



**NANOKRİSTAL NÜVE MALZEMESİ İLE ORTA FREKANS GÜÇ
TRANSFORMATÖRÜNÜN ANALİZİ, TASARIMI VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Selami BALCI

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

HAZİRAN 2016

Selami BALCI tarafından hazırlanan “NANOKRİSTAL NÜVE MALZEMESİ İLE ORTA FREKANS GÜÇ TRANSFORMATÖRÜNÜN ANALİZİ, TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi ELEKTRİK EĞİTİMİ Anabilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. İbrahim SEFA

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Prof. Dr. Erdal BEKİROĞLU

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Abant İzzet Baysal Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Prof. Dr. Güngör BAL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. İlyas ÇANKAYA

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 10/06/2016

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Metin GÜRÜ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Selami BALCI

10/06/2016

NANOKRİSTAL NÜVE MALZEMESİ İLE ORTA FREKANS GÜÇ TRANSFORMATÖRÜNÜN ANALİZİ, TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

(Doktora Tezi)

Selami BALCI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2016

ÖZET

Geçtiğimiz on yıl içerisinde yüksek frekanslı nüve malzemelerinin üretim teknolojisinde farklı seçenekler sunan birçok gelişme olmuştur. Bu gelişmelerin sonucunda, elektrikli taşımacılık sektörü gibi farklı birçok alanda güç elektroniği dönüştürücüsü içeren topolojilerde orta frekans güç transformatörleri görülmeye başlanmıştır. Yüksek güçlü dönüştürücülerde genellikle orta frekans bölgesi olarak adlandırılan 400 Hz ile 20 kHz değerlerinde anahtarlama içeren çalışmalar bulunmaktadır. Anahtarlama frekansının aralığı topoloji içeriğindeki tüm aktif ve pasif devre elemanlarının çalışabilme sınırlarına göre değişmektedir. Ayrıca, dönüştürücünün anahtarlama frekansı belirlenirken, günümüz teknolojisine uygun güç anahtarları ile birlikte çalışacak olan güç transformatörlerinin ilgili frekans değerindeki kayıpları ve termal davranışlarının önceden belirlenmesi tasarım aşamasında büyük önem arz etmektedir. Geçmiş yıllarda yüksek frekanslı tasarımlar için hemen hemen tek seçenek olan ferrit nüveler çok büyük boyutlarda üretilemediği için büyük güçteki transformatörlerin boyutlandırılmasına sınırlama getirmektedir. Bundan dolayı araştırmacılar daha küçük boyutlu ve daha yüksek verimli transformatör tasarımı için amorf ve nanokristal gibi yumuşak manyetik malzemeler ile gerçekleştirilebilecek nüve tasarımları üzerine yoğunlaşmışlardır. Bu çalışmada, elektromanyetik ve güç elektroniği yazılımlarından yararlanılarak nanokristal nüve malzemesi ile orta frekans güç transformatörü tasarlanmıştır. Tasarım işlemlerinde transformatör öncelikle sonlu elemanlar metodu ile üç boyutlu olarak modellenmiş ve daha sonra bu manyetik devre modelinin güç elektroniği yazılımı içerisinde gerçekçi koşullarda etkileşimli olarak benzetimi yapılmıştır. Böylece nanokristal nüve malzemesi ve alüminyum folyo sargılar ile prototip ürün elde edilmiştir. Daha sonra bu prototip bir fazlı tam köprü evirici devresindeki deney düzeneğinde test edilerek verimi ve sıcaklık artış değerleri belirlenmiştir. Geliştirilen orta frekans güç transformatörünün benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılmasından değerlerinin uyumlu olduğu görülmüştür.

Bilim Kodu : 90514

Anahtar Kelimeler : Orta frekans transformatörü, nanokristal nüve, termal davranış, sonlu elemanlar analizi

Sayfa Adedi : 140

Danışman : Doç. Dr. İbrahim SEFA

THE ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF THE MEDIUM
FREQUENCY POWER TRANSFORMER WITH NANOCRYSTALLINE CORE
MATERIAL

(Ph. D. Thesis)

Selami BALCI

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

June 2016

ABSTRACT

There have been many developments offering different options for the production technology of high-frequency core materials in the past decade. In many different areas which include power electronics converter topologies like electric transportation industry, the medium frequency power transformers began to be seen as a result of these developments. In high-power static power conversion, there are studies usually used the switching values called as medium frequency region between 400 Hz and 20 kHz. The range of the switching frequency varies depending on the operating limits of all active and passive components in the topology. Also, in determining the switching frequency of the converter, the predetermination of the losses and thermal behaviors in the related frequency values of the power transformers, which will operate with the appropriate power switch to modern technology, have great importance in the design phase. Ferrite cores, which were an important option for high frequency designs in the past years, have brought great sizing limitation for the transformers because of being not produced in great sizes. Therefore, researchers have focused upon the core structures which can be realized with the soft magnetic materials such as amorphous and nanocrystalline structures for smaller and more efficient transformer design. In this study, medium frequency power transformer was designed with nanocrystalline core material by usage of the electromagnetic and power electronics softwares. In the design process, the transformer was primarily modeled with a three dimensional finite element method, and then this magnetic circuit model was co-simulated in realistic conditions with the power electronics software. Thus, the prototype product was obtained with the nanocrystalline core material and aluminum foil windings. Then, this prototype was tested in the experimental setup of a single phase full bridge inverter circuit so that the efficiency and the temperature increase values were determined. The experimental results of the developed medium frequency power transformer were seen to be compatible with the values of the simulation.

Science Code : 90514

Key Words : Medium frequency transformer, nanocrystalline core, thermal behavior, finite element analysis

Page Number : 140

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. İbrahim SEFA

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım süresince son derece etkili rehberliği ve motive edici katkılarıyla sabırlı bir şekilde beni sürekli olarak yönlendiren, akademik olarak çalışkanlığı ile kendisini örnek aldığım danışmanım Doç. Dr. İbrahim SEFA hocam başta olmak üzere olumlu yöndeki eleştirileri ve deneyimleri ile tez izleme komitesi üyeleri Prof. Dr. Güngör BAL ve Doç. Dr. İlyas ÇANKAYA'ya, araştırma ve uygulamalarda yardımlarından dolayı Doç. Dr. Necmi ALTIN ve Öğr. Grv. Dr. Şaban ÖZDEMİR'e, çalışmalarım sonucunda elde ettiğim prototip tasarımın malzemelerinin temini sürecinde desteklerinden dolayı ENPAY transformatör firmasına, manevi destekleriyle arkadaşlarım M. Baha BAYRAM, Funda BATTAL ve Abdullah ÖZSAN'a, beni her yönden destekleyen ve özveride bulunan eşime ve çocuklarıma, son olarak anneme ve babama, kardeşlerime teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xii
RESİMLERİN LİSTESİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvii
1. GİRİŞ.....	1
2. MANYETİK MALZEMELER VE ÖZELLİKLERİ.....	13
2.1. Manyetik Malzemelere Genel Bir Bakış.....	14
2.1.1. Diyamanyetik malzemeler.....	14
2.1.2. Paramanyetik malzemeler	15
2.1.3. Ferromanyetik malzemeler.....	15
2.1.4. Antiferromanyetik malzemeler	16
2.1.5. Ferrimanyetik malzemeler.....	16
2.2. Yüksek Frekanslı Nüve Malzemeleri	17
2.2.1. Ferrosilikon (SiFe) çelik alaşımlar	17
2.2.2. Ferrit malzemeler	18
2.2.3. Amorf alaşım malzemeler	18
2.2.4. Nanokristal nüve malzemeleri	19
2.3. Yumuşak Nüve Malzemelerinin Özelliklerinin Karşılaştırılması.....	20
2.4. Histerezis Eğrisi	24

	Sayfa
2.5. Nüve Kayıpları	27
3. ORTA FREKANSLI GÜÇ DÖNÜŞÜTÜRÜCÜLER.....	31
3.1. Güç Topolojileri ve Anahtarlama Elemanlarının Özellikleri	31
3.2. Orta Frekans Güç Transformatörlerinin Tasarımı	36
3.2.1. Tasarım akış diyagramı	37
3.2.2. Orta frekans için akı yoğunluğunun belirlenmesi	42
3.2.3. Transformatörün güç taşıma kapasitesinin belirlenmesi.....	43
3.2.4. Boyutlandırmada izlenen yöntemler	44
3.2.5. Çalışma frekansının boyutlandırmaya etkisi.....	45
3.2.6. Transformatörlerde sargı yapıları	46
3.2.7. Deri etkisi.....	47
3.2.8. Yakınlık etkisi	49
3.2.9. Sargı kayıplarının analizinde analitik yaklaşım	50
3.2.10. Maksimum akım yoğunluğu değeri için iletken kalınlığının belirlenmesi ...	56
3.2.11. Sargı kayıplarının modellenmesi	61
3.2.12. Kaçak endüktans değerinin belirlenmesi.....	65
4. TRANSFORMATÖRLERİN TERMAL DAVRANIŞI.....	69
4.1. Transformatörlerde Isı Kaynakları	69
4.1.1. Nüvedeki ısı kaynağı	70
4.1.2. Sargılardaki ısı kaynağı.....	72
4.2. Termal Eşdeğer Düğüm Ağ Modeli	73
4.3. Transformatörlerin Termal Eşdeğer Devresi	75
4.4. Isı Aktarım Katsayıları	77
4.5. Isı Yayılma Kapasitesi.....	78

	Sayfa
4.6. Sonlu Eleman Analizler ile 3D Termal Modelleme	79
4.7. Transformatörlerin Soğutulması.....	82
4.7.1. Soğutma yönteminin belirlenmesi	82
4.7.2. SEA ile termal analiz süreci	84
5. PROTOTİP ORTA FREKANS GÜÇ TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIMI	87
5.1. Tasarlanan OF Transformatörünün Teknik Özellikleri ve Boyutlandırılması	87
5.2. SEA ile Performans Analizleri	90
5.2.1. Eşdeğer devre parametrelerinin belirlenmesi	92
5.2.2. Kare dalga ile uyarım durumu.....	95
5.2.3. Kayıplar ve verim	97
5.2.4. Elektromanyetik performans	98
5.3. Deneysel Çalışmalar	98
5.3.1. Boş çalışma durumu	99
5.3.2. Yük altında çalışma durumu.....	101
5.3.3. Farklı frekans ve gerilim değerlerinde çalışma durumu	103
5.3.4. Kayıplar ve verimin belirlenmesi	104
5.3.5. Kademeli olarak yük artışına bağlı test sonuçları	106
5.3.6. Mekanik özellikler	108
5.4. Prototip Transformatörün Termal Davranışı	109
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	117
KAYNAKLAR	121
EKLER.....	133
EK-1. Benzetim çalışmalarında kullanılan bilgisayar ve yazılıma ilişkin bilgiler	134
EK-2. Benzetim çalışmalarının teknik verileri	135

	Sayfa
ÖZGEÇMİŞ	136
DİZİN	138



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. Orta/yüksek frekanslı güç transformatörlerinin literatür özeti	5
Çizelge 2.1. Ferromanyetik malzemelerin bağıl geçirgenlik değerleri.....	15
Çizelge 2.2. Yumuşak nüve malzemelerinin karakteristiklerinin karşılaştırılması	23
Çizelge 3.1. Silisyum ve WBG yarıiletken bileşiklerin spesifik özellikleri	35
Çizelge 3.2. Frekans değeri ve malzeme tipine göre mm olarak deri kalınlığı	48
Çizelge 4.1. Soğutma yöntemleri ve ısı aktarım katsayıları	84
Çizelge 5.1. Tasarlanan OF transformatörünün teknik özellikleri	87
Çizelge 5.2. Tasarlanan transformatörün temel mekanik parametreleri	88
Çizelge 5.3. Tasarlanan nanokristal C-nüve boyutları.....	88
Çizelge 5.4. Transformatörün eşdeğer devre parametreleri.....	93
Çizelge 5.5. Nanokristal nüve malzemesinin kayıp parametreleri	97
Çizelge 5.6. SEA ile elde edilen kayıp ve verim verileri.....	97
Çizelge 5.7. Deney düzeneğine ait teknik özellikler.....	99
Çizelge 5.8. Farklı uyarım durumlarında DA kaynağından çekilen akım ve güç değerleri.....	101
Çizelge 5.9. Tasarlanan transformatörün mekanik özellikleri	108
Çizelge 5.10. Transformatörün güç kaybı yoğunluğuna bağlı sıcaklık artışı	109
Çizelge 5.11. Termal analiz için parametreler	110

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. OF güç transformatörlü DA-DA dönüştürücü topolojisi.....	3
Şekil 1.2. Yumuşak nüve malzemelerinin parametrik kullanım haritası	6
Şekil 2.1. Manyetik malzemelerin genel olarak sınıflandırılması	13
Şekil 2.2. Manyetik malzeme türlerine göre manyetik momentlerin görünüşleri (a) paramanyetik, (b) ferromanyetik, (c) antiferromanyetik (d) ferrimanyetik	16
Şekil 2.3. Amorf ve nanokristal şeritlerin üretim teknolojisi.....	19
Şekil 2.4. Nanokristal malzemenin yapısı.....	20
Şekil 2.5. Yumuşak nüve malzemelerinin manyetik özellikleri	21
Şekil 2.6. Yumuşak nüve malzemelerinin maliyetleri	22
Şekil 2.7. Yumuşak nüve malzemelerinin 10 kHz için spesifik nüve kayıpları	22
Şekil 2.8. Nüve malzemelerinin frekans değerine bağlı spesifik nüve kayıpları.....	23
Şekil 2.9. Histerezis (B-H) eğrisi.....	25
Şekil 2.10. Farklı frekans değerleri için histerezis eğrileri	25
Şekil 2.11. Sert ve yumuşak manyetik malzemelerin histerezis çevrimleri (a) sert malzemeler, (b) yumuşak malzemeler.....	26
Şekil 2.12. Statik ve dinamik histerezis çevrimleri.....	27
Şekil 3.1. OF transformatörlü güç dönüştürücü topolojileri (a) doğrudan dönüşüm, (b) dolaylı dönüşüm.....	32
Şekil 3.2. Çok seviyeli evirici topolojileri, (a) NPC, (b) FC, (c) CHB.....	33
Şekil 3.3. Anahtarlama elemanlarının güç ve çalışma frekansı oranları.....	34
Şekil 3.4. Anahtarlama elemanlarının akım-gerilim oranları	36
Şekil 3.5. Tek kesimli C nüve	37
Şekil 3.6. Klasik tasarım yönteminde akış diyagramı.....	39
Şekil 3.7. Elektromanyetik yazılım desteğiyle SEA akış diyagramı	41

Şekil	Sayfa
Şekil 3.8. Farklı yumuşak nüve malzemelerinin f - B grafiği	42
Şekil 3.9. Transformatörün temel boyutlandırma parametreleri.....	44
Şekil 3.10. İletken tipleri, (a) yuvarlak, (b) kare, (c) Litz, (d) folyo.....	47
Şekil 3.11. Yuvarlak iletkende 10 kHz frekans değerinde akım yoğunluğu	48
Şekil 3.12. Folyo iletkende 10 kHz frekans değerinde akım yoğunluğu	49
Şekil 3.13. Yakınlık etkisinin iletkenlerin birbirleri üzerindeki etkisi.....	50
Şekil 3.14. Nüve penceresinin ve folyo iletkenin boyutları.....	52
Şekil 3.15. Folyo sargıların AA direnç değişimi	53
Şekil 3.16. Litz iletken demetinin görünüşü	55
Şekil 3.17. Akım yoğunluğuna bağlı olarak sargı boyutlarının değişimi	56
Şekil 3.18. AWG10 normundaki iletkenin teknik verileri	58
Şekil 3.19. Yuvarlak iletkenli sargıların geometrik modeli (a) üçgen bölge, (b) kare bölge	59
Şekil 3.20. Folyo iletken modeli	61
Şekil 3.21. Folyo sargıların kesit görünüşü ve MMK dağılımı	64
Şekil 3.22. Transformatörün kaçak endüktans hesaplama modeli.....	66
Şekil 3.23. Dağıtılmış sarımlı bir transformatörde MMK dağılımı	67
Şekil 4.1. Kare dalga uyarım durumunda manyetik akı yoğunluğunun değişimi.....	71
Şekil 4.2. Bir eşdeğer düğüm ağı ait termal yapılandırma	73
Şekil 4.3. Transformatörün basit termal eşdeğer devresi.....	75
Şekil 4.4. Katı yüzey ile akışkan arasındaki termal eşdeğer devre	78
Şekil 4.5. Termal modelleme için genel kübik eleman.....	80
Şekil 4.6. Genel kübik eleman için eşdeğer termal ağ	81
Şekil 4.7. Transformatörün 3D termal eşdeğer devresi	81
Şekil 4.8. Akım yoğunluğuna bağlı olarak soğutma gereksiniminin seviyesi.....	83

Şekil	Sayfa
Şekil 4.9. Termal analiz işlemleri için akış diyagramı.....	86
Şekil 5.1. Tasarlanan nanokristal C-nüve	89
Şekil 5.2. Tasarlanan OF güç transformatörünün parametrik güç taşıma değerleri	90
Şekil 5.3. Tasarlanan OF güç transformatörünün SEA modeli	90
Şekil 5.4. Maxwell 3D yazılımının nüve malzemelerine ait penceresi.....	91
Şekil 5.5. Nanokristal nüve malzemesinin B-H mıknatıslanma eğrisi	91
Şekil 5.6. Nanokristal spesifik nüve kaybı katsayıları.....	92
Şekil 5.7. Transformatörün sonlu elemanlara bölünmüş hali	92
Şekil 5.8. Tasarlanan transformatörün eşdeğer devresi	93
Şekil 5.9. Transformatör sargılarının frekansa bağlı parametrik AA direnç değerleri ...	94
Şekil 5.10. Transformatör sargılarının akım yoğunluğu dağılımı.....	94
Şekil 5.11. Bir fazlı tam köprü evirici devresi ile SEA test devresi	95
Şekil 5.12. Çalışma frekansı ve akı yoğunluğuna bağlı parametrik uyarım gerilimi	96
Şekil 5.13. Nüvedeki akı dağılımları (en büyük 0,5 T için)	98
Şekil 5.14. Boş çalışma durumunda akım ve gerilim dalga formları (a) SEA analizi, (b) deneysel sonuç	100
Şekil 5.15. Transformatörün 5 kHz ve 250 V kare dalga uyarım için boş çalışma akımı.....	101
Şekil 5.16. Omik yük durumunda akım ve gerilim dalga formları (a) SEA analizi, (b) deneysel sonuç	102
Şekil 5.17. Transformatör giriş akımının harmonik spektrum dalga formu	103
Şekil 5.18. Transformatörün 6,4 kHz frekans ve 250 V gerilim değerinde uyarımı	103
Şekil 5.19. Transformatörün 15 kHz frekans ve 400 V gerilim değerinde uyarımı	104
Şekil 5.20. Transformatörün 10 kHz çalışma frekansında giriş ve çıkış güç dalga formları, (a) primer tarafı, (b) sekonder tarafı	105
Şekil 5.21. Transformatörün 5 kHz çalışma frekansında giriş ve çıkış güç dalga formları, (a) primer tarafı, (b) sekonder tarafı	106

Şekil	Sayfa
Şekil 5.22. Kademeli yük artışına bağlı akım ve gerilim dalga formları (a) boş çalışma, (b) 690 W, (c) 1640 W, (d) 3180 W, (e) 4840 W (f) 6400 W.....	107
Şekil 5.23. Anahtarlama ölü zaman etkisi.....	108
Şekil 5.24. Workbench ve Fluent yazılımında modelin tanımlanması	110
Şekil 5.25. Hava akış hızına bağlı soğutma performansı (a) 0,5 m/s iken, (b) 1 m/s iken	111
Şekil 5.26. Hava akış hızına göre soğutma yönteminin nüve sıcaklık değişimine etkisi	112
Şekil 5.27. Transformatorün ağırlığına bağlı anma sıcaklık değerlerine ulaşma süresi.....	113
Şekil 5.28. Farklı çalışma frekansları için zamana bağlı sıcaklık değerleri.....	115

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 5.1. OF transformatörünün testinde kullanılan deney düzeneği	99
Resim 5.2. OF transformatörünün görünüşü, (a) sargılı durum, (b) nüvenin boş hali	109
Resim 5.3. Transformatörün 10 dk çalışma sonundaki termal kamera görüntüsü.....	113
Resim 5.4. Transformatörün 10 kHz çalışma frekansında termal kamera görüntüsü	114
Resim 5.5. Transformatörün 5kHz çalışma frekansında termal kamera görüntüsü	115



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
A_{BH}	Histerezis eğrisinin alanı
A_{cu}	Yalıtımsız iletken kesiti, mm^2
A_c	Nüve etkin kesiti, cm^2
A_p	Temel nüve boyutlandırma parametresi, cm^4
A_t	Transformatörün yüzey alanı, cm^2
A_w	Sargı iletken kesiti, mm^2
B	Akı yoğunluğu, T
B_m	Akı yoğunluğunun alternatif akım bileşenin genliği, T
B_s	Doyma akı yoğunluğu, T
B_r	Kalıntı akı yoğunluğu, T
B_{ac}	Alternatif akım akı yoğunluğu genliği, T
B_{max}	Maksimumum akı yoğunluğu, T
C	Nüve pencere yüksekliği, cm
C_p	Primer sargı-nüve arasındaki kapasite, F
C_s	Sekonder sargı-nüve arasındaki kapasite, F
C_m	Primer-Sekonder sargılar arasındaki kapasite, F
D	Anahtarlama doluluk oranı
d_w	İletken kalınlığı, mm
d_i	Sargı katlarının yalıtım malzeme kalınlığı, mm

Simgeler	Açıklamalar
d_a	Litz demetinin kalınlığı, mm
d_s	Litz demetindeki bir iletkenin kalınlığı, mm
E	Kaynak gerilimi, V
f	Frekans, Hz
H	Manyetik alan şiddeti, A/m
h_c	Konveksiyon katsayısı, W/m ² K
H_c	Giderici alan şiddeti, A/m
h_w	Sargı yüksekliği (bir folyo katın genişliği), cm
J	İletken akım yoğunluğu, A/cm ²
J_{max}	İletken akım yoğunluğunun tepe değeri, A/cm ²
J_{rms}	İletken akım yoğunluğunun rms değeri, A/cm ²
K_1	Yalıtım katsayısı
K_2	İletken yerleşimine bağlı boşluk katsayısı
K_3	İletken doluluk katsayısı
K_4	Nüve ve sargılar arası soğuma boşluğu katsayısı
K_{cu}	Nüve penceresi kullanım katsayısı
K_f	Uyarım gerilim dalga şekil katsayısı
K_g	Nüve geometrik katsayısı
K_e	Anormal girdap akım katsayısı
K_h	Histerezis kaybı katsayısı
K_c	Girdap akım katsayısı
K_Y	Nüve malzemesi yeterlilik katsayısı
l_c	Nüvenin ortalama uzunluğu, cm
L_{lk-p}	Primer sargı kaçak endüktansı, H

Simgeler**Açıklamalar**

L_{lk-s}	Sekonder sargı kaçak endüktansı, H
L_M	Mıknatıslanma bileşeni, H
l_w	Ortalama sarım uzunluğu, cm
R_p	Primer sargı direnç değeri, ohm
R_s	Sekonder sargı direnç değeri, ohm
m	Sarımdaki kat sayısı
R_c	Nüve kayıpları bileşeni, ohm
n	Transformatör dönüştürme oranı
N	Sarım sayısı
N_p	Primer sargı sarım sayısı
N_s	Sekonder sargı sarım sayısı
S	Transformatör görünür güç değeri, VA
P	Etkin güç değeri, W
P_c	Nüvedeki güç kaybı, W
P_w	Sargılardaki güç kaybı, W
P_v	Birim hacim için nüvedeki güç kaybı, W/cm ³
P_T	Transformatörde oluşan toplam güç kaybı, W
R_{ac}	Sargının alternatif akım direnci, ohm
R_{dc}	Sargının doğru akım direnci, ohm
R_L	Yük direnci, ohm
T	Alternatif akım periyodu, saniye
T_a	Ortam sıcaklığı, °C
T_c	Curie sıcaklığı, °C
v	Hava akış hızı, m/s

Simgeler**Açıklamalar**

V_c	Nüve hacmi, cm^3
V_{rms}	Etkin gerilim değeri, V
W_a	Nüve pencere bölgesi, cm^2
W_T	Dinamik histerezis eğrisinde toplam enerji
W_h	Histerezis kaybını oluşturan enerji
W_c	Girdap akım kaybını oluşturan enerji
W_e	Anormal girdap akım kaybını oluşturan enerji
ΔT	Sıcaklık artışı, $^{\circ}\text{C}$
μ	Malzeme geçirgenliği
μ_r	Bağıl geçirgenlik
f_H	Yüksek değerli çalışma frekansı
σ	Malzeme iletkenliği, S/m
ρ	Malzeme öz direnci, $\mu\Omega\text{m}$
α	Spesifik nüve kaybı frekans parametresi
β	Spesifik nüve kaybı akı parametresi
η_w	Boşluk faktörü
η	Transformatör verimi
δ	Deri kalınlığı, mm
Δ	Etki derinliği oranı
Δ'	Modifiye edilmiş etki derinliği oranı
ζ_1	Deri etkisi faktörü
ζ_2	Yakınlık etkisi faktörü
ζ	Litz telinde etki derinliği oranı
$\psi_1(\zeta)$	Litz telinde deri etkisi kaybı

Simgeler $\psi_2(\zeta)$ **Açıklamalar**

Litz telinde yakınlık etkisi kaybı

Kısaltmalar**Açıklamalar****AA**

Alternatif Akım

AWG

Amerikan Tel Ölçüleri

BW

Bant Genişliği

CHB

Kaskat Tam Köprü Evirici

DA

Doğru Akım

FC

Kapasitör Kenetlemeli Evirici

GaN

Galyum Nitrat

GO

Yönlendirilmiş Alaşım Nüve Malzemesi

kVA

Kilo Volt Amper

kW

Kilo Watt

MMK

Manyeto Motor Kuvveti

MW

Mega Watt

NGO

Yönlendirilmemiş Alaşım Nüve Malzemesi

NiFe

Nikel Çelik Alaşım

NPC

Nötr Noktası Kenetlemeli Evirici

OF

Orta Frekans

PET

Güç Elektronik Transformatörü

ppm

Milyonda Bir Birim

PWM

Darbe Geniřlik Modülasyonu

RF

Direnç Katsayısı

SEA

Sonlu Elemanlar Analizi

SEM

Sonlu Elemanlar Metodu

SiC

Silisyum Karbür

SiFe

Silikon Çelik Alaşım

SST

Yarıiletken Transformatörü

WBG

Enerji Bant Aralığı

1. GİRİŞ

19. yüzyılın başlarından itibaren önce elektrik enerjisinin, daha sonra ise elektrik motorları ile transformatörlerin araştırma ve geliştirme çalışmaları başlamış, bu çalışmalar sonucunda üretilen ticari ürünler kullanıma sunulmuştur. Elektromanyetik biliminde oluşan yenilikler transformatörlerin de geliştirilmesine öncülük etmiş ve enerji dönüşümü alanında önemli katkılar sağlamıştır. Bu kapsamda elde edilen transformatör, günlük yaşamdaki etkin rolü ile çok kullanışlı, statik yapıda ve yüksek verimli bir elektrik makinesidir. Temel çalışma prensibi elektromanyetik endüksiyon teorisine dayanmaktadır ve yapısal olarak nüvedeki manyetik bağ aracılığıyla birbirlerine bağımlı olan primer ve sekonder sargılardan oluşmaktadır. Transformatörlerin elektriksel yalıtım ve/veya gerilimin etkin değerini değiştirme gibi fonksiyonlarla güç sistemlerinde etkin bir işlevi bulunmaktadır. Bu bağlamda, elektrik santrallerinde üretilen düşük frekanslı alternatif akım (AA) elektrik enerjisinin iletimi ve dağıtımında dönüşüm yaparak güç aktarımını gerçekleştirirler. Ayrıca, günlük yaşamdaki birçok cihaz içerisinde de çeşitli güç kapasiteleri ve çalışma frekansı değerlerinde transformatörler kullanılmaktadır.

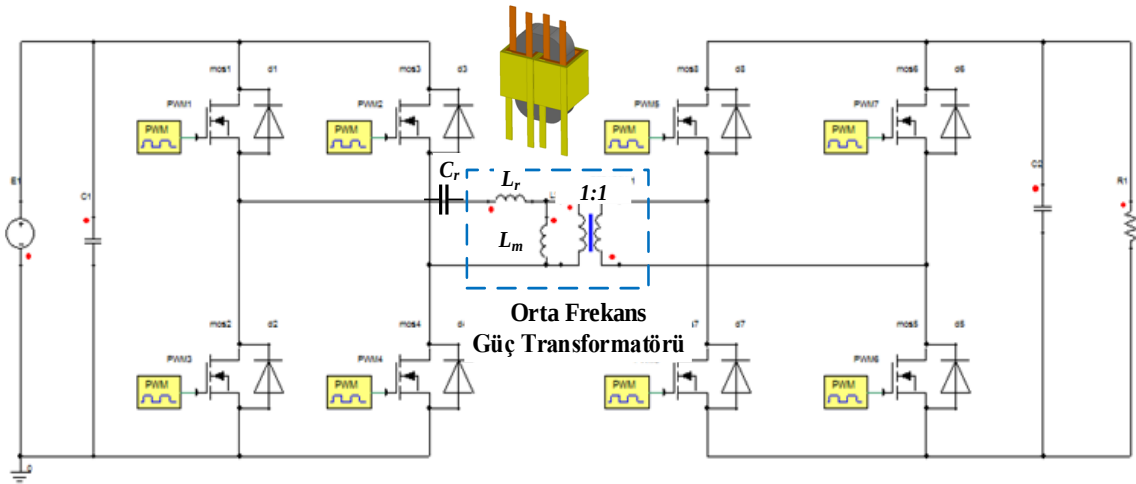
Transformatörlerin tasarımlarında izlenen temel strateji icat edildiği tarihten bu yana değişmemiştir. Ancak, modern tasarım anlayışında nüve malzemelerinin performanslarında geliştirilen yenilikler ile daha küçük hacim ve daha düşük kayıplı transformatörler üretilenme olanaklarında bir takım gelişmeler olmuştur. Bununla birlikte, 30 yıl öncesine kadar sadece şebeke frekanslı (50/60 Hz) sistemlerinde bulunan transformatörler günümüzde güç elektroniği dönüştürücülerinin de yaygınlaşmasıyla birlikte orta ve yüksek frekans sistemlerinde de sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır. Solar, rüzgâr türbinleri ve yakıt hücreleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının şebeke arayüzleri ile elektrikli taşıtlar, kesintisiz güç kaynakları ve motor sürücüler gibi modern güç sistemlerinin yapılarında bulunan güç elektroniği dönüştürücü devrelerinde transformatörler bulunmaktadır [1-7].

Doymanın önlenmesi için gerekli asgari boyutlarda nüve kullanıldığında düşük frekanslı (<400 Hz) güç sistemleri için tasarlanan transformatörlerin kapladığı hacim oldukça büyük olmaktadır. Buna rağmen, güç elektroniği devrelerinde bulunan transformatörlerin orta ve yüksek frekans uygulamalarındaki hacimleri azımsanmayacak oranda küçülmektedir [3, 4]. Güç elektroniği devreleri için tasarlanan transformatörlere ilişkin olarak anahtarlama

frekansı 400 Hz – 20 kHz aralığında ise "*orta frekanslı transformatör*"; eğer 20 kHz değerinden daha büyük ise "*yüksek frekanslı transformatör*" adı verilmektedir. Ayrıca, orta ve büyük güç değerlerinde (yüzlerce kW veya MW seviyelerinde) kullanılabilen seri üretimdeki mevcut güç anahtarları orta frekans (OF) aralığında kabul edilebilir kayıplar ile çalışmakta olduğundan yarıiletken anahtar teknolojisindeki gelişmeler dikkate alındığında gelecekte orta frekanslı transformatör içeren güç elektroniği sistemleri daha çok tercih edilecektir. Bu tercih ile sistemin önemli bir bileşeni olan orta frekans güç transformatörü tasarımının da büyük önem kazandığı görülecektir [5, 6].

Gelecek nesil şebekeler olarak son yılların popüler konusu akıllı şebekelere ait orta gerilim uygulamaları için tasarlanan çift yönlü doğru akım (DA) güç dönüştürücü devrelerinin yapılarında OF güç transformatörü kullanılmaktadır [7, 8]. Bu tür uygulamalarda bulunan yalıtılmış DA-DA dönüştürücü devrelerde güç transformatörleri üç temel görev üstlenmişlerdir [9-11]. *Birincisi*, alçak gerilim ve yüksek gerilim tarafında manyetik bağ yoluyla galvanik yalıtım ile emniyetli çalışma sağlamasıdır. *İkinci görevi*, dönüştürme oranına bağlı olarak yük için gerilim seviyesini uygunlaştırmasıdır. Böylece farklı türdeki enerji kaynaklarından elde edilen elektrik enerjisi transformatörün dönüştürme oranı ile aynı gerilim değerinde eşleştirilebilmektedir. *Üçüncü olarak*, primer tarafındaki kaçak akı endüktansının yumuşak anahtarlama için seri rezonans devre elemanı olarak kullanılabilmesidir [5, 12]. Bunların dışında, çift yönlü enerji dönüşümü yapılabilmesi, farklı gerilim değerlerinde güç anahtarlarının kullanılabilmesi, kısa süreli güç kalitesi sorunlarını kompanse edebilmesi, şebekeye enjekte edilen harmonik açısından Avrupa ve uluslararası şebeke standartları için uyumluluk ile çok büyük güçler için modüler yapıdaki güç dönüştürücüler için kullanışlılık gibi pek çok sayıda avantajları da sağlamaktadır [10-13].

Aynı zamanda, yumuşak anahtarlama rezonans dönüştürücü yapılarında yüksek frekans ile büyük güçteki sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlama OF güç transformatörünün primer tarafındaki kaçak endüktans değerinin rezonansın sağlanmasında etkin bir rolü bulunmaktadır [14-22]. Şekil 1.1'de görülen topolojide kaçak endüktans değeri (L_r), transformatörün tasarım aşamasında belirlenmekte ya da primer tarafına seri olarak bir endüktans bağlanarak rezonans oluşturulabilmektedir.



Şekil 1.1. OF güç transformatörlü DA-DA dönüştürücü topolojisi

Literatür incelendiğinde transformatör tasarımı için manyetik malzemenin belirlenmesi aşamasında çalışma frekansının değeri en önemli parametrelerdendir. Şebeke frekansında tasarlanacak olan transformatörlerde silikon çelik alaşımlar kullanılmasına karşın orta ve yüksek frekanslarda çoğunlukla amorf, nanokristal ve ferrit gibi yumuşak manyetik malzemeler tercih edilmektedir [6]. Şebeke frekanslı transformatör tasarımlarında manyetik malzeme doyma noktasına yakın değerlerde (50 Hz için 1,7 T gibi) kullanılabilir. Orta frekans transformatörlerinde ise kayıpları sınırlandırma sebebiyle nüvedeki akının belirli bir değeri (20 kHz için 0,2 T gibi) aşmaması gerekmektedir. Böylece, transformatörlerin tasarımında boyut ve verimi etkileyen en önemli iki etken, çalışma frekansı ile tercih edilen nüve malzemesinin ilgili frekanstaki doyma akı değerine göre değişen spesifik nüve kaybıdır. Gücü ve çalışma frekansı aynı olan bir transformatörün tasarımı farklı nüve malzemeleri ile yapıldığında, elde edilen transformatörlerin kapladığı hacim ve verim değerlerinde farklılıklar görülmektedir [23]. Ayrıca, çalışma frekansı değerine göre küçülen boyutlar için kVA/kg olarak nüve malzemelerinin mekanik yönden performansları da birbirlerine göre farklıdır [24]. Nüve malzemelerinin manyetik olarak mıknatıslanmayı giderici (koersivity) kuvvet ve geçirgenlik özellikleri de farklıdır. Güç elektroniği devrelerinde anahtarların iletim ve kesim anlarında hızlı bir endüktans değişimi için transformatör ya da indüktörlerde yüksek geçirgenlik ve düşük değerli giderici kuvveti gereksinimi yumuşak manyetik malzemelerinin kullanımı ile sağlanabilmektedir. Ayrıca, nüve malzemelerinin frekans değerindeki artışa bağlı olarak hem geçirgenlikleri hem de spesifik nüve kaybı değerleri olumsuz yönde değişmektedir [25].

Şebeke frekanslı transformatörlerin tasarımlarında çoğunlukla M4 ve M5 tip silisyum katkılı çelik alaşım nüve malzemelerinin performansları yeterli olmaktadır. Ancak, bu tür alaşımlar orta/yüksek frekanslı transformatörler için hem elektromanyetik hem de termal özellikleri yönünden oldukça elverişsiz malzemelerdir. Bundan dolayı, orta/yüksek frekanslı güç elektroniği devrelerinde kullanılacak olan transformatörlerde nüve malzemesi olarak %3 veya %6,5 oranında silisyum katkılı yönlendirilmemiş çelik sac (SiFe), ferrit, amorf ve nanokristal gibi yumuşak manyetik malzemeler mevcuttur. Bu malzemelerin manyetik ve elektriksel özellikleri birbirlerine göre farklılık göstermekte ve orta/yüksek frekans ile farklı uyayım gerilimleri için kayıpları karşılaştırıldığında nanokristal malzemelerinin performansı ön plana çıkmaktadır [25-28]. Bununla birlikte, son yıllarda % 6,5 silisyum katkılı yönlendirilmemiş SiFe alaşım malzeme orta frekanslı tasarımlar için kullanıma sunulmuştur. Nüve malzemesinin tercihi tecrübelerle göre tasarımcı tarafından belirlenmekte ve % 6,5SiFe malzemesi genellikle 2 kHz ve daha düşük değerdeki orta frekanslı uygulamalarda tercih edilmektedir [3]. Amorf malzemenin doyma akı yoğunluğu nanokristale göre daha büyük değerde olmasına rağmen çalışma frekansı arttıkça etrafa yayacağı duyulabilir gürültü çok daha fazla oluşmaktadır. Bu nedenle, amorf nüve malzemelerinin kullanımı 4 kHz ve üzerindeki frekans değerleri için sınırlanmaktadır. Toroid nüveli olarak tasarlanan yüksek frekans transformatörlerinde amorf ve nanokristal malzemelerin elektromanyetik performansları karşılaştırılmış, elde edilen sonuçlara göre hacim ve verim açısından nanokristal malzemenin daha avantajlı olduğu görülmüştür [29]. Amorf nüveli olarak 2 kHz çalışma frekansı için tasarlanan OF transformatörün güç taşıma kapasitesine göre hacim ve ağırlığı büyük ölçüde azalmıştır. Ayrıca performans bakımından kayıpları ile sıcaklık artışı kabul edilebilir seviyede olmuştur [30].

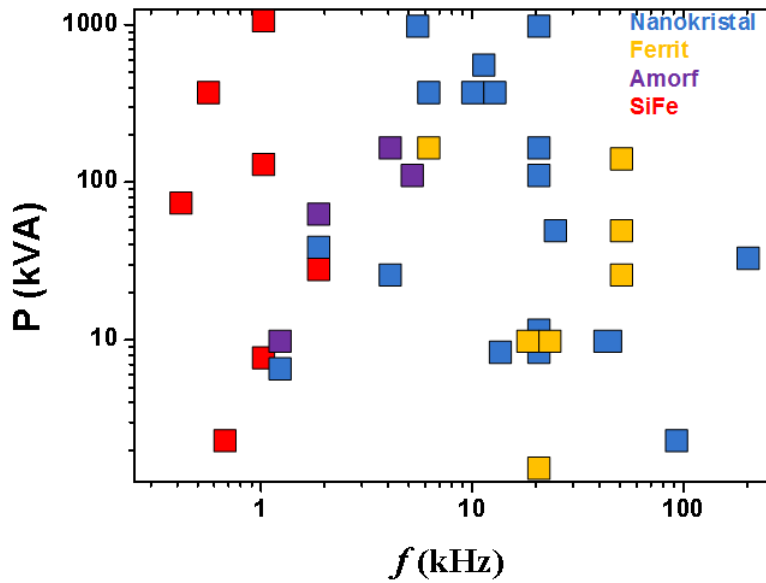
Orta/yüksek frekans transformatörlerinin tasarımına yönelik olarak güç-frekans değerleri için yıllara göre literatürde yapılan çalışmalar Çizelge 1.1’de özetlenmiştir [31]. Bu çizelge hangi güç ve frekans değerinde tasarım yapılacak ise ne tür bir malzeme seçileceği hakkında fikir vermektedir. Özellikle, son yıllarda sıklıkla nanokristal nüve malzemesi tercih edilmiş ve bu transformatörler genellikle 5 - 25 kHz frekans aralığında tasarlanmıştır [25]. Bununla birlikte, nüve malzemesine ticari olarak ulaşılabilirlik durumu da kullanım sıklığını etkileyen bir faktördür ve tasarım aşamasında dikkate alınmalıdır.

Çizelge 1.1. Orta/yüksek frekanslı güç transformatörlerinin literatür özeti

Referans No	Yıl	Güç Değeri	Çalışma Frekansı	Nüve Malzemesi Tipi			
				SiFe	Amorf	Nanokristal	Ferrit
[32]	1992	50 kVA	50 kHz				X
[33]	2002	350 kW	10 kHz			X	
[34]	2003	150 kVA	50 kHz				X
[14]	2007	350 kVA	10 kHz			X	
[35]	2007	10 kVA	20 kHz			X	
[36]	2007	75 kVA	400 Hz	X			
[37]	2008	25 kW	50 kHz				X
[38]	2008	30 kW	200 kHz			X	
[39]	2009	160 kVA	4 kHz		X		
[40]	2009	50 kW	25 kHz			X	
[41]	2010	1 MW	20 kHz			X	
[30]	2010	61,6 kVA	2 kHz		X		
[42]	2010	8,3 kVA	20 kHz			X	
[43]	2010	2,2 kVA	100 kHz			X	
[44]	2010	8 kW	14 kHz			X	
[15]	2011	10 kW	40 kHz			X	
[31]	2011	36,3 kVA	2 kHz			X	
[45]	2012	150 kW	6 kHz				X
[46]	2012	400 kVA	<1 kHz	X			
[46]	2012	400 kVA	>5 kHz			X	
[47]	2012	1,65 kVA	600 Hz	X			
[16]	2012	200 W	20 kHz				X
[48]	2013	25 kW	4 kHz			X	
[49]	2013	10 kW	20 kHz				X
[50]	2013	100 kW	20 kHz			X	
[51]	2013	10 kW	20 kHz				X
[52]	2014	150 kW	20 kHz			X	
[53]	2014	9 kW	1 kHz	X	X	X	
[54]	2014	500 kVA	10 kHz			X	
[17]	2014	5 MW	1 kHz	X			
[18]	2014	142,2 kVA	1 kHz	X			
[19]	2014	101 kW	5 kHz		X		
[20]	2014	30 kW	2 kHz	X			
[21]	2015	1 MW	5 kHz			X	
[22]	2015	110 kVA	8 kHz			X	
[22]	2015	250 kVA	24 kHz			X	
[55]	2015	75 kVA	400 Hz	X			

Villar ve diğerleri yaptığı bir çalışmada 36,3 kVA güç için 2 kHz anahtarlama frekansında çalışan bir transformatörde nanokristal nüve malzemesi kullanmış ve farklı frekans değerlerinde nüve kayıplarını test etmiştir. Ek olarak, 2011 yılına kadar literatürde bulunan orta frekans transformatörlerinde güç taşıma değeri ve çalışma frekansına göre tercih edilen nüve malzeme haritasını çıkarmıştır [31]. Bu çalışmalarda elektrikli trenlerin güç sistemleri için yalıtılmış DA/DA dönüştürücü devresinde anahtarlama frekansı 1 kHz değerinin altında iken %6,5SiFe nüve malzemesi ile orta frekans transformatörü tasarlanmıştır. Daha sonra aynı güç sistemi için anahtarlama frekansı 5 kHz değerinin üzerinde olan LLC rezonans devresinde nanokristal nüve malzemesi ile OF güç transformatör tasarımı yapılmıştır. Farklı

anahtarlama frekansı ve farklı nüve malzemelerinin kullanıldığı bu tasarımlarda dikkati çeken nokta elektrikli trenler için güç sistemlerinin hacim ve ağırlığı nanokristal nüve malzemesi ile tasarım yapıldığında yaklaşık sekiz kat azalmıştır [46]. Çizelge 1.1'deki detaylı verilere göre 2016 yılı ilk yarısına kadar literatürde taranan orta/yüksek frekanslı güç transformatörlerinin nüve yapılarında kullanılan yumuşak manyetik malzeme tipine göre değişen tasarım parametrelerindeki farklılık Şekil 1.2'de verilen grafik ile daha kolay karşılaştırabilmektedir.



