 μm , 50 μm , 100 μm , 200 μm) 10 kHz–2 GHz frekans aralığında yapılan analitik hesaplamaların sonuçları Şekil 5.9.'da verilmektedir.

Çap değeri arttırıldığında ekranlama etkinliği değerinin arttığı görülmektedir. 100 MHz frekans değeri için sonuçlar incelendiğinde; çap değerinin 10 μm 'den 200 μm 'ye arttırılmasıyla ekranlama etkinliği değerlerinin 7 dB seviyesinden 55 dB seviyelerine yükselmiştir. Malzemenin çap değerinin arttırılmasıyla katkı malzemesinin tutucu malzeme içinde kapladığı hacim artmakta ve kompozit malzemenin iletkenlik değeri üzerinde önemli bir etkisi olduğu görülmektedir.

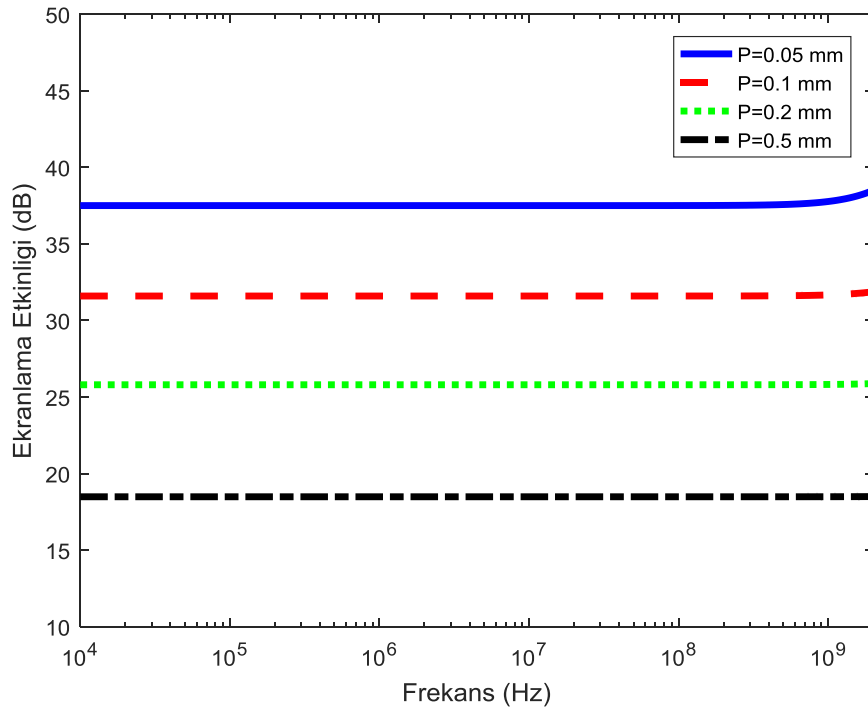


Şekil 5.9. Katkı malzemesinin farklı çap değerleri için ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması

5.2.3. Katkı malzemeleri arasındaki mesafe

Tutucu malzeme içine yerleştirilen silindirik şeklindeki katkı malzemesinin yerleştirilme periyodunun değiştirilmesinin etkin elektriksel parametreler ve ekranlama etkinliği üzerine etkisi incelenmiştir. Tablo 5.1.'de verilen diğer parametreler sabit kalmak üzere sadece katkı malzemesinin yerleşim periyodu değiştirilerek hesaplamalar yapılmıştır. 4 farklı periyot değeri için (0.05 mm, 0.1 mm, 0.2 mm, 0.5 mm) 10 kHz–2 GHz frekans aralığında yapılan analitik hesaplamaların sonuçları Şekil 5.10.'da verilmektedir.

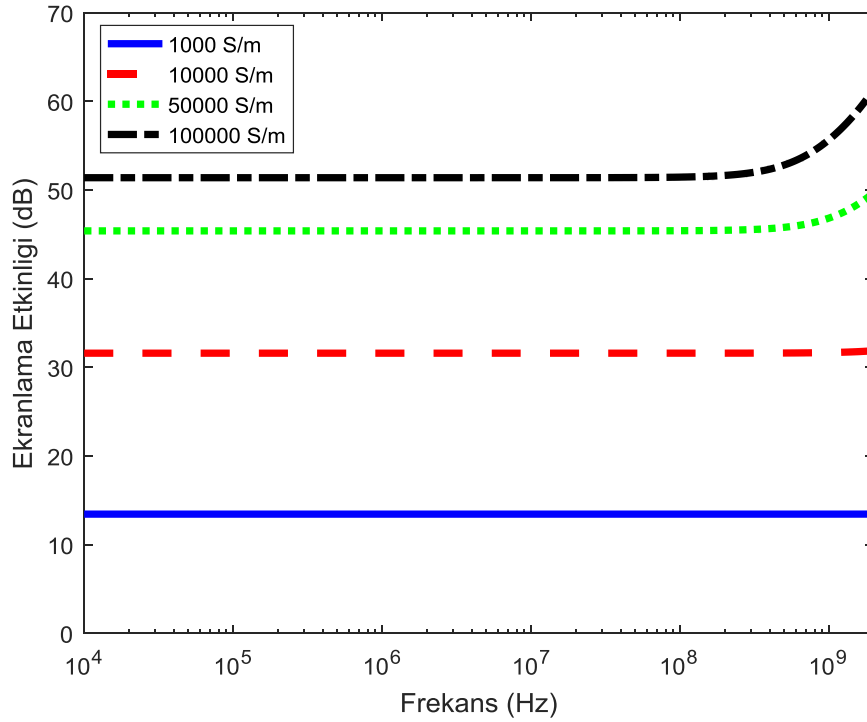
Katkı malzemelerinin yerleşim periyodunun arttırılmasıyla ekranlama etkinliği değerinin azaldığı görülmektedir. Periyot değerinin 10 kat arttırılmasıyla kompozit malzemenin ekranlama etkinliği 38 dB seviyesinden 19 dB seviyesine düşmüştür. Periyot değerinin arttırılmasıyla katkı malzemesinin tutucu malzeme içinde kapladığı hacim azalmakta ve kompozit malzemenin etkin iletkenlik değerini düşürmektedir.



Şekil 5.10. Katkı malzemesinin farklı periyot değerleri için ekranlama etkinliği performansları

5.2.4. Farklı katkı malzemeleri

Farklı katkı malzemelerinin ekranlama etkinliği üzerine etkisi incelenmiştir. Tablo 5.1.'de verilen diğer parametreler sabit kalmak üzere sadece katkı malzemesinin iletkenliği değiştirilerek hesaplamalar yapılmıştır. 4 farklı elektriksel iletkenlik değeri için (1000 S/m, 10000 S/m, 50000 S/m, 100000 S/m) 10 kHz–2 GHz frekans aralığında yapılan analitik hesaplamaların sonuçları Şekil 5.11.'de verilmektedir.



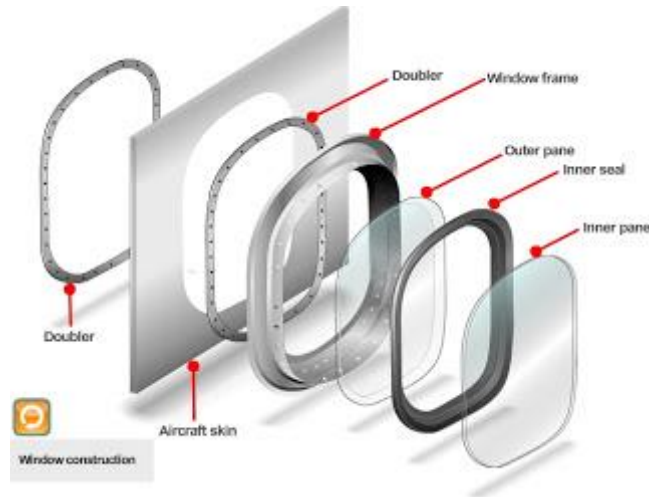
Şekil 5.11. Farklı katkı malzemeleri için ekranlama etkinliği performanslarının karşılaştırması

İletkenlik değerinin arttırılmasıyla ekranlama etkinliği değerinin arttığı görülmektedir. İletkenlik değerinin 100 kat arttırılmasıyla kompozit malzemenin ekranlama etkinliği 14 dB seviyesinden 52 dB seviyesine yükselmiştir.

5.3. Takviyeli Düzlemsel Cam Panel Tasarımı

Uçakların ön ve yolcu camlarının tasarımında lamine edilmiş çok katmanlı bir yapı kullanılır. Çok katmanlı yapının içinde, en az 2 yapısal katman, yüzeyleri yapıştıran ara katmanlar ve koruyucu kaplamalar bulunmaktadır. Bir uçak camının yapısı Şekil

5.12.'de verilmiştir. Ayrıca, gömülü ısıtıcı film ve teller ile montaj malzemeleri çok katmanlı yapının diğer elemanlarıdır. Sertleştirilmiş cam veya akrilik (polimetilmetakrilat) ve polikarbonat gibi polimerik saydam malzemeler yapısal katmanları oluşturmak için kullanılır. PVB, poliüretan veya silikon, cephe ve yapısal katmanları lamine eden bağlayıcı malzemelerdir [174]. Bu bağlayıcı malzemeler, güvenlik camları, ön camlar ve polimerik laminatlar gibi yarı saydam laminatların üretiminde yaygın olarak kullanılır [175]. Cam veya plastik lamine edilmiş uçak ön camlarının yapımında, yaklaşık 0,1 inç (3 mm) kalınlığa sahip yapışkan bir tabaka kullanılır [176]–[178].



Şekil 5.12. Uçak camının yapısı

Bu yapıyı oluşturan en önemli parçalardan biri olan camın sağlamlığını arttıran yapıştırıcı malzemenin(PVB, TPU) yüksek elektriksel iletkenliğe sahip fiber çubuklar yardımıyla takviye edilmesi ve üretim esnasından itibaren belirli bir seviyede ekranlama etkinliği sağlayacak bir cam tasarlanmıştır. Bu şekilde cam üzerine üretim sonrası bir film çalışması yapılmasına gerek kalmayacak bir model oluşturulacaktır.

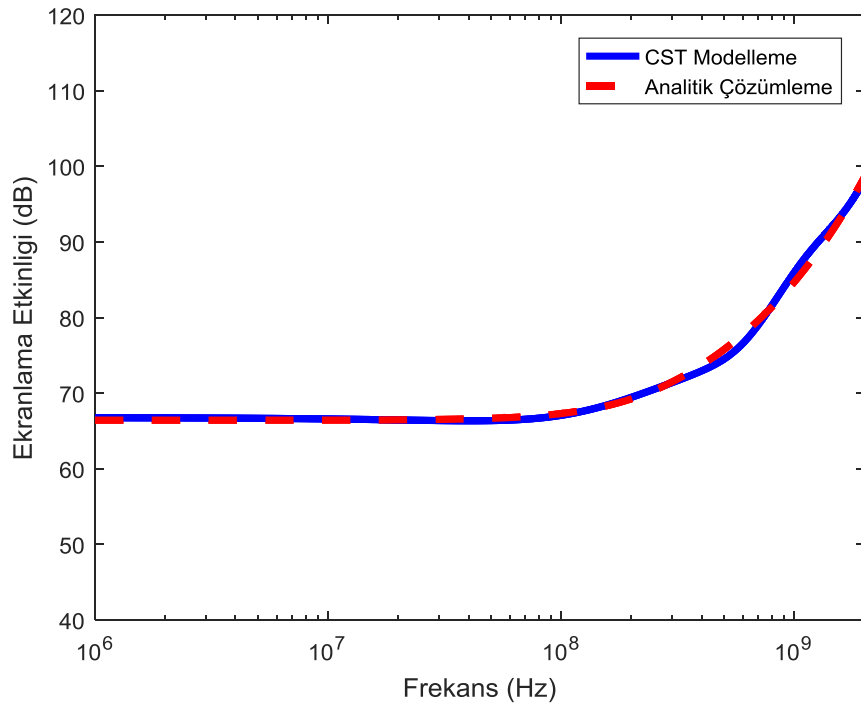
Tasarım aşamasında 3 katmanlı bir yapının olduğu düşünülmüştür(Hava/Panel/Hava) ve hesaplamalar bunun üzerinden yürütülmüştür. Takviyeli cam panel için Bölüm 5.2.'de belirtildiği gibi 60 dB seviyesinde bir ekranlama etkinliği performansı hedeflenmiştir. Etkin elektriksel parametreleri etkileyen unsurlar göz önüne alınarak parametre seçimi yapılmıştır. Görünürlük üzerine etkisi de dikkate alınarak katkı

malzemesi olarak gümüş malzemesi seçilmiştir. Takviyeli cam panel tasarımında kullanılan değerler Tablo 5.3.'te verilmiştir.

Tablo 5.3. Cam panel tasarımında kullanılan parametreler ve değerleri

D	P	L	ϵ_a	ϵ_b	σ_a (S/m)	σ_b (S/m)
15 μ m	1 mm	0.5 mm	$2\epsilon_0$	ϵ_0	0	6.3×10^7

Seçilen parametrelere göre yapılan analitik hesaplama sonucu elde edilen etkin elektriksel parametreler CST programında kullanılarak cam panelin modeli oluşturulmuştur. CST programı sonuçları ile analitik hesaplama sonuçları Şekil 5.13.'te karşılaştırılmıştır.



Şekil 5.13. Takviyeli cam panelin sağladığı ekranlama etkinliği

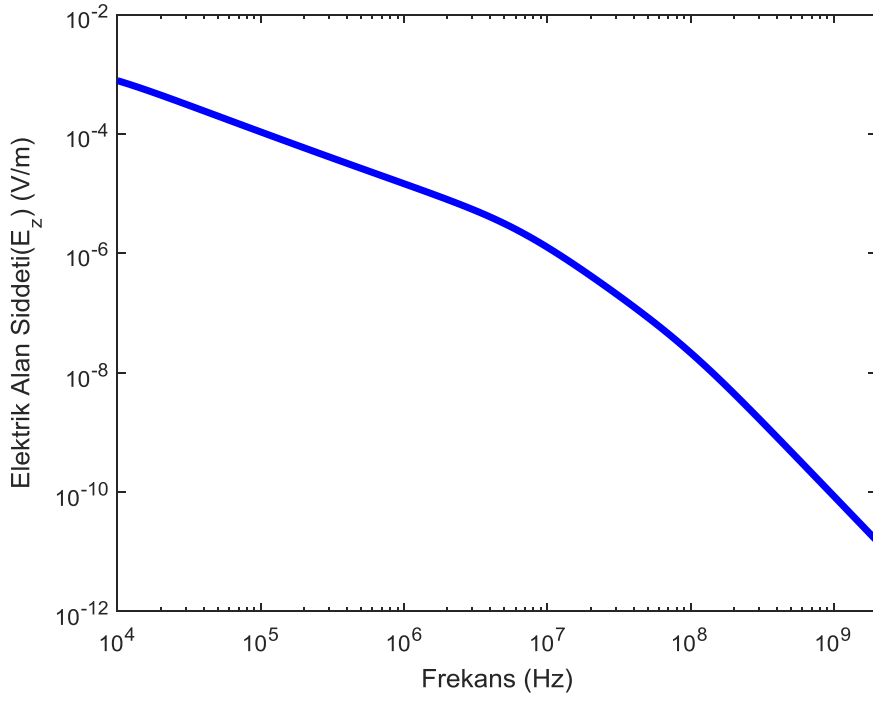
Şekil 5.13. incelendiğinde, Takviyeli cam panelin düşük frekanslarda 65 dB civarı ekranlama sağladığı ve artan frekansla beraber ekranlama seviyesinin de arttığı görülmektedir. 1 GHz'de ekranlama seviyesinin 85 dB, 2 GHz'de ise 98 dB değerine ulaştığı görülmektedir. Ayrıca, CST simülasyonu ile analitik hesaplama sonuçları tamamen örtüşmektedir. Takviyeli cam panelin sağladığı ekranlama etkinliği değeri,

uçak üretiminde kullanılan malzemelerin sağladıkları ekranlama etkinliklerinin verildiği Şekil 5.1.'de belirtilen değerler ile Şekil 5.7.'de verilen CFC ve CFRC kompozit malzemelerinin ekranlama etkinliği değerleriyle iyi bir uyum içindedir. Buradan yola çıkarak takviyeli cam panel için hesaplanan etkin elektriksel parametreler kullanılarak silindirik kabuk modeli için analitik hesaplama ve CST programı yardımıyla simülasyonlar yapılacaktır.

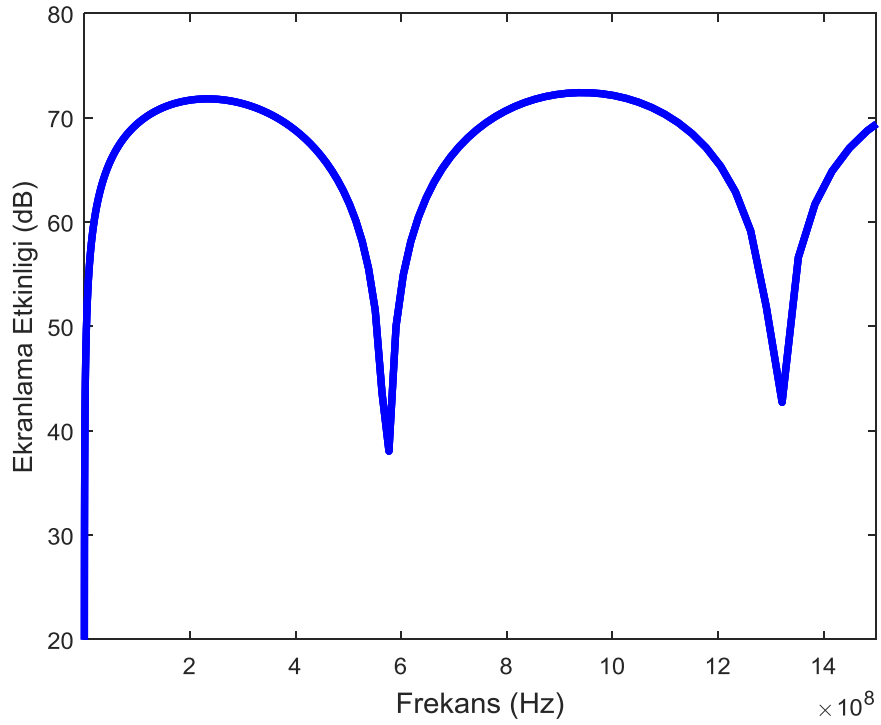
5.4. Silindirik Model

Takviyeli cam panel için yapılan parametre çalışması sonucu hedeflenen ekranlama etkinliği değeri için gerekli olan etkin elektriksel parametreler elde edilmiştir. Uçak camı için tasarlanan bu kompozit malzemenin bir dış kaynaklı EMP darbesine maruz kalınması durumunda sağlayacağı ekranlama etkinliğinin görülmesi için uçağı dış kabuğu kompozit malzemedan oluşan içi hava ile dolu bir silindirik kabuk gibi düşünerek bir modelleme çalışması yapılmıştır. Bu şekilde, silindirik kabuğun ekseninde oluşan elektrik alan ve elektrik alana bağlı ekranlama etkinliği değerlerinin hesaplanacaktır. Elde edilen etkin parametreler Bölüm 3.'te silindirik kabuk modeli için verilen denklemlerde ve karşılaştırma için CST programında oluşturulan modelde kullanılmıştır.

Şekil 4.2. ve 4.3. incelendiğinde, her 2 iç yarıçap değeri için en yüksek genlik değerinin 80 dB seviyesinde olduğu görülmüştür. Artan yarıçap ile beraber frekans aralığına düşen rezonans frekans sayısı artmaktadır. CST programında silindirik kabuk modeli oluşturulurken bilgisayarın tanımlanan simülasyonu gerçekleştirebilmesi, simülasyon süresinin uzamaması ve rezonans frekanslarının gözlemlenebilmesi için silindirik kabuğun iç yarıçapı 20 cm olarak seçilmiştir. Silindirin dış kabuğunun kalınlığı ise 1 mm olarak belirlenmiştir. Frekans aralığı 10 kHz–1.5 GHz olarak seçilmiştir. Bölüm 2.1.'de tanımlanan EMP'nin etkileşime girdiği silindirik kabuğun eksenindeki elektrik alan ve ekranlama etkinliği değerleri sırasıyla Şekil 5.14. ve 5.15.'te verilmiştir.