Şekil 1.2. Yumuşak nüve malzemelerinin parametrik kullanım haritası

Farklı nüve malzemelerinin performans karşılaştırmalarına yönelik DA-DA rezonans dönüştürücülü güç dağıtım sistemi için ferrit ve nanokristal malzemeler ile tasarlanan transformatörlerde hacim ve verim açısından nanokristal nüveli transformatörün daha kullanışlı olduğu belirlenmiştir [23, 56-60]. Yaklaşık 25 yıl öncesinde nanokristal nüve malzemeleri henüz ticari olarak sunulmadığı için orta/yüksek frekanslı tasarımlarda daha çok ferrit nüve malzemeleri kullanılmıştır. Ferritlerin özellikle yüksek frekans değerlerinde göstermiş oldukları performans diğer malzemelere göre oldukça iyi olmasına rağmen çok büyük boyutlarda ferrit malzemeler üretilmediği için büyük güç seviyelerindeki transformatörlerin tasarımlarda boyutlandırmayı sınırlamaktadır [28]. Buna karşın, nanokristal malzemelerin kW ve MW seviyelerindeki güç değerleri için boyutlandırmada sınırlamaları olmadığı için büyük güçteki orta/yüksek frekanslı transformatörlerin tasarımlarında çoğunlukla nanokristal malzemeler tercih edilmektedir. Diğer taraftan, nanokristal nüve malzemeleri spesifik güç kaybı ve manyetik gürültü değerlerine göre

oldukça elverişli performans sergilemektedir. İstatiksel olarak yapılan bir çalışmada iki farklı firmanın ürettiği nanokristal nüve malzemelerinin manyetik özellikleri ile kayıpları test edilmiş ve çeşitli boyutlarda nüve yapılarıyla geniş bir yelpazede kullanıma sunulduğu belirtilmiştir. Ayrıca, nanokristal nüve malzemesine ulaşılabilirlik ve performans açısından tasarımcılar için önemli bilgiler verilmiştir [59]. Nanokristal nüve malzemeleri genellikle belirli boyutlarda şeritler halinde üretilmekte ve nüve geometrisine göre C-nüve olarak sarılarak elde edilmektedir. C-nüve tiplerine çeşitli boyutlarda ulaşılabilir ve istenildiğinde C tipi nüveler yan yana veya iç içe yerleştirilerek çok fazlı sistemler için üç bacaklı EE-nüve yapıları oluşturulabilmektedir. Böylece, belirli bir güç değeri için nanokristal C-nüve ile bir fazlı veya üç fazlı transformatörler tasarlanabilmektedir. Bununla birlikte, dört adet C-nüve yan yana birleştirilerek üç fazlı güç dönüştürücüler için beş-bacaklı transformatör nüvesi yapısı elde edilebilmektedir [5, 23, 60].

Transformatörlerde çalışma frekansı artışına bağlı olarak hacimdeki küçülmeyi ve boyutlandırmayı sınırlayan diğer bir husus ise primer/sekonder sargıların yapımında kullanılan iletken tipi ile sargı yapısıdır. Orta/yüksek frekanslı transformatör tasarımında sargı yapılarının belirlenmesi işlemlerinde yakınlık ve deri etkileri de hacmi artıran faktörler arasında yer almaktadır. Ayrıca, transformatörün ısı kaynaklarının analizinde sinüzoidal olmayan uyarım durumları ile harmonik etkileri de dikkate alınmalıdır. Sıcaklık artışı sınırlamaları tasarım işlemlerinde soğutma gereksiniminin karşılanabilmesi amacıyla transformatörün boyutlarının küçültülmesi için geliştirilen teknolojilerde farklı soğutma yöntemleri tercih edilmektedir [9].

Sinüzoidal olmayan uyarım durumlarında nüve kayıplarındaki artışlar ve sargıların frekansa bağlı AA direnç değerleri transformatör performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu nedenle, orta frekanslı transformatör performans analizine yönelik olarak kare dalga uyarım durumunda nüve kayıplarının belirlenebilmesi için sinüzoidal uyarım durumuna ait klasik nüve kayıp denklemi modifiye edilmiştir [61, 62]. Simetrik ve asimetrik kare dalga uyarım durumlarında nüve kayıpları hem anahtarlama frekansı değerine bağlı olarak hem de anahtarlama doluluk oranına göre değişmektedir. Ayrıca, simetrik olmayan uyarım durumlarında akımdaki DA bileşen doymaya sebep olmakta ve transformatör performansını olumsuz yönde etkilemektedir [63]. Transformatörlerin sinüzoidal ve darbe genişliği modülasyonu (PWM) ile farklı uyarım durumlarında nüve kayıplarının karşılaştırılmasına yönelik bir çalışmada harmonik akımların nüve kaybına etkisi sonlu eleman analizi (SEA)

ile incelenmiştir. Böylelikle, günümüz güç elektroniği sistemlerinde bulunan transformatörlerin orta/yüksek frekanslı çalışma durumlarında elektromanyetik modelleme ve benzetimlerinin yapılmasıyla daha gerçekçi sonuçlar elde edilebilmektedir [64]. Ayrıca, toroid nüveli olarak tasarlanan bir transformatörün nüve kayıpları PWM uyarım durumu ile sinüzoidal uyarım durumu için karşılaştırmalı olarak test edilmiş ve PWM uyarım durumlarında nüve kayıplarında belirli bir miktar artış olduğu rapor edilmiştir [65]. Genel olarak sinüzoidal, kare ve PWM gerilimler ile uyarım durumları için elektrik makinelerinde oluşan nüve ve sargı kayıpları birbirlerine göre farklılık göstermektedir [66]. Böylece, orta frekanslı transformatörlerin çalışma frekansı değerine bağlı olarak hem nüve kayıpları hem de sargı kayıpları artmakta ve sinüzoidal olmayan uyarım durumlarındaki etkisi dikkate alınmalıdır.

Transformatörlerin nüve ve sargılarında oluşan kayıplar verimlerini ve çalışma şartlarını etkileyen en önemli unsurlardır. Bu kayıplar ısı olarak açığa çıkmakta ve önce transformatörün kendi sıcaklığının daha sonra bulunduğu ortamın sıcaklığının artmasına sebep olmaktadır. Bundan dolayı, transformatörlerde soğutma yönteminin tasarım aşamasında belirlenmesi ve sıcaklık artışının kabul edilebilir seviyelerde tutulması gerekmektedir. Anma gücü ve çalışma şartlarına göre doğal soğutma, zorlamalı hava soğutma ve sıvı soğutma gibi yöntemler kullanılabilir. Bu yöntemler maliyet ve hacim gibi etkenlere göre belirlenerek nüve ve sargılarda oluşan ısının etkin biçimde ortam dışına atılması işlemini gerçekleştirir. Büyük güçteki transformatörlerin tasarımlarında hacim çok fazla azaltılacak olursa buna bağlı olarak soğutma yüzeyi azalmakta ve dolayısıyla sıcaklık değeri yükselmektedir. Bu nedenle, büyük güçlü OF transformatörlerinde tercih edilen soğutma yönteminin ısı alma kapasitesi transformatörün boyutlandırılmasında sınırlayıcı bir etken olmaktadır [67, 68]. Sıcaklık artışı tasarımcılar için soğutma gereksiniminin karşılanmasını sağlayacak teknik ekipmanların düşünülmesini zorunlu kılmakta ve soğutma sistemleri geliştirilerek transformatör üzerine monte edilmektedir. Ancak, tüm eklemeler transformatör için boyut ve ağırlığın artmasına yol açarak montaj ve nakliyat sırasında büyük sorunlara sebep olabilmektedir [4, 69].

Modelleme ve analiz sürecinde, termal ve elektromanyetik hesaplamalar transformatörün verimliliği ile işletme parametrelerinin güvenilirliği açısından birbiriyle bağlantılı olmalıdır. Sargıları sıvı ile soğutulan bir transformatörde termik, hidrolik ve elektromanyetik analizlerin bir arada yürütülmesi tasarım işlemlerinde kullanışlı bilgiler sağlamaktadır [70].

Soğutma işleminin gerçekleştirilebilmesinde soğutma sisteminin birçok yerinde ısı alış-verişi olayı meydana gelir ve soğutma bölgesinde ısı aktarımı temel teoriyi oluşturur. Hesaplamalı akışkan dinamiği kullanan yazılımların (Fluent gibi) gelişmesiyle birlikte transformatörlerin termal davranışları prototip yapımından önce görülebilmektedir. Böylece sonlu elemanlar metodu (SEM) ile soğutucu sistemin performansı da test edilebilmektedir [71]. Transformatörlerde sıcaklık artışı değerine göre hava soğutmalı veya sıvı soğutmalı sistemler kullanılabilir. Hava soğutmalı sistemlerle karşılaştırıldığında sıvı soğutmalı sistemlerin özellikle sargılarda oluşan ısıнын alınması bakımından üstünlükleri bulunmaktadır [72]. Bu tür uygulamalarda sargıların içerisinde sıvı dolaştırılarak ısı etrafa dağılmadan önce doğrudan ısı kaynağından alınarak ortam dışına aktarılabilir.

Bu tez çalışmasında, güç elektroniği dönüştürücü devrelerinde kullanılabilecek bir orta frekans güç transformatörünün tasarımı nanokristal nüve malzemesi ile yapılmıştır. Öncelikle, belirli bir güç ve çalışma frekans değerine göre transformatörün nüvesi boyutlandırılmıştır. Daha sonra elektriksel ve mekanik parametreleri belirlenerek prototip ürün elde edilmiştir. Nanokristal nüve malzemesi ile orta/yüksek frekanslı transformatör üretimi henüz ülkemizde mevcut değildir. Çünkü firmaların ürün çeşitliliği genellikle şebeke frekanslı güç dağıtım transformatörleri üzerine olup, nüve malzemesi olarak silisli sac ile imalat yapmaktadırlar. Bu sebeple orta/yüksek frekanslı transformatör tasarımına yönelik olarak nanokristal nüve malzemesi ile herhangi bir çalışmaya rastlanılmamıştır. Son yıllarda, Türkiye’de güneş ve rüzgâr enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynakları kullanımı giderek artmakta ve bu kaynakların şebeke ara yüzlerindeki güç sistemlerinde transformatörler sıkça kullanılmaktadır. Bu güç sistemlerinin yapılarında orta ve yüksek frekans ile anahtarlanan DA-DA ve DA-AA gibi dönüştürücüler bulunmaktadır. Ayrıca, trenlerin ve elektrikli taşıtların güç sistemlerinde de bu tür dönüştürücüler kullanılmaktadır ve güçleri birkaç yüz kW ile birkaç MW aralığında olabilmektedir.

Bu çalışmanın amacı, yüksek frekanslı nüve malzemeleri ile transformatör tasarım ve üretimi noktasında birçok yenilikleri ve modern tasarım tekniklerini sunmaktır. Teknik özelliklerine göre boyutlandırılan transformatörün SEA yazılımı ile sanal ortamda imal ediliyormuş gibi modellenmesi ve bu modelin tasarım metodolojisi ile performansının test edilebilmesine ait akış diyagramı detaylı olarak açıklanmıştır. Böylece transformatörün manyetik veya elektriksel parametrelerinde istenilmeyen sınırlar dışında bir durum ile karşılaşılır ise performans istenilen düzeye gelinceye kadar nüve malzemesinin

değiştirilmesi, boyutlandırma ve sargı yapısı gibi mekanik özelliklerinde yenilemeler daha kolay bir şekilde yapılabilir. Ayrıca transformatörlerin soğutulmasında hava veya su akışkanının ısı alma kabiliyeti prototip üretiminden önce Ansys-Mechanical Fluent yazılımı ile test edilebilmekte ve soğutma yönteminin performansı tasarım aşamasında belirlenebilmektedir. Böylece modern tasarım anlayışında transformatör üretilmeden önce elektriksel, elektromanyetik ve termal davranışları birbirleri ile etkileşimli bir biçimde analiz edilmektedir. Bununla birlikte orta/yüksek frekans güç transformatör tasarımında kayıpların en düşük değerlerde tutulabilmesi ve daha küçük yapıda tasarım için yumuşak nüve malzemelerinin spesifik özellikleri ayrıntılı olarak incelenmiş ve araştırmacılara kullanışlı bilgiler sunulmuştur.

Tezin ikinci bölümünde genel olarak nüve malzemeleri ve özellikleri üzerinde durulmuştur. Bu kapsamda orta frekans transformatörlerinin nüve yapılarında kullanılabilen silisyum katkılı yönlendirilmemiş sac, amorf, ferrit ve nanokristal gibi yumuşak nüve malzemeleri elektromanyetik, elektriksel ve kayıp bakımından karşılaştırılmıştır. Böylece orta frekans aralığında transformatör tasarımı için nüve malzemesinin belirlenmesine yönelik olarak detaylı bir nüve malzeme profili çizilmiştir. Ayrıca transformatörlerin nüve yapılarında oluşan kayıplar ile bu kayıpların matematiksel modeli verilmiştir.

Üçüncü bölümde, orta frekanslı güç dönüştürücü devrelerin yapıları ile kullanılan güç anahtarlama elemanlarının özellikleri açıklanmıştır. Daha sonra, orta frekans güç transformatör tasarımının önemi üzerinde durulmuş ve nüvenin boyutlandırma yöntemi ile tasarım akış diyagramı verilmiştir. Ayrıca, transformatörün sargı iletken tipinin seçimi ile iletken kesitinin belirlenmesi detaylı olarak açıklanmış ve frekansa bağlı AA direnç değerindeki artışlar iletken tiplerine göre ayrı ayrı incelenmiştir. Böylelikle, sargı kayıplarının detaylı bir şekilde analizi yapılarak matematiksel modelleri tanımlanmıştır.

Dördüncü bölümde, transformatörlerin termal eşdeğer devresi verilmiş ve termal davranışı ile sıcaklık artışı gibi kriterler açıklanmıştır. Termal modellemede ısı transfer türleri tanımlanmış ve transformatörlerde ısı yayılma kapasitesi verilmiştir. Nüve kayıplarını oluşturan bileşenler detaylı olarak modellenmiş ve kare dalga gerilim durumuna göre uyarlanmış nüve kayıp eşitliği verilmiştir. Ayrıca, orta frekans transformatörlerinde soğutma ihtiyacı ile soğutma sistemleri için kullanılan yöntemler ve bu yöntemlerin farklılıkları üzerinde durulmuştur.

Beşinci bölümde, nanokristal nüve yapılı prototip ürüne ait teknik özellikler ile bu ürünün eşdeğer devre parametreleri verilmiştir. Bu prototip için hem SEA testleri hem de deneysel çalışmalar yorumlanarak karşılaştırılmış ve tasarlanan OF transformatörünün performansı ortaya çıkarılmıştır. SEA analizlerinde Ansys Electromagnetics Suite yazılımı kullanılmış ve güç elektroniği devresi ile birlikte transformatöre ait manyetik devrenin eş zamanlı benzetimi yapılarak daha gerçekçi şartlarda test edilmiştir. Ayrıca, hesaplamalı akışkan SEA yazılımı ile transformatörün termal davranışı ve soğutma sisteminin kabiliyeti de belirlenmiştir.

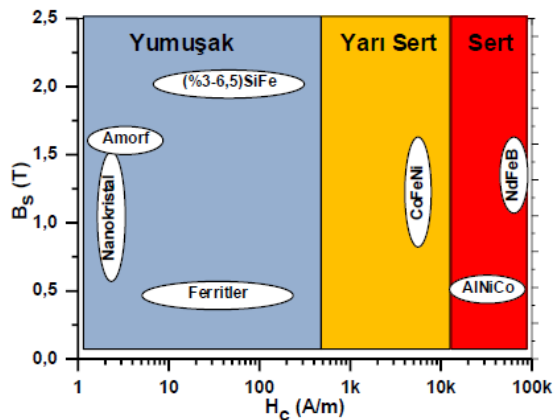
Sonuç ve öneriler kısmında OF güç transformatörlerinin nüve yapılarında kullanılabilecek yumuşak nüve malzemelerinin belirlenmesi sürecinde detaylı olarak önerilerde bulunulmuştur. Bu bağlamda, nanokristal nüve malzemelerinin üstünlükleri ile elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak açıklanmıştır. Ayrıca, ileride yapılabilecek olan çalışmalara ışık tutabilecek bilgiler verilmiştir.



2. MANYETİK MALZEMELER VE ÖZELLİKLERİ

Transformatör ve indüktör gibi manyetik devre elamanlarının nüve yapılarında kullanılan manyetik malzemenin türü güç sistemlerinin performansları açısından oldukça önemlidir. Ayrıca, manyetik devre elemanlarının tasarımında mümkün olabilecek en büyük değerde akı yoğunluğu için çalışma frekansına göre en düşük değerde spesifik nüve kaybı bulunan manyetik malzeme kullanılması güç elektroniği dönüştürücü devrelerinin boyut ve ağırlıklarının azaltılmasına olanak vermektedir. Bundan dolayı, orta frekans transformatör tasarımında en uygun nüve malzemesinin belirlenebilmesi için manyetik malzeme türlerinin ve karakteristiklerinin iyi bilinmesi gerekmektedir.

Genel olarak, yumuşak ve sert manyetik malzeme olmak üzere iki tür nüve malzemesi bulunmaktadır. Yumuşak manyetik malzemeler sert manyetik malzemelere göre kolayca manyetize ve demanyetize edilebilir. Böylece, sinüs, kare ve dikdörtgen gibi AA dalga formları ile yüksek frekansta çalışan güç elektroniği devrelerinde manyetik enerji daha verimli bir şekilde aktarılabilen ya da depolanabilmektedir. Bundan dolayı, sadece yumuşak manyetik malzemeler indüktör ve transformatörlerin nüve yapılarında kullanılabilir. Sert manyetik malzemelerin mıknatıslanması daha zordur ve elektrik motorlarının tasarımlarında kullanılmaktadır [73]. Nüve malzemeleri mıknatıslanmaya karşı giderici kuvvet değerlerine bağlı olarak yumuşak, yarı sert ve sert manyetik malzemeler olarak üç grupta sınıflandırılmaktadır. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, Vacuumselze firması tarafından sunulan katalog verilerine göre yaklaşık olarak manyetik alan kuvveti 1 kA/m değerinin altında ise yumuşak manyetik malzeme, 1-10 kA/m arasındaki değerlerde ise yarı sert ve 10 kA/m'den daha büyük değerde ise sert nüve malzemesi adı verilmektedir [74, 75].



Şekil 2.1. Manyetik malzemelerin genel olarak sınıflandırılması [74]

Böylelikle, (%3-6,5)SiFe, amorf, ferrit ve nanokristal nüve malzemeleri yumuşak manyetik malzemeler sınıfına girmektedir. Transformatör tasarımında manyetik malzemelerde aranılan en önemli parametreler şunlardır [73]:

- yüksek bağıl geçirgenlik, μ_r
- yüksek doyma akı yoğunluğu, B_s
- düşük değerde giderici kuvveti, H_c ,
- yüksek elektriksel direnç, ρ ,
- yüksek Curie sıcaklığı T_c ,
- birim hacim için düşük değerli spesifik nüve kaybı, P_v
- yüksek değerli üst çalışma frekansı, f_H (veya büyük bant genişliği BW).

Burada en kullanışlı manyetik malzemeyi ifade eden bir yeterlilik katsayısı (K_Y) matematiksel olarak Eş. 2.1 ile tanımlanabilmektedir. Bu katsayının büyüklüğü ile manyetik malzemenin performansı doğru orantılı olarak değişmektedir [73].

$$K_Y = \frac{\mu_{rc} \rho_c B_s f_H}{P_v} \quad (2.1)$$

2.1. Manyetik Malzemelere Genel Bir Bakış

Doğada bulunan tüm elementler birbirlerinden farklı olarak manyetik davranış sergilemektedir. Bazıları manyetik alana maruz kaldıklarında mıknatıslanırlar ve kalıcı mıknatıs özelliği gösterirler. Bazı elementler ise dış manyetik alana hiçbir tepki vermezler. Mıknatıslanma malzemenin hacmine göre moment miktarının değişimi olarak ifade edilebilir. Dünya'nın manyetik alan etkisi dikkate alındığında muhtelif davranışlarda manyetik özellikleri ile diyamanyetik, paramanyetik, ferromanyetik, ferrimanyetik ve antiferromanyetik olarak manyetik malzemeler bulunmaktadır [1, 73-75].

2.1.1. Diyamanyetik malzemeler

Diyamanyetik malzemeler bizmut (Bi), bakır (Cu), elmas (C), altın (Au), kurşun (Pb), civa (Hg), gümüş (Ag) ve Silisyum (Si) gibi elementlerdir. Bu elementlerin manyetik etkileri çok

zayıftır ve bağıl geçirgenlik değerleri yaklaşık $\mu_r=0,99997$ için 1 olarak kabul edilmektedir. Diyamanyetik elementler içerisinde bulundukları manyetik alana ters yönde bir manyetik etki ile tepki gösterirler. Dış manyetik alan etkisinden çıktığı anda manyetik özelliğini yitirmektedir. Bu tür elementlerden bazıları (bakır, gümüş ve altın gibi) elektrik devrelerinde iletken malzeme olarak kullanılmaktadırlar [1, 73, 75].

2.1.2. Paramanyetik malzemeler

Paramanyetik malzemeler alüminyum, (Al), kalsiyum (Ca), krom (Cr), magnezyum (Mg), niyobyum (Nb), platinyum (Pt), titanyum (Ti), tungsten (W) gibi elementlerdir. Bağıl geçirgenlik değerleri yaklaşık $\mu_r=1,00002$ için 1 olarak kabul edilmektedir. Paramanyetik elementler doğrusaldır ve göreceli geçirgenlikleri uygulanan manyetik alandan bağımsızdır. Bu tür malzemeler manyetik alan ile karşılaştıklarında küçük değerlerde bir manyetik özellik kazansalar dahi manyetik alan dışına çıkarıldıklarında bu küçük etki kısa sürede yok olmaktadır [73-76].

2.1.3. Ferromanyetik malzemeler

Ferromanyetik malzemeler (Fe) demir, nikel (Ni) ve kobalt (Co) gibi kimyasal olarak metal sınıfındaki elementlerdir. Ferromanyetik maddeler dış ortamdan herhangi bir manyetik alana maruz kaldıklarında bünyelerindeki manyetik momentler yönlendirilerek kalıcı bir manyetik özellik gösterebilmeleri yönüyle diyamanyetik ve paramanyetik maddelere göre ayrıcalık göstermektedir. Bağıl manyetik geçirgenlikleri 1'den çok büyüktür. Bu elementlerin bağıl geçirgenlik değerleri $\mu_r \gg 1$ olarak birkaç yüz binler kadar olabilmektedir. Ferromanyetik malzemeler, demir, nikel, kobalt gibi maddelerin belirli oranlarda karıştırılması ile elde edilmektedir. Çizelge 2.1'de bazı ferromanyetik malzemelerin bağıl geçirgenlik değerleri verilmiştir. Bu çizelgeye göre demirin saflık oranı arttıkça bağıl geçirgenliğin çok büyük değerlere ulaşabildiği anlaşılmaktadır [73-76].

Çizelge 2.1. Ferromanyetik malzemelerin bağıl geçirgenlik değerleri [73]

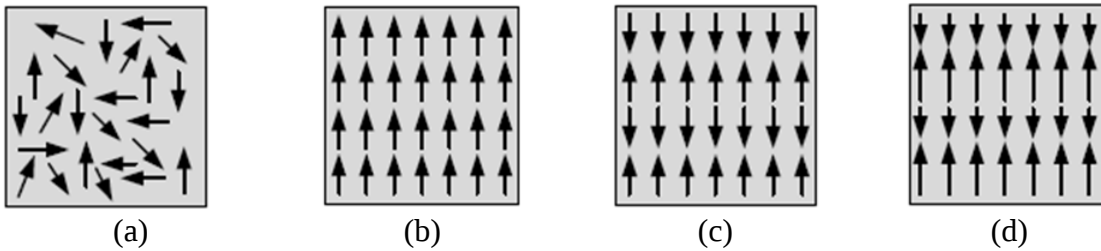
Malzeme Tipi	Geçirgenlik
Kobalt	250
Nikel	600
%99,80 Saf Demir	5000
%99,96 Saf Demir	280000

2.1.4. Antiferromanyetik Malzemeler

Antiferromanyetik malzemelerde, bitişik atomlar arasında manyetik momentleri ters yönde hizalanır ve Şekil 2.2.'de görülebileceği gibi harici bir manyetik alan olmaksızın büyüklükleri eşit olduğundan manyetik moment uygulanan bir manyetik alanın varlığında dahi net olarak sıfırdır. Uygulanan manyetik alanın varlığı ferromanyetik malzemenin manyetik özellikleri üzerinde küçük bir etkisi bulunmaktadır ve bağıl geçirgenlik bir birimden çok küçük bir miktar büyük değerdedir. Bu tür malzemelerin kendi bünyelerinde bir manyetik özelliği vardır ancak dış ortama etkileri bulunmamaktadır. Antiferromanyetik malzemelere örnek olarak oksitler, sülfatlar ve klorürler gibi iyonik bileşikler verilebilir. Böylelikle, ferrimanyetik malzemelerde kullanılan metal oksitler ile yakın bir ilişkileri bulunmaktadır [1, 73-76].

2.1.5. Ferrimanyetik Malzemeler

Ferrimanyetik malzemeler, bir veya birkaç metal oksit içeren demir oksit karışımlarıdır. Antiferromanyetik malzemelerdeki metal oksitler (Fe_2O_4) ile yakınlığı bulunmasına rağmen içeriklerine mangan (Mn) veya çinko (Zn) elementleri ilavesiyle manyetik özellik gösterebilmektedirler. Antiferromanyetik malzemelerde manyetik momentler birbirlerine ters yönde dağıldıkları için dışarıya karşı toplam manyetik etkileri sıfıra eşittir. Buna karşın Şekil 2.2'de görülebileceği gibi, ferrimanyetik malzemelerin ters yönlü momentlerinin büyüklükleri birbirlerinden farklı olduğundan dışarıya karşı ferromanyetik malzemeler kadar olmasa da pozitif değerde bir manyetik özellik gösterebilmektedirler [73-77]. En önemli üstünlükleri, yüksek frekanslarda kullanıldıklarında girdap akımlarını minimize eden yüksek elektriksel dirençli olmalarıdır ve bu tür malzemeler çoğunlukla “*ferrit*” veya “*garnet*” olarak bilinmektedir [1].



Şekil 2.2. Manyetik malzeme türlerine göre manyetik momentlerin görünümü [75]
(a) paramanyetik, (b) ferromanyetik, (c) antiferromanyetik, (d) ferrimanyetik

2.2. Yüksek Frekanslı Nüve Malzemeleri

Orta frekanslı transformatör tasarımı için yumuşak manyetik malzemelerin karakteristiklerinin çok iyi bilinmesi hem mekanik hem de elektriksel olarak son derece iyi bir performans geliştirilebilmesine olanak vermektedir. Orta ve yüksek frekanslı transformatörlerin tasarımlarında nikel-demir (NiFe) alaşım (permalloy) malzemeler kullanılmadığı için burada sadece SiFe, amorf, ferrit ve nanokristal nüve malzemeleri ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Permalloy genellikle çok yüksek frekanslı (ses frekans seviyelerinde) şok endüktanslarının nüve malzemeleri olarak kullanım için uygun yapıdadır ve 0,05-0,10 mm kalınlıklarda üretilmektedir [73-77].

2.2.1. Ferrosilikon (SiFe) çelik alaşımlar

Belirli bir oranda silikon (diğer bir adıyla silisyum) katkı içeren çelik alaşımlar (SiFe) düşük frekanslı transformatör tasarımlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Silikon katkısı çeliğin kristalize yapısını etkilemekte ve malzemenin elektriksel direnç değerini artırmaktadır. Çelik alaşım içeriğine %3 oranında silisyum ilavesiyle direnç değeri yaklaşık olarak dört kat artmaktadır. Böylece nüve malzemesinin girdap akımlarının etkisiyle oluşan spesifik nüve kayıp değeri azalmaktadır [73]. Silikon katkılı nüve malzemelerinde frekansa bağlı manyetik polarizasyon için gerekli enerji azalmakta ve tersine bağlı geçirgenlik değeri ise artmaktadır. Buna bağlı olarak nüve malzemesinin histerezis kayıpları da azalmaktadır. Silikon katkısının diğer bir yararı ise manyetik malzemenin manyetik gerilme (magnetostriksiyon) değerini küçültmesidir. Manyetik büzülme (manyetostriksiyon) katsayısının küçük değerde olması transformatörün çalışma frekansına bağlı olarak ortama yayacağı gürültü seviyesini azaltmaktadır. Ayrıca, silikon katkısı ile nüve malzemesinin doyma akı değeri de artmaktadır. Son yıllarda üretilen %6,5 oranında silikon katkısı ile yaklaşık 2 T değerine kadar doyma akı yoğunluğu elde edilmiştir. Silikon katkılı nüve malzemelerine tanecik yönlendirmeli (GO) veya yönlendirilmemiş (NGO) olarak iki farklı kategoride ve değişik silikon katkı oranına göre ticari olarak ulaşılabilir. Buna rağmen silikon alaşım malzemenin içerisinde bulunan yaklaşık %6,5 oranındaki silisyum maddesi 0,05 mm gibi ince bir malzeme için kesme işlemlerini oldukça zorlaştırmaktadır. Silikon katkısı arttıkça malzeme sertleşmekte ve kırılgan hale gelmektedir [1]. Son yıllarda yönlendirilmemiş SiFe nüve malzemeleri 0,05 mm ve 0,10 mm kalınlıklarda imal edilmektedir [78]. Bu tür malzemeler ile genellikle elektrik motorları, jeneratörler ve şok endüktansları

tasarlanabilmektedir. Ayrıca, OF transformatörlerinde yaklaşık olarak 1 kHz anahtarlama frekansı için %6,5 oranında silisyum katkılı (JFE-Supercore) nüve malzemeleri ile tasarımlar mevcut olmasına rağmen çalışma frekans değeri arttıkça azalan akı yoğunluğunun genliğine bağlı nüve boyutları artmakta, ayrıca spesifik nüve kayıpları çok daha büyük değerlere ulaşacağından kullanımı sınırlanmaktadır [30].

2.2.2. Ferrit malzemeler

Ferritler, ferrimanyetik maddeler olarak sert, yoğun, kırılkan; kimyasal olarak etkisiz ve homojen bir polikristal seramik mangan (Mn) ile çinko (Zn) veya nikel (Ni) ile çinko (Zn) karıştırılmış demir oksitler (Fe_2O_4) ile imal edilmektedir. Bu malzemeler yüksek basınçta preslenerek 1000-1500 °C arasındaki sıcaklıklarda fırınlanmaktadır. Metal oksitlerden oluşturulan kristal kübik yapıda seramikler olarak da bilinmektedir. Ferrit malzeme tanecikleri 10-20 μm olan küçük kristallerden meydana gelmektedir. Seramik yapısına benzerliği ile girdap akımlarını azaltan yüksek elektriksel direnç değeri ferritlerin en önemli üstünlüğüdür. Genel kimyasal bileşimi formülü $(\text{XX})\text{Fe}_2\text{O}_4$ olarak XX mangan (Mn), çinko (Zn), nikel (Ni), kobalt (Co), bakır (Cu), demir (Fe), ya da magnezyum (Mg) gibi geçiş metallerini temsil etmektedir. Ferritlerin en yaygın kimyasal bileşimleri $\text{NiZnFe}_2\text{O}_4$ ve $\text{MnZnFe}_2\text{O}_4$ ticari olarak kullanıma sunulmuştur [68, 69]. Düşük değerli doyma akı yoğunluğu $B_s < 0,5 \text{ T}$ ile bağlı geçirgenlikleri 1000-5000 olarak yüksek frekanslı uygulamalarda düşük kayıplı ferrit nüve malzemeleri büyük değerli direnç değerleri nedeniyle yüksek frekans performansları oldukça iyidir. Ancak, çok büyük güçlerdeki transformatör tasarımlarında boyutlandırmada mekanik yönden sınırlılık getirmeleri yönüyle elverişli bir mekanik özelliği bulunmamaktadır [30, 73].

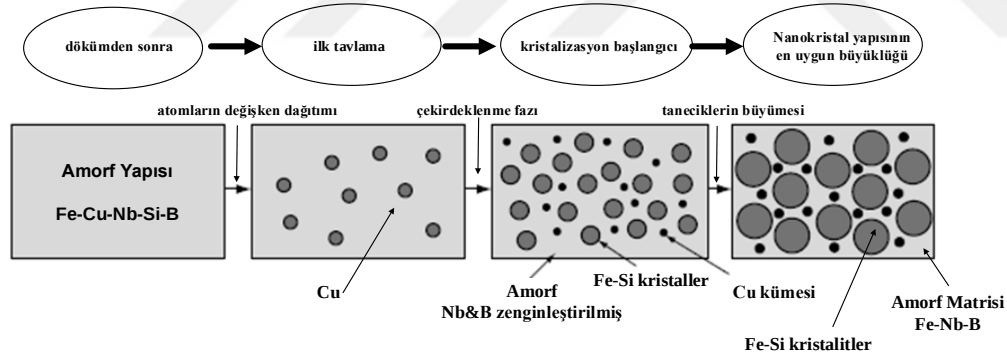
2.2.3. Amorf alaşım malzemeler

Amorf alaşım malzemeler demir içeriğinde kobalt (Co) ve nikel (Ni) gibi farklı manyetik malzemeler ya da bor, silisyum, niyobyum ve mangan gibi geçiş metallerini bulunduran alaşımlardır. Cama benzer şekilde kristal olmayan yapıda oldukları için amorf metallere metalik camlar denilmektedir. Amorf nüve malzemeleri 30-50 μm kalınlıkta ve 50 mm genişlikte şeritler halinde üretilmektedir ve doyma akı değerleri yaklaşık olarak 1,56 T kadardır [73]. En büyük sakıncaları yüksek frekanslı anahtarlama ortamına yaydıkları gürültü seviyelerinin çok fazla oluşudur. Bu sebeple amorf nüve malzemeleri en çok 4 kHz

çalışma frekans değerine kadar olan uygulamalarda önerilmektedir [4].

2.2.4. Nanokristal nüve malzemeleri

Son yıllarda nanokristal yapısı ile yeni nesil yumuşak manyetik malzemeler üzerine araştırmalar yoğunlaşmıştır. 1988 yılında, Japon şirketi Hitachi, Yoshizawa, Oguma ve Yamauchi firmaları bu araştırmalar kapsamında elde ettikleri bulguları yayınlamıştır [79]. Bu tür nüve malzemeleri tipik olarak 7-20 nm gibi boyutlarda kristaller içerdiğinden nanokristal olarak adlandırılmaktadır. Nanokristal şeritler çok ince yapılarda bireysel tanelerinin büyüklüğü 70 nm'yi aşmayan kristal malzemelerdir. Bu şeritler iki aşamada üretilmektedir. İlk aşamada, temel bileşeni demir olan amorf alaşımın hızlı soğutulmasıyla metalik cam elde edilir. Şekil 2.3'te görülebileceği gibi bir sonraki adım, nanokristal yapıdaki malzemeyi veren metalik camın termal veya termomanyetik bir işlemidir. Bu işlem sırasında hassas kontrollü kristalleşme süreci bulunmaktadır ve farklı manyetik özellikleri bulunan malzemeleri üretme imkânı yaratmaktadır [73-80].

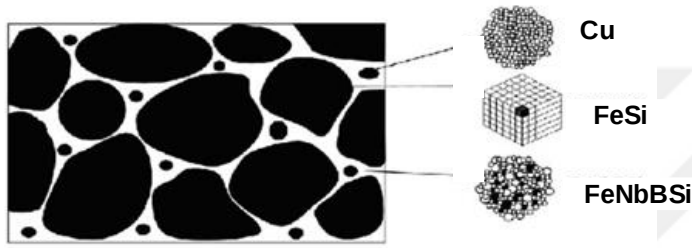


Şekil 2.3. Amorf ve nanokristal şeritlerin üretim teknolojisi [75, 80]

Nanokristal malzemelerde çok küçük değerlerde manyetostriksiyon oluşmaktadır. Manyetostriksiyon katsayısı amorf malzemelerde 27 ppm iken nanokristal malzemenin FeSiBNbCu alaşımında Cu varlığı ile yaklaşık 0,1 ppm olduğu kabul edilmektedir. Bu özelliği sayesinde güç dönüştürücülerde düşük gürültüye sebep olması yüksek frekans uygulamalarında tercih edilmesini sağlamaktadır [81]. Amorf ve nanokristal malzemelerin genel olarak kimyasal bileşimi Eş.2.2 ile içeriklerinin yüzdesi olarak ifade edilebilir [76].

$$X_{70-85}Y_{15-30}(\%) \quad (2.2)$$

Burada, içeriğin temel maddesi X olarak %70-85 oranında demir (Fe), nikel (Ni) ve kobalt (Co) elementleridir. Y maddesi ise %15-30 oranında silisyum (Si), bor (B), bakır (Cu), niyobyum (Nb), molibden (Mo) gibi elementlerdir. Uygulama gereksinimlerine bağlı olarak nanokristal nüve malzemesinin üretim süreci manyetik özellikleri üzerinde belirli bir etkisi olan her bir kimyasal elementten uygun bir miktar seçilerek amorf malzemenin kristalizasyon aşamasında eklenmektedir. Şekil 2.4’de görüldüğü gibi nanokristal içerisinde, bakır (Cu) varlığı aynı zamanda malzemenin kristalizasyon işleminin homojenliğini de sağlamaktadır [79].



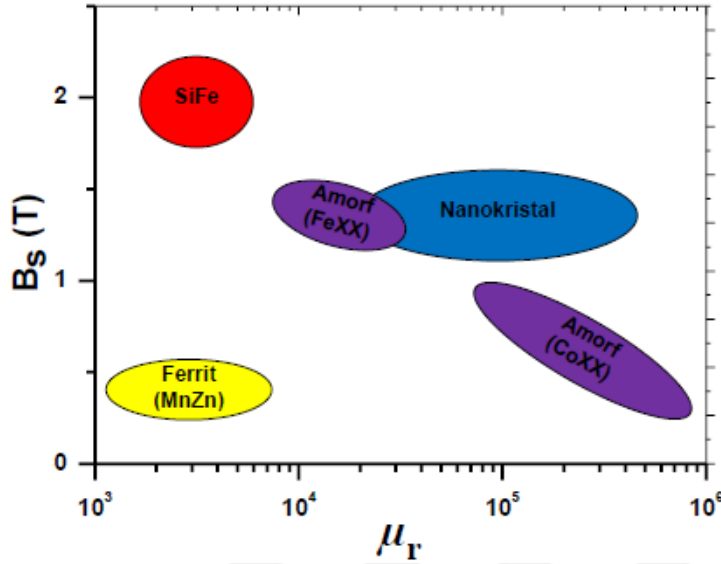
Şekil 2.4. Nanokristal malzemenin yapısı [79]

Burada, niyobyum içeriği (Nb), nanokristal malzemenin tanecik büyüklüğünü etkilemekte ve %6,5 SiFe mikrokristalin malzemenin aksine tanecik boyutu küçülen nanokristal malzemede giderici kuvveti değerini oldukça azaltmaktadır. Böylelikle, nanokristal malzemelerin önemli bir özelliği silikon (Si) içeriğinin uygun seçimi ile elde edilmektedir ve düşük değerli bir giderici kuvveti ile yumuşak nüve malzemeleri içerisinde en iyi performansı barındırmaktadır [79].

2.3. Yumuşak Nüve Malzemelerinin Özelliklerinin Karşılaştırılması

Orta frekans transformatör tasarımında kullanılabilecek dört farklı nüve malzemesinin spesifik açıdan karakteristikleri birbirlerinden belirli miktarlarda farklı değerlerde olabilmektedir. Nüve malzemesinin tercihi tasarımcıya ait olmakla birlikte en uygun parametreleri bulunduran malzemenin seçiminde birçok husus ön plana çıkmaktadır. Geçirgenliği ile doyma akı yoğunluğu en büyük değerde ve buna karşın anahtarlama frekansına bağlı nüve kaybı değeri en az olan malzeme kullanmak transformatörün hem elektriksel (regülasyon ve kayıplar ile sıcaklık artışı gibi) hem de mekanik (hacim ve ağırlık gibi) yönlerden performansını etkilemektedir. Yumuşak nüve malzemelerinin doyma akı

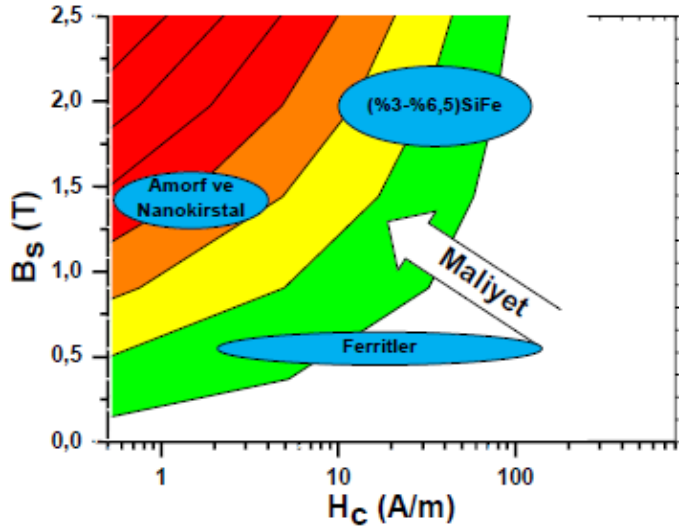
değeri ve bağıl geçirgenliklerinin karşılaştırılabilmesi için Şekil 2.5'te verilen grafik oldukça yararlı bilgiler sunmaktadır.



Şekil 2.5. Yumuşak nüve malzemelerinin manyetik özellikleri [75]

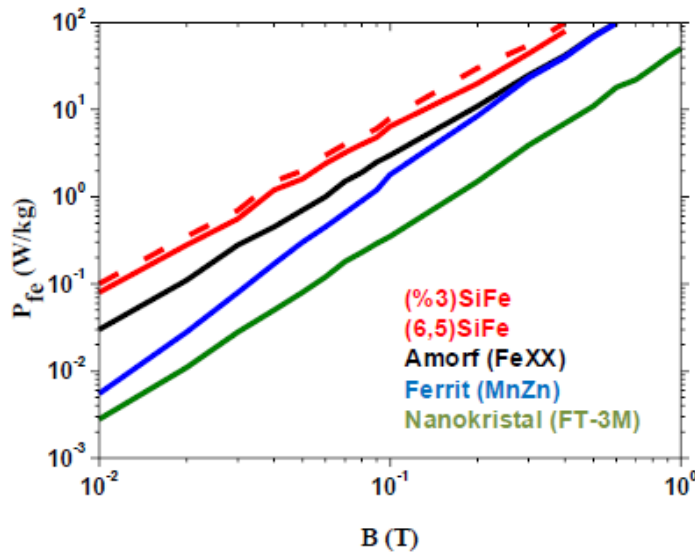
Bu grafiğe göre, SiFe tip nüve malzemesinin büyük değerlerde doyma akı yoğunluğu olmasına rağmen geçirgenliği diğer malzemelere göre daha azdır. Ferrit malzemelerin hem doyma akı değeri hem de geçirgenlikleri amorf ve nanokristal malzemelere göre çok küçüktür. Amorf nüve malzemesinin geçirgenliği ise nanokristal malzemeye oranla daha küçük değerdedir. Dolayısıyla nanokristal nüve malzemesi geçirgenlik ve doyma akı değeri kriterlerine göre diğer malzemelere kıyasla daha kullanışlı olmaktadır.

Yumuşak nüve malzemelerinin giderici kuvveti değeri ne kadar küçük ise çalışma frekansına bağlı olarak manyetik akının yön değiştirmesi aynı oranda kolaylaşmaktadır. Ancak nüve malzemelerinin giderici kuvveti değerinin azaltılabilmesi özel alaşımların üretilmesini gerektirmekte ve bu durum üretim maliyetlerini değiştirmektedir. Bu sebeple, Şekil 2.6'da verilen grafikten görülebileceği gibi amorf ve nanokristal nüve malzemelerinin maliyeti diğerlerine göre daha fazla olmaktadır. Buna rağmen nanokristal nüve malzemesinin giderici kuvveti değeri diğerlerine göre çok küçük değerdede olduğundan elverişli bir yapıda yumuşak nüve malzemesi olmasına öncülük etmektedir.



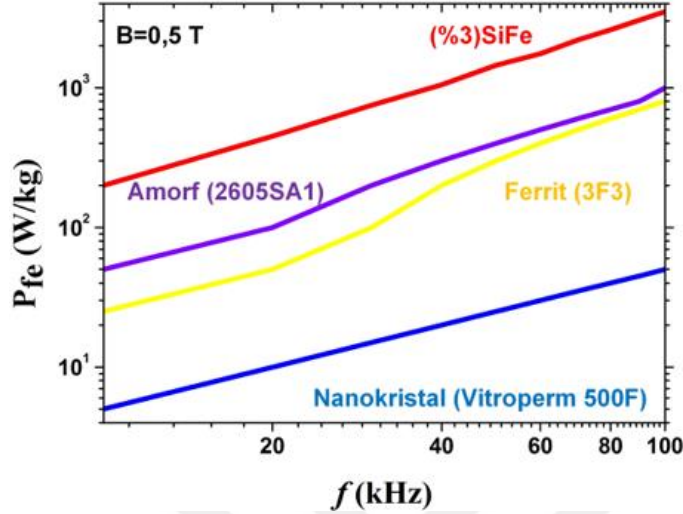
Şekil 2.6. Yumuşak nüve malzemelerinin maliyetleri [75]

Amorf, ferrit, silikon çelik alaşım ve nanokristal nüve malzemelerinin 10 kHz anahtarlama frekansı için akı yoğunluğuna bağlı olarak spesifik nüve kaybı değerleri Şekil 2.7'de verilen grafik ile kolaylıkla karşılaştırılabilmektedir. Bu grafiğe göre nüve kaybı en çok SiFe malzemede ve en az ise nanokristal malzemede oluşmaktadır. Bunun en önemli sebeplerinden birisi nanokristalin nüve malzemesinin giderici kuvvetinin diğerlerine göre çok küçük değerde olmasından dolayı histerezis kayıplarının da az oluşudur. Diğer taraftan, 18-33 μm kalınlıklar için nanokristal şeritlerin daha ince yapıda olması girdap akım kayıplarını da oldukça azaltmaktadır. Böylece, orta frekans transformatör tasarımında nanokristal malzeme kullanıldığında nüve kayıpları çok küçük değerlerde olmaktadır.