Şekil 5.14. Silindirik kabuğun ekseninde oluşan elektrik alan şiddeti



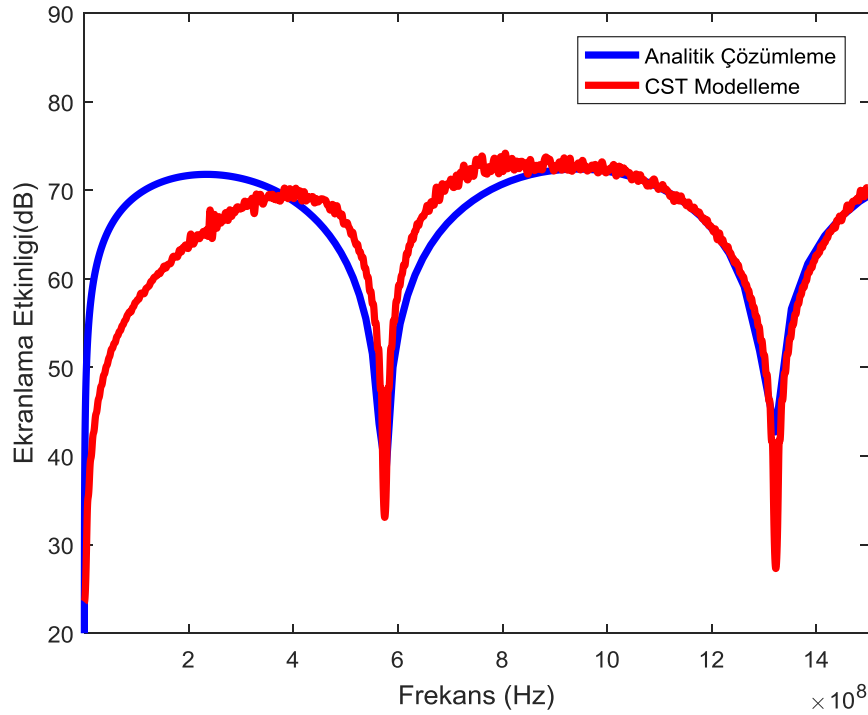
Şekil 5.15. Silindirik kabuğun ekseninde hesaplanan ekranlama etkinliği

Şekil 5.15.'te görüldüğü gibi silindirik kabuğun ekranlama performansı frekansla beraber artmaktadır ve 200 MHz sonrası en yüksek değerlerine ulaşmaktadır. 400 MHz

sonrası ise bazı frekanslarda rezonanslar oluşmaktadır. Ancak bu rezonans frekansları haricinde ekranlama etkinliği değerinin 70 dB civarında olduğu görülmektedir.

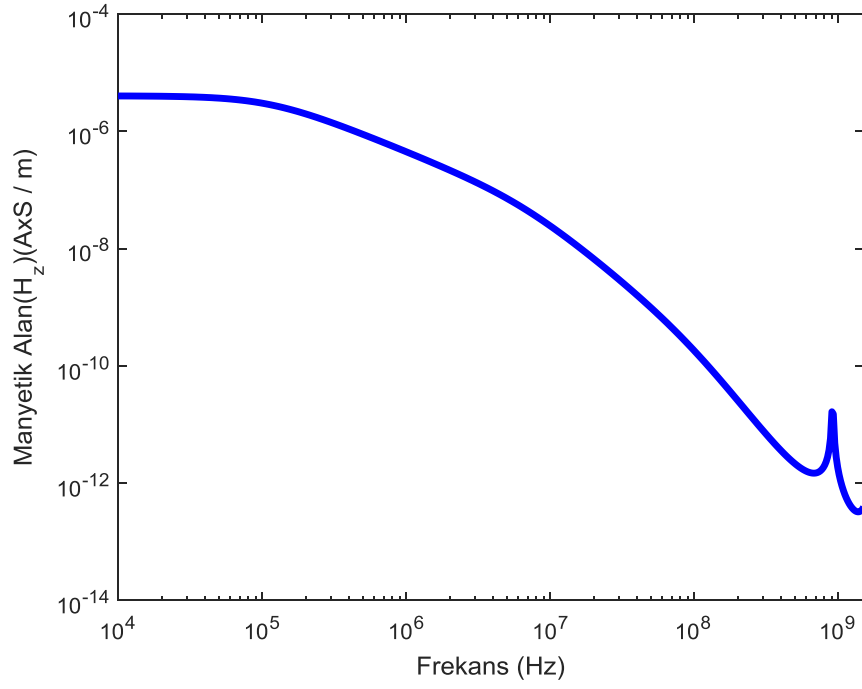
Sonuçları karşılaştırmak için kullanılan parametreler yardımıyla silindirik kabuk CST programı kullanılarak modellenmiştir. Yapılan modellemenin sonuçları ile analitik sonuçların karşılaştırılması sırasıyla Şekil 5.16.'da verilmiştir.

Şekil 5.16. incelendiğinde, analitik hesaplama sonuçları ile CST programının sonuçlarının uyum içinde olduğu görülmektedir. 2 modelin yarıçapa bağlı olarak ortaya çıkan rezonans frekansları da tam bir uyum göstermektedir. Frekans üst değeri 1.5 GHz'e çıkarılınca 2 tane rezonans frekansı olduğu görülmüştür ($f_{rez1}=574.18$ MHz ve $f_{rez2} = 1.322$ GHz). Artan frekans ile birlikte, tasarlanan malzeme rezonans frekansları haricinde 70 dB seviyesinde bir ekranlama etkinliği sağlamaktadır.

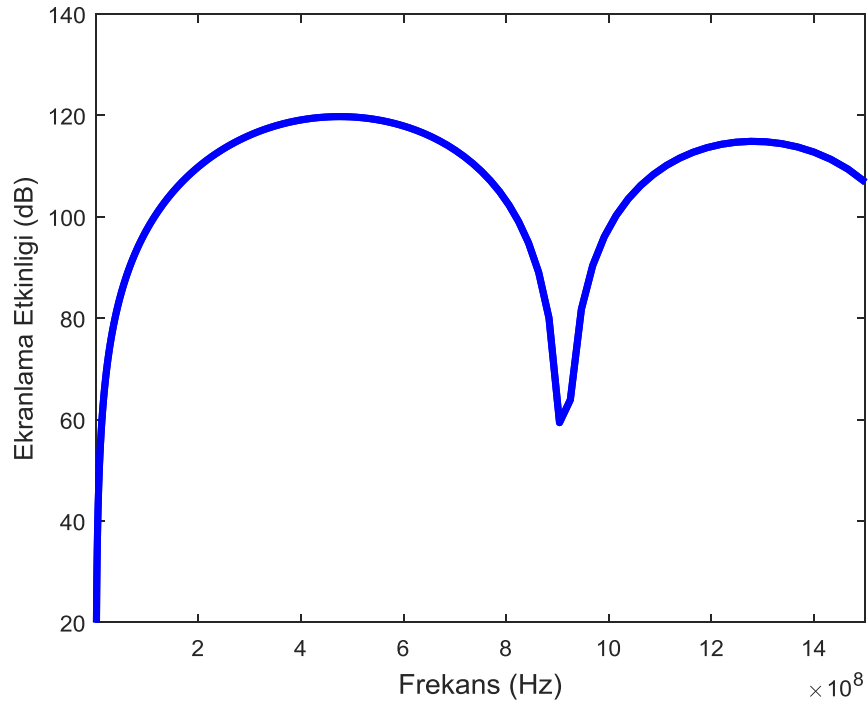


Şekil 5.16. Takviyeli cam panelin ekranlama etkinliğinin karşılaştırılması

Gelen dalganın polarizasyonu değiştirilerek TE modu için simülasyon ve karşılaştırma çalışması yapılmıştır. Aynı silindirik kabuk modeli kullanılmıştır. Silindirik kabuğun ekseninde elde edilen manyetik alan şiddeti ve buna bağlı olarak hesaplanan ekranlama etkinliği değerleri Şekil 5.17. ve 5. 18.'de verilmiştir.

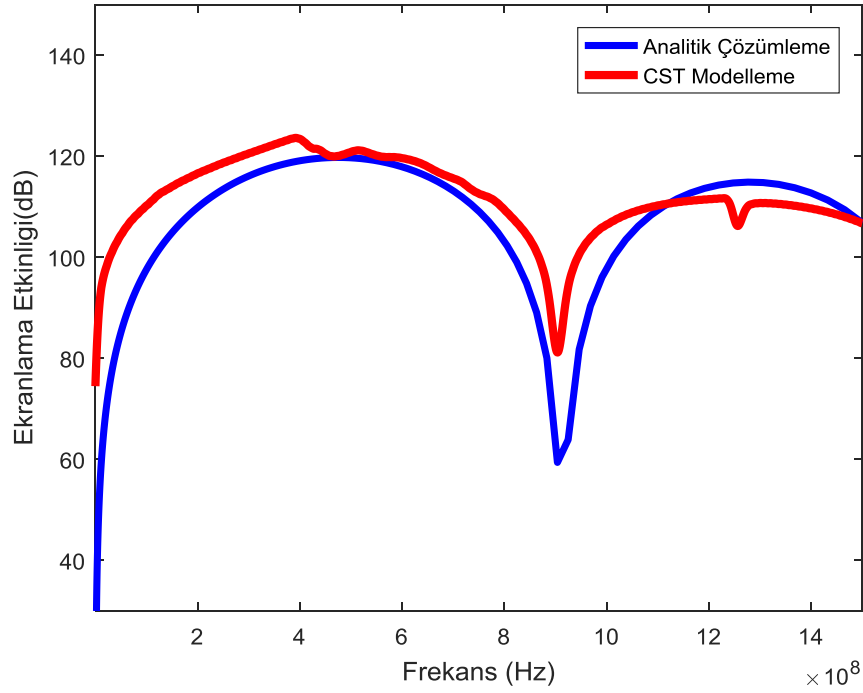


Şekil 5.17. TE polarizasyonu için silindirik kabuk ekseninde oluşan manyetik alan şiddeti



Şekil 5.18. Silindirik kabuk ekseninde hesaplanan ekranlama etkinliği

Şekil 5.18.'de görüldüğü gibi silindirik kabuğun ekranlama etkinliğinin frekansla beraber artmaktadır ve 500 MHz civarında en yüksek değerlerine ulaşmaktadır. 500 MHz sonrası ise bazı frekanslarda rezonanslar oluşmaktadır. Ancak bu rezonans frekansları haricinde ekranlama etkinliğinin 120 dB civarında olduğu görülmektedir.



Şekil 5.19. TE polarizasyonu için Takviyeli cam panelin ekranlama etkinliğinin karşılaştırılması

Sonuçları karşılaştırmak için kullanılan parametreler yardımıyla silindirik kabuk CST programı kullanılarak modellenmiştir. Simülasyon sonuçlarının analitik sonuçlar ile karşılaştırılması Şekil 5.19.'da verilmiştir.

Şekil 5.19. incelendiğinde, analitik hesaplama için oluşturulan algoritmanın sonuçları ile CST programının sonuçlarının aynı karakteristiği gösterdiği ve sonuçların uyum içinde olduğu görülmektedir. 2 modelin yarıçapa bağlı olarak ortaya çıkan rezonans frekansları da tam bir uyum göstermektedir. Frekans üst değeri 1.5 GHz'e olarak seçilmesine rağmen seçilen frekans aralığında rezonans olan başka bir frekans görülmemektedir. ($f_{rez} = 914.9$ MHz).