Şekil 2.7. Yumuşak nüve malzemelerinin 10 kHz için spesifik nüve kayıpları [82]

Yumuşak nüve malzemelerinin farklı çalışma frekansı değerlerine bağlı olarak spesifik nüve kaybı değişimini ifade eden grafik Şekil 2.8'de görülmektedir.



Şekil 2.8. Nüve malzemelerinin frekans değerine bağlı spesifik nüve kayıpları [30]

Bu grafiğe göre, çalışma frekansının en küçük olduğu durumda dahi SiFe malzemesinin kaybı en büyük değerde olmakta ve frekans ile nüve kaybı aşırı derecede artmaktadır. Frekans artışına bağlı olarak en kullanışlı kayıp verileri nanokristal malzemede bulunmaktadır. Amorf, ferrit, silikon çelik alaşım ve nanokristal nüve malzemelerinin çeşitli kriterlere göre karşılaştırılabilmesi amacıyla Çizelge 2.2 farklı üretici firmaların kataloglarından elde edilmiştir [76-83].

Çizelge 2.2. Yumuşak nüve malzemelerinin karakteristiklerinin karşılaştırılması

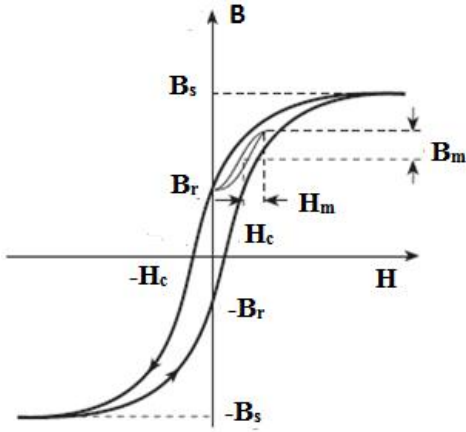
Parametreler	Malzeme Türü			
	(%3)SiFe	Amorf	Ferrit N87	Nanokristal
Malzeme İçeriği	FeSi	FeSi	MnZn	Fe _{73,5} Cu ₁ Nb ₃ Si _{15,5} B ₇
Doyma Akı Yoğunluğu [T]	1,87	1,56	0,52	1,25
Bağıl Geçirgenlik, [μ_r] (25 °C, 100 kHz ve 1 mT için)	23000 (800)	20000 (1200)	2200 (1800)	70000 (15500)
Curie Sıcaklığı [°C]	700	395	210	510
Giderici Kuvveti, H_c [A/m]	30	4	21	0,8
Kütle Yoğunluğu [kg/m ³]	7650	7180	4850	7200
Malzeme Kalınlığı [mm]	0,1	0,025	block core	0,018
Elektriksel Direnç [$\mu\Omega$ m]	0,72	1,37	10	1,15
Termal İletkenlik [(W/m K)]	19,6	10	3,5-5	10
Sürekli Çalışma Sıcaklığı [°C]	150	150	140	120
Spesifik Isı Kapasitesi [J/(K kg)]	500	540	750	500
Paketleme Faktörü	0,95	0,83	1	0,78
Manyetostriksiyon Katsayısı (ppm)	3	27	0,6	0,1
Spesifik Nüve Kaybı, (100 kHz / 0,1 T için), [kW/m ³]	1757	1377	73	49
Mevcut Nüve Geometrik Şekilleri	C, I	C, I, Toroid	EE, EI, UU, Toroid	C, I, Toroid
Üretici Firma ve Malzemenin Kodu	JFE Steel 10JNF600	Metglas 2605SA1	Ferroxcube 3C93	Vacuumschmelze Vitroperm 500F

Tasarımcı kendi tecrübelerine bağlı olarak elektriksel ve manyetik parametreler ile malzemeye ulaşılma olanakları gibi hususları da dikkate alarak en uygun nüve malzemesine karar vermektedir. Buradaki önemli nokta, belirli bir güç kapasitesi ile anahtarlama frekansı değerine göre gerekli manyetik endüksiyonu sağlayabilecek minimum boyutlarda ve en az değerde güç kayıpları olan bir transformatör tasarlayabilmek için ihtiyaç duyulan bir nüve malzemesinin belirlenmesi işlemidir.

Bu çizelgede verilen Curie sıcaklığı, ferromanyetik bir maddenin, manyetik özelliğini yitirip paramanyetik hale geçtiği kritik sıcaklık değeridir. Curie sıcaklığının üstünde, ısı enerjisi manyetik momentlerin rastgele yönelmelerine sebep olmakta ve madde paramanyetik hale geçmektedir. Yumuşak nüve malzemeleri içerisinde nanokristal nüve malzemesinin silikon katkılı manyetik malzemelerin büyük değerdeki doyma akı yoğunluğu ile ferrit malzemelerin yüksek frekanslardaki düşük değerli spesifik nüve kaybı özelliklerini bünyesinde birleştiren oldukça kullanışlı bir nüve malzemesi olduğu anlaşılmaktadır [73].

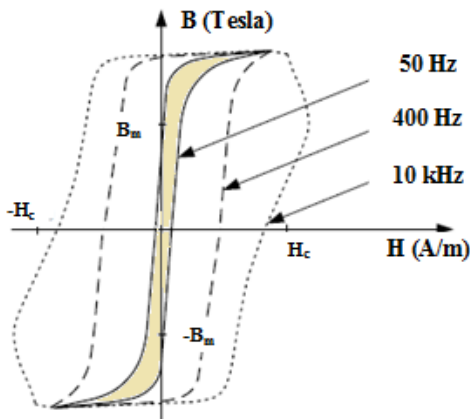
2.4.Histerezis Eğrisi

Nüvedeki manyetik sürtünme nedeniyle oluşan mıknatıslanma eğrisi histerezis olarak adlandırılmaktadır. Bu eğri, AA elektrik enerjisinin bir periyotluk süreçte maruz kaldığı mıknatıslama (manyetizasyon) ve giderici mıknatıslama (demanyetizasyon) sırasında manyetik alan şiddeti (H) ile manyetik akı yoğunluğu (B) arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Ferromanyetik malzemelerin manyetik bir hafızaları bulunduğundan harici manyetik alan etkisi ortadan kalksa dahi belirli bir miktarda mıknatıslanma kalıntısı geride kalmaktadır. Histerisiz eğrisinde $H=0$ iken $\pm B_r$ değerine remanans (ya da kalıntı mıknatısiyet) manyetik akı yoğunluğu denir. Diğer taraftan, $B=0$ iken $\pm H_c$ değeri mıknatıslanmayı yok etmek için gerekli giderici kuvvetidir ve bu giderici kuvvetin değeri kalıntı mıknatısiyeti yok edebilecek büyüklüktedir. Ayrıca, giderici kuvveti değeri ferromanyetik nüve malzemeleri için oldukça önemli bir parametredir. Çünkü malzemelerin manyetik kayıpları histerezis eğrisinin alanına (A_{BH}) bağlı olarak değişmektedir. B-H eğrisi ya da çevrimi olarak da adlandırılan histerezis eğrisi, Şekil 2.9'da görüldüğü gibi doyma değerine kadar artış gösteren ve doğrusal olmayan bir fonksiyondur [73, 75, 84].



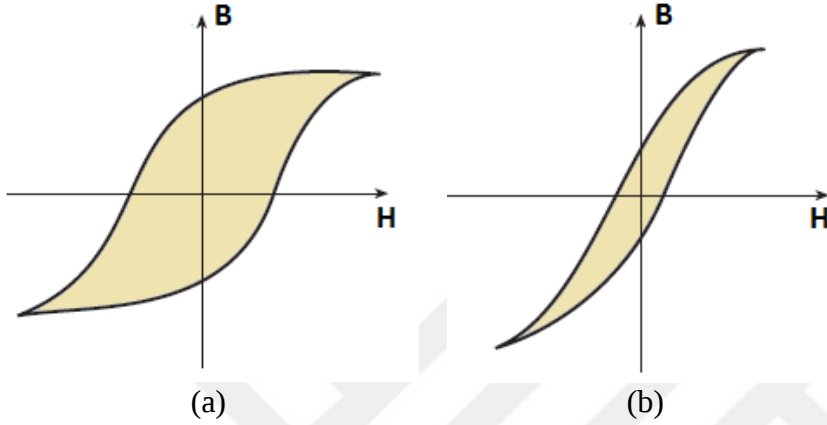
Şekil 2.9. Histerezis (B-H) eğrisi [73]

Mıknatıslama işleminde manyetik alan şiddetinin değeri sıfırdan $+H_m$ değerine kadar yükseltildiğinde besleme kaynağından çekilen enerji nüvenin birim hacmi için B-H eğrisinin kapladığı yüzey ile orantılı olarak artmaktadır. Manyetik alan şiddeti tekrar sıfır değerine kadar azaltıldığında kalıntı mıknatıs etkisiyle manyetik akı yoğunluğunun değeri sıfıra düşmemektedir. Bu nedenle belirli bir miktar enerji besleme kaynağına tekrar aktarılmaktadır. Alternatif akımın doğası gereği yarım periyotluk süresinde bir alternans için B_m genliğindeki akı yoğunluğu ile çalışma frekansı değerine bağlı olarak oluşan eğrinin yüzeyi kadar enerji manyetik malzemenin ısınmasına neden olan histerezis enerjisi olarak adlandırılmaktadır. Histerezis kaybı olarak bu enerji akı yoğunluğu genliği ile besleme kaynağının frekans değeri arttıkça giderek artış göstermektedir. Şekil 2.10'da değişik çalışma frekans değerlerinde histerezis eğrileri görülmektedir [84]. Burada besleme kaynağının frekans değeri arttıkça B-H eğrilerinin yüzey alanının genişlediği ifade edilmektedir.



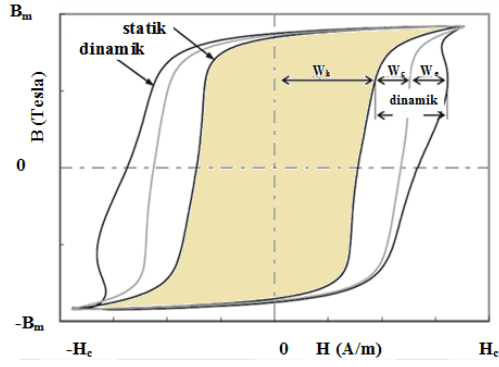
Şekil 2.10. Farklı frekans değerleri için histerezis eğrileri [75]

Bununla birlikte giderici kuvveti değerine göre manyetik malzemeler yumuşak ve sert manyetik olarak iki farklı gruba ayrıldığından Şekil 2.11’de görülebileceği gibi yumuşak manyetik malzemelerde $H_c < 1 \text{ kA/m}$ ve sert manyetik materyallerde ise $H_c > 1 \text{ kA/m}$ olarak ifade edilmektedir [73, 76]. Dolayısıyla sert nüve malzemelerinin histerezis eğrilerinin yüzeyleri yumuşak malzemelere oranla daha geniştir ve daha çok nüve kaybı oluşmaktadır.



Şekil 2.11. Sert ve yumuşak manyetik malzemelerin histerezis çevrimleri [73]
(a) sert manyetik malzemeler, (b) yumuşak manyetik malzemeler

Histerezis çevrimi olarak da adlandırılan B-H eğrisi, bir manyetik malzemenin mıknatıslanması esnasında ısı olarak kaybedilen bir enerjinin miktarıdır ve bu çevrimin elde edilmesinde en uygun metot DA kullanılmasıdır. Uyartım akımı kademeli olarak arttırıldığında akıma bağlı olarak manyetik alan şiddetinin doğrusal değişimiyle birlikte DA kullanıldığı için girdap akım kaybının oluşması önlenerek sağlıklı bir şekilde histerezis kaybı belirlenebilmektedir. Bu metotla elde edilen histerezis çevrimi *statik histerezis çevrimi* olarak adlandırılmaktadır. Alternatif akım kullanılması durumunda mıknatıslanma periyodu sürekli olarak tekrarladığı için histerezis kaybı frekans değerine bağlı olarak değişir. Ayrıca nüve malzemesi değişken manyetik alan içerisinde bulunduğundan malzeme kalınlığı, öz direnci, manyetik akı yoğunluğu ve frekansa bağlı olarak kendisi üzerinde gerilim indüklenmesinden dolayı girdap akımları dolaşmaktadır. Böylece hem histerezis hem de girdap akım kayıplarını içeren histerezis çevrimi *dinamik histerezis çevrimi* olarak ifade edilmektedir. Statik ve dinamik histerezis çevrimleri Şekil 2.12’de verilmiştir [84, 85].



Şekil 2.12. Statik ve dinamik histerezis çevrimleri [85]

Dinamik histerezis çevriminde toplam enerji Eş. 2.3'te verildiği gibi üç farklı karakteristikte histerezis kaybı, klasik girdap akım kaybı ve anormal girdap akım kaybını oluşturan enerjiler olarak ayrıştırılmaktadır [85].

$$W_{Toplam} = W_h + W_c + W_e \quad (2.3)$$

2.5. Nüve Kayıpları

Yüksek frekanslı uygulamalarda nüve kaybı ve sıcaklık artışı tasarımda en önemli sınırlamadır. Nüve kayıpları genel olarak histerezis kaybı, girdap (fuko) akım kaybı ve anormal girdap akım kaybından oluşmaktadır. Histerezis kaybı nüvenin mıknatıslanması sürecinde nüve malzemesinin manyetik momentlerini döndürmek ve hizalamak için kullanılan enerjidir. Frekans değerine bağlı olarak nüve malzemesinin manyetik momentleri yönlenirken moleküllerinin birbirlerine sürtünmesi sonucu meydana gelmektedir. Belirli bir frekans değerinde AA elektrik enerjisi ile uyarılan V_c hacmindeki nüve için histerezis güç kaybı Eş. 2.4 ile tanımlanabilir [73].

$$P_H = P_h \cdot V_c \quad (2.4)$$

Nüve malzemesinin bağlı geçirgenliği arttıkça Eş.2.5 ile ifade edildiği gibi histerezis kaybı azalmaktadır.

$$P_h = f \oint H \cdot dB = 4 f H_m B_m = \frac{4 f B_m^2}{\mu_r \mu_0} \quad (2.5)$$

Böylece kapalı bir histerezis eğrisinin alanı A_{BH} olarak birim hacim başına histerezis kaybı Eş. 2.6 ile ifade edilebilir [73].

$$P_h = 4 f A_{BH} (W/m^3) \quad (2.6)$$

Ferromanyetik nüve malzemelerinin belirli bir değerde iletkenlikleri olduğu için değişken manyetik alan içerisinde bulunduklarında kapalı devre nüve malzemelerinde indüklenen girdap akımları tarafından fuko akım kaybı adı verilen güç kayıpları meydana gelmektedir. Girdap akım kaybı nüvenin büyüklüğü ve şekline bağlı olduğu kadar uyarım akımının büyüklüğü ve dalga formunun şekline bağlı olarak da değişmektedir. Faraday kanununa göre indüklenen girdap akımları için Eş.2.7 yazılabilir [73].

$$\frac{dB(t)}{dt} = \frac{v(t)}{NA_c} \quad (2.7)$$

Böylece, girdap akım kaybı (P_E) nüve hacmi (V_c), nüve kesiti (A_c), nüve malzemesinin elektriksel direnç değeri (ρ_c) ve bir periyotluk süredeki (T) manyetik akı değeri $B(t)$ için Eş.2.8 ile toparlanabilir.

$$P_E = \frac{V_c A_c}{8\pi \rho_c} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad (2.8)$$

Nüve kayıpları için halen geçerliliğini koruyan denklem Steinmetz tarafından 1892'de tanımlanmıştır. Bu denklem genel olarak transformatör, indüktör ve elektrik motorlarının nüvelerinde oluşan güç kayıpları için Eş.2.9 ile ifade edilebilir [30, 86].

$$P_c = K f^\alpha B_m^\beta \quad (2.9)$$

Bu denklemde K , α ve β nüve malzemesinin spesifik özelliklerine göre belirlenmektedir. Steinmetz denklemi statik histerezis kaybı P_h , klasik girdap akım kaybı P_e ve anormal girdap akım kaybı P_e olarak üç kısma ayrıştırılarak Eş.2.10 ve 2.11 ile verildiği gibi analiz edilmektedir [1, 30].

$$P_c = P_h + P_c + P_e \quad (2.10)$$

$$P_C = K_h f B_m^x + K_c (B_m f)^2 + K_e (B_m f)^{1.5} \quad (2.11)$$

Bu eşitlikte K_h malzemenin cinsine göre değişen histerezis katsayısıdır ve üretici firma kataloglarından belirlenen bu katsayının değeri nüve malzemesinin manyetik geçirgenliği ile ters orantılı olarak değişmektedir. x ise Steinmetz katsayısıdır ve nüve malzemesinin türüne göre 1,5 ile 2,5 arasında değişmektedir. Nüvede dolaşan manyetik akı yoğunluğunun genliği B_m değeri Tesla olarak alındığında birim ağırlık başına nüve kaybı W/kg olarak elde edilebilir [1, 30].



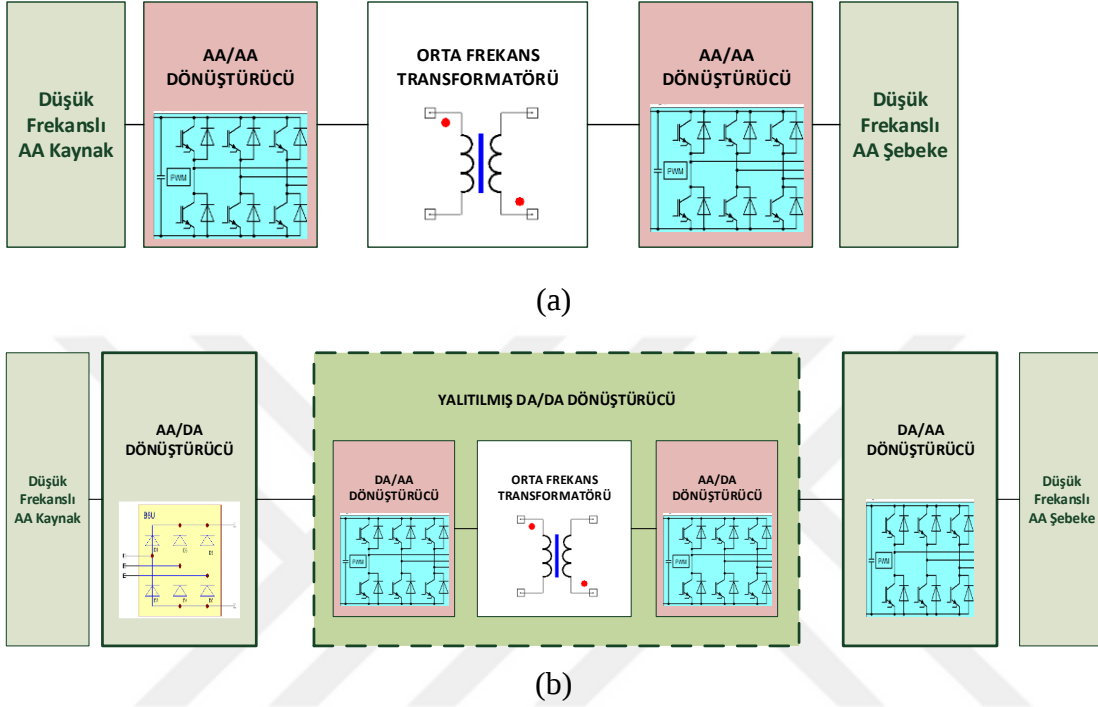
3. ORTA FREKANSLI GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Güç elektroniği devrelerinin uygulama alanları gün geçtikçe çok daha yaygın hale gelmekte ve artan güç ihtiyacı çok büyük güçlerin aktarımını gerektirmektedir. Ayrıca güç elektroniği devrelerinde yarıiletken güç anahtarlarının orta ve yüksek frekanslarda anahtarlama çok hızlı bir şekilde yapabilmeleri gerekmektedir. Bundan dolayı dönüştürülen güç değerleri büyüdükçe ve çalışma frekansı arttıkça devre elemanlarının sınırları aşılabilmektedir. Güç kapasitesi 10 kW ve daha büyük değerli olan güç elektroniği devreleri orta frekanslı olarak tasarlandığında kayıplar ve sıcaklık açısından daha iyi performans sağlamaktadır. Genellikle 10 kW'dan daha küçük güç seviyelerinde yüksek frekanslı anahtarlama kolaylıkla yapılabilmektedir. Ancak güç kapasitesi büyüdükçe anahtarlar üzerinden daha büyük değerlerde akımlar geçtiğinden yüksek frekansta anahtarlama bir takım problemlere yol açmaktadır [87, 88]. Böylece orta frekansta anahtarlama yapıldığında güç elektroniği devrelerinin kayıpları ile sıcaklık artışları kabul edilebilir değerlerde kalmaktadır. Orta frekanslı güç dönüştürücülerin yapılarında çeşitli amaçlarla transformatör bulunmaktadır ve bu transformatörün boyutları orta frekans çalışma durumu için oldukça küçük yapılarda tasarlanabilmektedir. Yalıtılmış DA/DA dönüştürücü devrelerde OF transformatörü olarak adlandırılmaktadır. Bu tür transformatörlere literatürde “güç elektronik transformatörü, (PET)” veya “yarıiletken transformatörü, (SST)” adı da verilmektedir [30, 87].

3.1. Güç Topolojileri ve Anahtarlama Elemanlarının Özellikleri

Orta frekans transformatörlü güç dönüştürücüler Şekil 3.1’de görülebileceği gibi direkt (doğrudan) dönüşüm ve endirekt (dolaylı) dönüşüm olarak iki farklı yapıda tasarlanabilmektedir [30]. Direkt dönüşüm de transformatörün her iki tarafında AA/AA frekans dönüştürücü devresi bulunmaktadır. Topolojinin sol tarafındaki AA/AA dönüştürücü düşük frekanslı şebekeyi orta frekans değerine çevirmek için gerekmektedir. Dolaylı dönüştürücü devrelerinin yapılarında ana eleman olarak bir fazlı ya da üç fazlı tasarlanabilen ve yalıtımlı çift yönlü çalışabilen DA-DA dönüştürücü topolojisi kullanılmaktadır [11, 87, 88]. Bu topolojinin giriş tarafında belirli bir AA gerilimi doğrultmak için tam köprü doğrultucu devresi bulunur. Doğrultucu çıkışında elde edilen DA gerilim orta frekanslı bir AA gerilime dönüştürülmektedir. Burada OF transformatörü orta frekanslı kare dalga gerilim uyarım altında dönüşüm yapmaktadır. Transformatör çıkışında

istenilen genlikte uygunlaştırılan orta frekanslı AA gerilim bir defa daha DA gerilime dönüştürülmektedir. Son olarak düşük frekanslı orta gerilimli şebekeye paralel bağlanabilmek için DA/AA evirici ile şebeke frekanslı AA gerilim elde edilmektedir.

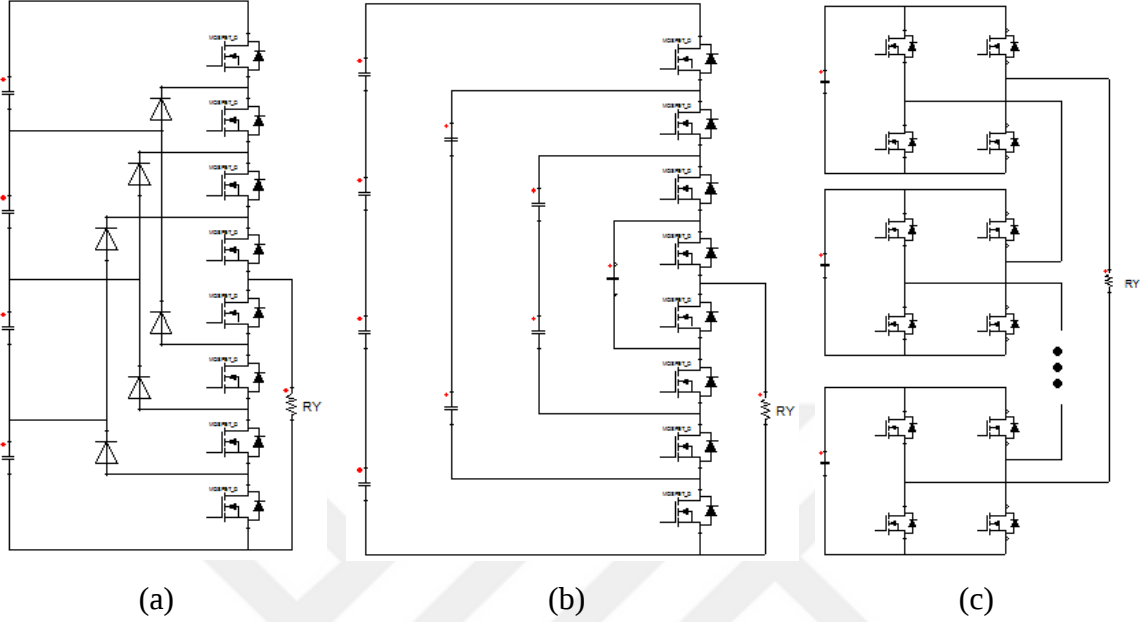


Şekil 3.1. OF transformatörlü güç dönüştürücü topolojileri [30]

(a) doğrudan dönüştürüm, (b) dolaylı dönüştürüm

Dolaylı güç dönüştürücü devresinde ise nötr-noktası kenetlemeli (NPC) evirici, gerilim dengeleyici kapasitör kenetlemeli (FC) evirici ve kaskat tam köprü (CHB) evirici olarak Şekil 3.2’de verildiği gibi üç farklı yapıda çok seviyeli tasarlanabilen evirici topolojileri çoğunlukla orta gerilim güç sistemlerinde kullanılmaktadır [30]. Aralarında orta gerilim uygulamaları için en yaygın olanı modüler yaklaşımla, farklı gerilim seviyeleri ve daha yüksek güçlerde kullanılabilirlik için kaskat H köprü evirici yapısına dayalı yenilikçi topolojiler son yıllarda tasarlanmıştır [89]. Büyük güç ve yüksek frekanslı güç elektroniği devrelerinde anahtarlama elemanlarının anma akım/gerilim değerleri ile anahtarlama kayıpları gibi sınırlamalar ile iki seviyeli eviricilerin kullanımlarında bir takım sorunlar olabilmektedir. Diğer taraftan, yüksek akım ve yüksek gerilim değerleri için güç anahtarları seri/paralel olarak bağlama gereksinimleri ile çok seviyeli evirici yapıları giderek önem kazanmaktadır. Gerilim seviyesinin artırılması anahtarlama elemanlarının anma değerlerini çok fazlaca zorlamadan daha büyük güçlerde evirici devrelerinin tasarımlarını mümkün

kılmaktadır. Aynı zamanda gerilim seviyesi arttıkça evirici çıkışında standartlara uygun olarak harmonik bileşenleri daha az gerilim dalga şekli elde edilebilmektedir [30, 90-94].



Şekil 3.2. Çok seviyeli evirici topolojileri, a) NPC, b) FC, c) CHB

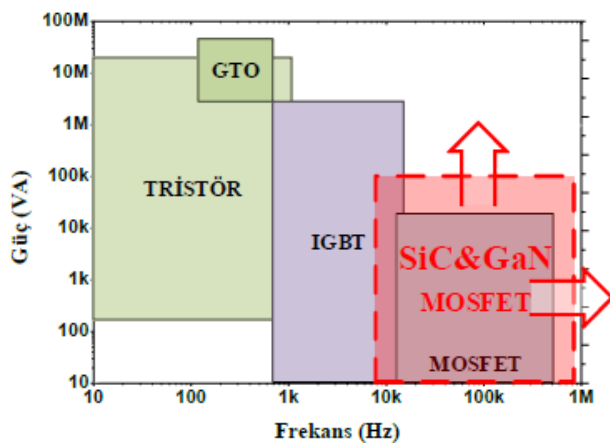
Kaskat çok seviyeli eviriciler birkaç adet birbirlerine seri bağlanmış bir fazlı tam köprü (H-bridge) evirici devresinden oluşmaktadır. Genel olarak yenilenebilir enerji kaynakları (rüzgâr, güneş, yakıt hücresi gibi) parçalı DA kaynaklardan istenilen AA gerilime dönüştürmek için kullanılmaktadır. Diyot kenetlemeli veya kapasitör kenetlemeli eviricilerden farklı olarak bu topolojide kenetleme diyotu veya gerilim dengeleme kapasitörü bulunmamaktadır. Bundan dolayı her bir H-köprü devresi aynı yapıda olduğundan modüller halinde tasarlanabilmektedir. İhtiyaca göre bu modüller seri bağlanarak kaskat evirici topolojisi oluşturulmaktadır. Böylece güç anahtarlama elemanlarında oluşan kayıplar ile açığa çıkan ısı dengeli olarak dağıtılabilir [90-94].

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan anahtarlama elemanlarının tipi ve spesifik özellikleri tasarlanan güç sisteminin performansına doğrudan etki etmektedir. Farklı uygulama alanlarına yönelik ticari olarak ulaşılabilen pek çok sayıda güç anahtarı olmasına rağmen farklı türlerde üretilen anahtarlama elemanlarının birbirlerine göre üstünlükleri ve sınırlılıkları bulunmaktadır. Bundan dolayı güç anahtarlarının belirlenmesi sürecinde herhangi bir güç yarıiletken devre elemanının gerçek karakteristikleri ile ideal anahtarların

karakteristikleri ile karşılaştırılmaktadır. Ancak uygulamada kullanılan güç anahtarlarının karakteristikleri ideal anahtarların karakteristiklerinden büyük ölçüde farklıdır. Güç anahtarlarının seçiminde ileri/ters polarma gerilimleri, iletim durumunda gerilim düşümü, akım taşıma kapasiteleri, anahtarlama hızı veya frekansı gibi parametreler en önemli parametrelerdir. Böylece belirlenen güç yarı iletken anahtarının çok büyük güçlerde dahi yüksek hızda çalışabilmesi buna rağmen en düşük değerlerde güç kaybının oluşması ve kesimde iken çok küçük değerlerde sızıntı akımının geçmesi istenilmektedir. Ayrıca, anahtarlama esnasında iletim/kesim komutlarına anında cevap verebilmesi ve kapı devresi güç kaybının en düşük değerde olması seçim kriterlerinde artı avantajlar sağlar [90].

Güç Transistörleri

Güç transistörleri kapı kontrol devresiyle hızlı olarak ilettime ve kesime geçebilen anahtarlama elemanlarıdır. Kesimde iken kV seviyesinde yüksek gerilim ve iletimde iken çok küçük değerlerde mV seviyesinde gerilim düşümleri ile orta ve büyük güçteki uygulamalarda kullanım için oldukça elverişli karakteristikleri bulunmaktadır. Genellikle DA/DA ve DA/AA dönüştürücülerin tasarımlarında MOSFET veya IGBT gibi güç anahtarları kullanılmaktadır. Buna rağmen ters gerilim değerleri ile iletim durumunda taşıyabilecekleri akım değerleri Şekil 3.3'te görülebileceği gibi tristörlerin akım ve gerilim değerlerinin altında kalmaktadır [88-92].



Şekil 3.3. Anahtarlama elemanlarının güç ve çalışma frekansı oranları [92]

IGBT ve MOSFET güç anahtarlarının çalışma frekansları ise tristörlerden daha büyük değerlerdedir. Ayrıca, güç transistörleri tristörlere göre daha hızlı anahtarlama performansı

sergilemektedir. Anahtarlama elemanları genellikle silisyum (Si) yani silikon malzeme tabanlı olarak üretilmektedir. Son yıllarda geliştirilen silisyum karbür (SiC) yarıiletken anahtarlama elemanları hem güç kapasitesi hem de anahtarlama frekansı açısından daha üstün özelliklerde ve akım/gerilim kapasitelerinde artış geliştirilmektedir [88-92].

Silisyum Karbür (SiC) Transistörler

Güç elektroniği devrelerinde son yıllarda giderek artan güç kapasiteleri ile yüksek frekanslarda anahtarlama gereksinimleri silisyum yarıiletken malzeme ile rekabet edebilecek muhtelif yarıiletken bileşiklerin geliştirilmesine öncülük etmiştir. Güç anahtarlarının yapımında kullanılan silisyum karbür (SiC), galyum nitrat (GaN) ve elmas gibi yarıiletken bileşiklerin enerji bant aralıkları (WBG) silisyum yarıiletkenine göre Çizelge 3.1’de görülebileceği gibi çok büyük değerlerdedir [88-92].

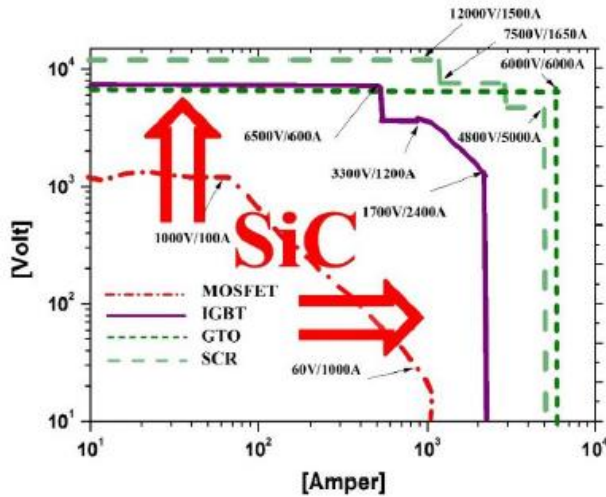
Çizelge 3.1. Silisyum ve WBG yarıiletken bileşiklerin spesifik özellikleri

Yarıiletken tipi	Enerji Bant Aralığı (eV)	Kritik Elektrik Alanı (MV/cm)	Termal İletkenlik (W/cm·K)	Elektron Hızı (cm/s)·10 ⁷
Si	1,1	0,25	1,5	1
4H-SiC	3,3	2,2	4,9	2
2H-GaN	3,4	3	4,9	2,2
Elmas	5,5	10	22	2,7

Bu çizelgede 4H güç anahtarlama elemanlarının yapımında kullanılan kristalize SiC bileşiğinin kimyasal yapısını simgelemektedir. SiC güç yarıiletken anahtarları kesimde iken daha yüksek gerilim (15 kV gibi) ve iletimde çok düşük gerilim düşümü ile termal davranışlarının çok daha iyi performans göstermesi güç elektroniği devre tasarımı için üstünlükleri beraberinde getirmektedir. 1990’lı yıllarda geliştirilmeye başlayan SiC teknolojisi ile 10 kV MOSFET ve 13 kV IGBT güç anahtarları üretilebilmiştir. SiC IGBT olarak bipolar cihazlar nedeniyle düşük iletim kaybı, makul anahtarlama süresi, üstün yüksek sıcaklık değerlerinde çalışabilmesi ve mükemmel bir emniyetli çalışma alanı ile tehlikeli durumların önüne geçilebilmektedir. Böylece yüksek verimlilik önemli bir rol oynamaktadır [30, 90-93]. Silisyum karbür yarıiletken bileşiğinin kimyasal yapısından dolayı iletim bandına geçebilmek için silisyum yarıiletken malzemeye göre yaklaşık üç kat daha fazla enerji gerektirdiğinden SiC tabanlı yarıiletkenler aynı büyüklükteki silisyum tabanlı bir elemanın on katı gerilime kadar dayanabilmektedir. Diğer taraftan, aynı büyüklükteki gerilim için SiC güç anahtarının kalınlığı silisyum güç anahtarından on kat

daha incedir. Böylece daha ince yapıda üretilen SiC yarıiletkenlerin daha hızlı olarak anahtarlama yapılabılır ve silisyuma göre daha düşük iletim dirençleri ile çok daha az ısınırlar. Bu iki temel üstünlük SiC yarıiletkenin orta ve büyük güçteki güç elektroniği uygulamaları için oldukça uygun olduğunu ortaya koymaktadır. [8, 90].

Son yıllarda SiC yarıiletken güç anahtarlarının performansları akım, gerilim ve anahtarlama frekansına göre önemli ölçüde gelişme kaydetmiştir. 15 kV/100 A SiC güç MOSFETleri, 20 kV/500 A IGBT ve 20 kV/1000 A GTO/Tristör gibi sınırlarda güç anahtarları üretilmiştir. Daha büyük güçlerde SiC MOSFET güç anahtarları paralel bağlanabilmektedir. Böylelikle 10 kV/120 A SiC yarım köprü modülü ile 1 MVA güç taşıma kapasitesinde orta frekans transformatörlü dönüştürücü elde edilebilmiştir. Şekil 3.4'te görülebileceği gibi araştırma ve geliştirme çalışmalarının sonucunda 10 kV gerilim değerine dayanabilen 10 A akımlı 4H-SiC güç MOSFET elemanı ileri teknoloji ürünü 6,5 kV dayanma gerilimli standart IGBT ile karşılaştırıldığında anahtarlama kayıpları, hız ve sıcaklık artışı bakımından oldukça elverişli performans sağlamaktadır [90]. SiC MOSFET ya da IGBT gibi güç anahtarları çok daha hızlı anahtarlama süreleri ve daha düşük kayıpları ile yüksek bir anahtarlama frekansında çalışmak mümkündür [30, 95-97].



Şekil 3.4. Anahtarlama elemanlarının akım-gerilim oranları [90]

3.2. Orta Frekans Güç Transformatörlerinin Tasarımı

Güç sistemlerinde transformatörlerin esas amacı bir manyetik alan aracılığıyla girişten çıkışa enerji transfer etmektir. Aktarılan enerjinin miktarı manyetik akı yoğunluğu, frekans ve

çalışma sıcaklığı ile belirlenmektedir. Tasarım sürecinde nüve malzemesinin türü, nüvenin geometrisi ve nüvenin boyutu dikkate alınacak önemli hususlardır. Transformatör nüvelerinin boyut ve geometrik şekilleri EE, UU, CC, EI, UI, toroid vd. gibi geniş bir yelpazede üretilmektedir. CC ve UU nüveleri 18-50 μm kalınlıklarda amorf veya nanokristal şeritlerin sarılmasıyla elde edilebilmektedir. Transformatör sargılarının yerleştirilebilmesi amacıyla iki eş parçaya ayırmak için orta noktadan kesimli olarak imal edilirler. Böylece, Şekil 3.5'te görüldüğü gibi transformatörler için tek kesimli bir C nüve simetrik olarak iki eş parçadan oluşmaktadır [98-100].



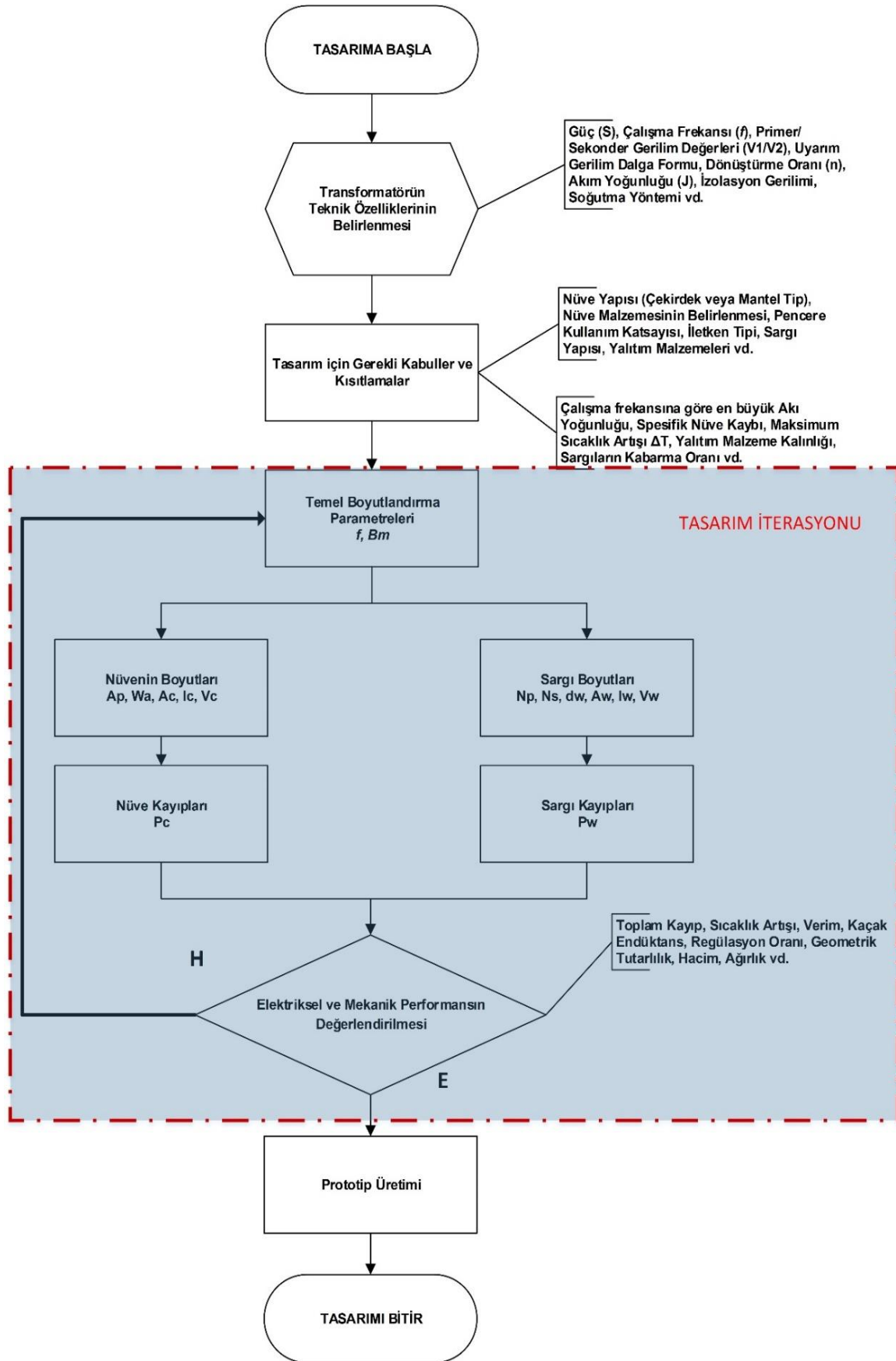
Şekil 3.5. Tek kesimli C nüve

Transformatörleri boyutlandırma sürecinde çalışma frekansı ile nüve materyalinin spesifik özelliklerine göre belirli bir güç değeri için tasarım parametreleri belirlenmektedir [98-100]. Boyutlandırmayı etkileyen tasarım parametreleri elektriksel ve manyetik parametreler olarak iki kısımda incelenebilir. Bu parametreler tasarımı yapılacak transformatöre ait teknik özellikler olarak bilinmektedir [5].

3.2.1. Tasarım akış diyagramı

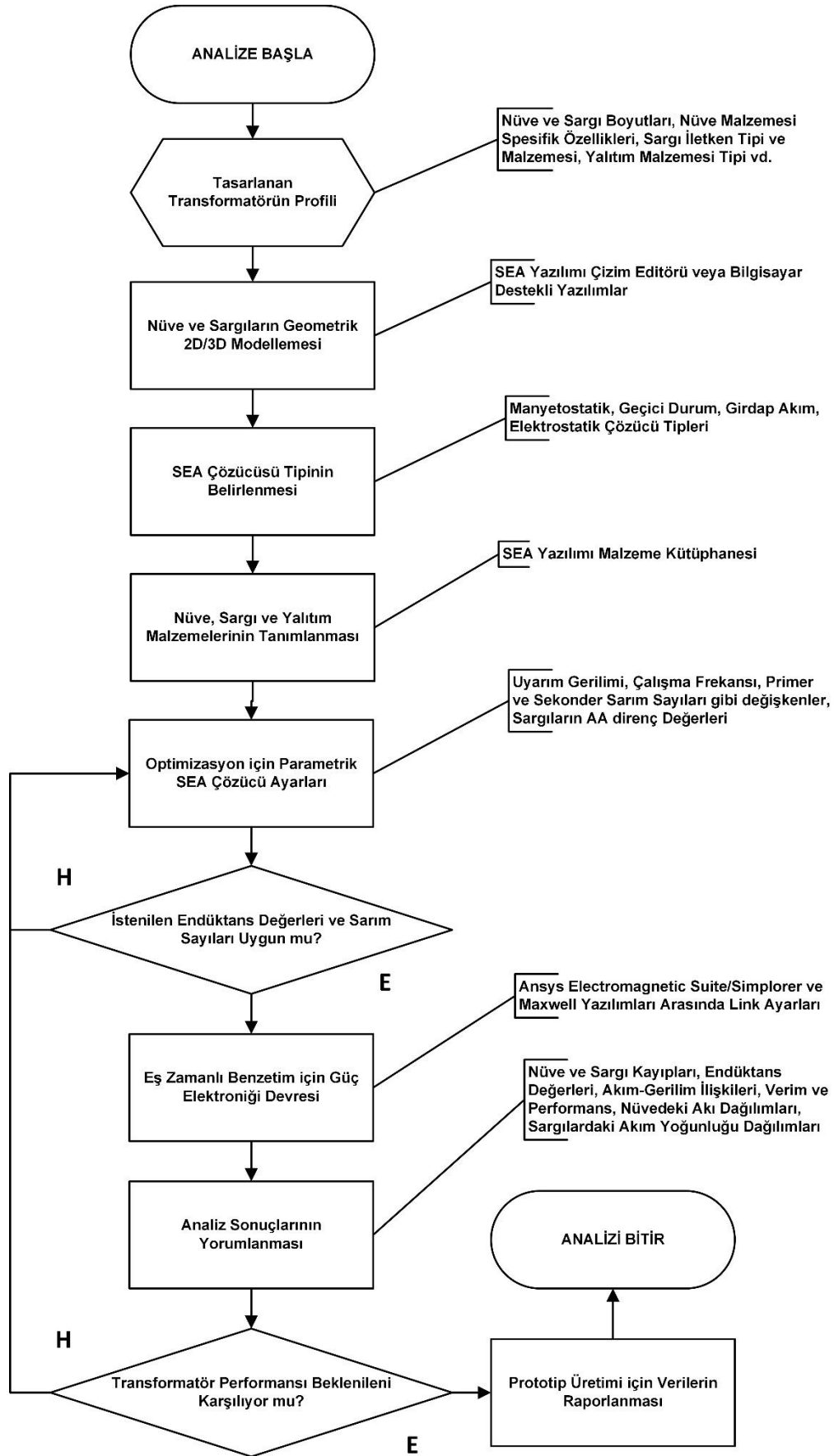
Klasik tasarım yöntemi için Şekil 3.6'da verilen akış diyagramı kullanılabilir. Bu diyagramda ayrıntılı olarak tasarım sürecindeki tüm hesaplamalar ile kayıp ve sıcaklık artışı analizi için gerekli işlemler verilmiştir [98-100]. Tasarımcı kontrolleri yaparak akış diyagramındaki adımlara göre ilerlemektedir. Elde ettiği performansta sorunla karşılaştığında tekrar tasarım değişkenlerini değiştirmekte ve en uygun sonuca ulaşmaya çalışmaktadır. Ancak, prototip üretimi belirli bir maliyeti gerektirdiğinden özellikle yüksek

frekanslı tasarımlarda pek çok sorunla karşılaşılabilir ve performansın geliştirilmesi oldukça güçleşmektedir. Tasarım için gerekli kabullere göre nüve yapısı ve nüve malzemesi belirlendikten sonra transformatör boyutlandırılması için çalışma frekansı değerine göre akı yoğunluğu gibi temel boyutlandırma parametreleri belirlenmektedir. Daha sonra, tasarım iterasyonu ile nüve ve sargı boyutları elde edilerek teknik özelliklerde belirtilen uyarım şartları için nüve ve sargı kayıpları hesaplanmaktadır. Böylelikle tasarlanan transformatörün elektriksel ve mekanik performansı elde edilmekte ve istenilen performans sağlanıncaya kadar tasarım iterasyonu devam etmektedir [30, 31]. Ancak bu yöntemin sınırlılığı, transformatörün doğrusal olmayan akımlarda ve yüksek frekans uyarım durumlarında elde edilen performansın ancak prototip ürünün test edilmesinden sonra ortaya çıkmasıdır. Bu durumda en uygun tasarım elde edilinceye kadar birden fazla prototip yapılması gerekebilir ve üretim maliyetlerinde artmalar olabilmektedir. Ayrıca üretim sürecini de oldukça uzatabilmektedir. Tasarım işlemlerinde SEA yazılımlarının kullanılması doğrusal olmayan uyarım durumlarında performansın test edilebilmesini ve prototip üretiminden önce modelleme ve benzetim çalışmaları ile sürecin kısaltılabilmesini sağlamaktadır [1].



Şekil 3.6. Klasik tasarım yönteminde akış diyagramı [1, 30]

Transformatörlerin SEA ile modellenebilmesini sağlayan elektromanyetik yazılım desteğiyle tasarımda kullanılabilir akış diyagramı Şekil 3.7’de verilmiştir. Tasarımın teknik özelliklerine göre transformatörün profili klasik tasarım yöntemindeki gibi belirlenmektedir. Transformatörün boyutlandırma işlemleri yapıldıktan sonra bu yöntemde, prototip tasarımından önce elektromanyetik yazılımlar ile transformatörün modeli oluşturulmakta ve değişkenlerin tanımlamaları tıpkı bir transformatörün üretimi gibi detaylı olarak yapılmaktadır. Güç elektroniği devreleri ile eş zamanlı analizler transformatör nüvesinin doyma ve sıcaklık artışı değerlerini yorumlamada birçok veri sunmaktadır. Böylece performansı optimize edilen transformatörün prototipi daha hatasız olarak üretilerek sürekli en başa dönülmesi gibi maliyetleri ve üretim sürecini uzatan sorunlar giderilmektedir [1]. Modelleme ve benzetim çalışmalarında gerçeğe en yakın sonuçları elde edebilmek amacıyla nüve malzemesinin elektromanyetik, elektriksel ve mekanik parametrelerinin mümkün olduğunca gerçek davranışlarıyla tanımlamak gerekmektedir. Daha sonra boyutlandırılması yapılan transformatörün iki ya da üç boyutlu olarak çizilen geometrisi üzerinde nüve, sargı ve yalıtım malzemeleri atanmaktadır. Bununla birlikte, SEA yazılımının amaca uygun bir çözücü tipinin belirlenmesi ve optimizasyon sağlanıncaya kadar parametrik analizler ile transformatör eşdeğer devre parametrelerinin elde edilmesi işlemleri yürütülmektedir. Maxwell yazılımında eşdeğer devre parametreleri elde edilen transformatörün orta frekanslı güç elektroniği devresinde performansının analiz edilebilmesi için güç elektroniği devrelerinin kurulabildiği Simplorer yazılımı ile bağ oluşturulmaktadır. Bu aşamada yapılan eş zamanlı benzetimler ile transformatörün kayıpları, akı dağılımları, sargıların AA direnç değerleri, kapasitans değerleri, endüktans değerleri ile akım ve gerilim dalga formları gibi veriler raporlandırılabilir. Elde edilen verilere göre analiz sonuçları yorumlanmakta ve transformatörün performansı beklentileri karşılıyor ise prototip üretime geçilmektedir. Bu yöntemin en önemli avantajı tasarımda bir sorun çıktığında ya da performans beklentileri karşılamıyor ise transformatörün yapımında kullanılan malzemeler değiştirilerek kısa sürede en uygun tasarıma ulaşılabilmektedir. Kısaca bu yöntem ile tasarlanan transformatörün sanal bir prototipi oluşturulmakta ve istenilen uyarım şartlarında çalıştırılarak analiz edilebilmektedir. Son yıllarda SEA yazılımlarının çözücü hızları ile bilgisayar teknolojisinde gelişmeler sonlu elemanların sayısı ve hassasiyeti artırdığından yapılan modelleme ve benzetim çalışmaları gerçeğe daha yakın hale gelmiştir.



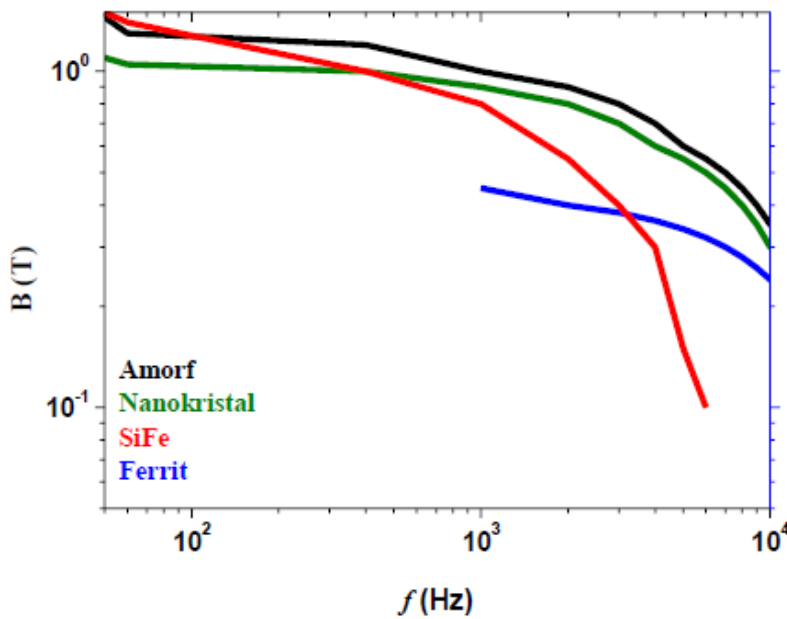
Şekil 3.7. Elektromanyetik yazılım desteğiyle SEA akış diyagramı

3.2.2. Orta frekans için akı yoğunluğunun belirlenmesi

Transformatörlerde çalışma frekansındaki artış ile boyutlarında kayda değer bir ölçüde küçülme olmaktadır. Ancak, frekans değerinin artışı hem nüve kısmında hem de sargılarda bir takım parametreleri kötü yönde etkilemektedir. Transformatör sargılarında oluşan zararlı frekans etkileri doğru iletken tipi seçimi ve en uygun sargı yapılarının tasarlanması ile azaltılabilmektedir. Bununla birlikte, orta frekans güç transformatörünün maksimum çalışma frekansı değeri seçilen manyetik malzemenin spesifik performansına bağlıdır. Transformatörün birim hacim için nüve kayıpları uygulanan akı genliği, çalışma frekansı ve nüve malzemesinin karakteristiklerine bağlı olarak değişmektedir [30].

$$P_c = (Kf^\alpha B_m^\beta) V_c \quad (3.1)$$

Böylelikle, transformatörün performansını belirleyen en büyük değerdeki nüve kaybı (f - B) çifti ile sınırlandırılmaktadır. Frekans-akı yoğunluğu çifti nüve malzemelerinin türüne göre firma kataloglarından elde edilen spesifik nüve kaybı parametreleri (K , α ve β) ile değişmektedir. Bundan dolayı en büyük değerdeki çalışma frekansı ve akı yoğunluğu transformatörün güç taşıma kapasitesini artırmakta ve tersine boyutlarını ise küçültmektedir. Farklı nüve malzemelerinin f - B grafiği Şekil 3.8'de görülmektedir.



Şekil 3.8. Farklı yumuşak nüve malzemelerinin f - B grafiği

Bu grafiğe göre en büyük değerdeki çalışma frekansı ile akı yoğunluğu değeri için nanokristal nüve malzemesi orta frekans değer aralığında transformatör nüve yapıları için oldukça elverişli olmaktadır [3]. Amorf nüve malzemesinin f - B performansı daha iyi gibi görünse de yüksek frekanslı anahtarlama gürültü seviyesi nanokristale göre oldukça büyük değerde olduğundan yüksek frekanslı tasarımlarda kullanımı sınırlanmaktadır [28-30].

Orta frekanslı transformatör tasarımında ferrit nüve tercih edildiğinde 10 kHz anahtarlama frekansı için maksimum akı yoğunluğu değeri yaklaşık 0,2 T olarak boyutlandırma yapılabilir. Buna rağmen, nanokristal nüve malzemesi kullanılacak olursa aynı güç kapasitesi ve çalışma frekans değeri için akı yoğunluğu değeri 0,3 T olmaktadır. Akı değeri hem nüvenin hem de sargıların boyutlarını direkt olarak etkilemektedir. Böylece nanokristal ile tasarım yapıldığında yaklaşık olarak 2/3 oranında hacim ve buna bağlı olarak ağırlık azalmaktadır [5].

3.2.3. Transformatörün güç taşıma kapasitesinin belirlenmesi

Orta frekans transformatörlerinde boyutlandırmayı etkileyen tasarım parametreleri elektriksel ve manyetik parametreler olarak güç taşıma kapasitesi, çalışma frekansı, akım yoğunluğu, akı yoğunluğu, sargı pencere kullanım katsayısı ile uyarım geriliminin dalga form katsayısı gibi parametreler tasarımı yapılacak olan transformatöre ait teknik özellikleri ifade etmektedir [5]. Transformatör teknik özelliklerine göre giriş gücü VA olarak alınmaktadır. Buna göre belirli bir güç değeri için nüve boyutlarının belirlenmesi için Eş.3.2 yazılabilir. Bu denklem transformatörün güç taşıma kapasitesini belirlemede oldukça kullanışlı bir matematiksel ifadedir [98-100].

$$S[VA] = A_p K_f K_{cu} B_{ac} f J \times 10^{-4} \quad (3.2)$$

Burada uyarım geriliminin dalga form katsayısı K_f değeri kare dalga uyarım için 4, sinüzoidal uyarım dalga formu için de 4,44 olarak kabul edilmektedir. J ise A/cm² olarak sargı iletkenlerinin akım yoğunluğu değerini ifade etmektedir. Nüve kesiti A_c ile sargı pencere alanın W_a çarpımı A_p boyutlandırmaya ilişkin mekanik parametrelerdir. Güç elektroniği devresinin ve dolayısıyla OF transformatörünün çalışma frekansı f ile gösterilmektedir [5].

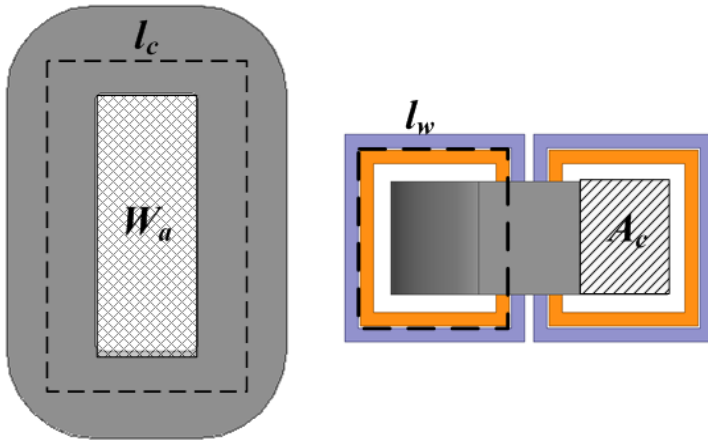
3.2.4. Boyutlandırmada izlenen yöntemler

Transformatörün boyutlandırılmasında elektromanyetik etkileriyle çalışma frekansına bağlı manyetik akı yoğunluğu değerleri ile elektriksel etkileriyle sargıların akım yoğunluğu dikkate alınan önemli parametrelerdir. Orta frekans transformatör tasarımı için nüve kesiti ile pencere bölgesinin çarpımı (A_p) ve nüve geometrik katsayısı (K_g) olmak üzere iki farklı yöntem önerilmektedir [3-5, 98-100].

Transformatör temel mekanik parametre (A_p) yöntemi

Nüve boyutlarının belirlenmesinde transformatör nüve kesiti (A_c) ile kullanılabilir pencere bölgesi (W_a) Şekil 3.9'da modellendiği gibi tasarımın boyutlandırılmasında temel parametrelerdir [3]. Transformatörün boyutlarına göre etkin nüve kesiti (cm^2) ile pencere bölgesi (cm^2) Eş. 3.3'te verildiği gibi tasarlanacak transformatörün mekanik parametrelerinin çarpımı (cm^4) olarak ifade edilmektedir [98-100].

$$A_p = W_a \times A_c (cm^4) \quad (3.3)$$



Şekil 3.9. Transformatörün temel boyutlandırma parametreleri [3, 4]

Böylece transformatör tasarımında nüve kesiti (A_c) ile pencere alanı (W_a) boyutlandırma stratejisinin temelini oluşturmaktadır. Buna göre belirli bir güç taşıma kapasitesi (VA) için transformatörün boyutlandırılmasında mekanik parametrelerin çarpımı (A_p) Eş.3.4 ile elde edilebilir [98-100].

$$A_p = A_c \cdot W_a = \frac{VA \cdot 10^4}{K_f K_{cu} B_{ac} f J} \quad (3.4)$$

Nüve geometrik katsayısı (K_g) yöntemi

Transformatörler genellikle müsaade edilen belirli bir sıcaklık artışı için tasarlanmaktadır. Diğer taraftan regülasyon değerine bağlı olarak da tasarım yapılabilir. Bir nüvenin güç taşıma kapasitesi Eş.3.5'te verildiği gibi regülasyon yüzdesi K_g ve K_e olarak iki sabiteye bağlıdır [3, 98-100]. Transformatörlerde izin verilen regülasyon değeri en çok % 5 olacak şekilde maksimum güç kapasitesi belirlenmektedir. Regülasyon değeri aşıldığında transformatör performansında hem elektriksel hem de manyetik parametreler kötüleşmektedir.

$$\%Re g = \frac{VA}{2K_g K_e} \quad (3.5)$$

Burada K_g nüvenin geometrik katsayısıdır ve Eş. 3.6'da verilen ifade ile belirlenmektedir.

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_{cu}}{l_w}, [cm^5] \quad (3.6)$$

K_e ise elektriksel ve manyetik çalışma durumuna ait katsayı olup Eş. 3.7 ile tanımlanmıştır.

$$K_e = 0.145 K_f^2 f^2 B_{ac}^2 (10^{-4}) \quad (3.7)$$

3.2.5. Çalışma frekansının boyutlandırmaya etkisi

Transformatörlerin frekansa bağlı nüve hacimlerindeki değişme oranı için matematiksel model oluşturulduğunda yaklaşık Eş. 3.8 elde edilebilir [45, 68].

$$W_a \times A_c \cong \frac{V_m i_m}{J f B_m} \quad (3.8)$$

Burada akım (i_m), gerilim (V_m) ve doyma akı genliği (B_m) değerleri sabit tutulduğunda nüve kesiti ile pencere alanı a^2 olan bir transformatörün frekans ve hacim ilişkisi basit olarak çıkarılabilmektedir. Bu modelleme sırasıyla Eş.3.9-3.11 ile verilmiştir [4, 45]. Modellemede transformatör nüvesi kesiti ile pencere bölgesi büyüklükleri birbirine eşit ve a^2 olarak kabul edilmiştir.

$$a^2 \times a^2 \cong \frac{V_m i_m}{JfB_m} \quad (3.9)$$

$$a^4 \cong f^{-1} \quad (3.10)$$

$$a \cong f^{-1/4} \quad (3.11)$$

Böylece, Eş.3.11 kullanılarak hacim (a^3) ve frekans (f) arasında Eş. 3.12’de verildiği gibi basit bir ilişki kurulabilir [4].

$$(Hacim) \cong (f)^{-3/4} \quad (3.12)$$

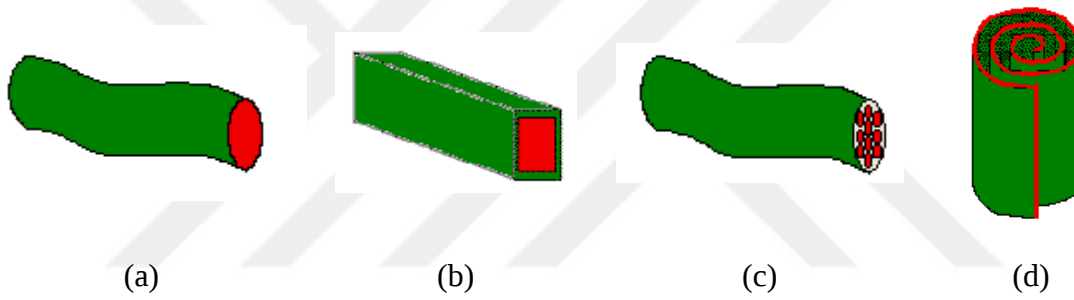
3.2.6. Transformatörlerde sargı yapıları

Elektrik sistemlerinde akım taşıyan iletkenlerin tümünün bir iç direnci olduğundan transformatöre yerleştirilen primer ve sekonder sargıların dirençlerinden dolayı devre akımlarının karesi ile doğru orantılı olarak güç kaybı oluşmaktadır. Bakır kayıpları adı verilen bu güç kayıpları ısı olarak açığa çıkar ve hem sargıların hem de nüvenin ısısının artmasına sebep olur. Bundan dolayı transformatörlerde iletken kesitinin belirli bir akım yoğunluğuna göre en uygun değerde seçilmesi ile sargı kayıplarını azaltmakta ve tersine performansı artmaktadır. Orta/yüksek frekanslı AA ile uyarılan transformatörlerin sargılarında oluşan kayıplar incelendiğinde iletken tipinin seçimi oldukça önem arz eden bir husustur. Ayrıca sargı yapısı ve sarımdaki kat sayısı da kayıpları etkilemektedir. Frekans değeri arttıkça akım yoğunluğu değişim gösterdiğinden deri etkisi ve yakınlık etkisiyle iletkenin AA direnci artmaktadır. Böylece sargı kayıpları artmakta ve buna bağlı olarak sıcaklık değerleri yükselmektedir [1].

Bu bölümde orta frekans transformatör sargılarında deri etkisi ve yakınlık etkisi incelenerek iletken tiplerine göre farklılıklar analiz edilmiştir.

Sargı İletken Tipleri

Transformatör sargılarının yapımında iletken olarak tek damarlı yuvarlak veya kare tel, orta ve yüksek frekanslı uygulamalarda deri etkisinin sorun yaratacağı göz önüne alınarak çok damarlı Litz teli ya da folyo tercih edilmektedir. Şekil 3.10’da görüldüğü gibi şebeke frekanslı transformatörlerde kullanılan tek damarlı yuvarlak iletken AWG normunda muhtelif kalınlıklarda üretilmektedir. Tasarım aşamasında belirlenen akım yoğunluğuna göre en uygun kesitte iletken seçilerek sargılar oluşturulmaktadır.

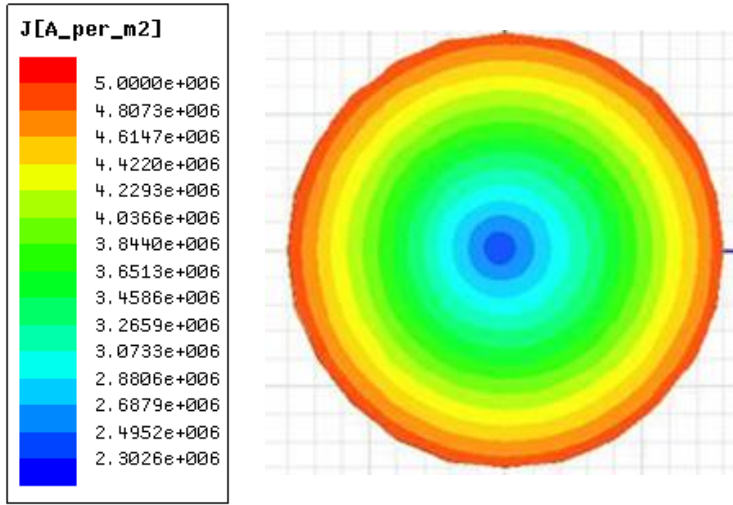


Şekil 3.10. İletken tipleri, (a) yuvarlak, (b) kare (c) Litz, (d) folyo

AWG iletkenlerde 20 kHz frekansta etkin olarak bakır iletkenin yaklaşık dış yüzeyden 0,5 mm derinliğinde akım taşınmaktadır ve yüzey (deri) derinliği frekansın karekökü ile orantılı olarak azalmaktadır. Çözüm için özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda ince folyo sargı veya çok ince telli yalıtılmış iletkenlerden oluşan Litz teli önerilmektedir [101, 102].

3.2.7. Deri etkisi

AA ile uyarılan transformatör sargılarının oluşturduğu değişken manyetik alan etkisiyle Lenz Kanununa göre iletkenin kendisi üzerinde indüklenen gerilimler akım yoğunluğunun eşit dağılımını bozmaktadır [30]. Böylece frekans artışıyla birlikte Şekil 3.11’de görülen dairesel biçimdeki bir iletkenin merkezinden akım geçişi olmayacak ve yüzeyden geçiş gerçekleşecektir.



Şekil 3.11. Yuvarlak iletken 10 kHz frekans değerinde akım yoğunluğu

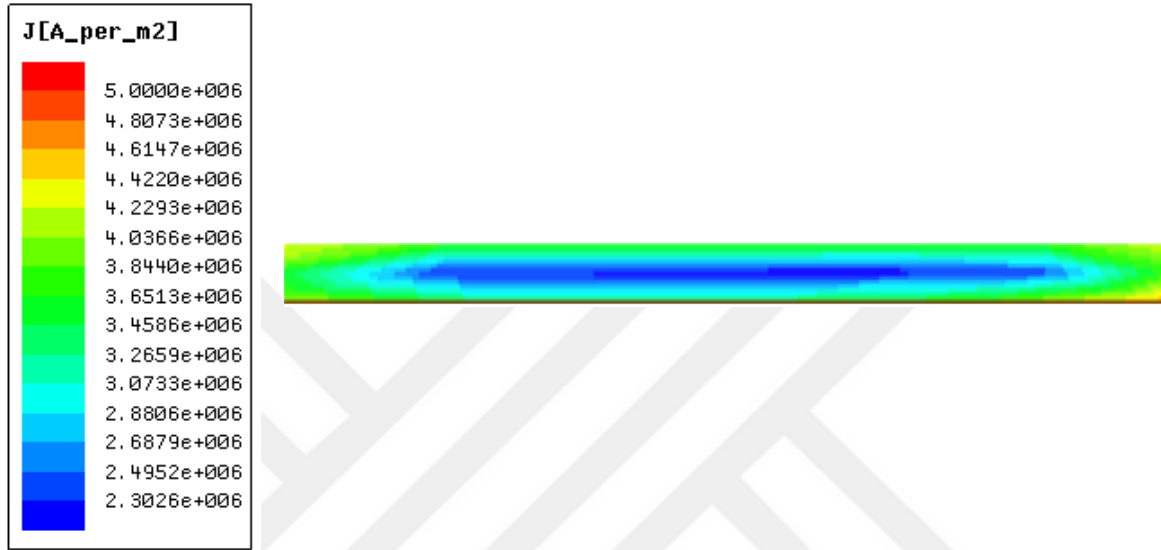
Etkin iletken kesiti frekans etkisiyle küçüldüğü için iletkenin kesiti tam olarak kullanılamamakta ve deri etkisiyle AA direnç değeri artmaktadır. Eş. 3.13'te ifade edildiği gibi deri etkisi iletkenin yapıldığı malzemeye göre farklılık göstermektedir. Ayrıca çalışma frekansına bağlı olarak yüzeyden itibaren akım yığılmalarının olduğu etki derinliği bakır ve alüminyum malzeme tipine göre karşılaştırılması Çizelge 3.2'de verilmiştir [30]. Bu çizelge frekans değeri arttıkça yüzey derinliğinin azaldığını ifade etmekte ve alüminyum iletkenlerde deri etkisinin daha küçük olduğunu belirtmektedir. Ayrıca, son yıllarda bakır malzemelerin maliyetlerindeki aşırı yükselme ve alüminyum malzemelerin deri etkisi yönüyle sağladığı üstünlük yüksek frekanslı sargı yapılarında alüminyum folyo iletken kullanımını artırmıştır [103].

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3.13)$$

Çizelge 3.2. Frekans değeri ve malzeme tipine göre mm olarak deri kalınlığı [30]

MalzemeTipi	İletkenlik (25 °C)	Frekans Değeri (kHz)					
		1	2	5	10	20	50
Bakır (Cu)	$5,688 \cdot 10^7$	2,11 mm	1,49 mm	0,94 mm	0,66 mm	0,47 mm	0,29 mm
Alüminyum (Al)	$3,478 \cdot 10^7$	2,69 mm	1,90 mm	1,20 mm	0,85 mm	0,60 mm	0,38 mm

Akımın geçişiyle oluşan manyetik alan iletkenin kendi yüzeyi üzerinde Şekil 3.12’de görüldüğü gibi girdap akımlarının indüklenmesine ve folyo iletkeninden geçen akımın dış kenarlara doğru yığılmasına sebep olmaktadır. Böylece folyo iletkenin akım yoğunluğu dağılımı yüzeyi ile iç kısımlar arasında farklılık göstermektedir [9].

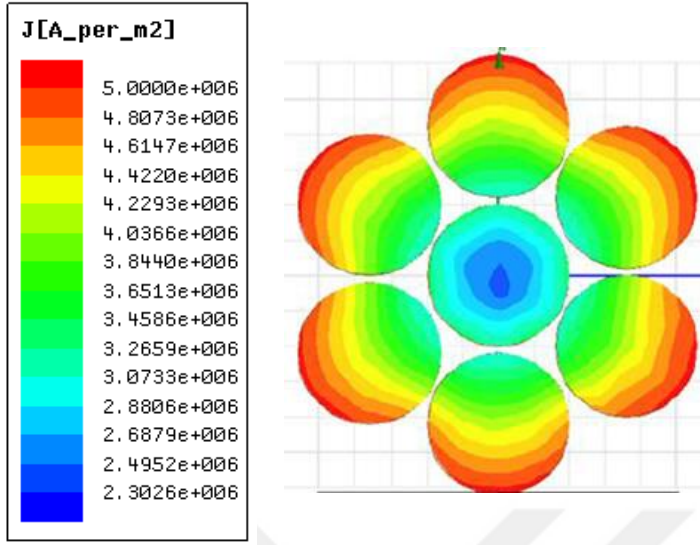


Şekil 3.12. Folyo iletkende 10 kHz frekans değerinde akım yoğunluğu

3.2.8. Yakınlık etkisi

Transformatör sargılarındaki iletkenlerinin yan yana ve/veya üst üste gelmesi olağan bir durumdur. Bundan dolayı bir iletkeninden geçen akımın oluşturduğu değişken manyetik alan komşu iletkenler üzerinde gerilim indüklemektedir. Akım yoğunluğu, iletkenin tipine, sargının geometrisi ve frekans değerine bağlı olarak değişmektedir. Böylece, iletim kayıplarının belirlenmesi özellikle yüksek frekans ve doğrusal olmayan akımlı uyarımlar için oldukça karmaşık analizi gerektirmektedir [101-105].

Düşük frekanslarda iletkenin etrafında oluşan manyetik alan her yönde dairesel olarak devresini tamamlar ve iletim iletkeninin tüm yüzeyi boyunca gerçekleşmektedir. Şekil 3.13’te verilen Litz telinde görülebileceği gibi başka bir iletken yakınında bulunduğunda manyetik alanları birbirlerini etkilemektedir [101, 106]. Böylece Litz teli içerisindeki iletkenlerin akım yoğunluğu dağılımı demetteki iletken sayısına göre değişiklik göstermektedir.



Şekil 3.13.Yakınlık etkisinin iletkenlerin birbirleri üzerindeki etkisi

3.2.9. Sargı kayıplarının analizinde analitik yaklaşım

Transformatör sargılarında oluşan kayıpların analizinde Dowell ifadesiyle literatürde sıkça karşılaşılmaktadır. Bu yaklaşımda transformatör sargılarının katlı ya da bölümlere ayrılmış olarak tasarım farklılıklarına göre değişen kaçak endüktans değeri incelenmiştir [107]. Şebeke frekansında çalışan transformatörlerde deri ve yakınlık etkileri önemsenmeyecek kadar az olduğundan AWG normunda verilen dairesel biçimdeki iletken tercih edilmektedir. Buna rağmen orta ve yüksek frekanslı topolojilerde yer alan transformatörlerin sargıları için litz ya da folyo iletkenler kullanışlıdır. Ayrıca, çok yüksek güçteki özel tasarımlarda soğutma işlemini kolaylaştırmak amacıyla içerisinde sıvı dolaştırılabilen boru iletkenler tercih edilmektedir [70].

Folyo iletken

Dowell ifadesi genel olarak bir folyo iletkenin AA direncini hesaplamak için kullanılmaktadır ve bu denklem yuvarlak iletkenlere de uyarlanabilir [9]. Folyo iletkenlerin sinüzoidal uyarımda AA direncini belirlemek için en çok tercih edilen bir yöntem olan Dowell ifadesi Eş. 3.14'te verilmiştir [30, 98].

$$R_{ac} = \frac{l_w}{\delta \sigma h_w} m \left[\xi_1 + \eta_w^2 \frac{2}{3} (m^2 - 1) \xi_2 \right] \quad (3.14)$$

Bu ifadede yer alan deri ve yakınlık etkisi faktörleri sırasıyla Eş. 3.15 ve Eş. 3.16'da verilmiştir.

$$\xi_1 = \frac{\sinh(2\Delta') + \sin(2\Delta')}{\cosh(2\Delta') - \cos(2\Delta')} \quad (3.15)$$

$$\xi_2 = \frac{\sinh(\Delta') - \sin(\Delta')}{\cosh(\Delta') + \cos(\Delta')} \quad (3.16)$$

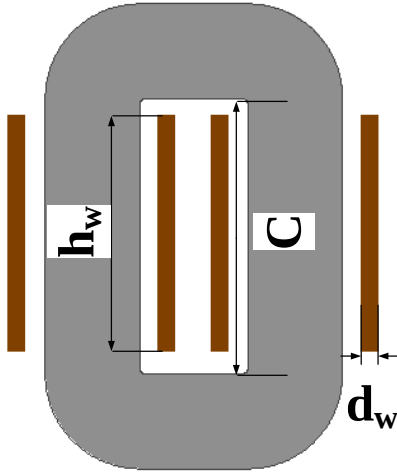
Frekansa bağlı olarak değişen etki derinliğinin oranı Eş. 3.17'de görüldüğü gibi eşdeğer iletken kalınlığıyla ilişkilidir [30].

$$\Delta = \frac{d_w}{\delta} \quad (3.17)$$

Etki derinliği oranı sargının boşluk katsayısına göre düzenlendiğinde Eş.3.18 elde edilir.

$$\Delta' = \sqrt{\eta_w} \Delta \quad (3.18)$$

Şekil 3.14'de görülen transformator nüvesine yerleştirilen sargının bir katındaki boşluk (porosity) katsayısı Eş. 3.19'da verildiği gibi pencere yüksekliği ile bir folyo sarımının genişliğinin birbirine oranıdır.



Şekil 3.14. Nüve penceresinin ve folyo iletkenin boyutları [23, 30]

Folyo iletken için DA direnç değeri Eş. 3.20'de ifade edilmektedir. Folyo sargıda direnç değeri belirlenirken her katta bir sarımlı folyo iletken olduğundan sarımdaki kat sayısı m ile doğru orantılıdır [23, 30].

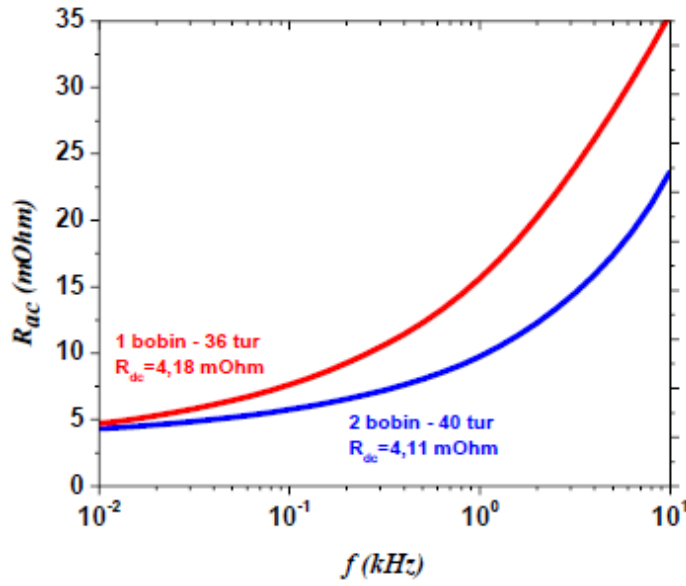
$$\eta_w = \frac{h_w}{C} \quad (3.19)$$

$$R_{dc} = \frac{l_w}{d_w \sigma h_w} m \quad (3.20)$$

Folyo iletken için direnç katsayısı (RF) AA ve DA dirençlerinin birbirine oranlanması ile Eş. 3.21'de verilen ifadeden bulunabilir [30].

$$RF = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left[\xi_1 + \eta_w^2 \frac{2}{3} (m^2 - 1) \xi_2 \right] \quad (3.21)$$

Sarımdaki kat sayısı Şekil 3.15'te görüldüğü gibi AA direnç değerini önemli ölçüde etkilemektedir. Bunun sebebi, üst üste yerleştirilen folyo iletkenlerinin birbirleri üzerinde yakınlık etkisiyle gerilim indüklemeleridir. Bu grafiğe göre tek bobinli 36 sarım folyo sargı ile ikiye bölünmüş olarak 2x20 sarımlı folyo sargı arasında çalışma frekansına bağlı artış büyük ölçüde farklıdır.



Şekil 3.15. Folyo sargıların AA direnç değişimi

Yuvarlak iletken

Folyo iletken için Eş. 3.15'te verilen Dowell denklemi yuvarlak iletkenlere de adapte edilmiştir. Böylece AWG normundaki dairesel iletkenler için AA direnç değeri Eş.3.22'de verilen ifade ile hesaplanabilmektedir [30, 73].

$$R_{ac} = \frac{l_w}{\delta \sigma d_w} mN \left[\xi_1 + \eta_w^2 \frac{2}{3} (m^2 - 1) \xi_2 \right] \quad (3.22)$$

Yuvarlak iletkenlerde bir katta yan yana birden fazla iletken bulunabileceğinden bir katın boşluk faktörü bulunurken Eş. 3.23'te verildiği gibi sarım sayısı çarpan olarak ilave edilmektedir.

$$\eta_w = \frac{d_w N}{h_w} \quad (3.23)$$

Bu tür iletkenler için eşdeğer kalınlık Eş. 3.24'de ifade edilmiştir.

$$d_w = \sqrt{\frac{\pi}{4}} d \quad (3.24)$$

Amerikan Tel Ölçüleri (AWG) normunda dairesel iletken kullanılan bir sargı için DA direnç değeri Eş. 3.25'te verilmiştir.

$$R_{dc} = \frac{4l_w mN}{\pi \sigma d^2} = \frac{l_w mN}{\sigma d_w^2} \quad (3.25)$$

AA ve DA dirençleri birbirine oranlandığında direnç katsayısı Eş. 3.26'da verilen formül ile bulunur.

$$RF = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left[\xi_1 + \eta_w^2 \frac{2}{3} (m^2 - 1) \xi_2 \right] \quad (3.26)$$

Burada sarım sayısının direnç faktörünü etkilemediği görülmektedir. Sarım sayısı sadece DA ve AA direnç değerlerini etkilemektedir.

Litz teli

Litz telinin analizinde yakınlık etkisi iç yakınlık etkisi ve dış yakınlık etkisi olarak ikiye ayrılır. İç yakınlık etkisi demetin içerisindeki iletkenlerin etkisi ile ilgili olarak ve dış yakınlık etkisi ise sargıda bulunan diğer demetlerin yakınlık etkisinden dolayı oluşan kayıplar ile ilgilidir. Eş. 3.27'de verilen ifadelerde kullanılan direnç faktörü denklemi Tourkhani ve Viarouge tarafından yuvarlak Litz telli sargı için bir analitik model geliştirilmiştir [30, 108].

$$RF = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\zeta}{\sqrt{2}} \left[\psi_1(\zeta) - \frac{\pi^2 n_s p_f}{24} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \psi_2(\zeta) \right] \quad (3.27)$$

Litz teli demetindeki bir iletkenin kalınlığı yuvarlak iletken kalınlığına göre Eş. 3.28'den belirlenebilir.

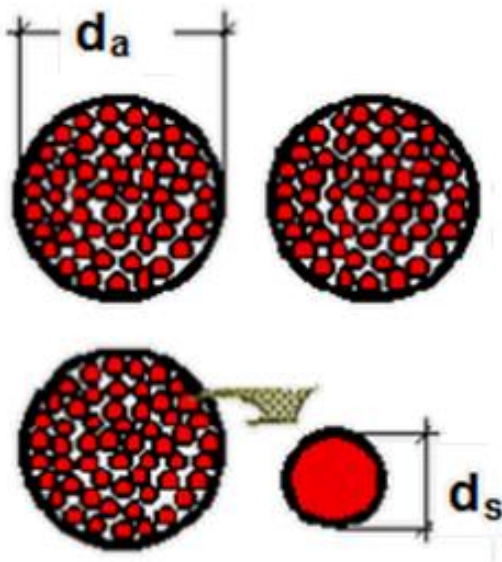
$$d_s = \frac{d}{\sqrt{n_s}} \quad (3.28)$$

Burada Litz teli demetindeki bir iletken için etki derinliğinin oranı Eş. 3.29’da verilmiştir.

$$\varsigma = \frac{d_s}{\delta/\sqrt{2}} \quad (3.29)$$

Şekil 3.16’da ve Eş. 3.30’da verilen Litz iletken demetinin paketleme katsayısı AA direncinin hesaplanmasında göz önünde bulundurulur.

$$p_f = n_s \left(\frac{d_s}{d_a} \right)^2 \quad (3.30)$$



Şekil 3.16. Litz iletken demetinin görünüşü

Burada, Litz iletken demetinin çapı Eş. 3.31’deki denklem ile elde edilebilmektedir [30].

$$d_a = 135 \times 10^{-6} \left(\frac{n_s}{3} \right)^{0.45} \left(\frac{d_s}{40 \times 10^{-6}} \right)^{0.85} \quad (3.31)$$

Eş. 3.31’de verilen ifadede yer alan deri etkisi ile yakınlık etkisi bir Taylor serisi genişlemesi ile elde edilebilir [108]. Litz telinde deri ve yakınlık etkilerinin teorik uygulanması için sırasıyla Eş. 3.32 ve Eş. 3.33 kullanılabilir.

$$\psi_1(\varsigma) = 2\sqrt{2} \left(\frac{1}{\varsigma} + \frac{1}{32^8} \varsigma^3 - \frac{1}{32^{14}} \varsigma^5 + \dots \right) \quad (3.32)$$

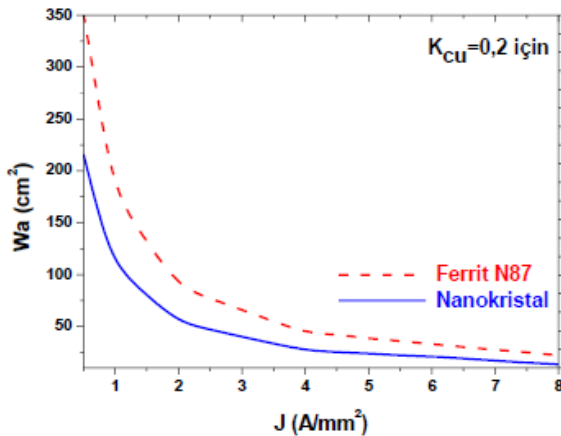
$$\psi_2(\varsigma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(-\frac{1}{2^5} \varsigma^3 + \frac{1}{2^{12}} \varsigma^7 + \dots \right) \quad (3.33)$$

Litz telinin DA direnç değeri Eş. 3.34'te verilmiştir. Burada demetteki her iletkenin etkin kesit alanı iletken sayısı ile orantılıdır [30].

$$R_{dc} = \frac{4l_w m N}{\pi \sigma n_s d_s^2} \quad (3.34)$$

3.2.10. Maksimum akım yoğunluğu değeri için iletken kalınlığının belirlenmesi

Transformatörlerde nüve malzemesinin türü aynı zamanda sargı hacmine de etki etmektedir ve sargıların pencereye sığabilirliği ile çıkılabilecek maksimum güç kapasitesi değeri de değişim göstermektedir. İletken kesitini belirleyen akım yoğunluğu değerine göre sargı boyutları ve hacminin değişimi sığdırılabilirlik katsayısı 0,2 olarak kabul edildiği durum için karşılaştırmalı olarak Şekil 3.17'deki grafikte verilmiştir. Böylece kuru tip cebri hava soğutmalı bir transformatörde 4 A/mm² akım yoğunluğu için sarım alanı ve buna bağlı sargı hacminin en küçük olduğu tasarım nanokristal ile tasarlanan transformatörde elde edilmiştir. Dolayısıyla nüve malzemesinin türü sadece nüve boyutlarını etkilememekte aynı zamanda sargı boyutlarını da değiştirmektedir.



Şekil 3.17. Akım yoğunluğuna bağlı olarak sargı boyutlarının değişimi [23]

Yaygın bir uygulama olarak, bir iletken için akım taşıma kapasitesi J , Amper /mm² olarak Eş. 3.35 ile verilmektedir [1].

$$J = I/A_w \quad (3.35)$$

Buradan belirli bir akım yoğunluğu değerine göre sargı iletkenlerinin kesiti kolaylıkla elde edilebilmektedir (Eş.3.36).