BÖLÜM 6. SONUÇ

Tez çalışmasında; trenler, uçaklar ve diğer hava taşıtları başta olmak üzere sivil ve askeri araçların, dış kaynaklı bir elektromanyetik darbeye maruz kalması durumunda oluşabilecek elektromanyetik girişimi azaltmak için takviyeli bir cam tasarımı çalışması yapılmıştır. Kompozit cam tasarımı yapılırken uçak imalatında son senelerde metal malzemelerin yerine kullanılan kompozit malzemelerin sağlayacağı ekranlama etkinliği değerleri ile uyumlu olacak bir tasarım yapılması amaçlanmıştır. Bu şekilde uçak için FAA tarafından hazırlanan raporların öngördüğü seviyede bir ekranlama performansı sağlanması hedeflenmiştir.

Öncelikle düzlemsel panel tasarımı yapılmıştır. Fiber malzemenin çapı, fiber çubukların tutucu malzeme içindeki yerleşim periyodu, panel kalınlığı ve kullanılacak katkı malzemesinin elektriksel iletkenlik değeri kullanılarak etkin elektriksel parametreler elde edilmiştir.

Düzlemsel panel olarak tasarımı yapılan camın, uçak içindeki etkisinin görülmesi için uçak, geometrik yapısı sebebiyle silindirik kabuk gibi modellenmiştir. Modelleme çalışması yapılırken uçak yüzeyinin sadece takviye edilmiş camdan yapıldığı kabul edilmiştir.

Bu çalışmada, çok katmanlı silindirik kabuğun EMP'ye maruz kalması sonucunda iç yüzeyinde oluşan elektromanyetik alan bileşenleri ile silindirik kabuğun ekranlama etkinliğinin hesaplanmasını sağlayacak matematiksel denklemlerin oluşturulması için bir çalışma yapılmıştır.

Problemin genel çözümü için tekil genişleme metodu kullanılarak matematiksel bir yapı oluşturulmuştur. Bu model, gelen dalganın katmanlardan geçişini hesaplayan bir

transfer matrisi üzerine kurulmuştur. Öncelikle, bu matematiksel model ve transfer matrisi hakkında temel bilgiler verilmiştir.

Daha sonra hesaplamaların daha doğru ve hızlı yapılması amacıyla matematiksel denklemler bilgisayar kodu haline getirilmiştir. Bu şekilde modellenmesi yapılacak yapının yapısal ve elektriksel parametreleri değiştirildiğinde hızlı sonuç veren bir algoritma oluşturulmuştur.

Matematiksel denklemlerin oluşturulmasının ardından, matematiksel modelin sonuçlarının doğruluğunun kontrol edilmesi amacıyla literatürde bulunan eksenele doğrultuda sonsuza uzayan silindirik yapıların bir dış elektromanyetik darbeye maruz kalmaları sonucunda oluşan elektromanyetik saçılımın ve ekranlamanın hesaplanması için kullanılan parametreler, oluşturulan algoritmada kullanılarak hesaplamalar yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar ile literatürdeki ilgili çalışmalar karşılaştırıldığında aralarında iyi bir uyum olduğu görülmüştür.

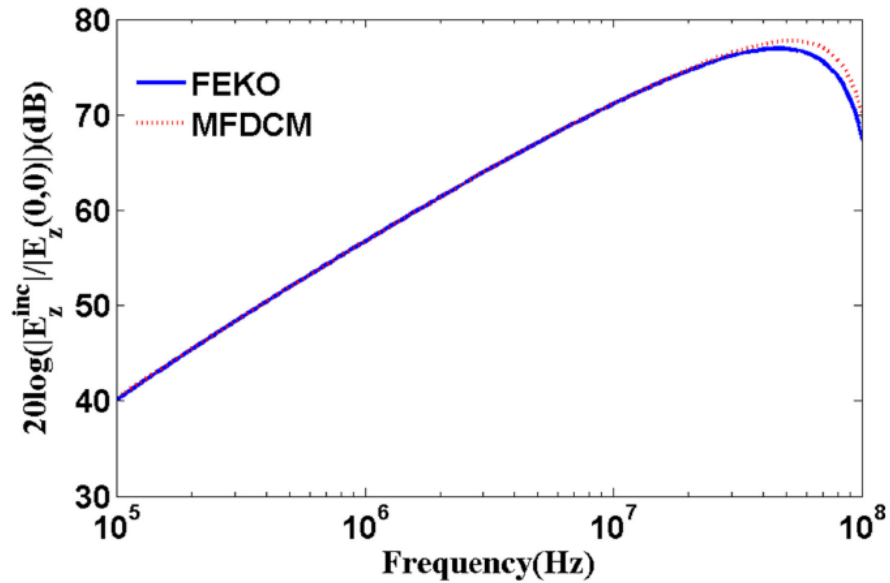
Silindirik kabuğun CST programında 3 boyutlu olarak oluşturularak modelleme çalışması yapılması ve CST sonuçları ile algoritma sonuçlarının karşılaştırılması hedeflenmiştir. CST programında bir model oluşturulurken kullanılan parametreler örnekleme sayısına etki etmekte ve modelleme süresini uzamasına veya kısalmasına sebep olmaktadır. Kullanılan darbenin uygulama süresi, çalışılacak frekans aralığı, malzemenin iletkenlik değeri, malzemenin yarıçapı, malzemenin kalınlığı, frekans bandındaki örnekleme sayısı gibi parametreler bunlardan bazılarıdır. Silindirik kabuğun fiziksel parametreleri seçilirken kullanılan bilgisayarın imkanları dikkate alınmıştır. Ayrıca nümerik analiz yapan programlarının kullanıldığı çalışmalar incelendiğinde; özellikle yüksek iletkenlik değeri sebebiyle katkı malzemelerinin deri kalınlığı etkisinin hesabı için birçok elemanın indüklenmesi gibi çeşitli zorlukların ortaya çıktığı belirtilerek 65000 S/m ve altındaki iletkenlik değerine sahip malzemeler katkı malzemesi olarak tercih edildiği görülmektedir.

CST programında kullanılan modelin elektriksel ve fiziksel parametreleri aynı frekans aralığı için yazılan algoritmada da kullanılarak bir parametre çalışması yapılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda CST programı ile algoritma çıktıları incelendiğinde

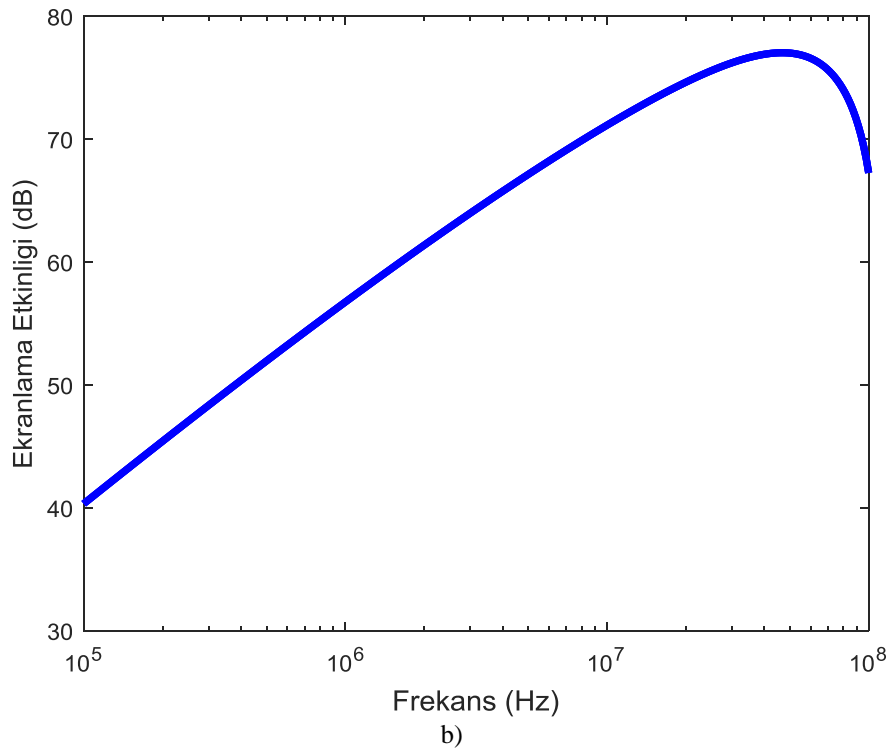
ekranlama etkinliği değerlerinin ve rezonans frekanslarının örtüştüğü ve sonuçların iyi bir uyum içinde olduğu görülmüştür. Bazı frekanslarda ekranlama etkinliklerinde farklar olmakla beraber 2 modelin sonuç grafikleri aynı karakteristik özellikleri göstermektedir.

Ayrıca yapılan çalışmanın ve denklemlerin kontrol edilmesi amacıyla bir literatür çalışması yapılmış ve silindirik kabuk üzerine yapılan çalışmalar incelenmiştir [87], [90], [179]. Bu çalışmalarda verilen parametreler, bu tez için hazırlanan algoritmada kullanılarak modellemeler yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar ile makale sonuçları karşılaştırıldığında iyi bir uyum gözlemlenmiştir. FEKO programı kullanılarak oluşturulan 4 katmanlı bir modelin [179], tez için oluşturulan algoritma ile modellenmesi sonucu ortaya çıkan sonuç Şekil 6.1.'de verilmiştir. Sonuçlar arasında tam bir uyum söz konusudur.

Şekil 6.1.a.'da sonuçları verilen 4 katmanlı silindirik kabuk örneği, d kalınlığındaki bir katmanın üst üste yerleştirilmesiyle elde edilmiştir. Bu 4 katmanlı kabuk, kalınlığı $4d$ olan tek bir katman olarak düşünülerek analitik hesaplama yapılmış ve makalede verilen 4 katmanlı kabuk ile aynı sonuçlar elde edilmiştir (Şekil 6.1.b.).



a)



Şekil 6.1. 4 katmanlı silindirik kabuğun ekranlama etkinliği ($\epsilon_s = 5$ ve $\sigma_s = 40000$ S/m, $d=0.127$ mm, $r_a=1$ m) a) [179] sonuçları b) Analitik hesaplama

Silindirik kabuğu oluşturacak malzeme için bir tasarım çalışması yapılmıştır. Kompozit panelin, tutucu malzemenin içine silindirik çubuklar eklenerek oluşturulması planlanmıştır. Oluşturulan panelin geçirgenlik ve iletkenlik gibi elektriksel parametreleri literatürdeki yöntemler yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplanan elektriksel parametreler yardımıyla kompozit panelin sağlayabileceği ekranlama etkinliği hem analitik yöntemle hem de CST’de kurulan 3 boyutlu model ile hesaplanarak karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucu sonuçların uyumlu olduğu görülmüştür. Yapılan hesaplamalar sonucu düzlemsel cam panelin düşük frekanslarda yaklaşık 65 dB ekranlama etkinliği sağladığı ve artan frekansla beraber ekranlama seviyesinin de arttığı görülmektedir. 1 GHz’de ekranlama seviyesinin 85 dB, 2 GHz’de ise 98 dB değerine ulaştığı görülmektedir. Ayrıca panelin hesaplanan etkin elektriksel parametreleri silindirik kabuk için yapılan analizlerde kullanılmıştır.

3 boyutlu silindirik kabuk modeli oluşturulurken modellemenin yapılacağı bilgisayarın donanım seviyesi de önemli bir kriterdir. CST programı; yüksek frekanslı EMI/EMC uygulamalarında İletim Hattı Metodu (TLM) kullanmaktadır. TLM metodu sonlu bir çözüm uzayını birçok küçük hücrelere bölerek bir örgü yapısı

oluşturur. Daha sonra her bir hücrenin içindeki alanlar Maxwell denklemleri yardımı ile adım adım hesaplanarak çözüm uzayının elektromanyetik cevabı elde edilir. Dolayısı ile simülasyonlarda kullanılan hücre sayısı ve buna bağlı olarak çalışma frekans aralığı simülasyon sürelerini etkilemektedir. Mevcut çalışmalar incelendiğinde, CST programı ile yapılan simülasyonların çözüm sürelerinin hızlandırılması için GPU veya MPI gibi ek donanımlara ihtiyaç duyulduğu görülmüştür. Bu tez çalışmasında önerilen analitik eşitlikler ise CST programının yaptığı gibi çözüm uzayı oluşturmadan verilen parametre değerlerinin doğrudan denklemler üzerinden işlenmesi ile sonuca ulaşmaktadırlar.

Bu sebeple, CST programının çalıştırılacağı bilgisayarın donanım altyapısı da göz önüne alınarak parametre seçimi yapılmıştır. Modelleme süresinin uzamaması ve rezonans frekansının da görülebilmesi için iç yarıçapı 20 cm olan çok uzun bir silindirik kabuk modeli seçilmiştir. Bu silindirin dış kabuğunun ise 1 mm kalınlığında cam panelden oluştuğu durum için hesaplamalar yapılmıştır.

Silindirik kabuk modelinde düşük frekanslar için ekranlama değerlerinin sıfıra yakın olduğu, artan frekansla beraber ekranlama etkinliği değerlerinin arttığı, bazı frekanslarda rezonansların oluştuğu ve bu rezonans frekansları dışında ekranlama etkinliğinin 70 dB seviyelerine kadar yükseldikten sonra frekans artışının ekranlama etkinliği değerini arttırmadığı görülmektedir. Rezonans frekansları Bessel fonksiyonun sıfır noktaları(kökleri) ve silindirin yarıçapı ile bağlantılıdır.

Bu çalışmada, TM polarizeli bir EMP kullanılmıştır. Ayrıca, TE polarizeli bir elektromanyetik darbe için modelleme ve hesaplamalar yapılmıştır. Takviyeli panelin daha etkili bir ekranlama performansı ortaya koyabilmesi için örgü şeklinde bir fiber yerleşimi yapılması daha uygundur. Bu şekilde hem TE hem de TM polarizeli EMP için etkili bir ekranlama performansı sağlanacaktır.

Bu tasarımda dikkat edilmesi gereken diğer husus ise uçak camın optik geçirgenliğinin eklenen fiber çubuklardan ne kadar etkileneceğidir. Ekranlama etkinliği performansını arttırırken görselliğin düşmesi istenilen bir durum değildir. Tek bir polarizasyon durumu için mevcut modeli oluşturan fiber çubukların kapladığı alan toplam alanın

binde 15'ine denk gelmektedir. Örgü şeklinde bir yapı kullanılırsa bu oran binde 30 seviyesinde olacaktır. Bu değer kompozit malzemenin parametreleri değiştirilerek azaltılabilir ve artırılabilir. Bunun sonucu olarak ekranlama değerlerinde de bir değişim söz konusu olacaktır.

Yapılan karşılaştırmalar sonucunda, matematiksel modelin hızlı ve doğru sonuç verdiği görülmüştür. Örnekleme sayısının artırılması, frekans aralığının genişletilmesi, dış ve iç uzayın ve/veya malzemenin elektriksel parametrelerinin değiştirilmesi matematiksel modelin hesaplama süresi üzerinde sınırlı bir etkiye sahiptir. Ayrıca, gelen dalganın dik olması durumunda aynı anda 2 polarizasyon içinde cevap verebilmektedir.

Tutucu malzemenin silindir biçiminde çubuk yerine farklı geometrilere sahip fiber malzemeler ile katılanması ve fiberlerin periyodik veya dağınık olarak yerleştirilmesiyle ortaya çıkabilecek çeşitli özgün kompozit malzeme tasarımları için etkin elektriksel parametrelerin hesaplanmasını sağlayacak matematiksel modellerin kurulması, parametrik analizlerin yapılarak ekranlama etkinliği performansı daha yüksek tasarımların araştırılması, tasarımların uygulanacakları platformlar ile birlikte güçlü bilgisayar altyapıları kullanılarak analiz edilmeleri, tasarlanan kompozit malzemelerin üretilerek analiz sonuçlarının ölçümlerle desteklenmesi, uygulamalar için platform ile birlikte sistem testlerinin yapılması bu tez çalışmasının geliştirilmesi açısından faydalı olacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] F. M. Tesche, M. Ianoz, and T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*. Canada: John Wiley & Sons, 1997.
- [2] R. Perez, Ed., *Handbook of Electromagnetic Compatibility*. California: Academic Press, Inc., 1995.
- [3] S. Celozzi, R. Araneo, and G. Lovat, *Electromagnetic Shielding*. 2008.
- [4] E. Kuffel, W. S. Zaengl, and J. Kuffel, *High Voltage Engineering Fundamentals*. London, 2000.
- [5] M. A. Uman, M. J. Master, and E. P. Krider, "A comparison of lightning electromagnetic fields with the nuclear electromagnetic pulse in the frequency range 104–107 Hz," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-24, no. 4, pp. 410–416, 1982.
- [6] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [7] J. R. Wait, *Electromagnetic Waves in Stratified Media*. Oxford, U.K.: IEEE Press, 1996.
- [8] J. R. Wait, "On the Theory of Transient Electromagnetic Sounding over a Stratified Earth," *Can. J. Phys.*, vol. 50, no. 11, pp. 1055–1061, Jun. 1972.
- [9] D. A. Hill and J. R. Wait, "HF Radio Wave Transmission over Sea Ice And Remote Sensing Possibilities," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. GE-19, no. 4, pp. 204–209, Oct. 1981.

- [10] W. Blumer and N. Ari, "NEMP-interaction with plane multilayer structures," *IEE Proc. A Sci. Meas. Technol.*, vol. 138, no. 3, pp. 199–204, 1991.
- [11] B. T. Perry and E. J. Rothwell, "Calculation of the transient plane-wave reflection from an N-layer medium by the method of subregions," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 11 II, pp. 3293–3299, 2007.
- [12] P. R. Barnes and F. M. Tesche, "On the Direct Calculation of a Transient Plane Wave Reflected from a Finitely Conducting Half Space," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 33, no. 2, pp. 90–96, 1991.
- [13] Q. Zeng and G. Y. Delisle, "Transient analysis of electromagnetic wave reflection from a stratified medium," in *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, vol. 100, pp. 881–884.
- [14] J. O. S. Paulino, C. F. Barbosa, and W. Do Couto Boaventura, "Lightning-induced current in a cable buried in the first layer of a two-layer ground," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 4, pp. 956–963, 2014.
- [15] Chih-hao Kuo and M. Moghaddam, "Electromagnetic scattering from multilayer rough surfaces based on extended boundary condition formulation and transition matrix approach," in *Proceedings. 2005 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2005. IGARSS '05.*, 2005, vol. 1, pp. 582–585.
- [16] K. Sivaprasad, K. Stotz, and N. Susungi, "Reflection of pulses at oblique incidence from stratified dispersive media," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, no. 1, pp. 95–99, Jan. 1976.
- [17] Bin Wu, Kai Zhao, Ling-Jia Gu, Xiao-Feng Li, Xing-Ming Zheng, and Tao Jiang, "A novel method for wideband pulsed electromagnetic wave propagation characteristic analysis in layered medium," in *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 2016, pp. 4287–4291.

- [18] H. Oraizi and A. Abdolali, "Several theorems for reflection and transmission coefficients of plane wave incidence on planar multilayer metamaterial structures," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 4, no. 11, p. 1870, 2010.
- [19] H.-D. Kang, I.-Y. Oh, and J.-G. Yook, "Analytic modeling of oblique penetration of early-time high altitude electromagnetic pulse into dispersive underground multilayer structures," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 27, no. 13, pp. 1649–1659, 2013.
- [20] Y. Miyazaki and K. Tanoue, "Electromagnetic absorption and shield properties of lossy composite multilayers," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1990, pp. 370–374.
- [21] K. P. Thakur and W. S. Holmes, "Reflection of plane wave from multi-layered dielectrics," in *APMC 2001. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference (Cat. No.01TH8577)*, 2002, vol. 2, no. 4, pp. 910–913.
- [22] L. Vegni and A. Toscano, "Full-wave analysis of planar stratified media with inhomogeneous layers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 4, pp. 631–633, 2000.
- [23] Bin Hu and Weng Cho Chew, "Fast inhomogeneous plane wave algorithm for multi-layered medium problems," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.00CH37118)*, 2002, vol. 2, pp. 606–609.
- [24] T. Suzuki, E. Ogawa, and H. Fujioka, "Reflection of a pulse by multiple-dielectric layers," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 47–57, Jan. 1975.
- [25] T. Yamaguchi, Y. Okumura, and M. Mizusawa, "Reflection and transmission characteristics at the ground surface by the electromagnetic plane waves from under ground," in *International Symposium on Antennas and Propagation Society, Merging Technologies for the 90's*, 1990, vol. 2, no. 23, pp. 341–344 vol.1.