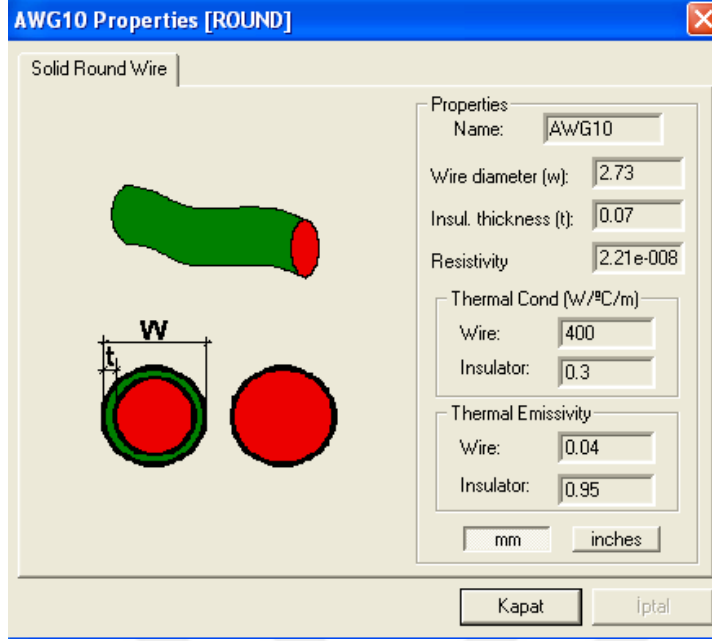
$$A_w = I/J \quad (3.36)$$

Pencere kullanım katsayısı

Pencere kullanım katsayısı (K_{cu}) transformatör sargılarının kapladığı sargı alanının (A_w) toplam pencere alanına (W_a) oranıdır (Eş. 3.37). Pencere kullanım katsayısı tercih edilen iletkenin tipi (yuvarlak iletken, Litz ve folyo iletkenler gibi), iletkenin yalıtım kalınlığı, çoklu sekonder sargı olması ve soğutma şeklinden kaynaklanan özel sarım biçimleri gibi dört farklı değişkenden etkilenmektedir. Sarım tekniğine bağlı olarak bakır dolgu faktörü 0,55 ile 0,70 arasında değişmektedir [73, 98-100].

$$K_{cu} = \frac{NA_w}{W_a} \quad (3.37)$$

İletken yalıtım payları gerilim genlik değerine göre artmaktadır. Bundan dolayı transformatör tasarımında yalıtım paylarının pencere kullanım katsayısına olumsuz yönde etkisi ve sargıların sığdırılabilirliğini değiştirmesi kaçınılmaz olmaktadır. Ansoft-Pexpert yazılımının Şekil 3.18’de verilen iletken seçimine ait menü penceresindeki AWG10 normundaki yuvarlak iletkenin yalıtım payı (t) ve yalıtkan ile birlikte tanımlanan iletken çapı (w) görülmektedir. İletkenin kalınlığı sargılardan geçen akıma bağlı olarak artmaktadır. Bu normda yuvarlak iletkenler AWG10’dan AWG41’e kadar 2,73 mm kalınlıktan 0,09 mm kalınlığa kadar üretilmektedir.



Şekil 3.18. AWG10 normundaki iletkenin teknik verileri

Sargılardan geçecek olan akımın büyüklüğüne ve akım yoğunluğuna göre hesaplanan yalıtımsız (çıplak) iletken çapı d_{cu} Eş. 3.38’den kolaylıkla elde edilebilir.

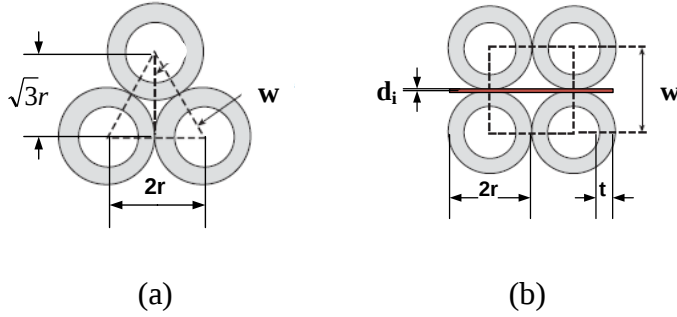
$$d_{cu} = w - 2t \quad (3.38)$$

Buradan AWG10 için yalıtımsız iletken çapı 2,59 mm olarak hesap edilebilir. Eş. 3.39’da verilen formül ile K_1 yalıtım katsayısı belirlenebilmektedir.

$$K_1 = \frac{d_{cu}}{w} = \frac{2.59}{2.73} = 0.948 \quad (3.39)$$

Bu katsayı iletken inceldikçe (AWG10’dan AWG41’e doğru gidildiğinde) azalan bir eğilim göstermektedir. Buna rağmen sargı boşluk katsayısı K_2 Şekil 3.19’da görüldüğü gibi yuvarlak tip iletkenin yan yana ve üst üste geldiği durum için Eş. 3.40’da verilen ifadeden de anlaşıldığı üzere uygulamada 0,60 gibi bir değerde kullanılmaktadır [98-100, 109]. Sarım işlemi yuvarlak iletkenler ile yapıldığında komşu iletkenler ve diğer katlardaki iletkenler arasında bir miktar boşluk kalabilmektedir. Bu boşluk nüvenin pencere kullanımını daraltmakta ve sığma sorunlarına yol açmaktadır.

$$A_k = \frac{w^2}{\pi} 4 + d_i \quad (3.40)$$



Şekil 3.19. Yuvarlak iletkenli sargıların geometrik modeli [73, 109]
(a) üçgen bölge, (b) kare bölge

Boşluk katsayısı transformatör sargılarının yapılış biçimine göre Şekil 3.19 (a) ve (b)'de görülebileceği gibi üçgen veya kare şeklinde modellenebilir. Eğer iletkenler Şekil 3.19(a)'da verildiği gibi dairesel boşlukları kaplayacak biçimde yerleştirilecek olursa kayıp alan Eş. 3.41'de ifade edildiği gibi azalmaktadır.

$$A_k = w^2 \left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.41)$$

Bu denklemlerde $2r=w$ olarak yalıtılmış iletken kalınlığıdır. Transformatör pencere bölgesine sargıların sığdırılabilirliğinin belirlenmesinde Eş. 3.42 kullanılmaktadır. Burada primer ve sekonder sargıların iletken kalınlıkları her zaman aynı değerde olmadığından ayrı ayrı ifade edilmiştir [1, 98-100].

$$A_w = A_{primer} + A_{sekonder} = \frac{N_{pr} A_{pr,cu}}{K_{2,pr}} + \frac{N_{sk} A_{sk,cu}}{K_{2,sk}} \quad (3.42)$$

Böylece hesaplanan toplam sargı alanı ile nüvedeki pencere bölgesi oranlandığında Eş. 3.43 ile verilen K_3 katsayısı elde edilmektedir [100].

$$K_3 = \frac{A_w}{W_a} \quad (3.43)$$

Bu katsayı indüktörlerde olduğu gibi nüvede bir adet sargı bulunacak ise 0,835-0,929 arasında; transformatörlerde olduğu gibi birden fazla sargı bulunuyor ise 0,687-0,872 değerleri arasındadır. Buna rağmen uygulamada her iki durum için de en uygun değer 0,75 olarak önerilmektedir [98]. Pencere kullanım katsayısını etkileyen önemli bir faktör de transformatörde birden fazla sekonder sargı olması durumunda sargılar arası yalıtım payı ve de soğumayı kolaylaştırmak için gerek nüve gerekse de sargılar arası hava boşluğudur. Bu katsayı K_4 faktörü olarak yaklaşık pencere bölgesini %2,5 azaltmaktadır. Tek sargılı indüktör ve iki sargılı transformatörde bu değer yaklaşık olarak 1 alınabilmektedir. Ancak çok sargılı ve büyük güçteki transformatörlerde dikkate alınmalıdır. Transformatörün pencere bölgesinin kullanım katsayısı K_1 , K_2 , K_3 ve K_4 değerlerinin dikkate alınmasıyla AWG10 normundaki iletkenin kullanıldığı varsayılarak Eş. 3.44'de verildiği gibi hesaplanabilmektedir [98-100].

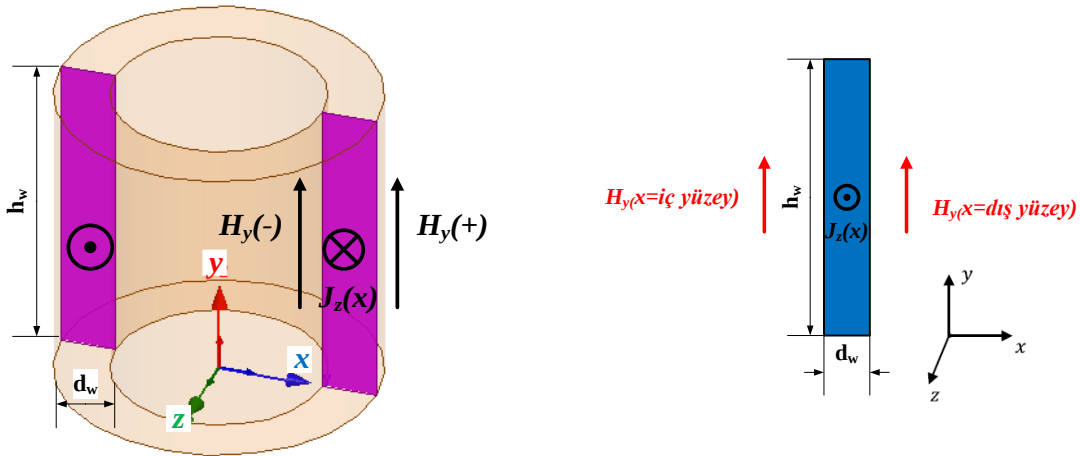
$$K_{cu} = K_1 K_2 K_3 K_4 \quad (3.44)$$

Hesaplanan bu değer transformatör sargıları için AWG10 iletkeninin tercih edildiği durumda pencere kullanım katsayısı yaklaşık olarak %42'si kadar kullanıma izin vermektedir. Bu hesaplama sargıların sığdırılabilirliğinin denetlenmesinde oldukça detaylı bir analizdir. Diğer taraftan sarımı yapacak olan personelin bilgi, beceri ve deneyimleri de etkili olmaktadır [98-100]. Sargıların yerleşiminde nüvedeki pencere bölgesinin sığdırılabilirlik ve soğutma performansı ayrıca yalıtım mesafeleri de göz önünde bulundurularak belirlenmektedir. Bu kriterlere göre düşünüldüğünde belirli bir kalınlıktaki folyo sargı için sığdırılabilirlik katsayısı nüve ile sargılar arası boşluk ve primer/sekonder sargı iletkenlerinin birbirlerine olan mesafeleri de hesaba katıldığında %20'lere kadar gerileyen bir katsayıdır.

Folyo sargı için pencere kullanım katsayısı

Folyo iletken kullanılarak yapılan sargılarda her kat için bir sarımlı folyo iletkeni kullanıldığı düşünülerek modelleme yapıldığında Şekil 3.20 kullanılabilir. Böylece folyo iletken kesitinin büyüklüğü Eş.3.45 ile elde edilmektedir [100, 110].

$$A_{cu} = h_w d_w \quad (3.45)$$



Şekil 3.20. Folyo iletken modeli [110]

Burada d_w bir folyo sargının kalınlığı ve h_w ise folyo sargının yüksekliğidir. Böylece bir kat folyo sargının kapladığı alan folyo iletkenin kesiti, yalıtım payı, katlar arası boşluk ve bobin kenarları da ilave edilerek Eş. 3.46 ile ifade edilebilir.

$$A_{folyo} = (h_w + 2d_i + 2e)(d_w + d_g + 2d_i) \quad (3.46)$$

Burada d_i katlar arası mesafeyi, d_g yalıtım kalınlığını, e ise her bir folyo sarımının nüve boyunduruğu ile arasında kalan hava boşluğunu simgelemektedir. Böylece pencere kullanım katsayısı Eş. 3.47 ile hesaplanabilir [100].

$$K_{cu} = \frac{A_{cu}}{A_{folyo}} = \frac{h_w d_w}{(h_w + 2d_i + 2e)(d_w + d_g + 2d_i)} \quad (3.47)$$

3.2.11. Sargı kayıplarının modellenmesi

Transformatörlerde iletim kayıpları için kapalı form ifadenin geliştirilmesi difüzyon denkleminin çözümü ile başlar. Sargı iletkenleri için Eş.3.48-3.50'de verilen doğrusal Maxwell denklemlerinin çözümü Eş.3.46'da verilen manyetik alan şiddetinin fazöründe sadece tek bir düzlemsel bileşen (y -bileşeni) bulunmaktadır [110].

$$\nabla \times H = \sigma E \quad (3.48)$$

$$\nabla \times E = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \quad (3.49)$$

$$H(x) = a_y H_y(x) \quad (3.50)$$

Burada $H_y(+)$ ve $H_y(-)$ silindirik iletkenin iç ve dış yüzeylerindeki paralel manyetik alan şiddetleridir. Folyo iletken içerisindeki manyetik alan yalnızca x eksenine boyunca konumuna bağlıdır. Bu nedenle, difüzyon denklemi ikinci mertebeden diferansiyel denklem (Eş.3.51) olur [30, 110].

$$\frac{d^2 H_y(x)}{dx^2} = j\sigma\omega\mu H_y(x) = \gamma^2 H_y(x) \quad (3.51)$$

Burada γ yayılma sabiti olarak Eş. 3.52’de görüldüğü gibi akım yoğunluğu ile yüzey derinliğinin oranıdır. Hiperbolik denklem için genel çözüm Eş.3.53’teki gibi ifade edilebilir. Bu ifadeyi çözmek amacıyla, nüve penceresinde tek bir folyo iletkenin bulunduğu kabul edilerek analiz yapılmaktadır [110].

$$\gamma = \frac{(1+j)}{\delta} \quad (3.52)$$

$$H_y(x) = H_1 e^{\gamma x} + H_2 e^{-\gamma x} \quad (3.53)$$

Genel olarak bu varsayımlar ile folyo iletkenler içerisinde manyetik alan dağılımı için Eş.3.54 elde edilebilir [30, 110].

$$H_y(x) = H_{ext} \frac{\sinh(\gamma x)}{\sinh(\gamma d_w)} - H_{int} \frac{\sinh(\gamma(x - d_w))}{\sinh(\gamma d_w)} \quad (3.54)$$

Tek boyutlu olarak manyetik alan tanımlandıktan sonra iletkenin akım yoğunluğu Eş.3.55'te verildiği gibi tanımlanabilir [30, 110].

$$\nabla \times H = J = a_z \frac{\partial H_y(x)}{\partial x} \quad (3.55)$$

Buradan, akım yoğunluğu manyetik alan şiddetinin türevi olarak Eş. 3.56'daki gibi yazılabilir [30].

$$\frac{dH_y(x)}{dx} = J_z(x) \quad (3.56)$$

Böylece, sinüzoidal uyarım durumu için manyetik alan eşitliğine göre bir folyo iletkeninde akım yoğunluğu Eş. 3.57'de verildiği gibi olmaktadır [30, 110].

$$J_z(x) = \gamma H_{ext} \frac{\cosh(\gamma x)}{\sinh(\gamma d_w)} - \gamma H_{int} \frac{\cosh(\gamma(x - d_w))}{\sinh(\gamma d_w)} \quad (3.57)$$

Akım yoğunluğunun ifadesine göre folyo iletkenden oluşan sargılar için Eş.3.58 ile iletken kayıpları belirlenmektedir [30, 110].

$$P_\sigma = \frac{1}{\sigma} \int_V J \cdot J^* dv \quad (3.58)$$

Sargılardaki omik kayıplar için basitleştirilmiş olan Eş. 3.58 yeniden çözüldüğünde Eş. 3.59 elde edilir [30, 110].

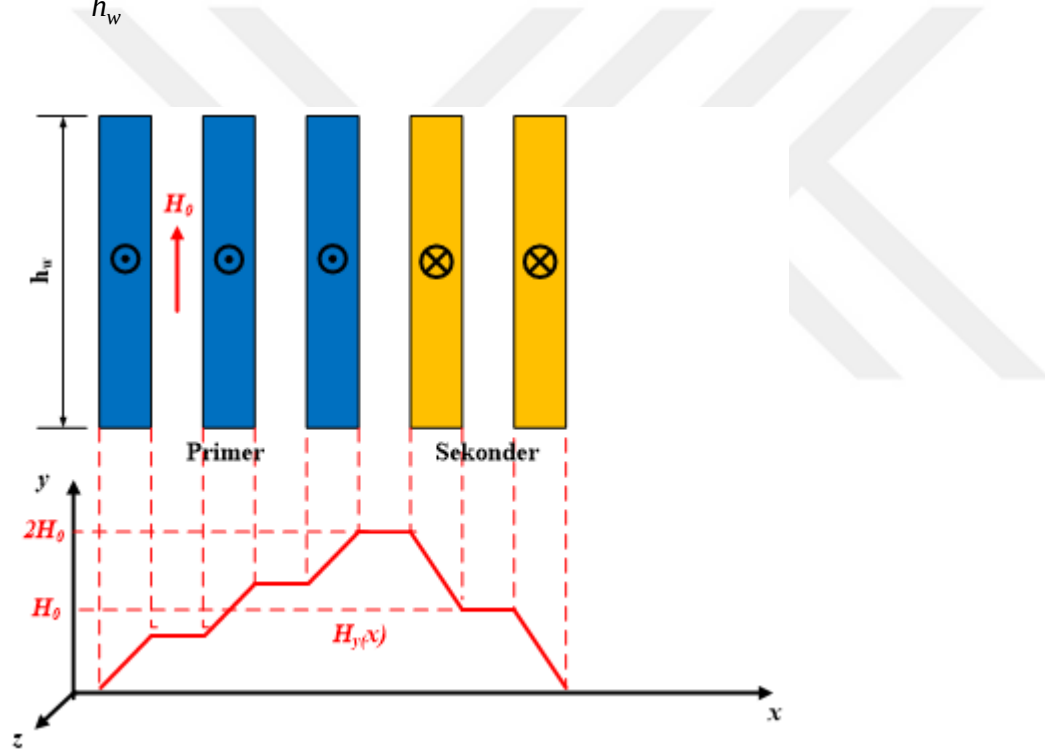
$$P_\sigma = \frac{1}{2\sigma} \int_V |J_z^2(x)| dv = \frac{1}{2\sigma} \int_{x=0}^{x=d_w} |J_z^2(x)| h_w l_w dx \quad (3.59)$$

Transformatör penceresine yerleştirilen bir sarım katmanı için iletim kayıpları kapalı form ifadesi olarak Eş. 3.60 ile tanımlanmaktadır [30, 110].

$$P_{\sigma} = \frac{l_w h_w}{2\delta\sigma} \left[(H_{ext} - H_{int})^2 \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + 2H_{ext}H_{int} \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \right] \quad (3.60)$$

Bir transformatörün folyo sargılarının kesiti görünüşü Şekil 3.21'de verilmiştir. Bu modelde üç sarımlık primer ve iki sarımlık sekonder iletkenlerinin MMK diyagramı verilmiştir. Transformatörün nüvesi ($\mu_r=\infty$) ve sargı iletkenleri ($\sigma=0$) ideal olarak varsayılmıştır. Amper kanununa göre çok büyük geçirgenlikteki kapalı nüvede MMK değeri Eş.3.61 ile tanımlanabilir [30, 110].

$$H_0 = \frac{NI}{h_w} \quad (3.61)$$



Şekil 3.21. Folyo sargıların kesit görünüşü ve MMK dağılımı [30, 110]

Bir sargı art arda birkaç katmandan oluşabilir. Bundan dolayı, p 'inci folyo iletkenin her bir yanında sınır koşulları, Eş.3.62 ve Eş.3.63 ile tarif edilebilir [30, 110].

$$H_{int} = (p-1) \frac{I}{h_w} \quad (3.62)$$

$$H_{ext} = p \frac{I}{h_w} \quad (3.63)$$

Bir sargıdaki m sayıda kattan oluşan folyo sargıda oluşan toplam kayıplar Eş. 3.64 ile verilmiştir [30, 110].

$$P_w = \sum_{p=1}^m P_{\sigma} \quad (3.64)$$

Buna göre bir folyo sargının omik kayıpları Eş. 3.65'te görülmektedir [30, 110].

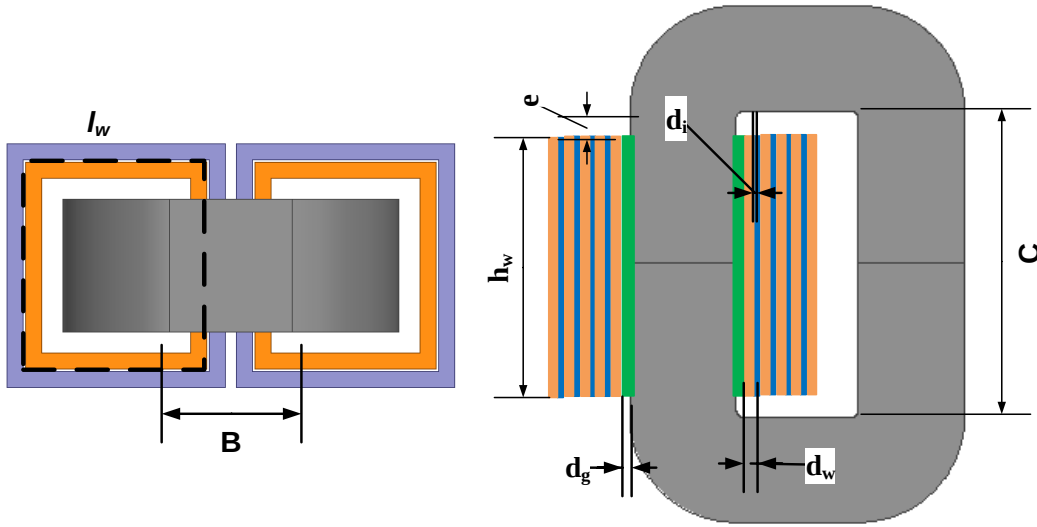
$$P_w = I^2 \frac{l_w}{2\delta\sigma h_w} m \left[\zeta_1 + \frac{2}{3}(m^2 - 1)\zeta_2 \right] \quad (3.65)$$

Böylece sargılarda meydana gelen güç kayıpları Eş. 3.66'da verildiği gibi folyo sargının AA direnç değeri ile akımın *rms* değerinin karesi ile orantılı olarak değişmektedir.

$$P_w = R_{ac} I_{rms}^2 = R_{ac} \frac{1}{2} I^2 \quad (3.66)$$

3.2.12. Kaçak endüktans değerinin belirlenmesi

Transformatörlerde dönüştürme oranı ve kaçak indüktans değeri oldukça önemli iki parametredir. Bu parametrelerden dönüştürme oranı primer ve sekonder sarımların matematiksel oranıdır. Ancak kaçak indüktans değeri hem tasarım geometrisi, hem de sargıların yerleşimi gibi hususlar göz önünde bulundurulduğunda çok fazlaca etkilenen bir parametredir. Transformatör tasarımında kaçak akının önceden tahmin edilebilmesinde kullanılan matematiksel bir model Şekil 3.22'de verilmiştir. Bu modelde ortalama sarım uzunluğu, iletken kesiti, kat sayısı, sarım katları arasındaki ve sargılar arasındaki yalıtım kalınlığı ile pencere yüksekliği kaçak endüktans değerini etkileyen en önemli parametrelerdir. Dolayısıyla transformatör sargılarının tasarımı ve sargıların yerleşimi kaçak akıyı büyük ölçüde değiştirmektedir [30, 31].



Şekil 3.22. Transformörün kaçak endüktans hesaplama modeli [30]

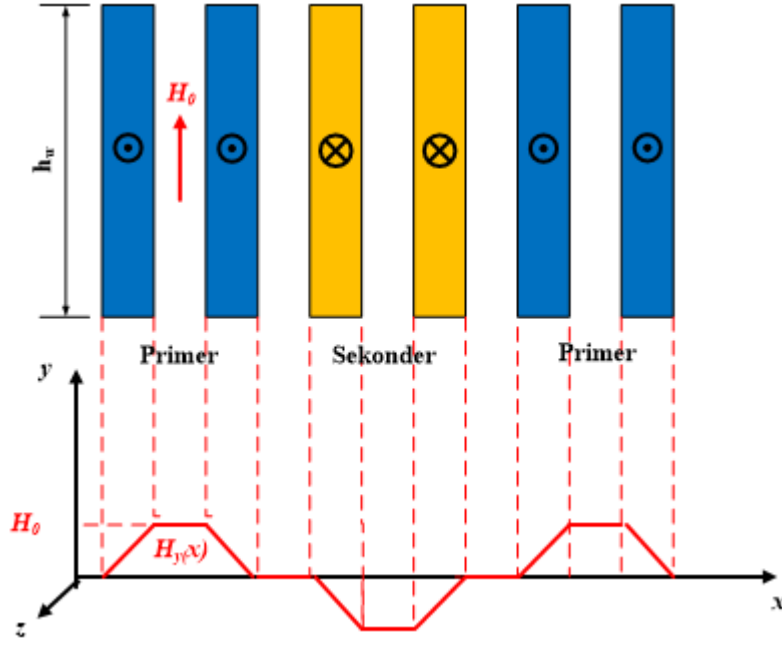
Prototip model üretiminden önce kaçak endüktans değerinin hesaplanmasında Eş. 3.67 verilmektedir [30, 31].

$$L_{lk} = \frac{\mu_0 l_w N^2}{h_w m^2} \left[\frac{\sum d_w + \sum d_i}{3} + \sum d_g \right] \quad (3.67)$$

Eş.3.68’de ifade edildiği gibi transformörün ortalama sarım uzunluğu (l_w) kaçak akı değerlerini etkileyen önemli bir parametredir [5]. Sekonder tarafında ortalama sarım uzunluğu arttığından kaçak akı endüktansı daha büyük değerde olmaktadır.

$$L_{lk} \cong \frac{\mu_0 \cdot N_1^2 \cdot l_w \cdot B}{3 \cdot C} \quad (3.68)$$

Transformör sargılarında folyo sarım tercih edildiğinde kaçak indüktans değeri büyük ölçüde azalmaktadır. Bununla birlikte sargıların nüvedeki yerleşimi de manyetik alan dağılımına etki edecek ve performansı iyileştirecektir. Şekil 3.23'te verilen dağıtılmış sargı yapısı kullanıldığında MMK dağılımı normal sarıma göre değiştiğinden kaçak indüktans değeri minimize edilebilmektedir [30, 107, 110].



Şekil 3.23. Dağıtılmış sarımlı bir transformatörde MMK dağılımı [30, 110]



4. TRANSFORMATÖRLERİN TERMAL DAVRANIŞI

Transformatörler statik elektrik makineleri olduğundan performanslarını belirleyen en önemli unsur elektriksel güç kayıplarıdır. Nüve ve sargılarda oluşan bu kayıplar ısı olarak sonuçlandığından sıcaklık artışı bir takım sorunlara (yalıtım malzemelerinin bozulması ve nüve malzemesinin geçirgenliğinin kötüleşmesi gibi) sebep olabilmektedir.

İdeal olarak kayıpların olmaması istenir ancak, uygulamada nüve malzemelerinin karakteristiklerine bağlı olarak birbirlerinden farklı değerlerde spesifik nüve kayıpları bulunmakta ve frekans etkisiyle artış göstermektedir. Bununla birlikte sargılarda kullanılan iletken malzemelerin öz dirençlerinden dolayı akımın karesi ile orantılı olarak sargı kayıpları meydana gelmektedir. Eğer, sargı yapımında süper iletkenler kullanılabilse idi sargı kayıpları ideal olarak meydana gelmeyecekti.

Sargı kayıpları frekans değerine bağlı olarak artış göstermekte olduğundan orta/yüksek frekanslı transformatörlerin sargılarının deri ve yakınlık etkisiyle AA direnç değerleri artmaktadır. Ayrıca, sinüzoidal olmayan uyarımlar durumları da nüve kaybını artırmakta ve harmonik bileşenler nüvede sıcaklık artışına yol açmaktadır. Oluşan ısı radyasyon (ışınım) ve konveksiyon (taşıma) yoluyla önce yüzeye ve daha sonra transformatörün bulunduğu ortama aktarılmaktadır. Sıcaklık artışı ise transformatörün manyetik ve elektriksel parametrelerini bozarak performanslarını kötüleştirir. Bu nedenle transformatörlerin tasarım aşamasında termal analizlerinin yapılması ve sıcaklık artışının önceden tahmin edilmesi büyük önem taşımaktadır.

4.1. Transformatörlerde Isı Kaynakları

Transformatörlerde iki temel ısı kaynağı bulunmaktadır. Bu ısı kaynakları nüve ve sargılarda oluşan kayıplar sebebiyle oluşmakta ve frekans değerine bağlı olarak artış göstermektedir. Bu kayıplardan dolayı oluşan ısının etkin bir şekilde alınabilmesi için sıcaklık artışının ne kadar oluşacağı prototip üretiminden önce belirlenmelidir. Böylece, nüve ve sargılarda oluşan sıcaklık değerlerinin belirli bir sınırı aşmaması için uygun bir soğutma yöntemi tercih edilmelidir.

4.1.1. Nüvedeki ısı kaynağı

Transformatör nüve yapılarında kullanılan manyetik malzemenin spesifik özelliklerine ve güç elektroniği devresinin anahtarlama frekansına bağlı olarak güç kayıpları oluşmaktadır. Bu güç kayıpları ısı olarak açığa çıkan ve tasarım sürecinde dikkate alınması gereken önemli bir parametredir. Son yıllarda güç elektroniği sistemlerin çoğalması nedeniyle sinüzoidal olmayan mıknatıslanma durumlarında transformatörlerin termal davranışlarının matematiksel olarak modellenenebilmesi için Steinmetz denklemi doğrusal olmayan sistemlerin nüve kayıplarının belirlenebilmesi için uyarlanmıştır [9, 23, 68]. Bu ifade anahtarlama frekansına bağlı olarak manyetik indüksiyonun yön değiştirmesi esnasında oluşan birim hacim için bir periyotluk süredeki nüve kaybının integrali ile Eş.4.1'de verilmiştir. Bu eşitlikte modifiye edilen Steinmetz katsayısı k_i Eş. 4.2'de görüldüğü gibi manyetik malzemenin karakteristiklerine (α ve β) bağlı olarak değişmektedir. Burada manyetik akı yoğunluğu genliğinin α . dereceden türevi mutlak değer içerisinde tanımlanmıştır [30, 31].

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (4.1)$$

$$k_i = \frac{K}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (4.2)$$

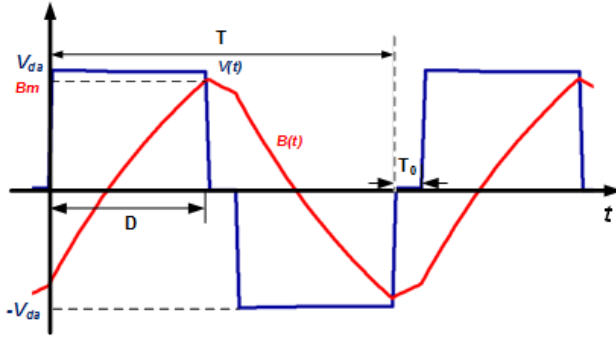
Buradan transformatör nüvesinin hacmine (V_c) göre toplam nüve kayıpları Eş. 4.3 ile elde edilebilmektedir.

$$P_c = P_v V_c \quad (4.3)$$

Böylece transformatör uyarım dalga formuna ve anahtarlama frekans değerine bağlı olarak belirli bir hacimdeki nüvede oluşan kayıplar belirlenmektedir. Transformatörün Şekil 4.1'de görülen kare dalga formunda uyarım durumunda meydana gelen nüve kaybı Eş. 4.4'te verildiği gibi yazılabilir [9, 68].

$$P_v = 2^{\alpha+\beta} k_i K f^\alpha B_m^\beta \quad (4.4)$$

Bu ifadede kayıplar W/m^3 olarak belirli bir değerdeki nüve hacmi için hesaplanmaktadır. Nüve kayıplarının W/kg olarak hesaplanabilmesi Eş.4.6 ile mümkün olabilmektedir.



Şekil 4.1. Kare dalga uyarım durumunda manyetik akı yoğunluğunun değişimi [23]

Transformatörler simetrik kare dalga uyarım durumunda orta frekans değer aralığında enerji transferi yaparken nüvedeki manyetik akı yoğunluğu anahtarlamaadaki doluluk oranına bağlı olarak değişmektedir (Eş.4.5). Burada T_0 anahtarlama akımın yön değiştirmesi sırasında ölü zaman ve doluluk oranı ise ($D=T_{on}/T$) olarak ifade edilmektedir. Anahtarlama primer uyarım geriliminin üst üste binmemesi için doluluk oranının en büyük değeri $D_{max} < 0,5$ olarak sınırlandırılmıştır [98].

$$\frac{dB(t)}{dt} = \frac{4B_{max} f}{D} \quad (4.5)$$

Böylece, simetrik kare dalga uyarım altında belirli bir frekans ve doluluk oranında anahtarlama güç elektroniği dönüştürücülerdeki transformatörlerin nüve kayıpları için Eş.4.6 geliştirilmiştir [23, 68].

$$P_{core} = K_h f B_{max}^\alpha + K_e \left(\frac{D}{4} \right)^{1.5} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} + K_c \left(\frac{D}{4} \right)^2 \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (4.6)$$

Transformatörün termal modelinde kullanılacak olan nüvedeki ısı kaynağı nüve iç (V_{cc}) ve dış kısmının (V_{ce}) hacimlerine göre sırasıyla Eş. 4.7 ve Eş.4.8'de verilmiştir [30, 68].

$$P_{cc} = P_v V_{cc} \quad (4.7)$$

$$P_{ce} = P_v V_{ce} \quad (4.8)$$

Transformatör simetrik yapıda olduğundan sadece ön ve arka tarafları ısı kaynağı olarak düşünülmemektedir. Sargılar nüve bacasında olduğundan termal modellemede nüvenin dış kısmı ile iç kısmı ayrı ayrı tanımlanmıştır. Bu modelleme nüvenin iç sıcaklığı ile dış sıcaklık değerleri arasındaki farklılığın ifade edilebilmesi için geçerli olmaktadır [9, 30].

4.1.2. Sargılardaki ısı kaynağı

Transformatörün primer ve sekonder sargılarında iletken malzemesinin türüne bağlı olarak değişen sargı iç direncinden dolayı güç kayıpları oluşmaktadır. Transformatör sargılarında oluşan kayıplar için harmonik bileşenler dikkate alınarak Eş. 4.9 yazılabilir [9, 30].

$$P_{cu} = \sum_{v=1}^n {}^v R_{ac-pr} {}^v I_p^2 + \sum_{v=1}^n {}^v R_{ac-sk} {}^v I_s^2 \quad (4.9)$$

Böylece transformatörde bulunan tüm sargılar ayrı ayrı ısı kaynağı olarak tanımlanmaktadır. Termal modelde kullanılacak olan ısı kaynakları primer ve sekonder sargılar için sırasıyla Eş. 4.10 ve Eş.4.11'de verilmiştir [30, 68].

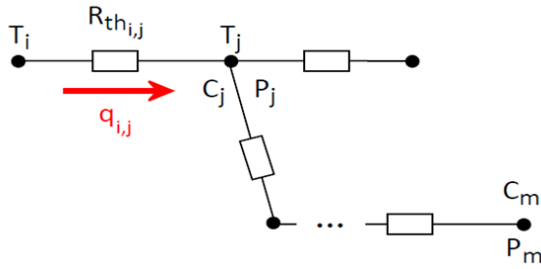
$$P_p = \frac{N_p \rho_{cu} l_p}{A_{pr-cu}} RF \cdot I_{pr}^2 \quad (4.10)$$

$$P_s = \frac{N_s \rho_{cu} l_s}{A_{sk-cu}} RF \cdot I_{sk}^2 \quad (4.11)$$

4.2. Termal Eşdeğer Düğüm Ağ Modeli

Eşdeğer düğüm ağ elektrik devresine benzetilen basitleştirilmiş bir termal modeldir. Bu eşdeğer devre, sıcaklık değerinin daha da az ya da çok olduğu farklı bölgeleri temsil eden

düğümlemlerden oluşmaktadır. Şekil 4.2'de görülebileceği gibi düğümler arasındaki bağlantı eşdeğer termal direnç ile yapılmaktadır [9, 30]. Her düğüme ait ısı kapasitesi C_j ilgili bölgenin termal ataletini temsil etmekte ve sıcaklık farkı bulunmadığı sürece ısı aktarımı gerçekleşmeyeceği için ısı kapasitesi değişmemektedir.



Şekil 4.2. Bir eşdeğer düğüm ağına ait termal yapılandırma [30]

Bu modelde i düğümünden j düğüme bir malzemenin termal direnç değeri Eş. 4.12 ile verilebilir.

$$R_{th,i,j} = \frac{1}{h_{i,j} \cdot A} \quad (4.12)$$

Burada, A ısı aktarım yüzey alanı ve $h_{i,j}$ ise ısı aktarım katsayısını temsil etmektedir. Dış hava sıcaklığı veya ortam sıcaklığı T_a sabit kabul edilerek 1'den m düğüme kadar olan kontrol düğümlerinin enerji denge denklemi Eş. 4.13'te verilmiştir.

$$C_j \frac{dT_j}{dt} = \sum_{i=1, i \neq j}^n \frac{1}{R_{th,i,j}} (T_i - T_j) + P_j \quad (4.13)$$

Burada n sayıda düğüm ve $m+1$ sayılı olanlar sabit kabul edilerek Eş. 4.14 elde edilmiştir.

$$\frac{dT_j}{dt} = \frac{1}{C_j} \sum_{i=1}^m \frac{1}{R_{th,i,j}} T_i - \frac{1}{C_j} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{th,i,j}} T_j + \frac{1}{C_j} P_j + \frac{1}{C_j} \sum_{i=m+1}^n \frac{1}{R_{th,i,j}} T_i \quad (4.14)$$

Böylece birinci mertebeden diferansiyel denklem olarak $m \times m$ ve $m \times n$ boyutlu matris geliştirilebilir. Bu ifadeler sırasıyla Eş. 4.15-Eş. 4.19 ile verilmiştir.

$$dT/dt = AT + BU \quad (4.15)$$

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_m \end{bmatrix}_{m \times 1} \quad (4.16)$$

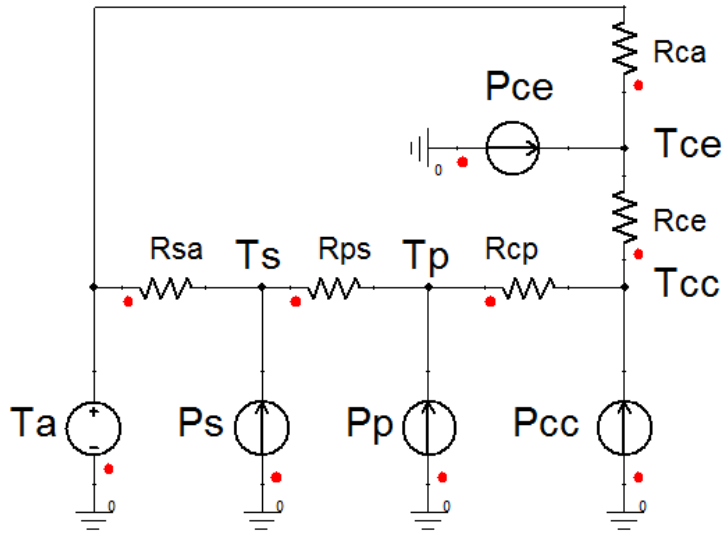
$$U = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_m \\ T_{m+1} \\ \vdots \\ T_n \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad (4.17)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{th_{i,1}}} & \frac{1}{C_1} \frac{1}{R_{th_{2,1}}} & \dots & \frac{1}{C_1} \frac{1}{R_{th_{m,1}}} \\ \frac{1}{C_1} \frac{1}{R_{th_{1,2}}} & -\frac{1}{C_1} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{th_{i,2}}} & \dots & \frac{1}{C_1} \frac{1}{R_{th_{m,2}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{C_m} \frac{1}{R_{th_{1,m}}} & \frac{1}{C_m} \frac{1}{R_{th_{2,m}}} & \dots & -\frac{1}{C_m} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{th_{i,m}}} \end{bmatrix}_{m \times m} \quad (4.18)$$

$$B = \left[\begin{array}{cccc|cccc} \frac{1}{C_1} & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{C_1} \frac{1}{R_{th_{m+1,1}}} & \dots & \frac{1}{C_1} \frac{1}{R_{th_{n,1}}} \\ 0 & \frac{1}{C_2} & \dots & 0 & \frac{1}{C_2} \frac{1}{R_{th_{m+1,2}}} & \dots & \frac{1}{C_2} \frac{1}{R_{th_{n,2}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{C_m} & \frac{1}{C_m} \frac{1}{R_{th_{m+1,m}}} & \dots & \frac{1}{C_m} \frac{1}{R_{th_{n,m}}} \end{array} \right]_{m \times n} \quad (4.19)$$

4.3. Transformatörlerin Termal Eşdeğer Devresi

Transformatörlerin nüve sargılarında oluşan kayıpların açığa çıkardığı ısıнын etkilerinin belirlenebilmesi için termal modelleme yapılmaktadır. Sıcaklık artışı değerleri analiz edilen transformatörün basit termal eşdeğer devresi Şekil 4.3'te görülmektedir [9, 30].



Şekil 4.3. Transformatörün basit termal eşdeğer devresi [30, 73]

Transformatör nüvesinin iç kısmında üretilen ısı (P_{cc}) dış ortama konveksiyon ve radyasyon yoluyla dağılmadan önce nüvenin dış kısmına (P_{ce}) iletim yoluyla aktarılmış olmaktadır. Daha sonra, transformatörün nüve ve sargılarında oluşan ısılar yüzeye ve çevreye transfer edilmektedir. Bu termal eşdeğer devrede transformatörün nüve ile sargı arasında, ayrıca her folyo katı ve yalıtım materyalleri arasında elde edilen eşdeğer termal direnç Eş. 4.20'de verilmiştir [9, 30].

$$R_{eq} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_{c_i} A_i} = \sum_{i=1}^n R_i \quad (4.20)$$

Transformatörün parçaları (nüve ve sargılar) ile akışkan arasındaki eşdeğer termal direnç konveksiyon ve radyasyon ısı aktarım dirençlerinin kombinasyonudur. Burada akışkan hava veya sıvı olabilir. Böylece transformatörün yatay ve dikey yüzeyleri üzerinde birbirine paralel olarak tanımlanan termal dirençlerin eşdeğeri Eş. 4.20'de ifade edilmiştir [9, 30].

$$R_{eq} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n A_i \left(\frac{1}{h_{cc_i}} + \frac{1}{h_{r_i}} \right)} \quad (4.21)$$

Böylece Şekil 4.3. ile verilen termal eşdeğer devrede ısı aktarımı için enerji denklemleri Eş. 4.22-Eş.4.30 ile kolaylıkla tanımlanabilmektedir [9, 30].

$$0 = \frac{1}{R_{ce}}(T_{ce} - T_{cc}) + \frac{1}{R_{cs}}(T_s - T_{cc}) + P_{cc} \quad (4.22)$$

$$0 = \frac{1}{R_{ce}}(T_{cc} - T_{ce}) + \frac{1}{R_{ca}}(T_a - T_{ce}) + P_{ce} \quad (4.23)$$

$$0 = \frac{1}{R_{cs}}(T_{cc} - T_s) + \frac{1}{R_{sp}}(T_p - T_s) + P_s \quad (4.24)$$

$$0 = \frac{1}{R_{sp}}(T_s - T_p) + \frac{1}{R_{pa}}(T_a - T_p) + P_p \quad (4.25)$$

$$0 = AT + BU \quad (4.26)$$

$$T = \begin{bmatrix} T_{cc} \\ T_{ce} \\ T_p \\ T_s \end{bmatrix}_{4 \times 1} \quad (4.27)$$

$$U = \begin{bmatrix} P_{cc} \\ P_{ce} \\ P_p \\ P_s \\ T_a \end{bmatrix}_{5 \times 1} \quad (4.28)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{ce} + R_{cs}} & \frac{1}{R_{ce}} & \frac{1}{R_{cs}} & 0 \\ \frac{1}{R_{ce}} & -\frac{1}{R_{ce} + R_{ca}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_{cs}} & 0 & -\frac{1}{R_{cs} + R_{sp}} & \frac{1}{R_{sp}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{sp}} & -\frac{1}{R_{sp} + R_{pa}} \end{bmatrix}_{4 \times 4} \quad (4.29)$$

$$B = \left[\begin{array}{cccc|c} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{1}{R_{ca}} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{1}{R_{pa}} \end{array} \right]_{4 \times 5} \quad (4.30)$$

4.4. Isı Aktarım Katsayıları

Fiziksel olarak ısı aktarımında yüksek sıcaklıktaki maddeden daha düşük değerdeki bir sıcaklıktaki maddeye doğru ısı enerjisi hareket etmektedir [111]. Bunun anlamı kısaca maddeler arasında sıcaklık farkı olduğunda ısı aktarımı meydana gelmektedir. Termal analiz çözümlerinde SEA ile problem bölgesi sonlu elemanlara bölünerek maddeler arasındaki ısı aktarımının konduksiyon (iletim), konveksiyon (taşıma) ve radyasyon (ışınım) gibi üç farklı yolla gerçekleştiği kabul edilmektedir [9, 30]. Bu aktarım yöntemlerinde konduksiyon yoluyla ısı aktarımı maddelerin birbirleriyle direkt olarak temas ettiği durumlar için konveksiyon yoluyla ısı aktarımı ise akışkan (gaz veya sıvı) hareketi ile gerçekleştiği kabul edilmektedir. Soğutucu sistemlerde akışkan ve katı cisimlerin yüzeyleri arasında ısı enerjisi konveksiyon yoluyla taşınmaktadır ve termal analizlerde ısı aktarımının en önemli mekanizması konveksiyon yoluyla ısı aktarımıdır. Radyasyon yoluyla ısı aktarımında ısı kaynağı olan bir maddeden ışınım yoluyla ısı enerjisi bulunduğu ortama yayılmaktadır.