- [26] K. P. Thakur, K. L. Chan, W. S. Holmes, and G. Carter, "An inverse technique to evaluate thickness and permittivity using reflection of plane wave from inhomogeneous dielectrics," in *59th ARFTG Conference Digest, Spring 2002.*, 2002, pp. 77–83.
- [27] Bin Wu, Kai Zhao, Ling-Jia Gu, Xiao-Feng Li, Xing-Ming Zheng, and Tao Jiang, "A novel method for wideband pulsed electromagnetic wave propagation characteristic analysis in layered medium," in *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 2016, pp. 4287–4291.
- [28] V. Cooray, M. Fernando, T. Sørensen, T. Götschl, and A. Pedersen, "Propagation of lightning generated transient electromagnetic fields over finitely conducting ground," *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, 2000.
- [29] A. Shoory, A. Mimouni, F. Rachidi, V. Cooray, R. Moini, and S. H. Hesamedin Sadeghi, "Validity of simplified approaches for the evaluation of lightning electromagnetic fields above a horizontally stratified ground," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 52, no. 3, pp. 657–663, 2010.
- [30] F. Delfino, R. Procopio, M. Rossi, A. Shoory, and F. Rachidi, "Lightning electromagnetic radiation over a stratified conducting ground: Formulation and numerical evaluation of the electromagnetic fields," *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 116, no. 4, pp. 1–8, 2011.
- [31] A. Shoory, F. Rachidi, F. Delfino, R. Procopio, and M. Rossi, "Lightning electromagnetic radiation over a stratified conducting ground: 2. Validity of simplified approaches," *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 116, no. 11, 2011.
- [32] C. F. Barbosa, J. O. S. Paulino, and W. D. C. Boaventura, "A time-domain method for the horizontal electric field calculation at the surface of two-layer earth due to lightning," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 55, no. 2, pp. 371–377, 2013.

- [33] J. Zou, B. Zhang, X. Du, J. Lee, and M. Ju, "High-efficient evaluation of the lightning electromagnetic radiation over a horizontally multilayered conducting ground with a new complex integration path," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 3, pp. 659–667, 2014.
- [34] M. I. Jambak, M. I. Mousa, Z. Abdul-Malek, M. R. M. Esa, Z. Nawawi, and M. A. B. Sidik, "Distance Effect on Lightning Electromagnetic Pulse over Lossy Ground," in *2018 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICECOS)*, 2018, pp. 281–286.
- [35] I. Nagano, S. Yagitani, K. Miyamura, and S. Makino, "Full-wave analysis of elves created by lightning-generated electromagnetic pulses," *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 65, no. 5, pp. 615–625, 2003.
- [36] A. Dhar and B. N. Das, "Propagation of lightning electromagnetic pulse (LEMP) through ionosphere," in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, 2006.
- [37] G. W. Chang, H. M. Huang, and G. G. Lai, "A study on controlling electrical stress of underground cable by semi-conductive shielding," in *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, 2003, vol. 3, pp. 1874–1878.
- [38] E. Petrache, F. Rachidi, M. Paolone, C. a. Nucci, V. a. Rakov, and M. a. Uman, "Lightning Induced Disturbances in Buried Cables—Part I: Theory," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 3, pp. 498–508, Aug. 2005.
- [39] B. Yang, B. Zhou, B. Chen, J. Wang, and X. Meng, "Numerical Study of Lightning-Induced Currents on Buried Cables and Shield Wire Protection Method," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 54, no. 2, pp. 323–331, Apr. 2012.
- [40] T. A. Papadopoulos, A. I. Chrysochos, and G. K. Papagiannis, "Analytical study of the frequency-dependent earth conduction effects on underground power cables," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 7, no. 3, pp. 276–287, 2013.

- [41] M. Akbari *et al.*, “Evaluation of lightning electromagnetic fields and their induced voltages on overhead lines considering the frequency dependence of soil electrical parameters,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 55, no. 6, pp. 1210–1219, 2013.
- [42] A. Piantini and J. M. Janiszewski, “The use of shield wires for reducing induced voltages from lightning electromagnetic fields,” in *Electric Power Systems Research*, 2013, vol. 94.
- [43] K. Sheshyekani and J. Paknahad, “Lightning electromagnetic fields and their induced voltages on overhead lines: The effect of a horizontally stratified ground,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 1, pp. 290–298, 2015.
- [44] A. M. A. Baker, M. S. Alam, M. Tanrioven, and H. B. Ahmad, “Electromagnetic compatibility analysis in buildings affected by lightning strike,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 73, no. 2, pp. 197–204, 2005.
- [45] A. Tatematsu, F. Rachidi, and M. Rubinstein, “Analysis of Electromagnetic Fields Inside a Reinforced Concrete Building With Layered Reinforcing Bar due to Direct and Indirect Lightning Strikes Using the FDTD Method,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, no. 3, pp. 405–417, 2015.
- [46] K. Sunitha and M. J. Thomas, “Transient NEMP Field Coupling With Buried Shielded Cables,” in *10th International Conference on Electromagnetic Interference & Compatibility*, 2008, pp. 2–7.
- [47] D. Poljak, I. Gizdic, and V. Roje, “Plane wave coupling to finite length cables buried in a lossy ground,” *Eng. Anal. Bound. Elem.*, vol. 26, no. 9, pp. 803–806, 2002.
- [48] V. Cooray, “Underground electromagnetic fields generated by the return strokes of lightning flashes,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 2001.
- [49] M. Paolone *et al.*, “Lightning induced disturbances in buried cables - Part II: Experiment and model validation,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 3, pp. 509–520, 2005.

- [50] N. Theethayi, R. Thottappillil, M. Paolone, C. A. Nucci, and F. Rachidi, "External impedance and admittance of buried horizontal wires for transient studies using transmission line analysis," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 14, no. 3, pp. 751–761, 2007.
- [51] A. Borghetti, C. A. Nucci, and M. Paolone, "An improved procedure for the assessment of overhead line indirect lightning performance and its comparison with the IEEE Std. 1410 method," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 1, pp. 684–692, 2007.
- [52] E. Petrache *et al.*, "Lightning-induced currents in buried coaxial cables: A frequency-domain approach and its validation using rocket-triggered lightning," *J. Electrostat.*, vol. 65, no. 5-6 SPEC. ISS., pp. 322–328, 2007.
- [53] M. Ianoz, "Review of new developments in the modeling of lightning electromagnetic effects on overhead lines and buried cables," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 49, no. 2, pp. 224–236, 2007.
- [54] A. S. Ahmad and T. Aka-Ngnui, "Lightning induced voltage on telephone cables and power systems," *Int. Conf. Power Syst. Transients*, pp. 4–7, 2007.
- [55] A. Andreotti, D. Assante, V. a. Rakov, and L. Verolino, "Electromagnetic coupling of lightning to power lines: Transmission-line approximation versus full-wave solution," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 53, no. 2, pp. 421–428, 2011.
- [56] L. Sevgi, "Electromagnetic Screening and Shielding-Effectiveness (SE) Modeling," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 1, pp. 211–216, 2009.
- [57] K. Naishadham, "Shielding effectiveness of conductive polymers," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 34, no. 1, pp. 47–50, 1992.
- [58] H. C. Chu and C. H. Chen, "Shielding and reflection properties of periodic fiber-matrix composite structures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, no. 1, pp. 1–6, 1996.

- [59] A. Vasylychenko, V. Volski, W. De Raedt, and G. A. E. Vandenbosch, "Modelling of shielding effectiveness using small samples of tested materials," *Math. Methods Electromagn. Theory, MMET, Conf. Proc.*, no. 1, pp. 380–382, 2008.
- [60] S. Di Fraia, M. Marracci, B. Tellini, and C. Zappacosta, "Shielding effectiveness measurements for ferromagnetic shields," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 1, pp. 115–121, 2009.
- [61] J. C. Hailey, "Comparison of shielding effectiveness approximations to measurements for perforated shields," in *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2009, pp. 310–313.
- [62] A. Keshtkar, A. Maghoul, A. Kalantarnia, and H. Hashempour, "Simulation of Shielding Effectiveness in Low Frequencies for Conductive Enclosure," *2009 Second Int. Conf. Comput. Electr. Eng.*, vol. 2, pp. 372–377, 2009.
- [63] L. Zhang, X. Hu, X. Lu, and G. Zhu, "Simulation analysis for the materials shielding effectiveness of EMP," *Proc. 2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. Wirel. Technol. Conf.*, no. 2, pp. 32–35, 2011.
- [64] S. Greco, A. Tamburrano, and M. S. Sarto, "Experimental characterization and modeling of metallized textiles for electromagnetic shielding," *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 532–535, 2013.
- [65] A. Ameli, P. U. Jung, and C. B. Park, "Electrical properties and electromagnetic interference shielding effectiveness of polypropylene/carbon fiber composite foams," *Carbon N. Y.*, vol. 60, pp. 379–391, 2013.
- [66] F. de Paulis, M. H. Nisanci, A. Orlandi, M. Y. Koledintseva, and J. L. Drewniak, "Design of Homogeneous and Composite Materials From Shielding Effectiveness Specifications," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 2, pp. 343–351, Apr. 2014.

- [67] Wang Jing, Liu Dichen, Zou Jiangfeng, and Zhang Wei, "The calculating and analysis of shielding effectiveness of metal meshes in transient electromagnetic interference," in *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, 2003. CEEM 2003. Proceedings.*, 2003, pp. 379–385.
- [68] H. M. Elkamchouchi and A. T. Abdelkader, "Evaluation of shielding effectiveness for different designs of building apertures in cellular communication frequency bands," *Natl. Radio Sci. Conf. NRSC, Proc.*, vol. 2003-Janua, pp. B141–B1411, 2003.
- [69] L. Golestani-Rad and J. Rashed-Mohassel, "The Effects of Apertures Shape and Configuration on the Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 5, no. 1, pp. 1–4.
- [70] C. L. Holloway, M. S. Sarto, and M. Johansson, "Analyzing Carbon-Fiber Composite Materials With Equivalent-Layer Models," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 4, pp. 833–844, Nov. 2005.
- [71] H. N. Nhan, M. Jean-Louis, and W. Jean-Luc, "Modeling of Electromagnetic Shielding Effectiveness of Multilayer Conducting Composites in the Microwave Band," in *2006 First International Conference on Communications and Electronics*, 2006, no. 1, pp. 482–485.
- [72] F. A. Po'ad, M. Z. M. Jenu, C. Christopoulos, and D. W. P. Thomas, "Estimation of Electric and Magnetic Shielding Effectiveness of a Metallic Enclosure with Apertures," in *2006 International RF and Microwave Conference*, 2006, vol. 00, pp. 291–295.
- [73] H. Saadi and R. Oussaid, "Materials effect on shielding effectiveness," in *ICSPC 2007 Proceedings - 2007 IEEE International Conference on Signal Processing and Communications*, 2007, no. November, pp. 999–1002.

- [74] P. V. Y. Jayasree, V. S. S. N. Srinivasa Baba, and B. Prabhakara Rao, "A case study on Shielding Effectiveness of Laminated Shields with Conductive Polymers," in *2008 10th International Conference on Electromagnetic Interference & Compatibility*, 2008, pp. 1–5.
- [75] A. Ogunsola, U. Reggiani, and L. Sandrolini, "Shielding effectiveness of concrete buildings," *IEEE 6th Int. Symp. Electromagn. Compat. Electromagn. Ecol. 2005, Proc.*, vol. 2005, pp. 65–68, 2005.
- [76] L. Sandrolini, U. Reggiani, and A. Ogunsola, "Modelling the electrical properties of concrete for shielding effectiveness prediction," *J. Phys. D. Appl. Phys.*, vol. 40, no. 17, pp. 5366–5372, Sep. 2007.
- [77] S.-Y. Hyun *et al.*, "Analysis of Shielding Effectiveness of Reinforced Concrete Against High-Altitude Electromagnetic Pulse," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1488–1496, Dec. 2014.
- [78] M. Pavlík and J. Zbojovsky, "The shielding effectiveness measuring of brick wall for different material thickness," in *Proceedings of the 9th International Scientific Symposium on Electrical Power Engineering, ELEKTROENERGETIKA 2017*, 2017, pp. 365–368.
- [79] Ján Zbojovský and Marek Pavlík, "Calculating the Shielding Effectiveness of Materials Based on the Simulation of Electromagnetic Field," in *Proceedings of the 9th International Scientific Symposium on Electrical Power Engineering, ELEKTROENERGETIKA 2017*, 2017, pp. 369–372.
- [80] X. Nenghong, Y. Xueqin, and S. Wenwu, "Shielding effectiveness and coupling characteristic of metallic enclosures with apertures under EMP," *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. APPEEC*, pp. 10–13, 2009.
- [81] F. Guo and B. Zhou, "Analysis of shielding effectiveness of monolayer and double layer cement shield rooms to HEMP," *Proc. 2008 China-Japan Jt. Microw. Conf. CJMW 2008*, pp. 505–508, 2008.

- [82] ChongHua Fang, Qi Zhang, DaGang Xie, Yang Xu, and ZhiYao Ding, “The simulation of Specific Absorption on human head model from nuclear electromagnetic pulse,” in *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, pp. 370–373.
- [83] C. L. Palombini and K. E. Oughstun, “Reflection and transmission of pulsed electromagnetic fields through multilayered biological media,” in *2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, 2011, pp. 283–286.
- [84] O. N. Simachova, “Interaction of electromagnetic pulses of different temporal dependences with a dispersive layer (model of human body),” in *2012 6th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, 2012, pp. 150–152.
- [85] S. S. Şeker and B. Yeldiren, “Multi-layered lossy finite length dielectric cylindrical model of man at oblique incidence,” in *2001 Conference Proceedings of the 23rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2001, vol. 4, no. 1110, pp. 4001–4004.
- [86] T. Wu and L. Tsai, “Shielding Properties of Thick Conducting Cylindrical Shells with an Obliquely Incident Plane Wave,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-17, no. 3, pp. 189–191, Aug. 1975.
- [87] Cheng-Nan Chiu and Chun Hsiung Chen, “Plane-wave shielding properties of anisotropic laminated composite cylindrical shells,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, no. 1, pp. 109–113, 1995.
- [88] H. Oraizi and A. Abdolali, “Ultra wide band RCS optimization of multilayered cylindrically structures for arbitrarily polarized incident plane waves,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 78, pp. 129–157, 2008.

- [89] M. Kiani, A. Abdolali, and M. M. Salary, "Analysis of scattering from cylindrical structures coated by radially inhomogeneous layer using Taylor's series method," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 28, no. 13, pp. 1642–1660, Sep. 2014.
- [90] C.-N. Chiu and C.-I. G. Hsu, "Scattering and Shielding Properties of a Chiral-Coated Fiber-Reinforced Plastic Composite Cylinder," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 1, pp. 123–130, Feb. 2005.
- [91] H. Delafkar, P. Dehkoda, and A. Tavakoli, "Shielding effectiveness analysis of an infinite cylindrical structure with a lateral aperture by modal method of moments," *IET Sci. Meas. Technol.*, no. August 2014, Feb. 2015.
- [92] P. R. Renaud and J. J. Laurin, "Shielding and scattering analysis of lossy cylindrical shells using an extended multifilament current approach," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 41, no. 4 PART 1, pp. 320–334, 1999.
- [93] T. Wu and L. Tsai, "Shielding Properties of Thick Conducting Cylindrical Shells," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-16, no. 4, pp. 201–204, Nov. 1974.
- [94] R. Eaves, "Electromagnetic scattering from a conducting circular cylinder covered with a circumferentially magnetized ferrite," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, no. 2, pp. 190–197, Mar. 1976.
- [95] M. Jean, C. Tessieras, and M. Artola, "Oblique scattering from radially inhomogeneous infinite cylinders of large radius," *J. Electromagn. Waves Appl.*, 1995.
- [96] J. Bucinkas, L. Nickelson, and V. Shugurovas, "Microwave scattering and absorption by a multilayered lossy metamaterial-glass cylinder," *Prog. Electromagn. Res.*, 2010.
- [97] Y. Mitelman and E. Malov, "Mathematical model for analysis of multilayered circular waveguides," *2016 2nd Int. Conf. Ind. Eng. Appl. Manuf.*, pp. 1–4, 2016.

- [98] R. I. Belous, "Propagation constant of eigenelectromagnetic waves in three-layer cylindrical waveguide," in *Fourth International Kharkov Symposium "Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves"*. *Symposium Proceedings (Cat. No.01EX429)*, 2001, vol. 1, pp. 205–207.
- [99] B. Saka and M. H. Öktem, "Design of multilayered cylindrical shields using a genetic algorithm," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 2, pp. 170–176, 2001.
- [100] A. M. Ghuniem, "Modes of electromagnetic wave propagation in circular concrete tunnels," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 19, no. 1, pp. 95–106, 2005.
- [101] C. L. Holloway, D. A. Hill, R. A. Dalke, and G. A. Hufford, "Radio wave propagation characteristics in lossy circular waveguides such as tunnels, mine shafts, and boreholes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 9, pp. 1354–1366, 2000.
- [102] P. Delogne, "EM propagation in tunnels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 3, pp. 19–24, 1991.
- [103] V. Maló Machado and J. A. Brandão Faria, "Accurate Electromagnetic Analysis of MF TL Backup Communications in Cylindrical Tunnels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 5, pp. 2032–2040, 2015.
- [104] O. M. A. Seida, "Propagation of electromagnetic waves in a rectangular tunnel," *Appl. Math. Comput.*, vol. 136, no. 2–3, pp. 405–413, 2003.
- [105] Y. Kasashima and J. Hirai, "Analysis of propagation characteristics of radio waves in tunnels," in *2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03.*, 2003, no. 4, pp. 664–667 Vol.1.
- [106] N. Shoaib, A. Bouchalkha, and K. Alhammadi, "Electromagnetic wave propagation in underground oil pipelines," *Mediterr. Microw. Symp.*, pp. 2–5, 2017.

- [107] M. A. Aziz *et al.*, “Shielding effectiveness of composite aircraft: A reverberation chamber and virtual measurement study,” *2012 IEEE I2MTC - Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. Proc.*, pp. 2775–2779, 2012.
- [108] B. D. Cordill, S. A. Seguin, and M. S. Ewing, “Shielding effectiveness of composite and aluminum aircraft, model and measurement comparison,” *Conf. Rec. - IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, pp. 1408–1413, 2011.
- [109] B. D. Cordill, S. A. Seguin, and M. S. Ewing, “Shielding effectiveness of carbon-fiber composite aircraft using large cavity theory,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 4, pp. 743–751, 2013.
- [110] W. D. Prather, “Shielding specification techniques and measurement methods for aircraft,” *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, 2007.
- [111] N. C. Chriss A. Grosvenor, David R. Novotny, Dennis G. Camell, Galen H. Koepke, Robert Johnk, “Electromagnetic penetration studies for three different aircraft,” *IEEE Electromagn. Compat. Symp.*, 2009.
- [112] M. R. Cabello *et al.*, “SIVA UAV: A Case Study for the EMC Analysis of Composite Air Vehicles,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 4, pp. 1103–1113, 2017.
- [113] R. A. Perala, J. R. Elliot, and J. D. Curry, “The Effects of Simulated Electromagnetic Pulse on Commercial Aircraft,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 33, no. 2, pp. 120–131, 1991.
- [114] R. R. Nunes and J. Schuur, “Investigation on the propagation and coupling in aircraft using absorbing films,” *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, vol. 2015-Septm, pp. 322–327, 2015.
- [115] M. H. Vogel, “Impact of lightning and high-intensity radiated fields on cables in aircraft,” *IEEE Electromagn. Compat. Mag.*, vol. 3, no. 2, pp. 56–61, 2014.

- [116] R. T. Johnk *et al.*, “RF electromagnetic penetration of the NASA space shuttle Endeavour performed with an ultra-wideband system,” *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, 2007.
- [117] A. L. Bogorad, M. P. Deeter, K. A. August, G. Doorley, J. J. Likar, and R. Herschitz, “Shielding Effectiveness and Closeout Methods for Composite Spacecraft Structural Panels,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 3, pp. 547–555, Aug. 2008.
- [118] M. D’Amore, D. A. Lampasi, M. S. Sarto, A. Tamburrano, V. De Santis, and M. Feliziani, “Optimal design of multifunctional transparent shields against radio frequency electromagnetic fields,” *Electromagn. Compat. Symp. Adelaide 2009, EMCSA 2009 - Symp. Proc.*, pp. 81–86, 2009.
- [119] Y. Corredores, P. Besnier, X. Castel, J. Sol, C. Dupeyrat, and P. Foutrel, “Adjustment of Shielding Effectiveness, Optical Transmission, and Sheet Resistance of Conducting Films Deposited on Glass Substrates,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 4, pp. 1070–1078, 2017.
- [120] V. P. Bui, W. Thitsartarn, E. X. Liu, J. Y. C. Chuan, and E. K. Chua, “EM Performance of Conductive Composite Laminate Made of Nanostructured Materials for Aerospace Application,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, no. 5, pp. 1139–1148, 2015.
- [121] L. Guadagno *et al.*, “Development of epoxy mixtures for application in aeronautics and aerospace,” *RSC Adv.*, vol. 4, no. 30, pp. 15474–15488, 2014.
- [122] I. M. De Rosa, F. Sarasini, M. S. Sarto, and S. Member, “EMC Impact of Advanced Carbon Fiber / Carbon Nanotube Reinforced Composites for Next-Generation Aerospace Applications,” vol. 50, no. 3, pp. 556–563, 2008.
- [123] G. G. Gutiérrez *et al.*, “HIRF virtual testing on the C-295 aircraft: On the application of a pass/fail criterion and the FSV method,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 4, pp. 854–863, 2014.