Doğadaki maddelerin ışınım yoluyla aktarılan enerjiye gösterdikleri davranış birbirlerinden farklıdır. Maddelerin bir kısmı ışınım yoluyla aktarılan enerjiyi yansıtırlar, bir kısmı bünyelerinden geçirirler ya da bünyelerine emerler. Böylece transformatör nüve, sargı, yalıtım ve diğer parçaları arasında farklı özelliklerde ısı aktarımı meydana gelmektedir. Kondüksiyon, konveksiyon ve ışınım yoluyla ısı aktarımı için matematiksel ifadeler sırasıyla Eş. 4.31-Eş.4.33 ile tanımlanmaktadır [30, 112].

$$C \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla \cdot (-\lambda \cdot \nabla T) = Q \quad (4.31)$$

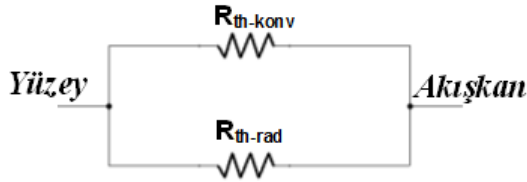
$$\lambda \cdot \frac{dT}{ds} \cdot \vec{n} = -h \cdot (T - T_a) \quad (4.32)$$

$$\lambda \cdot \frac{dT}{ds} \cdot \vec{n} = \varepsilon \cdot \gamma \cdot (T^4 - T_a^4) \quad (4.33)$$

Burada; C , $J/(m^3 \cdot ^\circ C)$ olarak ısı kapasitesini, λ , $W/(m \cdot ^\circ C)$ olarak termal iletkenliği, Q W/m^3 olarak ısı kaynağının hacimsel yoğunluğunu, h , $W/(m^2 \cdot ^\circ C)$ olarak konveksiyon yoluyla gerçekleşen ısı aktarım katsayısını, T , $^\circ C$ olarak ısınan yüzeyin sıcaklığını, T_a , $^\circ C$ olarak yüzeyden uzak bir noktadaki ortam sıcaklığını, γ , Stefan-Boltzman sabitesini ve ε cismin termal ışıma katsayısını temsil etmektedir [30, 112].

4.5. Isı Yayıma Kapasitesi

Katı yüzey ile akışkan arasındaki eşdeğer termal direnç Şekil 4.4'te görüldüğü gibi konveksiyon ve radyasyon ısı transferlerine ait dirençlerin bir kombinasyonudur. Katı cisimlerin yüzeyi ile bir akışkan arasındaki eşdeğer termal iletkenlik ifadesi Eş. 4.34'te verilmiştir [9].



Şekil 4.4. Katı yüzey ile akışkan arasındaki termal eşdeğer devre [9]

$$R_{th-eq} = \frac{A}{\frac{1}{h_c} + \frac{1}{h_r}} \quad (4.34)$$

Transformatörün yatay ve dikey yüzeylerde hem konveksiyon ve hem de radyasyon yoluyla ısı transferi maksimum güç dağılımı kapasitesine göre Eş. 4.35'te görülmektedir [9, 30].

$$\max P_d = \max(P_{conv} + P_{rad}) \quad (4.35)$$

Böylece, maksimum güç dağılımı Eş. 4.36'da ifade edildiği gibi konveksiyon ve ışıma termal dirençlerinin bir paralel kombinasyonu olan minimum termal direnci ile orantılı olmaktadır.

$$\min R_{sa} = \min \left(\frac{R_{conv} R_{rad}}{R_{conv} + R_{rad}} \right) = \min \left(\frac{1}{h_{cc} A + h_r A} \right) \quad (4.36)$$

Daha sonra, konveksiyon ve radyasyon katsayıları arasındaki ilişkiye göre ısı yayılma kapasitesi Eş. 4.37'de verilmiştir [9, 30].

$$\max P_d \propto \max(h_{cc} A + h_r A) \quad (4.37)$$

Su soğutmalı sistemler için konveksiyon ve ışıma sınır koşulları kullanılabilmektedir. Eş. 4.38'de ışıma ihmal edilebilecek kadar küçük değerde olduğundan ısı enerjisi çoğunlukla zorlamalı konveksiyon yoluyla akışkana aktarılmaktadır [112, 113].

$$P_d = h \cdot A \cdot (T - T_a) \quad (4.38)$$

Zorlamalı hava soğutmalı bir transformatörün dış yüzeyinde konveksiyon ısı transfer katsayısı fanın havayı hareketlendirme hızına bağlı olarak değişmektedir. Bundan dolayı hava hızı 0-25 m/s arasında değişim gösterdiğinde tecrübelerle göre yaklaşık olarak konveksiyon katsayısı Eş. 4.39 ile ifade edilebilir [114].

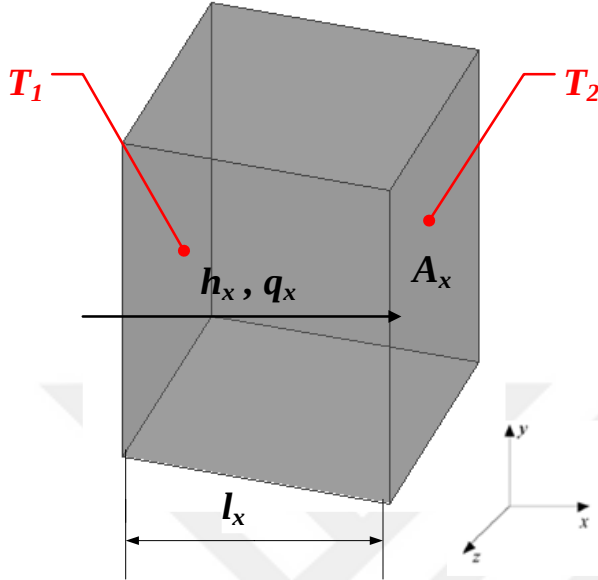
$$h = h_0 + 4.0 \times v \quad (4.39)$$

Burada h_0 oda şartlarındaki havanın konveksiyon katsayısıdır ve $5,8 \text{ W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ olarak kabul edilmektedir. Eğer fan kullanılmayacak ise doğal konveksiyonda soğutma kabiliyeti olarak kabul edilebilecektir. Havanın hareket hızı v ile gösterilmektedir.

4.6. Sonlu Elemanlar Analizleri ile 3D Termal Modelleme

Isı dağılım hesaplamalarında iki farklı prensip yöntem bulunmaktadır. Bunlar, ısı iletimi ve hesaplamalı akışkanlar dinamiği içeren SEM tabanlı analizler ile toplu parametrelili termal ağları ve sayısal teknikleri içeren analitik yöntemlerdir. Şekil 4.5'te verilen üç boyutlu (3D) x , y ve z koordinat sisteminin eksenleri içinde bağımsız ısı transferinin bir varsayımını tanımlamak için genel kübik eleman modellenmiştir [115]. Bu modelde kübik eleman tek

boyutlu bir probleme indirgenerek koordinat sisteminin tüm eksenleri birbirinden bağımsız olarak analiz edilebilmektedir.



Şekil 4.5. Termal modelleme için genel kübik eleman [115]

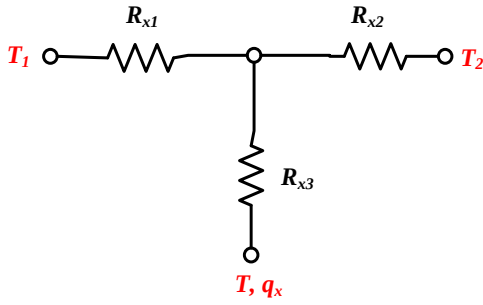
Burada kübik model için x düzlemindeki eşdeğer termal ağ Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Kübik model içerisindeki ortalama sıcaklık ve toplam ısı üretimi sırasıyla Eş. 4.40 ve Eş.4.41 ile verilmiştir [115].

$$\bar{T} = \frac{1}{l_x} \int_{-l_x/2}^{l_x/2} \frac{\dot{q} l_x^2}{2h_x} \left(\frac{1}{4} - \frac{x^2}{l_x^2} \right) dx \quad (4.40)$$

$$q_x = \dot{q}V = \dot{q}A_x l_x \quad (4.41)$$

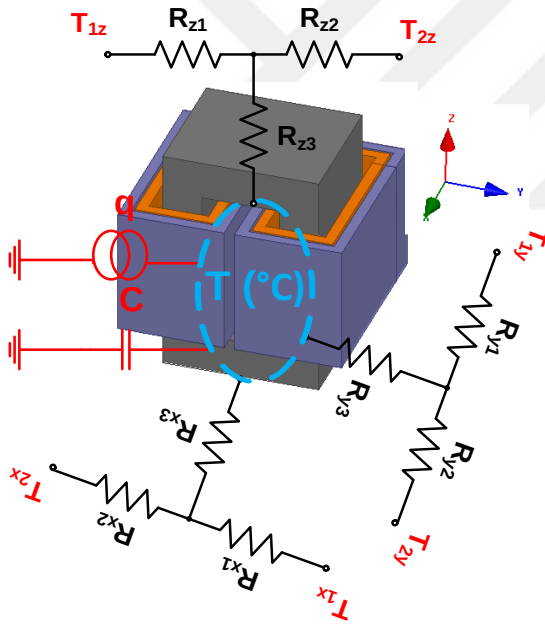
Böylece x düzlemindeki termal iletkenlik değerinin hesaplanabilmesi için Eş. 4.42 kullanılabilir [115].

$$\lambda_x = \frac{q_x l_x}{A_x \bar{T}} \quad (4.42)$$



Şekil 4.6. Genel kübik eleman için eşdeğer termal ağ [115]

Transformatöre ait tanımlanan kübik model için 3D eşdeğer termal ağ Şekil 4.7'de görülmektedir. Burada koordinat sisteminde her bir eksen temsil eden x , y ve z düzlemleri için birbirinden bağımsız termal devreler oluşturulmuştur. Isı üretim kaynağı (q) ile birlikte termal kapasite (C) ortak düğüm elemanı için sıcak T düğümüne bağlanmıştır.



Şekil 4.7. Transformatörün 3D termal eşdeğer devresi [68]

Bu eşdeğer devreden Eş. 4.43'te ifade edildiği gibi üç boyutlu bir termal iletkenlik tensörü oluşturulabilmektedir [115].

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_x & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_y & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_z \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

4.7. Transformatörlerin Soğutulması

Transformatörlerin çalışmaları sırasında oluşan sıcaklık artışları bulunduğu ortamda ısı artışlarının olumsuz etkileri ve en önemlisi kendi işletim parametrelerini etkilemesi sonucu çalışma performanslarında aksaklıklar meydana gelebilmektedir. Güç elektroniği devrelerinde bulunan orta frekans transformatörlerinde açığa çıkan ısı güç anahtarlarının performanslarını da etkileyebilmektedir. Bundan dolayı transformatörlerin soğutulması büyük önem taşımaktadır. Transformatör tasarımında gerçek çalışma koşullarında ısı artışının ne kadar oluşacağını önceden kestirilmesi matematiksel yöntemlerle hesap edilebilir. Ancak sinüzoidal olmayan uyarım durumlarında doğrusal davranış bozulacağı için klasik matematiksel yöntemlerle çözüm oldukça karmaşık hale gelmektedir. Bunun için problem bölgesinin sonlu elemanlara bölünerek hesaplanmasını sağlayan SEM ile analiz daha kullanışlı olmaktadır [1, 116-120].

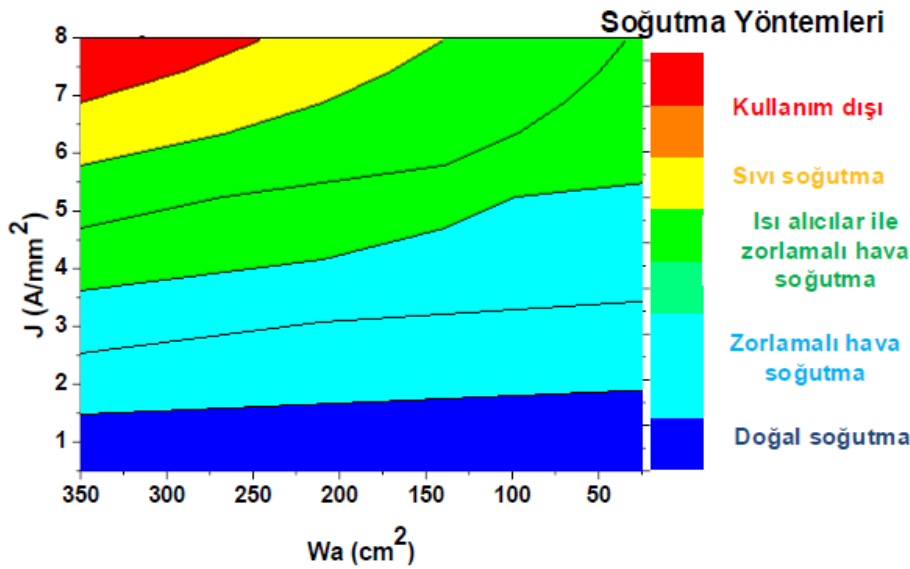
Transformatör nüve ve sargılarının soğutulmasında hava soğutma veya sıvı soğutmalı sistemler kullanılmaktadır. Sıvı soğutma sistemleri büyük güçteki transformatörlerin soğutulmasında nüve ve sargılarda oluşan ısı çevreye dağılmadan etkin bir biçimde aktarılmaktadır. Ayrıca tamamen kapalı ortamlarda gürültü seviyesi en düşük değerde olmaktadır. Sıvı soğutma sistemlerinin hava soğutmalı sistemlere göre üstünlükleri olmasına rağmen sıvı devresinde kaçakların oluşabilme riski, sıvının kimyasal olarak korozyona sebep olabilmesi ve yüksek üretim maliyetleri gerektirmesi gibi sakıncalarının bulunduğu dikkate alınmalıdır [121-124]. Böylelikle, sıvı ile soğutma sistemleri çok büyük güçteki transformatörlerde tercih edilmektedir. Bunun sebebi sıvı soğutmada akışkanın kapalı çevrim içerisinde dolaştırılması gerektiği ve kurulumun komplike yapıda olmasıdır.

4.7.1. Soğutma yönteminin belirlenmesi

Transformatörün çok basit bir termal modeli Eş. 4.44'te verildiği gibi, sargıların akım yoğunluğu parametresi ile temsil edilebilmektedir. Akım yoğunluğu değerleri tecrübelerle göre doğal konveksiyon ile soğutma yöntemi için 2 A/mm^2 , zorlamalı hava konveksiyonu ile soğutma için 4 A/mm^2 ve sıvı soğutmalı transformatörler için $6-7 \text{ A/mm}^2$ olarak önerilmektedir [30, 32, 68].

$$W_a \times A_c \propto \frac{1}{J_{rms}} \quad (4.44)$$

Elektriksel olarak akım yoğunluğu ile iletken kesiti ters orantılı değiştiğinden sargılarda oluşan ısı da değişmektedir. Belirli bir güç değerindeki transformatörde gereğinden daha küçük kesitte iletken seçilecek olursa sargılar daha fazla ısınmaktadır. Böylece Şekil 4.8'de görülebileceği gibi soğutma gereksinimi de bir kademe artmakta ve çok büyük güçteki transformatör sargıları sıvı ile soğutulmaktadır. Bu yöntemde, sargılarda oluşan ısı nüveye etki etmeden sıvı akışkanı konveksiyonu ile direkt olarak dış ortama transfer edilmektedir. Grafikteki kırmızı renkli bölge akım yoğunluğunun 7 A/mm² değerinden daha büyük olduğu ve uygulamada kullanılmayan bir değerdir.



Şekil 4.8. Akım yoğunluğuna bağlı olarak soğutma gereksiniminin seviyesi [68]

Soğutma yönteminin belirlenmesi için Çizelge 4.1'de verilen ısı aktarım katsayıları literatürde kullanılan yöntemlere göre özetlenmiştir [32, 68, 121-124]. Bu süreçte büyük güçteki orta frekans transformatörü için ısı alma kapasitesi ve ısı aktarım etkinliği bakımından sıvı soğutma sistemi önerilmektedir. Orta güç kapasitesinde tasarlanan transformatör için zorlamalı hava soğutma sisteminde nüve yüzeyine alüminyum soğutucu plakalar yapıştırıldığında yaklaşık olarak on kat daha soğutma performansı artış göstermektedir.

Çizelge 4.1. Soğutma yöntemleri ve ısı aktarım katsayıları [68]

Soğutma Yöntemi	Konveksiyon Katsayısı
Doğal Soğutma	6 W/m ² K
Zorlamalı Hava Soğutma	20 W/m ² K
Alüminyum Soğutucu + Zorlamalı Hava Soğutma	200 W/m ² K
Sıvı soğutma	1800 W/m ² K

Doğal konveksiyon ile soğutma genellikle düşük güçteki transformatörlerin soğutulması için tercih edilmekte ve bazen serbest soğutma olarak adlandırılmaktadır. Isı alma kabiliyeti en çok sıvı ile soğutmada elde edilebilmektedir ve büyük güç kapasitelerinde sargı ve nüvelerin soğutulması sıvı ile yapılmaktadır.

4.7.2. SEA ile termal analiz süreci

Termal analizin ilk adımında transformatör kayıpları belirlenmektedir. Burada transformatör nüve ve sargı kayıpları SEA ile belirlenmektedir. Nüve kayıpları transformatörün uyarım durumuna göre (sinüzoidal, kare dalga veya PWM gibi) ile frekansa bağlı olarak değiştiğinden prototip model üretiminden önce Maxwell 3D yazılımının transient çözücüsü kullanılarak hemen hemen gerçek çalışma koşullarında modelleme ve simülasyon yapılabilmektedir. Ayrıca, çalışma frekansına bağlı yakınlık ve deri etkisine göre sargı kayıpları hesaplatılmaktadır. Güç dönüştürücü devreleri içerisinde yer alan orta frekans transformatörlerinin performans testlerinde Simplorer ve Maxwell yazılımları eş zamanlı olarak çalıştırılabilmektedir.

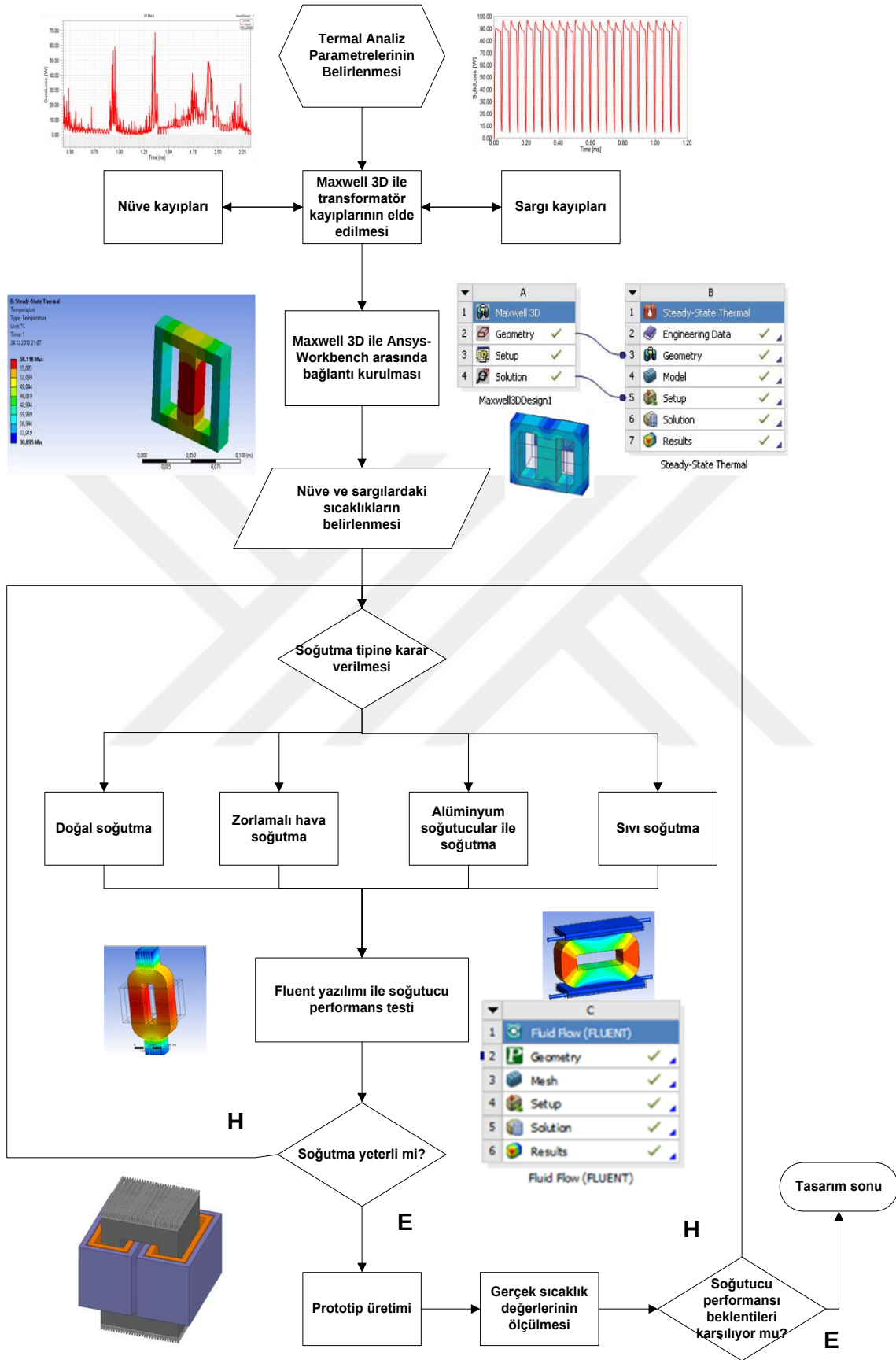
İkinci adımda kararlı durum sıcaklık değerleri için Maxwell yazılımında elde edilen kayıp verileri Ansys-Mechanical-Workbench yazılımına aktarılmaktadır. Bu aşamada problem bölgesi sonlu elemanlara ayrılarak geçici durum ve kararlı durum sıcaklık değerleri hesaplatılabilmektedir. Böylelikle, transformatör prototipi üretilmeden önce nüve ve sargılarındaki sıcaklık değerleri elde edilmektedir.

Daha sonraki adımda, transformatör nüvesi ve sargılarında oluşan ısının uzaklaştırılması için hangi tür soğutma yönteminin kullanılacağına karar verilmektedir. Bu aşamada transformatörün bulunduğu ortam sıcaklığı, kullanım yeri, kapladığı yer ve ağırlık gibi

kriterler göz önünde bulundurulmalıdır. Buna göre seçilebilecek soğutma yöntemleri doğal soğutma, zorlamalı hava soğutma, alüminyum soğutuculu soğutma ve sıvı soğutma gibi yöntemlerdir. Tasarlanan transformatörün anma gücü ve çalışma frekansına bağlı olarak soğutma ihtiyacına göre bu yöntemlerden en uygun olanı belirlenmelidir.

Bir sonraki adımda ise karar verilen soğutma yönteminin performans testinin akışkanlar dinamiği yazılımı ile test edilmesidir. Bunun için, Ansys-Mechanical-Fluent yazılımında transformatör geometrisi 3D olarak tanımlanmakta ve problem bölgesi uygun sayıda sonlu elemanlara bölünmektedir. Nüve ve sargılarda oluşan ısı kaynakları Maxwell 3D yazılımından aktarılmaktadır. Eğer belirlenen soğutma yönteminin performansı ve kabiliyeti yetersiz kalacak olursa soğutma yönteminin yeniden gözden geçirilmesi gerekmektedir. Böylece gerek hava konveksiyonu gerekse sıvı konveksiyonu performansı test edilebilmektedir.

Soğutma etkin bir biçimde SEA ile test edildikten sonra üretilen transformatör prototip modeli üzerinde gerçek çalışma sıcaklıkları ölçülmelidir. Eğer benzetim sonuçlarına göre tahmin edilen soğutma performansı iyi düzeyde değilse soğutma yöntemi yeniden belirlenmeli ve test edilmelidir. Deneysel ve benzetim sonuçlarına göre belirlenen soğutma yönteminin performansının iyi düzeyde olduğu görüldüğünde seri üretim için çalışmalar tamamlanmış bulunmaktadır. Termal analiz süreci için akış diyagramı Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9. Termal analiz işlemleri için akış diyagramı [68]

5. PROTOTİP ORTA FREKANS GÜÇ TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIMI

Bu bölümde orta frekans aralığında çalışan güç elektroniği dönüştürücü devreleri için belirlenen bir güç değerine göre nanokristal nüve malzemesi ile OF transformatör tasarımı yapılmıştır. Yazılım ortamında tasarlanan ve daha sonra prototipi üretilen transformatörün elektriksel ve mekanik parametreleri detaylı olarak analiz edilmiştir. Böylece orta ve yüksek frekanslı transformatörlerin hem boyutlandırma işlemleri hem de performans belirlenmelerinin prototip üretiminden önce ve sonra nasıl yapıldığı açıklanmıştır. Tasarlanan transformatörün detay özelliklerinin belirlenmesinde SEA yazılımı kullanılmış ve prototip OF transformatörün güç elektroniği devresi ile birlikte deney düzeneğinde elde edilen sonuçlar rapor edilmiştir.

5.1. Tasarlanan OF Transformatörünün Teknik Özellikleri ve Boyutlandırılması

Transformatörlerde belirli bir güç değeri için çalışma frekansı ile nüve malzemesinin spesifik akı yoğunluğuna göre boyutlandırma yapıldığından boyutlandırmayı etkileyen tasarım parametreleri elektriksel ve manyetik parametreler olarak Çizelge 5.1'de verilmiştir. Bu parametreler tasarımı yapılan transformatöre ait teknik özellikleri ifade etmektedir.

Çizelge 5.1. Tasarlanan OF transformatörünün teknik özellikleri

Tasarım Değişkenleri	Değeri		
Giriş gerilim değeri (V)	400 V	250 V	800 V
Anma gücü (S)	35 kVA	20 kVA	40 kVA
Çalışma frekansı (f)	10 kHz	5 kHz	15 kHz
Akı yoğunluğu (B_{ac})	0,3 T	0,4 T	0,2 T
Dönüştürme oranı (n)	1		
Akım yoğunluğu (J)	2 A/mm ²		
Primer/Sekonder sarım sayıları	24/24		
Sargı iletken malzemesi	Alüminyum folyo (100x0,4 mm)		
Nüve malzemesi tipi	Vitroperm 250F(33 µm kalınlık ve 50 mm şerit genişliği)		
Pencere kullanım katsayısı (K_{cu})	0,2		
Uyarım Gerilim Türü	Kare dalga		
Dalga form katsayısı (K_f)	4		

Bu çizelgedeki teknik özelliklere göre tasarlanan transformatör 10 kHz çalışma frekansı ve 400 V kare dalga uyarım durumu için anma güç değeri yaklaşık 35 kVA olarak boyutlandırılmıştır. Sargıların akım yoğunluğuna dikkat edilerek akım taşıma sınırı aşılmadan bu transformatör farklı frekans, gerilim ve güç değerleri için kullanılabilir. Teknik özelliklerde verilen 5 kHz, 250 V ve 15 kHz, 800 V kare dalga uyarım durumlarında nüvedeki akı yoğunluğu ile transformatör güç değeri farklı değerler almaktadır. Çalışma frekans değeri arttıkça nüve kayıplarının kabul edilebilir sınırları aşmaması için malzemenin spesifik özelliklerinde belirtilen akı yoğunluğu değerleri dikkate alınmaktadır. Tasarımı yapılan transformatörün farklı frekans değerlerinde çalışma durumlarında uyarım geriliminin değeri ile anma güç değerleri de farklı olmaktadır. Böylece transformatörün boyutları ve sargı yapıları yenilenmeden güç, frekans ve uyarım gerilimi değerlerine bağlı olarak esnek bir kullanımı beraberinde getirmektedir.

Nüvenin boyutlandırılmasında elde edilen A_p değerine göre öncelikle nüve kesiti ve pencere bölgesi mekanik parametreleri belirlenmiştir. Nanokristal nüve malzemesinin 25 mm şerit genişliğine göre 2 adet (25x40) mm nüve kesiti ile sargıların yapımında kullanılacak 100x0,4 mm folyonun sığabileceği pencere yüksekliği için tasarlanan transformatörün temel mekanik parametreleri Çizelge 5.2'de verilmiştir.

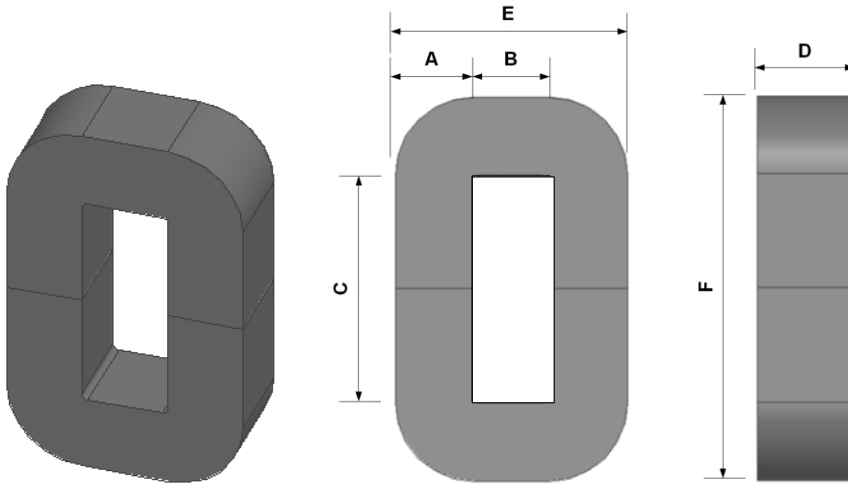
Çizelge 5.2. Tasarlanan transformatörün temel mekanik parametreleri

A_p	A_c	W_a
1080 cm ⁴	20 cm ²	54 cm ²
$A_c \times W_a$	$A \times D$	$B \times C$

Tasarımı yapılan tek kesimli C-nüvenin detaylandırılmış boyutları temel mekanik parametrelere göre Çizelge 5.3'teki gibi elde edilmiştir. Ayrıca 3D olarak modellenen tek kesimli nanokristal C-nüve Şekil 5.1'de görülmektedir.

Çizelge 5.3. Tasarlanan nanokristal C-nüve boyutları

A	B	C	D	E	F	l_w
40 mm	45 mm	120 mm	50 mm	125 mm	200 mm	28 cm



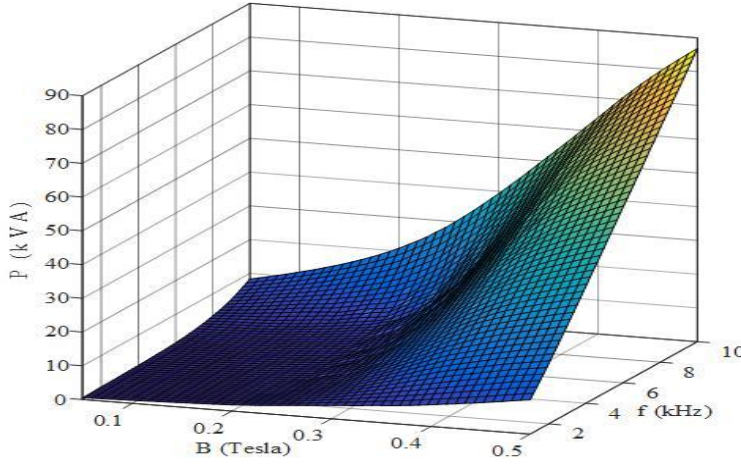
Şekil 5.1. Tasarlanan nanokristal C-nüve

Tasarım değişkenlerinde K_f , K_{cu} , J ve A_p değeri sabit değerler olarak kabul edildiğinde Eş. 5.1 yazılabilir. Böylece belirli bir boyuttaki transformatör için frekans ve akı değerlerine göre elde edilebilecek güç kapasitesini ifade eden grafik Şekil 5.2'de verilmiştir [23]. Bu grafik ile belirli bir boyutta tasarlanan nüve için anahtarlama frekansına göre akı yoğunluğunun genliği belirlenebilmekte ve ulaşılacak maksimum güç değeri tahmin edilebilmektedir. Ayrıca nüve malzemesinin doyma akı değeri ile belirli bir çalışma frekansı için spesifik nüve kaybı değerleri güç kapasitesini sınırlayan değişkenler olduğundan, grafikte sarı renk ile belirtilen güç değerleri belirli bir boyuttaki transformatör için güç taşıma kapasitesinin aşıldığını ifade eden sınır bölgesi olmaktadır. Örneğin, 10 kHz anahtarlama frekansında nanokristal nüve malzemesi kullanıldığında 0,3 T akı yoğunluğu için yaklaşık 40 kVA anma gücü sağlanabilmektedir. Buna karşılık, aynı boyuttaki ferrite N87 nüve malzemesinin kullanılması halinde ise 0,2 T akı yoğunluğu için yaklaşık 25 kVA anma güç değerine çıkılabilmektedir [23].

$$S[\text{VA}] = (13,75) \cdot f \cdot B \quad (5.1)$$

Böylece belirli bir boyuttaki nüve için farklı malzeme kullanılacak olursa tasarlanacak transformatör anma gücünde farklılıklar meydana gelmektedir. Başka bir ifade ile aynı güç ve frekans değeri için farklı nüve malzemeleri kullanılacak olur ise elde edilen transformatör boyutları da farklı olmaktadır. Boyutlandırmada en temel strateji, belirli bir anahtarlama

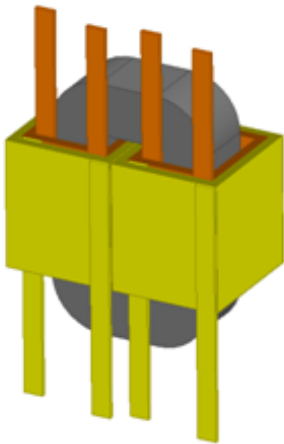
frekansı için en büyük güç değerinin elde edilmesi ve buna karşın en küçük değerde nüve kaybı oluşmasına olanak veren nüve malzemesinin seçilmesidir.



Şekil 5.2. Tasarlanan OF güç transformatörünün parametrik güç taşıma değerleri [23]

5.2. SEA ile Performans Analizleri

Nanokristal nüve ile tasarlanan OF güç transformatörü, fiziksel davranışının test edilebilmesi amacıyla Maxwell 3D yazılımında Şekil 5.3'te görüldüğü gibi modellenmiştir. Bu modellemede tasarımı yapılan transformatörün prototip üretiminden önce nüve ve sargılarının gerçek boyutlarıyla benzetimi yapılmıştır. Primer ve sekonder sargılar bölünerek nüvenin her iki bacağı üzerine yerleştirilmiş ve istenilen sarım sayılarına göre farklı şekillerde bağlanabilmeleri için folyo sargıların terminalleri çıkarılmıştır.



Şekil 5.3. Tasarlanan OF güç transformatörünün SEA modeli [23]

Vitroperm 250F nanokristal nüve malzemesinin Şekil 5.4'te görülen yazılım penceresinde elektriksel ve manyetik parametrelerine ait veriler Maxwell 3D malzeme kütüphanesine eklenmiştir. Tasarımda kullanılan nanokristal nüve malzemesinin B-H eğrisi Şekil 5.5'te verilmiştir. Bu eğrinin oluşturulması için gerekli B ve H değerler malzemenin gerçekteki davranışına ne kadar yaklaşmış ise yapılan benzetimler de o derecede doğru sonuçlar vermektedir. Bu veriler genellikle malzeme üreticilerinin katalog değerlerinden elde edilmektedir ve gerçek değerler olduğu kabul edilmektedir.

Material Name: 33umnano15112014

Material Coordinate System Type: Cartesian

Properties of the Material

Name	Type	Value	Units
Relative Permea...	Nonlinear	B-H Curve...	
Bulk Conductivity	Simple	769230	siemens/m
Magnetic Coerci...	Vector		
- Magnitude	Vector ...	0	A_per_m...
- X Component	Unit Ve...	1	
- Y Component	Unit Ve...	0	
- Z Component	Unit Ve...	0	
Core Loss Model	Electrical Steel		w/m^3
- Kh	Simple	31.1374725864057	
- Kc	Simple	0.00137794723651...	
- Ke	Simple	0.09617796399574...	
- Kdc	Simple	0	
Mass Density	Simple	7200	kg/m^3
Composition		Lamination	
- Stacking Factor	Simple	0.78	
- Stacking Directi...		V(1)	

Calculate Properties for: [Dropdown]

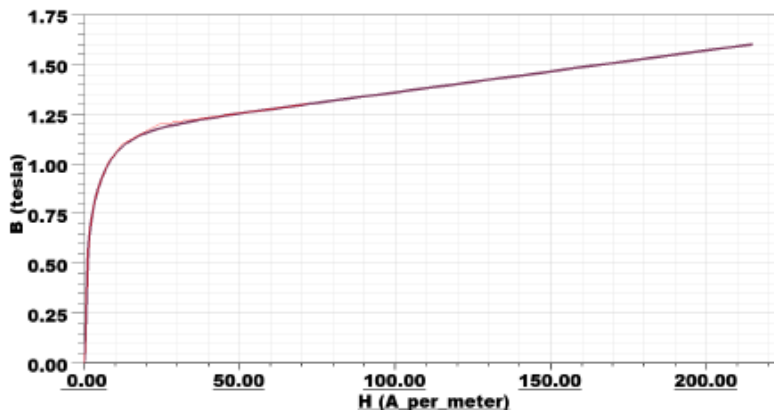
Reset OK Cancel

View/Edit Material for: ☒ Active Design ☐ This Product ☐ All Products

View/Edit Modifier for: ☐ Thermal Modifier

Validate Material

Şekil 5.4. Maxwell 3D yazılımın nüve malzemelerine ait penceresi



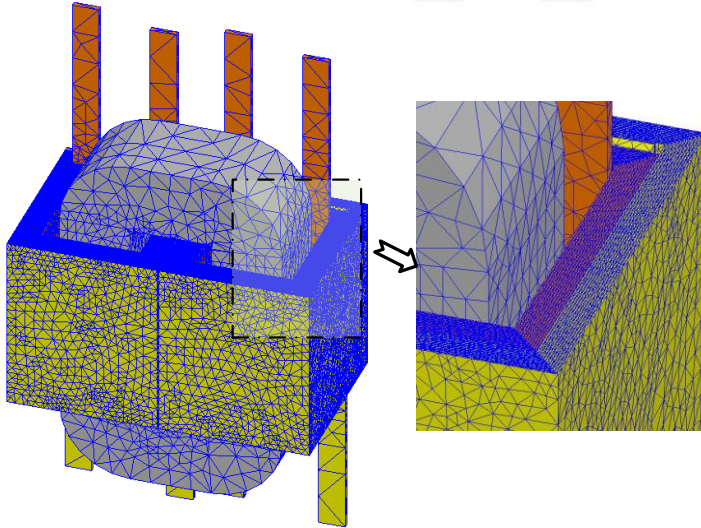
Şekil 5.5. Nanokristal nüve malzemesinin B-H mıknatıslanma eğrisi [3]

Nüve kaybı için elde edilen K_h , K_c ve K_e katsayıları W/m^3 ve W/kg olarak Şekil 5.6’da görülmektedir. Maxwell yazılımı bu katsayıları kullanarak nüve kayıplarını hesaplamaktadır.

Core Loss Unit:	w/kg			
Mass Density:	7200	kg/m ³	w/m ³	w/kg
Frequency:	10	kHz	K_h : 31.1375	0.00432465
Thickness:	0.033	mm	K_c : 0.00137795	1.91382e-007
Conductivity:	769230	S/m	K_e : 0.096178	1.33581e-005

Şekil 5.6. Nanokristal spesifik nüve kaybı katsayıları

SEA için transformatörün sonlu elemanlara bölünmüş hali Şekil 5.7’de verildiği gibi sonlu eleman ağ yapılandırması (mesh) sayısına bağlı olarak hassasiyet artmaktadır. Bu çalışmada 1 933 766 adet sonlu eleman ile 1 975 327 adet düğüm ile oluşturulan ağ yapısı kullanılmaktadır. Böylelikle elde edilen verilerin doğruluğu ve hassasiyeti iyi düzeylerde olmaktadır.



Şekil 5.7. Transformatörün sonlu elemanlara bölünmüş hali

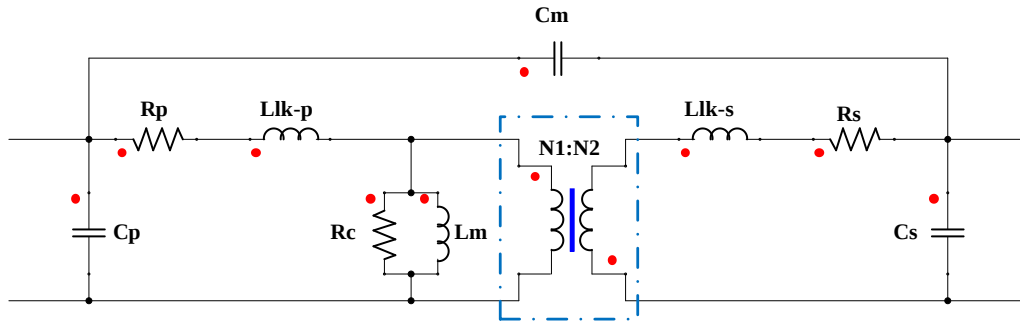
5.2.1. Eşdeğer devre parametrelerinin belirlenmesi

Transformatör eş değer devresinin elde edilmesinde SEA yazılımının elektostatik, girdap akım ve manyetostatik gibi farklı çözücü ayarları kullanılarak elde edilen verilere göre

primer/sekonder endüktans değerleri, AA direnç değerleri ile kapasite değerleri belirlenmiştir. Eşdeğer devre parametreleri Çizelge 5.4'te verilen OF transformatörün tam eşdeğer devresi Şekil 5.8'de görülmektedir [42, 101, 125].

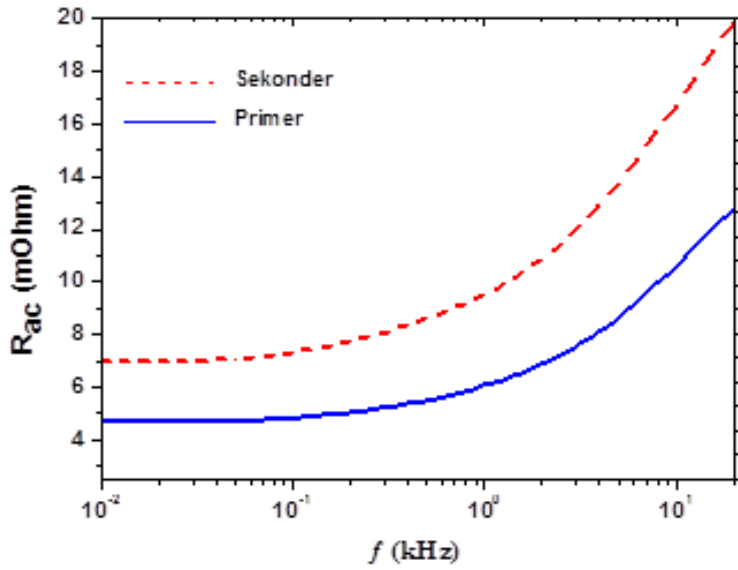
Çizelge 5.4. Transformatörün eşdeğer devre parametreleri

L_{lk-p}	L_{lk-s}	L_M	R_c	R_p	R_s	C_p	C_s	C_m
1,3 μ H	5,4 μ H	7,8 mH	5,3 k Ω	10,5 m Ω	16,8 m Ω	47,5 pF	6,4 pF	2,1 nF



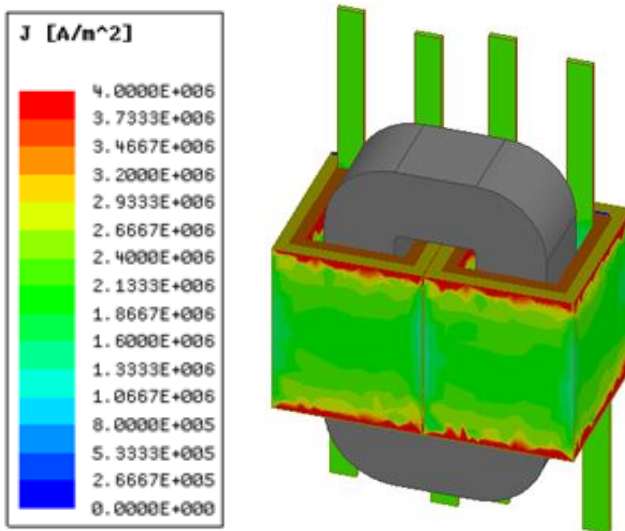
Şekil 5.8. Tasarlanan transformatörün eşdeğer devresi

Folyo sargıların AA direnç değerleri frekansa bağlı olarak deri ve yakınlık etkisiyle artmaktadır. Sargıların AA direnç değerleri SEA parametrik çözücüsü ile frekans değerine göre hesaplatıldığında primer ve sekonder sargı dirençleri karşılaştırma yapabilmek için Şekil 5.9'da verilmiştir [23]. Sarımdaki kat sayısı AA direnç değerini önemli ölçüde etkilemektedir. Bunun sebebi, üst üste yerleştirilen folyo sargıların birbirleri üzerinde yakınlık etkisiyle gerilim indüklemeleri ve akım yoğunluğunu değiştirmeleridir. Ayrıca, tasarlanan sargı yapısı ve nüve ile sargı arasında yaklaşık 7 mm hava boşluğu sayesinde eşdeğer kapasitans değerleri orta frekans aralığında rezonans gibi sorunlara yol açmamaktadır. Böylelikle sargılar ile nüve arasında bırakılan soğutma mesafesi eşdeğer kapasitelerin düşük değerde kalmasını sağlamıştır. Bu çalışmada, kapasite değerleri nüve ile sargılar arasında ve primer/sekonder sargılar arasında SEA yazılımının elektrostatik çözücüsü ile belirlenmiştir.