- [124] S. Greco, A. Tamburrano, A. D'Aloia, R. Mufatti, and M. S. Sarto, "Shielding effectiveness properties of carbon-fiber reinforced composite for HIRF applications," *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 1–6, 2012.
- [125] N. Abdelal, "Electromagnetic interference shielding of stitched carbon fiber composites," *J. Ind. Text.*, pp. 1–18, 2018.
- [126] J. Wang, B. Zhou, L. Shi, C. Gao, and B. Chen, "Analyzing the electromagnetic performances of composite materials with the FDTD method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 5, pp. 2646–2654, 2013.
- [127] M. S. Sarto, S. Di Michele, and P. Leerkamp, "Electromagnetic performance of innovative lightweight shields to reduce radiated emissions from PCBs," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 2002.
- [128] N. Muthukumar and G. Thilagavathi, "Development and characterization of electrically conductive polyaniline coated fabrics," *Indian J. Chem. Technol.*, vol. 19, no. November, pp. 434–441, 2012.
- [129] D. Amore, S. Greco, D. A. Lampasi, M. S. Sarto, and A. Tamburrano, "Multifunctional Nanostructured Transparent Coatings for Hardening of Aircraft Windows Against HIRF Penetration," *ESA Work. Aerosp. EMC*, no. January 2016, 2009.
- [130] D. Munalli, G. Dimitrakakis, D. Chronopoulos, S. Greedy, and A. Long, "Electromagnetic shielding effectiveness of carbon fibre reinforced composites," *Compos. Part B Eng.*, vol. 173, no. December 2018, p. 106906, 2019.
- [131] I. M. De Rosa, R. Mancinelli, F. Sarasini, M. S. Sarto, and A. Tamburrano, "Electromagnetic Design and Realization of Innovative Fiber-Reinforced Broad-Band Absorbing Screens," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, no. 3, pp. 700–707, Aug. 2009.

- [132] M. Y. Koledintseva, J. L. Drewniak, R. E. DuBroff, K. N. Rozanov, and B. Archambeault, "Modeling of Shielding Composite Materials and Structures for Microwave Frequencies," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 15, pp. 197–215, 2009.
- [133] M. Koledintseva *et al.*, "Prediction of Effective Permittivity of Diphasic Dielectrics as a Function of Frequency," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 16, no. 3, pp. 793–808, Jun. 2009.
- [134] M. H. Nisanci, F. De Paulis, M. Y. Koledintseva, J. L. Drewniak, and A. Orlandi, "From maxwell Garnett to Debye model for electromagnetic simulation of composite dielectrics-Part I: Random Spherical Inclusions," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 54, no. 2, pp. 280–289, 2012.
- [135] P. S. Neelakanta, *Handbook of Electromagnetic Materials*. CRC-Press, 1995.
- [136] J. C. Maxwell Garnett, "Colours in metal glasses and in metallic films," *Philos. Trans. R. Soc. London. Ser. A, Contain. Pap. a Math. or Phys. Character*, vol. 203, no. 359–371, pp. 385–420, Jan. 1904.
- [137] V. Préault, R. Corcolle, L. Daniel, and L. Pichon, "Effective permittivity of shielding composite materials for microwave frequencies," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 55, no. 6, pp. 1178–1186, 2013.
- [138] Clifton A. Clarke, "Aircraft Electromagnetic Compatibility," 1987.
- [139] S. K. Kunz and R. J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. New York: CRC Press, 1993.
- [140] M. Özkaya, *Yüksek Gerilim Tekniği*. İstanbul: Birsen Yayınevi, 2005.
- [141] IEEE, "IEEE Standard Techniques for High-voltage Testing," *IEEE Std*, vol. 1995, 1995.
- [142] Y. Ercan, *Mühendislik Sistemlerinin modellenmesi ve Dinamiği*. İstanbul: Literatür Yayıncılık, 2003.

- [143] C. E. Baum, "Emerging technology for transient and broad-band analysis and synthesis of antennas and scatterers," *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 11, pp. 1598–1616, 1976.
- [144] H.-J. Weber and G. B. Arfken, *Essential Mathematical Methods for physicist*. USA: Elsevier, 2003.
- [145] A. Polyanin, *Handbook of Integral Equations*. USA: CRC Press, 2008.
- [146] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. United States of America: Wiley-IEEE Press, 2001.
- [147] S. M. Benhamou, M. Hamouni, and S. Khaldi, "Theoretical Approach of Electromagnetic Shielding of Multilayer Conductive Sheets," *Prog. Electromagn. Res. M*, 2015.
- [148] C. E. Baum, "On the Singularity Expansion Method for the Solution of Electromagnetic Interaction Problems," 1971.
- [149] C. E. Baum, "Interaction of Electromagnetic Fields with an Object which Has an Electromagnetic Symmetry Plane," 1971.
- [150] C. E. Baum, "The Singularity Expansion Method," in *Transient Electromagnetic Fields*, L. B. Felsen, Ed. 1976, pp. 129–179.
- [151] C. E. Baum, "Interaction Notes (EMP-3), Notes 1-633." [Online]. Available: <http://ece-research.unm.edu/summa/notes/Interaction.html>.
- [152] H. Bateman, *The Mathematical Analysis of Electrical and Optical Wave-Motion, on the Basis of Maxwell's Equations*. Cambridge University Press, 1915.
- [153] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*. 2015.
- [154] C.-T. Tai, *Dyadic Green functions in electromagnetic theory*. 1994.

- [155] C. E. Baum, "Singularity Expansion of Electromagnetic Fields and Potentials Radiated from Antennas or Scattered from Objects in Free Space," 1973.
- [156] T. T. Crow, B. D. Graves, and C. D. Taylor, "Numerical Techniques Useful in the Singularity Expansion Method as Applied to Electromagnetic Interaction Problems," 1972.
- [157] D. K. Cheng, *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*. Addison-Wesley Publishing Comp., 1993.
- [158] P. M. Morse and M. Feshbach, *Methods of Theoretical Physics – Parts II*. McGraw Hill, 1953.
- [159] J. M. Jin, *Theory and Computation of Electromagnetic Field*. 2010.
- [160] W. A. Harris, J. P. Fillmore, and D. R. Smith, "Matrix Exponentials---Another Approach," *Soc. Ind. Appl. Math. Rev.*, vol. 43, no. 4, pp. 694–706, Jan. 2001.
- [161] A. Dimakis and F. Müller-Hoissen, "With a Cole-Hopf transformation to solutions of the noncommutative KP hierarchy in terms of Wronski matrices," *J. Phys. A Math. Theor.*, vol. 40, no. 17, 2007.
- [162] F. W. J. Olver, D. W. Lozier, R. . Boisvert, and C. W. Clark, *NIST Handbook of Mathematical Functions*. Cambridge University Press, 2010.
- [163] I. Mahariq and H. Kurt, "On- and off-optical-resonance dynamics of dielectric microcylinders under plane wave illumination," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 32, no. 6, p. 1022, 2015.
- [164] K. Zhang and D. Li, *Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics*. 2008.
- [165] A. Jazzar, E. Clavel, G. Meunier, and E. Vialardi, "Study of lightning effects on aircraft with predominately composite structures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 3, pp. 675–682, 2014.

- [166] L. Huang, C. Gao, F. Guo, and C. Sun, "Lightning Indirect Effects on Helicopter: Numerical Simulation and Experiment Validation," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 4, pp. 1171–1179, 2017.
- [167] R. W. Evans, "Design Guidelines for Shielding Effectiveness, Current Carrying Capability, and the Enhancement of Conductivity of Composite Materials," *NASA Contract. Rep.*, no. 4784, 1997.
- [168] S. Maksimenko, P. Kuzhir, K. Batrakov, S. Voronovich, T. Kaplas, and Y. Svirko, "Enhanced electromagnetic properties of ultrathin pyrolytic carbon films in Ka-band," in *2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2015, pp. 379–382.
- [169] H. Wang *et al.*, "Transparent Ultrathin Doped Silver Film for Broadband Electromagnetic Interference Shielding," *2018 IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. Adv. Mater. Process. RF THz Appl. IMWS-AMP 2018*, pp. 1–3, 2018.
- [170] X. Ho *et al.*, "Electrical and optical properties of hybrid transparent electrodes that use metal grids and graphene films," *J. Mater. Res.*, vol. 28, no. 4, pp. 620–626, Feb. 2013.
- [171] D. Wu *et al.*, "Numerical Modeling of Periodic Composite Media for Electromagnetic Shielding Application," in *2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2007, vol. 1, pp. 1–5.
- [172] J. G. Pollock and A. K. Iyer, "Effective-Medium Properties of Cylindrical Transmission-Line Metamaterials," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1491–1494, 2011.
- [173] M. Mrnka and Z. Raida, "An Effective Permittivity Tensor of Cylindrically Perforated Dielectrics," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 66–69, 2018.
- [174] FAA, "AC 25.775-1 - Windows and Windshields," 2003.

- [175] M. Teotia and R. K. Soni, "Polymer Interlayers for Glass Lamination - A Review," *Int. J. Sci. Res.*, vol. 3, no. 8, pp. 1264–1270, 2014.
- [176] K. C. Ahn, "The Dynamic Effect of PVB Interlayer Thickness on Laminated Glass Window," no. 05, pp. 1–8, 2015.
- [177] A. Grimaldi, A. Sollo, F. Marulo, and M. Guida, "Windshield Design Complying with Birdstrike Requirements," in *International Crashworthiness Conference*, 2012.
- [178] F. Marulo and M. Guida, "Design criteria for birdstrike damage on windshield," *Adv. Aircr. Spacecr. Sci.*, vol. 1, no. 2, pp. 233–251, 2014.
- [179] K. Wang, J.-J. Laurin, and K. Wu, "Scattering and Shielding Analyses of Carbon Fiber Composites-Based Cylindrical Shells Using a Multifilament Doublet Current Method," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 61, no. 4, pp. 1015–1024, Aug. 2019.

ÖZGEÇMİŞ

Baha KANBEROĞLU, 1980 yılında Sakarya ilinin Adapazarı ilçesinde doğdu. İlköğretimini 1991 yılında Adapazarı Eser İlkokulunda tamamladı. 1991–1998 yılları arasında orta ve lise eğitimini Sakarya Anadolu Lisesinde tamamlayarak mezun oldu. 1998 yılında Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik–Elektronik Mühendisliği bölümünü kazandı. Lisans eğitimini 2002 yılında tamamladıktan sonra aynı sene Sakarya Üniversitesi Fen Bilimler Enstitüsü Elektrik–Elektronik Mühendisliği EABD’da yüksek lisans eğitimine başladı ve aynı yıl Araştırma Görevlisi olarak Sakarya Üniversitesinde işe başladı. 2005 yılında yüksek lisansını tamamladı ve doktora eğitimine başladı. Baha KANBEROĞLU, aynı süreçte A sınıfı iş güvenliği uzmanı sertifikasını aldı ve halen Sakarya Üniversitesi İş Sağlığı ve Güvenliği Koordinatör yardımcısı olarak görevine devam etmektedir.