Şekil 5.9. Transformatör sargılarının frekansa bağlı parametrik AA direnç değerleri [23]

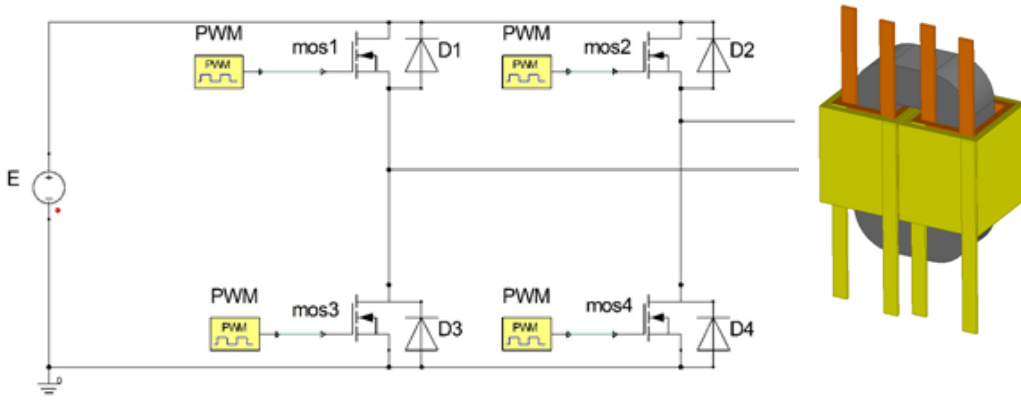
Sargıların akım yoğunluğu dağılımının dinamik olarak incelenebilmesi için en büyük 4 A/mm² değerine göre dağılım Şekil 5.10'da verilmiştir [23]. Folyonun dış kenarlarında akım yoğunluğunda yığılmalar frekans değerine bağlı olarak meydana gelen deri ve yakınlık etkisiyle meydana gelmektedir. Bu etkilerin minimize edilmesi için folyo sarım kat sayısının azaltılması veya sargıların bölünmesi en çok başvurulan yöntemlerden birisidir. Modellenen transformatörlerin primer ve sekonder sargıları eşit sayıda her iki nüve bacağına bölünmüştür. Böylece, sargıların AA direnç değerlerindeki artış kabul edilebilir seviyelerde tutulmuştur.



Şekil 5.10. Transformatör sargılarının akım yoğunluğu dağılımı [23]

5.2.2. Kare dalga ile uyarım durumu

Tasarımı yapılan ve modellenen OF güç transformatörünün SEA ile performanslarının test edilebilmesi için Şekil 5.11'de görülen bir fazlı tam köprü evirici devresi Ansys-Simplorer yazılımında kurulmuştur [2]. Böylece, güç elektroniği ile birlikte OF transformatörün elektromanyetik davranışının daha gerçekçi olarak benzetimi yapılabilmektedir [126].



Şekil 5.11. Bir fazlı tam köprü evirici devresi ile SEA test devresi [68]

Evirici çıkışında kare dalga uyarım formuna göre (Bkz Şekil 4.1) transformatörde manyetik endüksiyon yoluyla nüve kesiti ve sarım sayısına bağlı olarak Eş. 5.2'de verildiği gibi bir gerilim indüklenmektedir [30].

$$v(t) = N \frac{d\phi(t)}{dt} = NA_c \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.2)$$

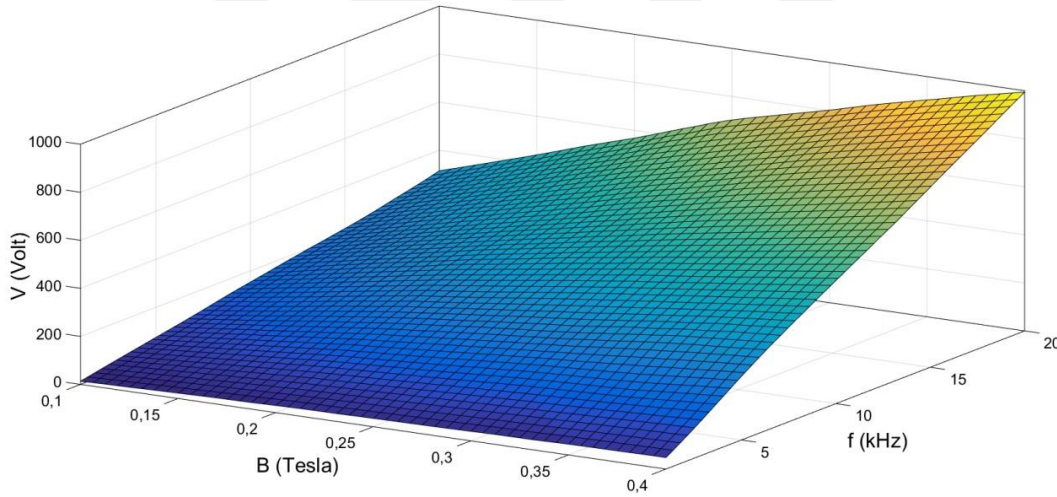
Bir periyotluk süredeki maksimum manyetik akı değeri anahtarlama zamanı bırakılması nedeniyle Eş. 5.3'te verildiği gibi ifade edilebilir [23, 30, 68].

$$B_m = \frac{1}{2} \frac{E}{NA_c} \left(\frac{T}{2} - T_0 \right) \quad (5.3)$$

Böylece, güç elektroniği devresinin DA giriş gerilimi, anahtarlama frekansı, kare dalga şekil katsayısı, nüve kesiti ve maksimum manyetik akı yoğunluğuna göre orta frekans transformatörlerinde sarım sayılarının elde edilmesi için Eş. 5.4 kullanılabilir.

$$N = \frac{E}{4 f A_c B_m} \left(1 - \frac{T_0}{\pi} \right) \quad (5.4)$$

Burada iki seviyeli bir evirici topolojisi kullanıldığından eviricinin DA kaynak gerilim değeri (E) evirici çıkışında bulunan transformatörün primer tarafındaki kare dalga AA gerilimin genliği olmaktadır. Böylelikle evirici kaynak gerilimi, sarım sayısı ve çalışma frekansına göre parametrik değerler elde edilebilir [127]. Tasarlanan OF transformatörün sarım sayısı değiştirilmeden farklı çalışma frekans değerleri için farklı uyarım gerilim değerlerinde kullanılabilmesi mümkün olmaktadır. Şekil 5.12 ile verildiği gibi prototip OF transformatörü farklı güç elektroniği devrelerinde farklı uyarım gerilimi ile çalışma frekansı için esnek bir kullanılabilirlik sergilemektedir. Ancak burada çalışma frekansı 16 kHz ve gerilimin etkin değeri 800 V olarak prototip için sınır değerlerdir.



Şekil 5.12. Çalışma frekansı ve akı yoğunluğuna bağlı parametrik uyarım gerilimi

Bu grafiğe göre belirli bir boyuttaki transformatör için uyarım gerilim değerinin değişmediği kabul edilecek olursa çalışma frekansındaki artışa bağlı olarak sarım sayısının azaltılması gerekmektedir. Buna rağmen, tasarımı ve üretimi yapılan bir transformatörün farklı frekans değerlerinde kullanılabilmesi için sarım sayılarında değişikliğe gidilmeksizin uyarım geriliminin genliğinin değiştirilmesi yeterli olmaktadır. Böylece tasarlanan bir OF güç transformatörü farklı güç elektroniği devrelerine adapte edilebilmektedir. Ancak bu gibi durumlarda belirli bir boyuttaki transformatörün güç taşıma kapasitesinde farklılıklar dikkate alınmalıdır.

5.2.3. Kayıplar ve verim

Transformatör nüve kaybının sinüzoidal uyarım altında belirlenebilmesi için kullanılan genel Steinmetz ifadesine göre (Bkz. Eş. 4.4) nanokristal nüve malzemesinin firma kataloglarından elde edilen kayıp parametreleri Çizelge 5.5'te verilmiştir.

Çizelge 5.5. Nanokristal nüve malzemesinin kayıp parametreleri [98]

Malzeme Kalınlığı	K	α	β
33 μm	$0,864 \cdot 10^{-6}$	1,834	2,112

Bu verilere göre OF transformatörün sinüzoidal 10 kHz frekanslı uyarım altında akı yoğunluğunun genliği 0,3 T iken spesifik nüve kaybı 1,473 W/kg olarak belirlenmiştir. Böylece 5,8 kg ağırlığındaki nüvenin kaybı 8,55 W olarak hesaplanmaktadır. Nanokristal nüve malzemesinin 10 kHz ve 0,3 T akı yoğunluğu kriterlerine göre spesifik olarak nüve kaybı yaklaşık 5 W/kg olarak katalog bilgilerinden elde edilmiştir. Kare dalga uyarım altında iken SEA analiz sonucunda yaklaşık olarak 30 W nüve kaybı meydana gelmektedir. Transformatörün SEA raporlarına göre nüve ve sargı kayıplarına ilişkin veriler Çizelge 5.6'da 230 V rms sinüzoidal ve kare dalga uyarım durumları için karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

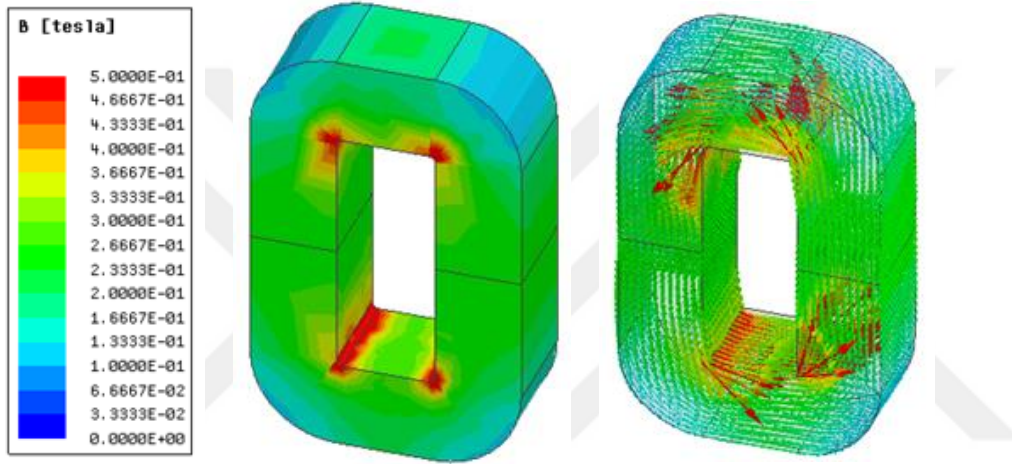
Çizelge 5.6. SEA ile elde edilen kayıp ve verim verileri

Uyarım Tipi	P_c	P_w	P_T	η
Sinüzoidal	10 W	110 W	120 W	%99,6
Kare Dalga	30 W	125 W	155 W	%99,4

Nüve kayıplarındaki farklılık güç elektroniği evirici devresinde doğrusal olmayan uyarım durumunda harmonik etkilerin artmasıyla meydana gelmiştir. Sargı kayıplarındaki farklılık ise transformatörün uyarım gerilimin dalga şeklinin farklılığından olabilmektedir. Bu durumda kare dalga, üçgen veya sinüzoidal dalga uyarımlar için sargı kayıplarının farklılığı dikkate alınmalıdır [128, 129]. Böylelikle doğrusal uyarım ile doğrusal olmayan uyarım altında ve aynı yük şartları için transformatörün veriminde bir miktar farklılık olmaktadır.

5.2.4. Elektromanyetik performans

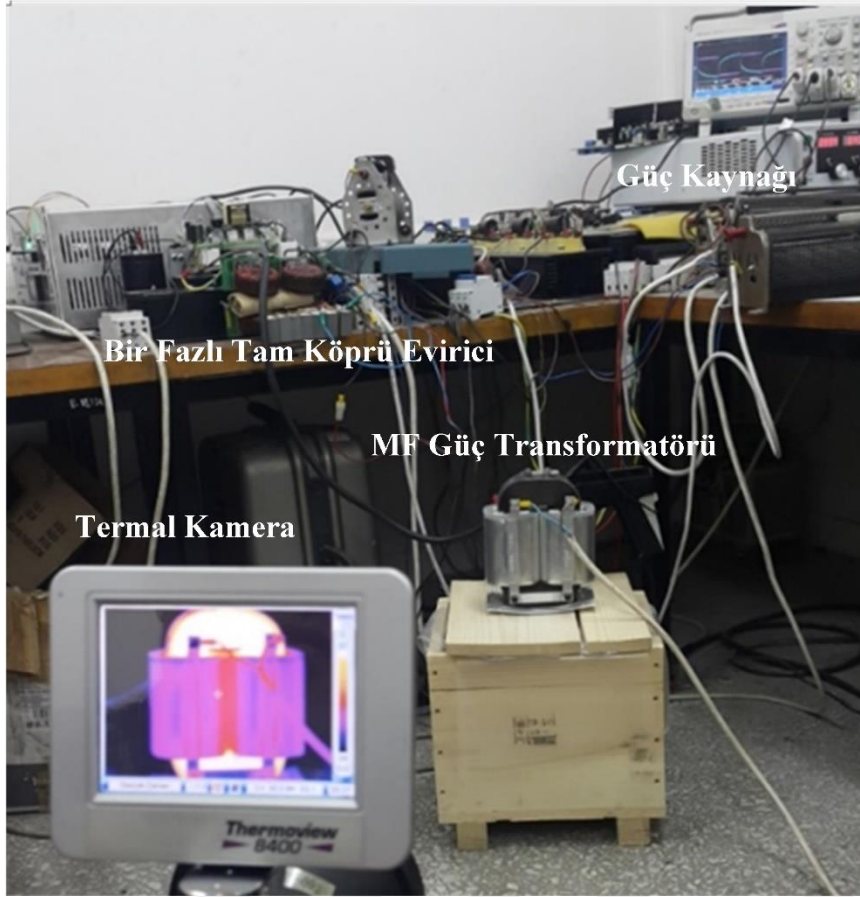
Nanokristal nüveli transformatörün SEA ile belirlenen akı dağılımları Şekil 5.13'te görülmektedir. Böylece, tasarım hesaplamalarında planlanan akı yoğunluğu değeri aşılmamıştır ve nüvenin iç köşelerinde akı yoğunluğu 0,5 T, nüvenin bacak ve boyunduruk kısımlarından ise akı genliğinin değeri yaklaşık 0,3 T olarak belirlenmiştir. Dolayısıyla transformatörün 10 kHz çalışma frekanslı 400 V kare dalga uyarım durumu için SEA benzetim sonuçlarına göre nüvede doyma olmadığı net bir şekilde görülebilmektedir.



Şekil 5.13. Nüvedeki akı dağılımları (en büyük 0,5 T için)

5.3. Deneysel Çalışmalar

SEA ile analizleri yapılan OF transformatörün bir fazlı tam köprü evirici devresi ile birlikte performansının belirlenebilmesi için Resim 5.1'deki deney düzeneği kurulmuştur. Bu deney düzeneğinin teknik özellikleri ise Çizelge 5.7'de verilmiştir. Burada güç elektroniği devresinde benzetimleri yapılan uyarım durumu için testler yapılarak elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.



Resim 5.1. OF transformatörünün testinde kullanılan deney düzeneği

Deney düzeneğinde prototip transformatörün mevcut yük durumu için testinde yaklaşık olarak bir saat süre ile çalıştırılmış ve ısısal davranışı termal kamera ile görüntülenmiştir.

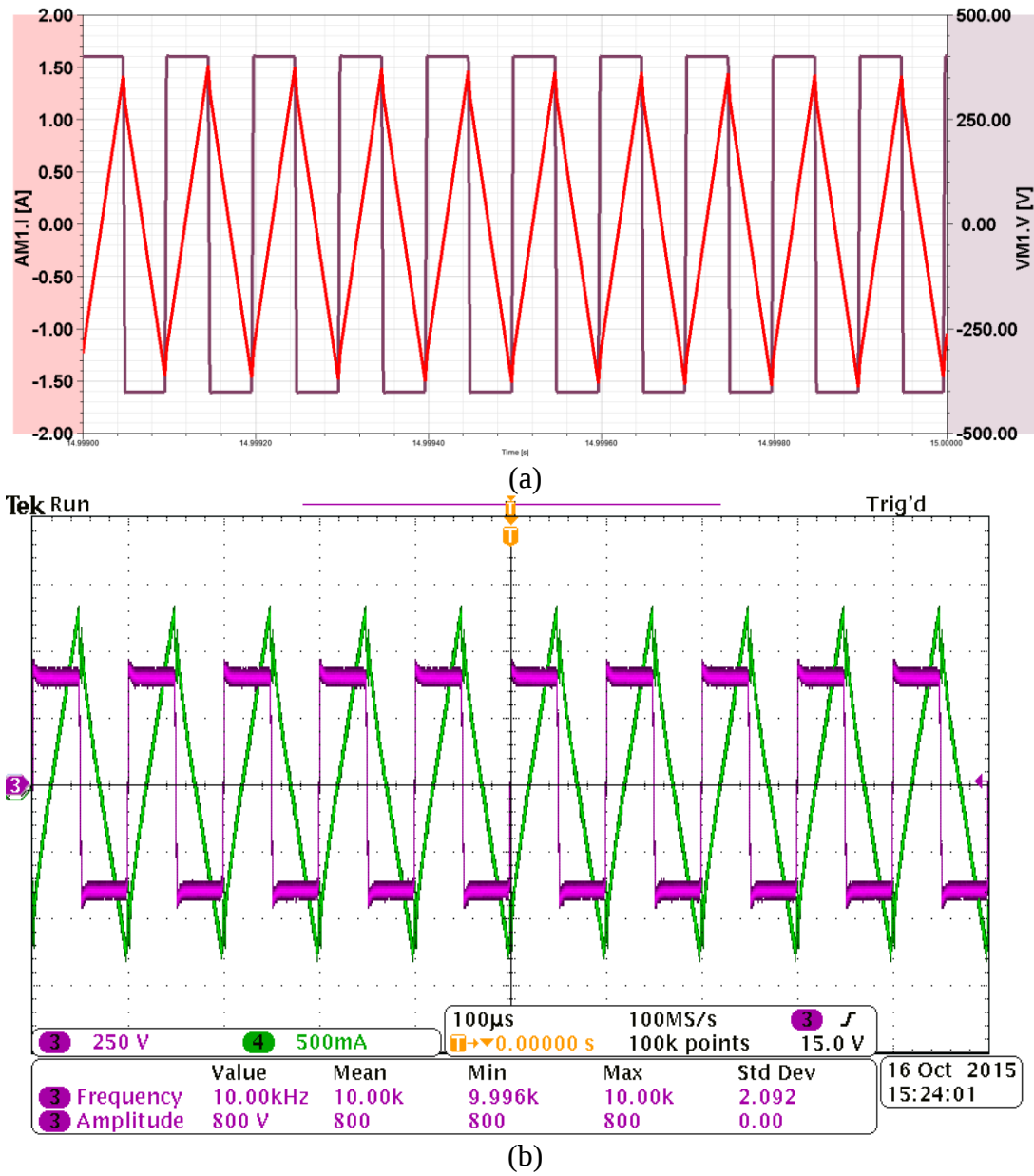
Çizelge 5.7. Deney düzeneğine ait teknik özellikler

Evirici tipi	Bir fazlı tam köprü
Giriş gerilim değeri	400 V
Çalışma frekansı değeri	10 kHz
Uyarım Gerilim Türü	Kare dalga
Transformatör Dönüştürme Oranı	1

5.3.1. Boş çalışma durumu

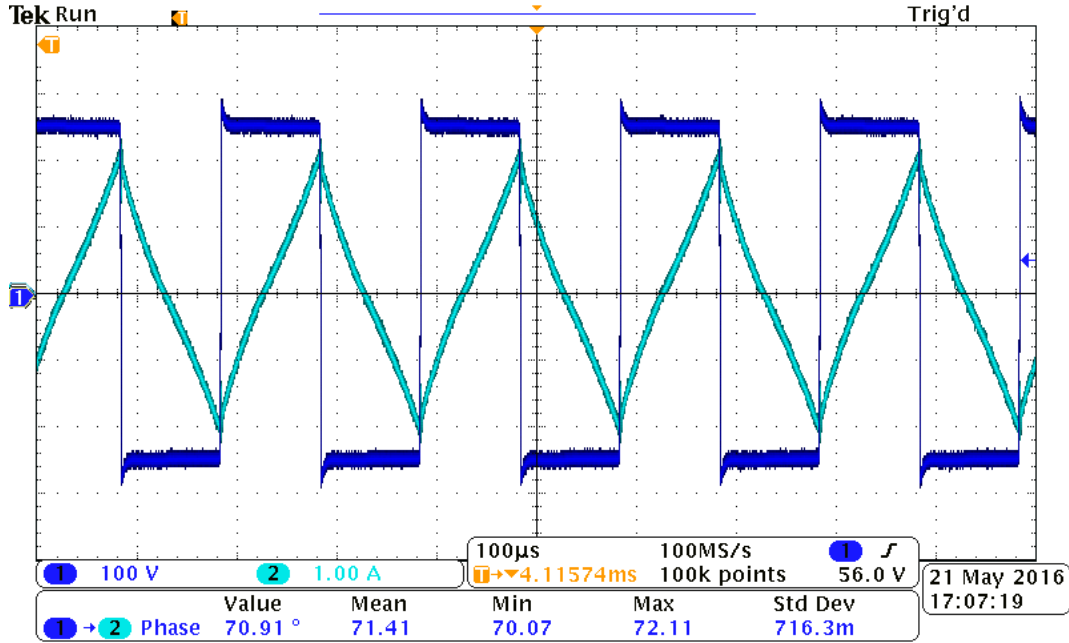
Transformatör sekonder tarafında yük yok iken primer sargılardan geçen akım dalga formu Şekil 5.14'te görülmektedir. Boş çalışmada transformatör bir şok endüktansı gibi akım

çektığından primer sargının akım dalga formu üçgen dalga formuna benzerlik göstermektedir ve anahtarlama ölü zamanının değerine bağlı olarak tepe noktalarında kırılmalar oluşmaktadır. Ayrıca, transformatörün 10 kHz anahtarlama frekansı için boş çalışma durumunda kaynaktan çekilen akımın değeri ölü zaman 1 μ s iken 760 mA olmaktadır. Eğer anahtarlama ölü zaman 10 μ s ise 240 mA kadar olmaktadır ve giriş gerilim değeri 300 V olduğunda yaklaşık 190 mA olarak ölçülmüştür. Dolayısıyla kare dalga gerilimin etkin değerine göre boş çalışmada primer sargı akımının rms değeri ve nüve kaybında farklılıklar olabilmektedir.



Şekil 5.14. Boş çalışma durumundaki akım ve gerilim dalga formları
(a) SEA analizi, (b) deneysel sonuç

Transformatörün 5 kHz çalışma frekansında 250 V kare dalga uyarım durumu için boş çalışma akım dalga formu Şekil 5.15'te görülmektedir.



Şekil 5.15. Transformatörün 5 kHz ve 250 V kare dalga uyarım için boş çalışma akımı

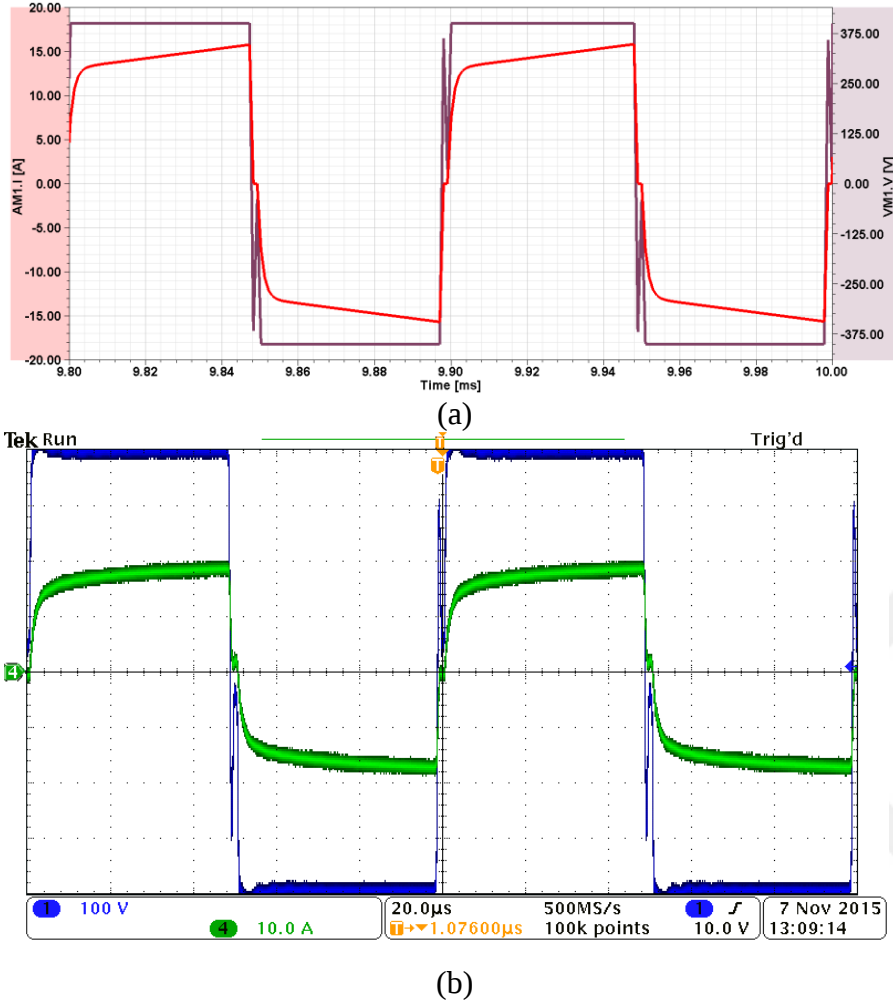
Farklı frekans ve uyarım gerilimleri için eviricinin bağlı olduğu DA kaynaktan çekilen akım değerleri ile güç değerleri Çizelge 5.8'de verilmiştir. Bu durumda harcanan güç değeri evirici devresinin anahtarlama kayıpları ile birlikte transformatörün boş çalışma kayıplarını da içermektedir. Böylece çalışma frekans değerindeki artış ile birlikte hem anahtarlama kayıpları hem de transformatör nüve kayıpları artmaktadır.

Çizelge 5.8. Farklı uyarım durumlarında DA kaynağından çekilen akım ve güç değerleri

Çalışma Frekansı	Uyarım Gerilimi	Kaynak Akımı	Harcanan Güç
5 kHz	250 V	0,22 A	55 W
10 kHz	400 V	0,28 A	112 W

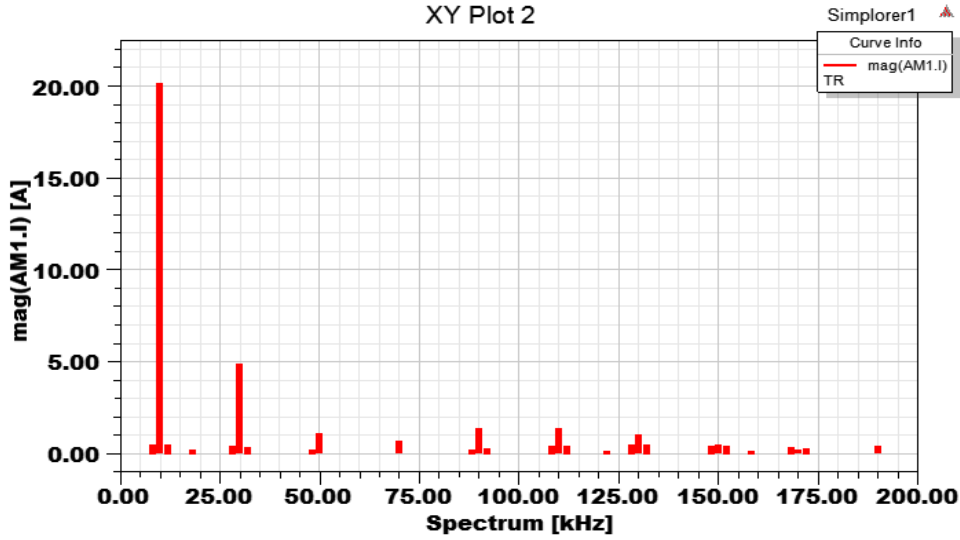
5.3.2. Yük altında çalışma durumu

Transformatörün yaklaşık 25 Ω omik yük durumunda SEA analiz sonucunda elde edilen akım ve gerilim dalga formları Şekil 5.16'da verilmiştir. Bu yük durumunda transformatörün aktarmış olduğu güç değeri yaklaşık olarak 6,5 kW değerinde olmaktadır.



Şekil 5.16. Omik yük durumunda akım ve gerilim dalga formları
(a) SEA analizi, (b) deneysel sonuç

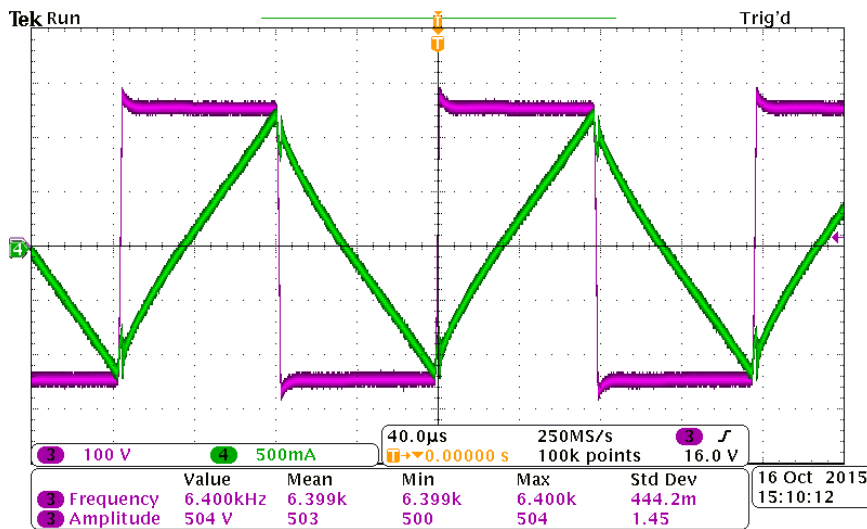
Gerilim ve akım dalga formlarının polarite değişim anlarında (akımın yön değiştirmesi sırasında) kısmi salınımlar oluşmaktadır. Bu salınımlar anahtarlama frekansı değerine göre transformatördeki manyetik endüksiyonun simetrik olarak yön değiştirmeye zorlanması sonucu meydana gelmektedir ve SEA analizi ile deney düzeneğinin osiloskop ekranında da görüntülenmiştir. Transformatörün 10 kHz çalışma frekansı için giriş akımının harmonik bileşenleri Şekil 5.17'deki görülmektedir. Burada 3 ve 5. harmonik bileşenlerin genlikleri sırasıyla temel dalga genliğinin yaklaşık olarak %25'i ve %5'i kadar olmaktadır.



Şekil 5.17. Transformatör giriş akımının harmonik spektrum dalga formu

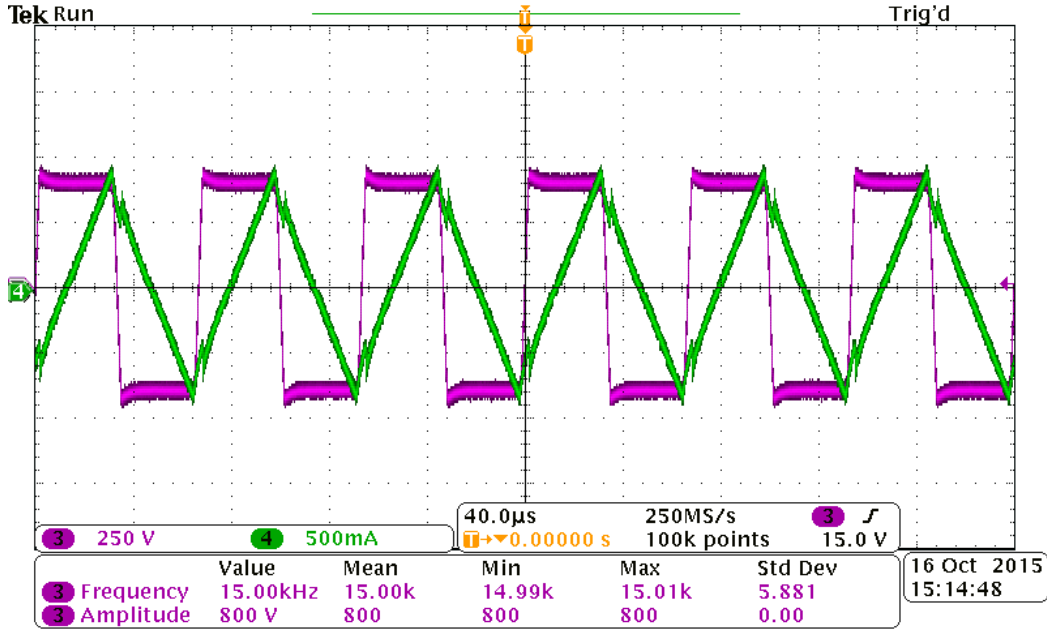
5.3.3. Farklı frekans ve gerilim değerlerinde çalışma durumu

Prototip transformatörün farklı frekans ve gerilim değerlerinde çalışma durumları için elde edilen dalga formları sırasıyla 6,4 kHz ve 15 kHz için Şekil 5.18 ve Şekil 5.19 verilmiştir. Böylelikle, tasarımı yapılan transformatörün 5-20 kHz frekans ile 200-800 V gerilim değerlerinde esnek bir kullanım imkanı sağladığı görülmektedir. Ancak, frekans değerine bağlı olarak hem nüve kayıpları hem de sargı kayıplarında artışlar göz önünde bulundurularak maksimum güç kapasitesinin belirlenmesinde akı yoğunluğu ile spesifik nüve kaybı değerleri sınırlarının üstüne çıkılmamalıdır.



Şekil 5.18. Transformatörün 6,4 kHz frekans ve 250 V gerilim değerinde uyarımı

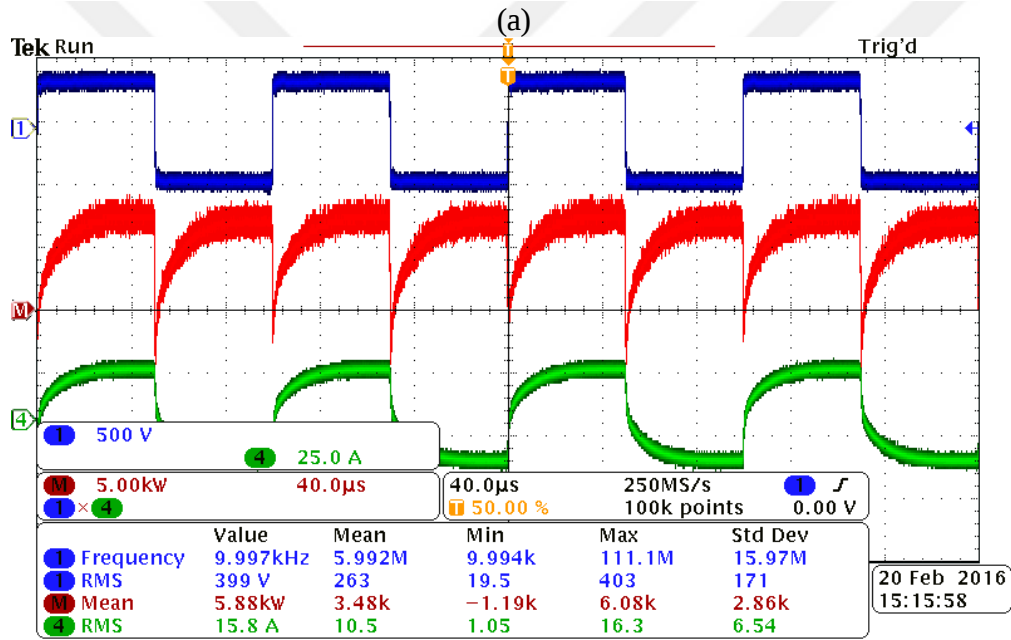
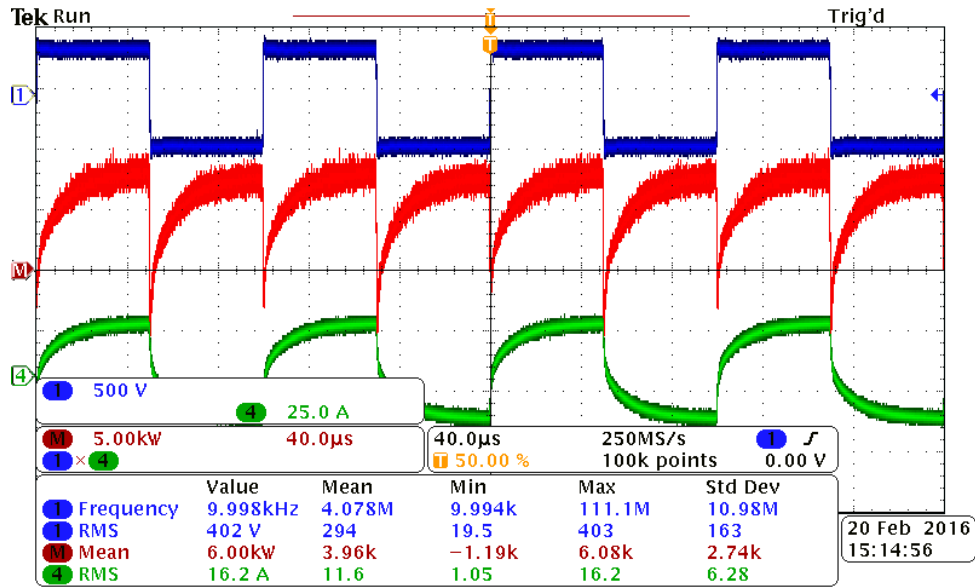
Bu testlerde anahtarlama frekans değeri 6,4 kHz iken diğer çalışmadan en önemli farkı akustik gürültülerin daha duyulabilir seviyelerde olmasıdır. Bununla birlikte nüvedeki akı değerinin sınırı aşmaması için uyarım gerilimi 250 V olarak belirlenmiştir. Böylece, tasarlanan transformatörün 10 kHz için 400 V gerilim değerinde kullanılması güç kayıplarını artırmakta iken duyulabilir akustik gürültü seviyesini azalmaktadır.



Şekil 5.19. Transformatörün 15 kHz frekans ve 400 V gerilim değerinde uyarımı

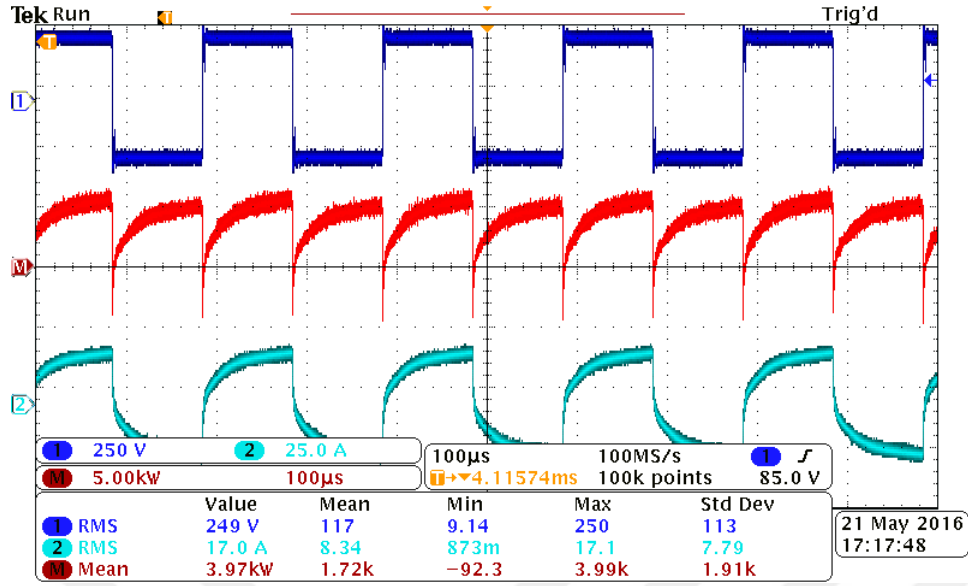
5.3.4. Kayıplar ve verimin belirlenmesi

Prototip transformatörün 10 kHz çalışma frekansında toplam kayıpları ile veriminin belirlenebilmesi için primer ve sekonder tarafı için sırasıyla Şekil 5.20’de verildiği gibi sırasıyla iki farklı osilaskop görüntüsü alınmıştır. Burada kırmızı renkli dalga formu aktarılan gücün dalga formunu ifade etmektedir. Primer tarafından çekilen akımın rms değeri yaklaşık olarak 16,2 A ve uyarım geriliminin rms değeri ise 402 V olarak ölçülmüştür. Bu durumda osilaskop ekranında giriş gücü yaklaşık olarak 6 kW olarak hesaplatılmıştır. Sekonder tarafında regülasyondan dolayı çıkış gerilim değeri 399 V ve çıkış gücü ise 5,88 kW olarak belirlenmiştir. Böylece transformatörün toplam kayıpları 120 W ve verimi ise %98 olarak ortaya çıkmaktadır. Ayrıca regülasyon farkı primer ve sekonder sargıların rms değerlerine göre 3 V civarındadır.

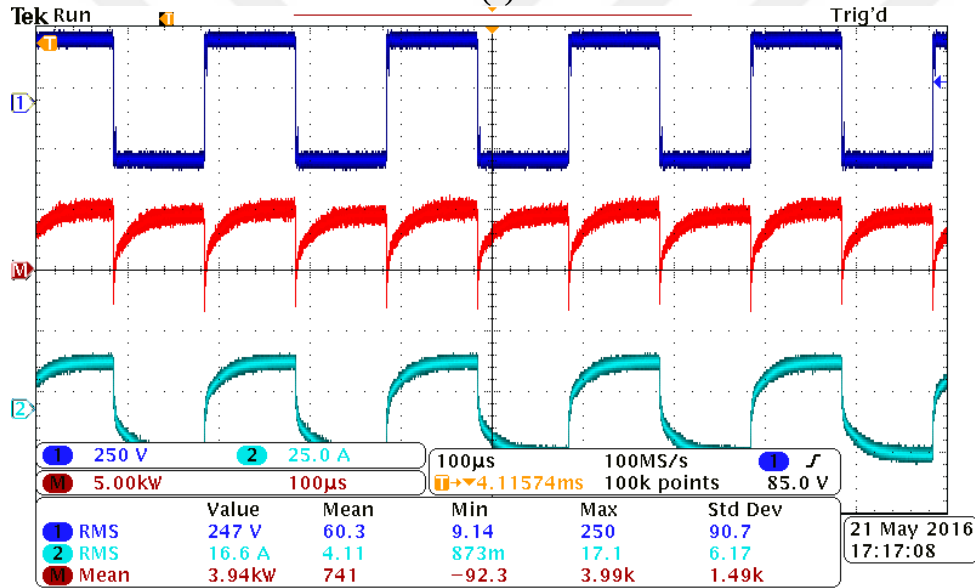


Şekil 5.20. Transformatörün 10 kHz çalışma frekansında giriş ve çıkış güç dalga formları
(a) primer tarafı, (b) sekonder tarafı

Transformatörün 5 kHz çalışma frekansı için nüvedeki akı genliğini 0,3 T değerinde tutabilmek amacıyla uyarım gerilimi 250 V olarak ayarlanmıştır. Bu durumda Şekil 5.21’de görülebileceği gibi skop ekranında giriş gücü yaklaşık olarak 3,97 kW olarak hesaplatılmıştır. Sekonder tarafında regülasyondan dolayı çıkış gerilim değeri 247 V ve çıkış gücü ise 3,94 kW olarak belirlenmiştir. Böylece transformatörün toplam kayıpları 30 W ve verimi ise % 99 olarak ortaya çıkmaktadır. Ayrıca regülasyon farkı skop ekranındaki primer ve sekonder sargıların rms değerlerine göre 2 V civarındadır.



(a)



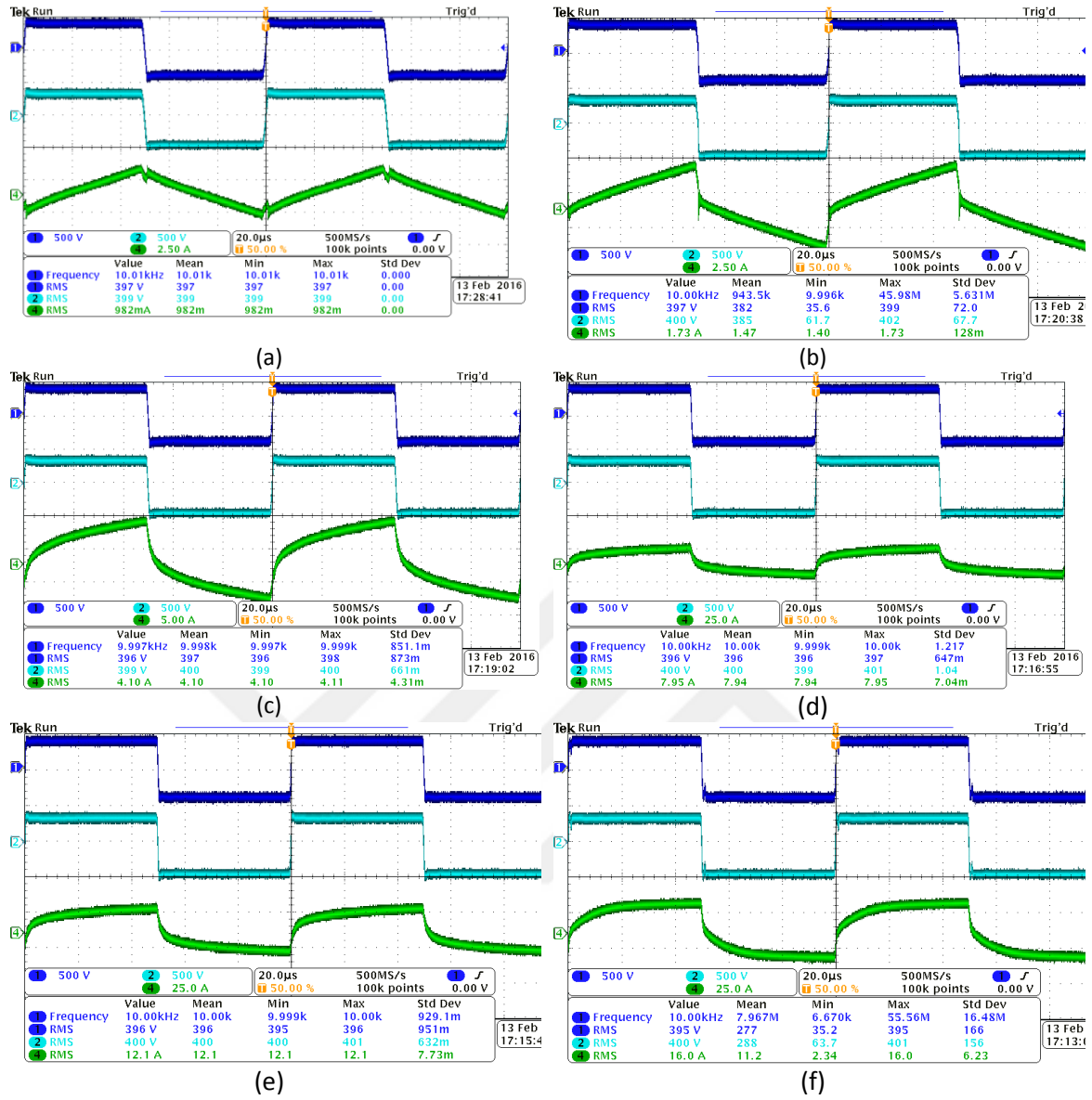
(b)

Şekil 5.21. Transformatörün 5 kHz çalışma frekansında giriş ve çıkış güç dalga formları

(a) primer tarafı, (b) sekonder tarafı

5.3.5. Kademeli olarak yük artışına bağlı test sonuçları

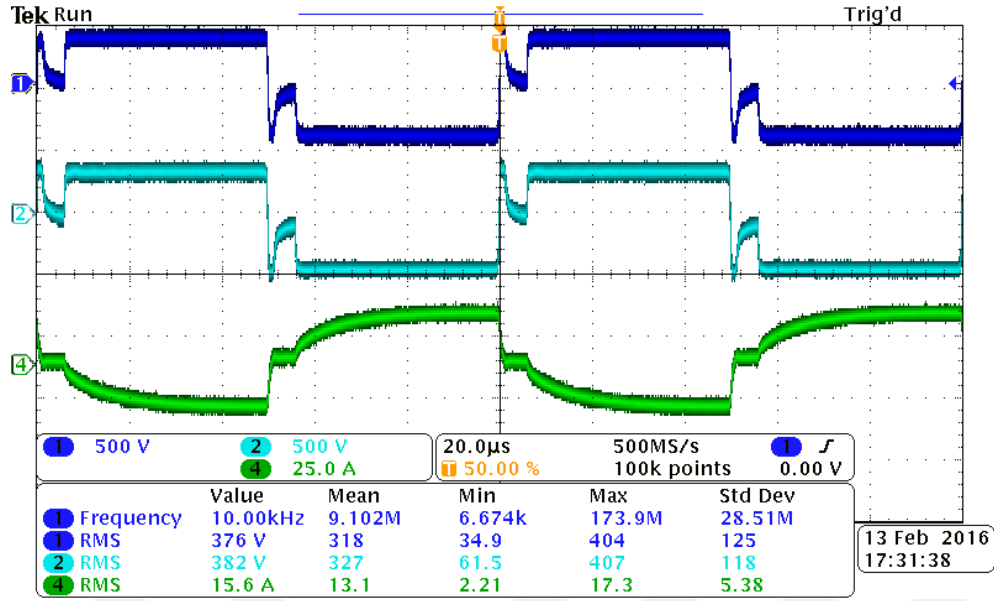
Deney düzeneğinde transformatörün yük artışına bağlı performansının belirlenebilmesi için elde edilen dalga formları Şekil 5.22'de görülmektedir.



Şekil 5.22. Kademeli yük artışına bağlı akım ve gerilim dalga formları
(a) boş çalışma, (b) 690 W, (c) 1640 W, (d) 3180 W, (e) 4840 W, (f) 6400 W

Transformatörün yük değişimine bağlı testlerden elde edilen sonuçlara göre 690 W yükte iken primer sargı dalga formu boş çalışma durumunda çekilen akımın dalga formuna yaklaşılmaktadır.

Evirici devresinde anahtarların doluluk oranları değiştirilerek ölü zaman arttırılırsa primer ve sekonder gerilimlerinin rms değerleri yaklaşık 380 V değerine kadar azalmaktadır. Bununla birlikte ölü zaman etkisiyle gerilim dalga formlarında alternans başlangıçlarında daha büyük genliklerde salınımlar oluşmaktadır. Anahtarlama sinyallerinde 10 μ s ölü zaman bırakıldığı durum için akım ve gerilimlerin dalga formları Şekil 5.23'te görülmektedir.



Şekil 5.23. Anahtarlama ölü zaman etkisi

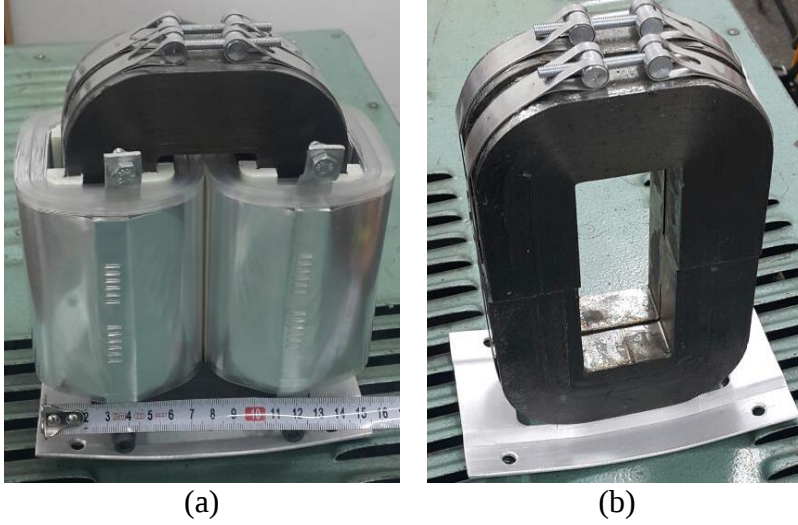
5.3.6. Mekanik Özellikler

Tasarlanan nanokristal nüveli OF güç transformatörünün mekanik özellikleri Çizelge 5.9 ile özetlenebilir. Resim 5.2 (a)'da görülen prototip transformatörün toplam ağırlığı yaklaşık 7,9 kg olarak belirlenmiştir. Sargılar yerleştirilmeden önceki Resim 5.2 (b)'deki boş nüvenin ağırlığı 5,8 kg'dır. Sargıların yalıtım malzemeleri ve bağlantı aparatları ile birlikte toplam ağırlığı ise yaklaşık olarak 2,1 kg olarak belirlenmiştir.

Çizelge 5.9. Tasarlanan transformatörün mekanik özellikleri

Nüve Hacmi	Nüve Ağırlığı	Sargı Hacmi	Sargı Ağırlığı	Toplam Ağırlık
904 cm ³	5,8 kg	600 cm ³	2,1 kg	7,9 kg

SEA yazılımında transformatörün toplam ağırlığı 8,1 kg olarak modellenmiştir. Böylece, 200 gr gibi bir hata payı ile prototip transformatörün mekanik performansı ortaya çıkmaktadır. Buradaki farklılık nanokristal şeritlerin sarılması esnasında bir takım işçilik hataları ve kabarmadan dolayı nüvenin malzeme kaybetmesi sonucu oluşmaktadır.



Resim 5.2. OF transformatörün görünüşü, (a) sargılı durum, (b) nüvenin boş hali

5.4. Prototip Transformatörün Termal Davranışı

Tasarımı yapılan OF transformatörün kare dalga uyarım altında iken meydana gelen güç kaybına göre sıcaklık artışı değerinin belirlenmesi için Eş.5.5 kullanılabilir [98, 100]. Bu eşitliğe göre toplam güç kaybı ile transformatörün yüzeyinin birbirine oranlanması ile güç kaybı yoğunluğu elde edilmiştir. Böylece transformatörün güç kayıplarına göre açığa çıkacak olan sıcaklık değeri Çizelge 5.10’da verildiği gibi hesaplanabilmektedir.

$$T = 450(\lambda)^{0.826} \quad (5.5)$$

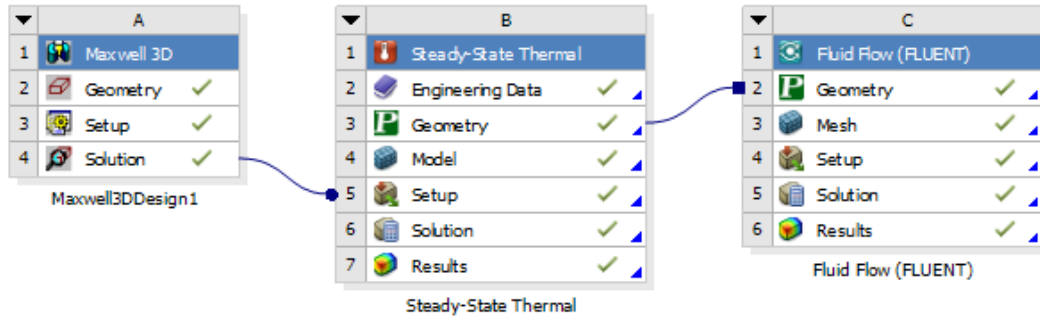
Burada A_t transformatörde ısınan bölgelerin yüzeyini λ ise güç kaybı yoğunluğunu T ise kararlı durumda transformatörün yüzeyinde oluşan sıcaklık değerini ifade etmektedir. Hesaplamalarda ortam sıcaklığı değeri ihmal edilmiştir.

Çizelge 5.10. Transformatörün güç kaybı yoğunluğuna bağlı sıcaklık artışı

P_T	A_t	λ	T
155 W	1650 cm ²	0,094 W/cm ²	63 °C

Ansys-Mechanical Workbench yazılımı kararlı durum ve geçici durum sıcaklık artışı analizleri için Şekil 5.24’te görüldüğü gibi Maxwell 3D yazılımı ile bağlantı kurularak

soğutucu sistem performansının testi için Ansys-Mechanical-Fluent yazılımında model geometrisi ve verileri tanımlanmıştır. Öncelikle normal oda şartlarında doğal olarak soğutma performansı belirlenmiştir. Daha sonra, hava akış hızına bağlı olarak zorlamalı (cebri) hava soğutma yönteminin performansı test edilmiştir. Böylelikle tasarlanan nanokristal nüveli transformatorün termal davranışı çıkarılmıştır.



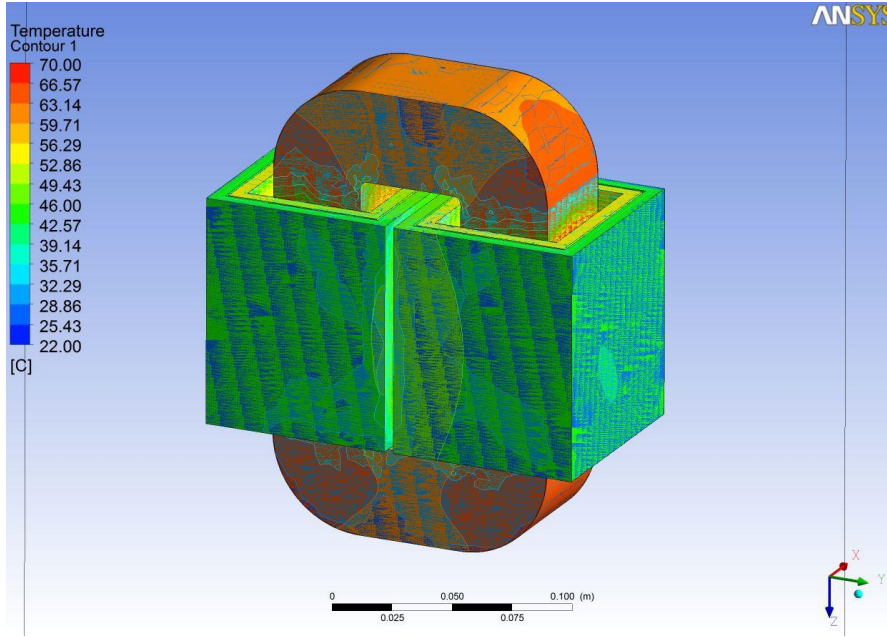
Şekil 5.24. Workbench ve Fluent yazılımında modelin tanımlanması

Transformatorün elektromanyetik analizi sonucunda elde edilen nüve ve sargı kayıpları ile birlikte termal analiz için gerekli veriler Çizelge 5.11’de verilmiştir. Burada nüve ve sargı ısı kaynakları SEA metoduyla termal analiz için gerekli giriş verileridir. Isı kaynakları Maxwell 3D yazılımında hesaplatılan nüve ve sargı kayıp verilerine göre belirlenmektedir.

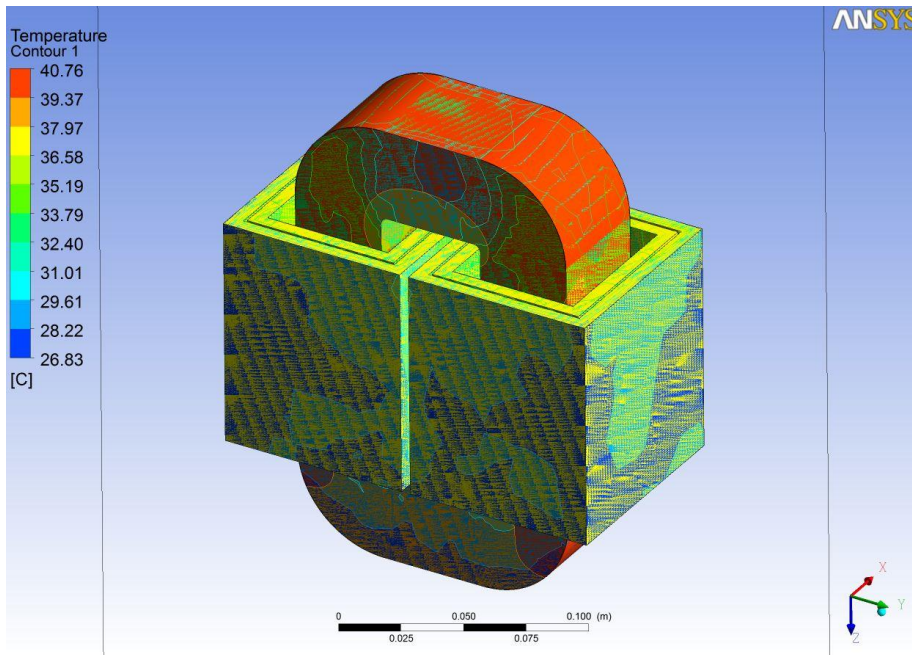
Çizelge 5.11. Termal analiz için parametreler [68]

Nüve Hacmi	904 cm ³
Nüve Kayıpları	30 W
Nüvedeki Isı Kaynağı	33186 W/m ³
Sargı Hacmi	600 cm ³
Sargı Kayıpları	125 W
Sargı Isı Kaynağı	208335 W/m ³
Ortam Sıcaklığı	22 °C
Konveksiyon Katsayısı	10 W/m ² °C
Termal İletkenlik Katsayısı	0,004 W/m·K

Tasarlanan transformatörün termal parametrelerine göre Fluent yazılımında modellenerek doğal konveksiyon şartlarında sıcaklık artışı yaklaşık 70 °C olarak belirlenmiştir. Hava akış hızına bağlı olarak soğutma performansının belirlenmesi için analizler yapıldığında sırasıyla Şekil 5.25 (a) ve (b) elde edilmiştir. Böylece hava sirkülasyonuna bağlı olarak soğutma performansı geliştirilmiş olmaktadır.



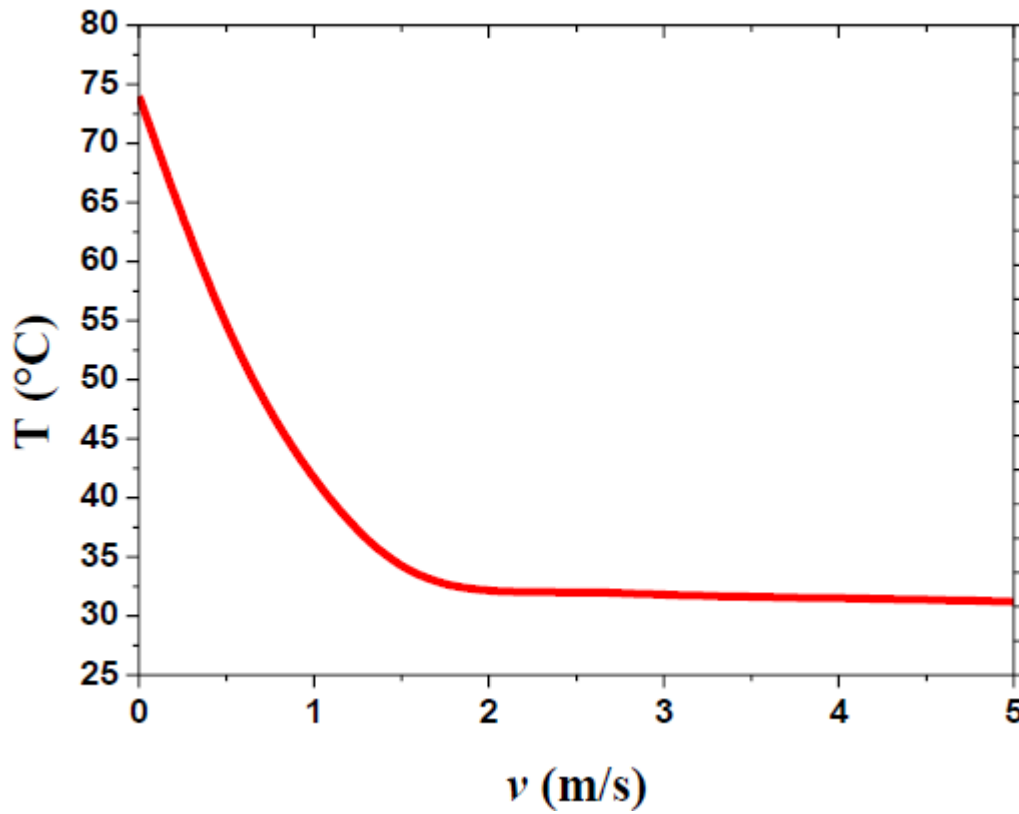
(a)



(b)

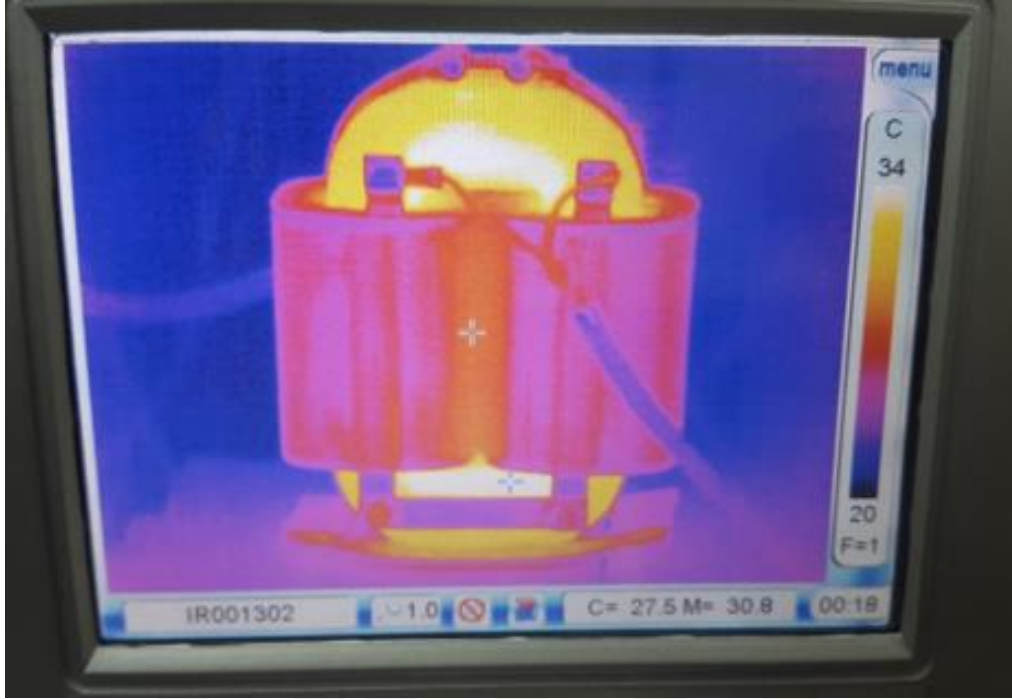
Şekil 5.25. Hava akış hızına bağlı soğutma performansı, (a) 0,5 m/s iken, (b) 1 m/s iken

Zorlamalı hava soğutma sisteminin hava akış hızına bağlı olarak soğutma kabiliyeti için Şekil 5.26'da verilen grafik çıkarılabilir. Bu grafiğe göre soğutma yönteminin performansı ve transformatörün termal davranışı belirlenebilmektedir. Transformatörün doğal soğutma şartlarında kararlı durumda sıcaklık değeri 75 °C iken hava sirkülasyonuna bağlı olarak zorlamalı hava soğutma sisteminde sıcaklık değeri yaklaşık 35 °C seviyelerine kadar düşmektedir. Ancak, 1,5 m/s'den sonra hava akışının hızı artırılrsa dahi sıcaklık değeri sabit değerde kalmaktadır. Böylelikle soğutma yönteminin performansı prototip üretiminden önce ayrıntılı olarak analiz edilerek en uygun soğutma tipine karar verilmektedir.



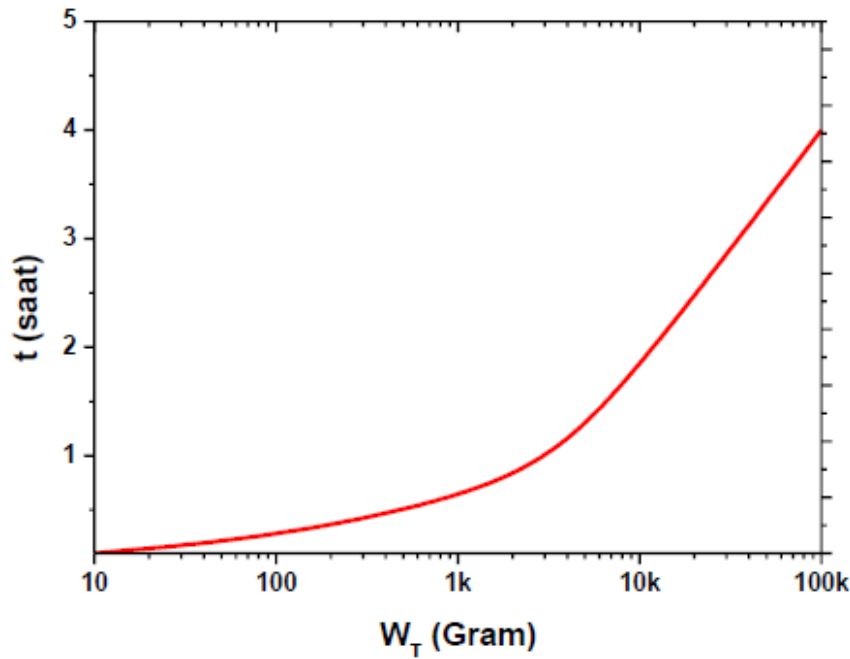
Şekil 5.26. Hava akış hızına göre soğutma yönteminin nüve sıcaklık değişimine etkisi

Deney düzeneğinde 6 kW güç kapasitesi için 400 V rms ve 10 kHz çalışma frekansında yaklaşık olarak bir saat süreyle test edilen prototip transformatörün sıcaklık değerleri termal kamera kullanılarak görüntülenmiştir. Resim 5.3'te transformatörün ilk çalışmaya başladığı 10 dk içerisindeki sıcaklık değeri ve nüvedeki ısı kaynağı net bir şekilde görülebilmektedir. Nüvenin boyunduruk kısımlarında ve iç köşelerde sıcaklığın yaklaşık 34 °C ve çalışma süresine bağlı olarak sıcaklık artışı devam etmektedir.



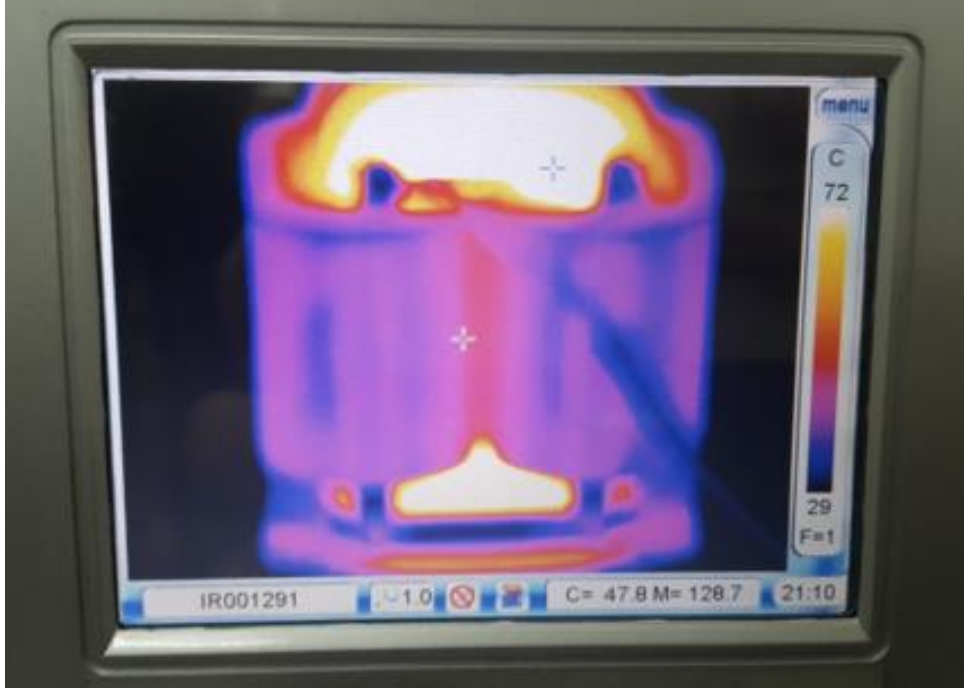
Resim 5.3. Transformatörün 10 dk çalışma sonundaki termal kamera görüntüsü

Transformatörlerin ağırlıklarına göre kararlı durum sıcaklık değerlerine ulaşabilmeleri için gerekli olan süre Şekil 5.27’de verilen grafik ile belirlenebilmektedir [98]. Buradan prototip transformatörün 7,9 kg toplam ağırlığı ile yaklaşık bir saat süre çalıştırılması sıcaklık artışı bakımından dikkate alınmıştır.



Şekil 5.27. Transformatörün ağırlığına bağlı anma sıcaklık değerlerine ulaşma süresi

Çalışma frekansı 10 kHz ve uyarım gerilimi 400 V iken kararlı durumda transformatörün sıcaklık değeri Resim 5.4'te görülebileceği gibi 72°C olarak görüntülenmiştir. Böylece transformatörün doğal soğutma şartlarında oda sıcaklığındaki termal davranışı belirlenmiş ve benzetim raporlarına göre tutarlı bir sonuç elde edilmiştir.



Resim 5.4. Transformatörün 10 kHz çalışma frekansında termal kamera görüntüsü

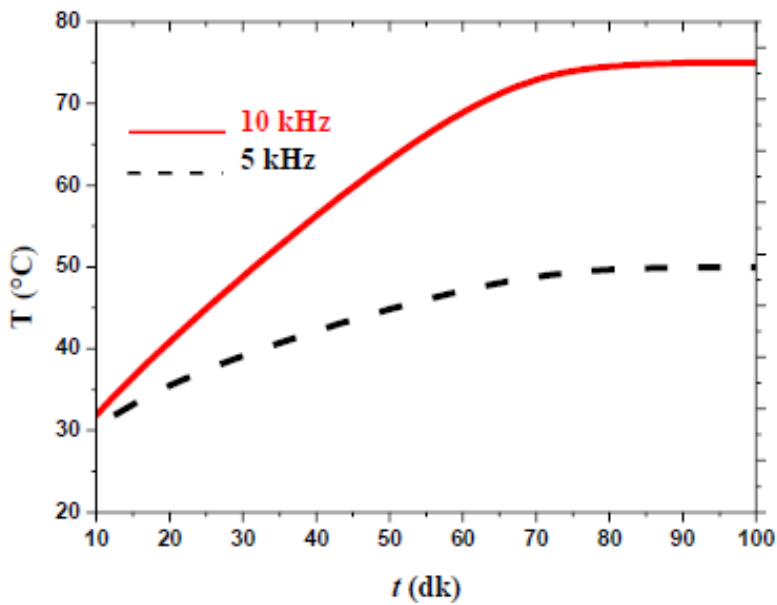
Tasarım sürecinde klasik yöntemle hesaplanan sıcaklık değeri yaklaşık 63 °C ve SEA ile benzetim çalışmalarında elde edilen sıcaklık değeri 70 °C olarak ısısal analizlerde sonlu elemanlara bölerek analizin doğrusal olmayan uyarım durumlarında daha gerçekçi sonuçlar verdiği ortaya çıkmaktadır.

Farklı uyarım durumlarında sıcaklık değerleri için 250 V rms ve 5 kHz çalışma frekansında yaklaşık olarak bir saat süreyle çalıştırılmış ve prototip transformatörün sıcaklık değerleri Resim 5.5'te verilen termal kamera görüntüsüne göre yaklaşık 47 °C olarak belirlenmiştir. Böylece çalışma frekansına bağlı olarak transformatörde meydana gelen sıcaklık artışı da değişmektedir.



Resim 5.5. Transformatörün 5 kHz çalışma frekansında termal kamera görüntüsü

Deneysel olarak farklı çalışma frekanslarında aynı akı değeri (0,3 T) için termal davranışları belirlenen OF güç transformatörünün çalışma süresine bağlı sıcaklık artışı grafiği Şekil 5.28’de verilmiştir. Bu grafiğe göre ortam sıcaklığı yaklaşık olarak 22 °C iken ilk 10 dakika çalışma sonucunda transformatörde 34 °C sıcaklık meydana gelmiştir. Çalışma süresi 1 saate yaklaştığında 5 kHz ve 10 kHz uyarım için sıcaklık değerleri sırasıyla 47 °C ve 72 °C olarak belirlenmiştir.



Şekil 5.28. Farklı çalışma frekansları için zamana bağlı sıcaklık değerleri



6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Son yıllarda orta ve yüksek frekanslı transformatör tasarımında çeşitli üstün özellikleri nedeniyle yumuşak manyetik malzemelere olan ilgi ve araştırma faaliyetleri artmıştır. Bu çalışmalar nüve malzemelerinin spesifik özelliklerinin sürekli olarak geliştirilmesine öncülük etmiştir. Yumuşak nüve malzemelerinin giderici kuvvet değerleri ile yüksek frekans kayıpları silisyum alaşımlı sac malzemelere göre çok daha düşük değerlidir. Ayrıca çalışmada kullanılan nanokristal nüve malzemesinin diğer yumuşak nüve malzemelerine göre kayıplar ile sıcaklık artışı bakımından daha uygun seçenek olduğu görülmüştür. Nanokristal nüve malzemesinin elektriksel ve manyetik özellik bakımından en yakın alternatifi ferrit malzemelerdir. Bu çalışmada tasarımı ve prototip üretimi yapılan nanokristal nüveli orta frekans transformatörü aynı güç değerinde ferrit N87 nüve malzemesi ile tasarlandığında, sadece nüvenin hacmi 1,8 kat ve sadece sargıların hacmi ise 1,25 kat daha büyük değerde olmaktadır. Ferrit nüvenin kütle yoğunluğunun 1,5 kat daha küçük değerde olmasına rağmen nanokristal nüveli transformatörün hacim avantajından dolayı toplam ağırlığı yaklaşık % 22 daha hafif olmaktadır. Elektriksel olarak karşılaştırma yapıldığında aynı güç ve çalışma frekansı için ferrit N87 nüveli transformatörde yaklaşık 4 kat daha fazla kayıp güç meydana gelmektedir. Ayrıca sargı hacmindeki farklılıklardan dolayı sargı kayıpları da 1,2 kat daha fazla oluşmaktadır. Böylece, yapılan SEA benzetim çalışmalarında ortam sıcaklığı 22 °C kabul edildiği durum için ferrit nüve yapılı transformatörde doğal soğutma şartlarında nüve sıcaklığı 125 °C değerinde iken, nanokristal nüve yapılı transformatörde ise 72 °C nüve sıcaklığına ulaşılmıştır. Bu durum verimin de iyileştiğinin bir göstergesidir.

Aynı çalışma frekansı ve güç değeri için transformatörün nüve yapısında 0,05 mm kalınlığındaki %6,5SiFe nüve malzemesi ile tasarım yapıldığında boyutlar yaklaşık 3 kat daha büyük olmaktadır. Her ne kadar bu nüve malzemesinin doyma akı değeri nanokristale göre 1,5 kat daha büyük olsa da 2 kHz çalışma frekansının üstündeki orta frekans değerlerinde spesifik nüve kaybı çok büyük değerlerde ve sıcaklık artışı daha fazla olduğundan 10 kHz anahtarlama frekansı için kullanışlı bir nüve malzemesi değildir.

Böylece kayıplar ve sıcaklık artışı bakımından nanokristal nüve malzemesinin daha avantajlı olduğu ortaya çıkmaktadır. Bununla birlikte, nanokristal nüve malzemesi kullanıldığında elde edilen diğer avantajlar şunlardır:

- Doyma akı yoğunluğunun ferrit nüve malzemelerine göre yaklaşık 3 kat daha büyük değerde olması,
- Mıknatıslanma giderici kuvvetinin ferrit nüve malzemelerine göre yaklaşık 10 kat daha küçük değerde olması,
- Yüksek frekanslarda spesifik nüve kaybı değerinin (0,2 T ve 10 kHz için) ferrit nüve malzemelerine göre yaklaşık 2 kat daha küçük olması,
- Büyük güç değerlerine ulaşmak için boyutlandırmada sınırlandırma olmaması,
- Güç elektroniği dönüştürücülerinin kompakt yapıda tasarımına izin vermesi,
- Frekans değerine bağlı olarak hacim ve boyutların daha fazla küçülebilmesi, (kVA/kg oranının daha büyük değerli olması),
- Manyetostriksiyon katsayısının amorf malzemelere göre yaklaşık 270 kat ve ferrit nüve malzemelerine göre yaklaşık 6 kat daha küçük olmasından dolayı çalışma frekansına bağlı titreşim ve duyulabilir gürültülerin daha az olması,
- Manyetik özelliğini kaybedeceği sıcaklık değeri bakımından ferrit nüve malzemelerine oranla yaklaşık 2,5 kat daha yüksek değerlerde sıcaklıklara dayanabilmesi ve termal davranışının daha iyi olması

Nanokristal nüve malzemeleri silisyum katkılı malzemelerin yüksek doyma akı yoğunluğu özelliği ile ferritlerin yüksek frekanslarda düşük değerli nüve kaybı özelliğini spesifik olarak bünyesinde birleştiren yüksek geçirgenlikleri sayesinde oldukça kullanışlı bir nüve malzemesidir. Son yıllarda nanokristal malzemelere ulaşılabilirlik ve üretici sayısının artması ve maliyetlerindeki azalma ile daha fazla sayıda uygulamada görüleceği öngörülmektedir.

Bu tez çalışması ile 10 kHz frekans ve 400 V kare dalga uyarımda çalışabilecek 35 kVA gücünde OF güç transformatörünün tasarımı, SEA modellemesi ve prototip üretimi yapılmıştır. Tasarım parametrelerine göre boyutlandırılan transformatörün prototip üretiminden önce sanal ortamda SEA yazılımı ile imal ediliyormuş gibi nüve ve sargıların 3D olarak modellemesi yapılmıştır. Nanokristal nüve malzemesinin teknik özellikleri

tanımlanarak elektromanyetik benzetimler ve hesaplamalı akışkan dinamiği yazılımı ile bağ kurularak termal davranışlar detaylı olarak incelenmiştir. SEA analiz ile en uygun duruma getirilen tasarımın prototip üretimi yapılmış ve daha sonra deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlar ile benzetim sonuçları birbirlerine çok yakın değerlerde çıkmış ve tasarlanan nanokristal nüve yapılı OF güç transformatörünün hem mekanik hem de elektriksel performansının çok iyi durumda olduğu görülmüştür. OF güç transformatörlerinin tasarımında çok büyük güçlere çıkılabilmesi bakımından nanokristal nüve malzemesinin daha iyi bir performans sağlaması düşünülerek ülkemizde ilk defa uygulaması yapılmış ve elde edilen verilere göre kayıp değerlerinin sıcaklık artışı bakımından kabul edilebilir sınırları aşmadığı görülmüştür. Böylece tasarımı yapılan nanokristal nüve yapılı OF güç transformatörünün elektromanyetik ve termal davranışları etkileşimli olarak SEA benzetimleri ile doğrulanmıştır. Elde edilen verilere göre prototip transformatörün deneysel ve benzetim sonuçlarının birbiriyle uyumlu olduğu görülmüştür.

Son yıllarda, Türkiye’de yenilenebilir enerji kaynaklarının giderek artış göstermesi ve bu kaynaklardan elde edilen elektrik enerjisinin orta gerilim hatlarından ulusal şebekeye bağlanmaları gibi gereksinimler ileri ki yıllarda orta frekanslı güç dağıtım transformatörlerinin tasarım ihtiyacını doğuracaktır. Günümüz transformatör üreticilerinin ürün çeşitliliği çoğunlukla şebeke frekanslı güç dağıtım transformatörleri tasarımı ve imalatına yöneliktir. Fakat ileri ki yıllarda orta ve yüksek frekanslı transformatör talebi noktasında önemli derecede açıkların olduğu ve bu açığın kapatılması için firmaların araştırma ve geliştirme çalışmalarına önem vermesi gerekmektedir. Bununla birlikte elektrikli taşıtların ve kesintisiz güç kaynaklarının güç elektroniği dönüştürücü yapılarında da güç transformatörleri bulunmaktadır ve bu transformatörlerin boyutlarının küçültülmesi elektriksel ve mekanik yönden üstünlük sağlamaktadır. Aynı zamanda bu çalışma, güç elektroniği devre tasarımında manyetik devre elemanlarının tasarımının birbirleriyle bağlantılı olduğunu ve güç elektroniği devre tasarımında elektromanyetik modellemenin oldukça önemli bir gereksinim olduğunu ortaya koymaktadır. İleride yapılabilecek çalışmalar için yumuşak nüve malzemeleri ve SiC anahtarlar ile daha yüksek çalışma frekansına çıkılabilmesi araştırma konusu olabilecektir. Ayrıca yüksek frekanslarda transformatörün ortama yayacağı akustik gürültüler ile elektromanyetik girişim (EMI) özellikleri incelenebilecektir.



KAYNAKLAR

1. Balci, S. (2010). *Evirici çıkış transformatörlerinin modellenmesi ve analizi*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 35-45.
2. Altin, N., Balci, S., Ozdemir, S., and Sefa, I. (2013). A comparison of single and three phase DC/DC converter structures for battery charging. *IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 1228-1233.
3. Sefa, I., Balci, S., and Bayram, M.B. (2014). A comparative study of nanocrystalline and sife core materials for medium-frequency transformers. *IEEE International Conference–6th Edition, Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 43-48.
4. Balci, S., Sefa, I., and Bayram, M.B. (2014). Core material investigation of medium-frequency power transformers. *IEEE-16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, 861-866.
5. Balci, S., Sefa, I., and Altin, N. (2015). An investigation of ferrite and nanocrystalline core materials for medium-frequency transformers. 3. *European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES)*.
6. Kjellqvist, T., Ostlund, S., Norrga, S., and Ilves, K. (2009). Thermal evaluation of a medium frequency transformer in a line side conversion system. *IEEE-13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1-10.
7. Nakahara, M., and Wada, K. (2014). Analysis of hysteresis and eddy-current losses for a medium-frequency transformer in an isolated DC-DC converter". *IEEE International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2511-2516.
8. She, X. (2013). *Control and design of a high voltage solid state transformer and its integration with renewable energy*. (Doctoral dissertation, North Carolina State University, 2014). Dissertation Abstracts International, 3586206, 1-20.
9. Villar, I., Viscarret, U., Etxeberria-Otadui, I., and Rufer, A. (2008). Transient thermal model of a medium frequency power transformer. *IEEE-34th Annual Conference of Industrial Electronics (IECON)*, 1033-1038.
10. Mohan, N. (2012). *Power Electronics. (A First Course)*. USA: John Wiley & Sons, Inc. 142.
11. Qin, H. (2012). *Dual active bridge converters in solid state transformers*. (Doctoral dissertation, Missouri University of Science and Technology, 2012). Dissertation Abstracts International, 3530361, 15-20.
12. Zhao, C., Weiss, M., Mester, A., Lewdeni-Schmid, S., Dujic, D., Steinke, J.K., and Chaudhuri, T. (2012). Power electronic transformer (PET) converter: Design of a 1.2MW demonstrator for traction applications. *IEEE-International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 855-860.

13. Bifaretti, S., Zanchetta, P., Iov, F., and Clare, J.C. (2008). Predictive current control of a 7-level AC-DC back-to-back converter for universal and flexible power management system. *IEEE-13th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, 561-568.
14. Steiner, M., and Reinold, H. (2007). Medium frequency topology in railway applications, *IEEE-European Conference on Power Electronics and Applications*, 1-10.
15. Jain, A.K., and Ayyanar, R. (2011). PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4).
16. Qin, H., and Kimball, J.W. (2012). Closed-loop control of DC-DC dual active bridge converters driving single-phase inverter. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 173-179.
17. Soltau, N., Eggers, D., Hameyer, K., and De Doncker, R.W. (2014). Iron Losses in a medium-frequency transformer operated in a high-power DC-DC converter. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(2).
18. Hafez, B., Krishnamoorthy, H.S., Enjeti, P., Ahmed, S., and Pitel, I.J. (2014). Medium voltage power distribution architecture with medium frequency isolation transformer for data centers. *IEEE-Twenty-Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 3485-3489.
19. Zhang, J., Du, Y., Li, Z., and Wang, P. (2014). Design of a medium frequency, high voltage transformer for power electronic transformer. *IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 1-5.
20. Gao, N., Chen, Q., Li, R., and Cai, X. (2014). Multi-level cascaded medium frequency isolated power conversion system based on dual active bridge. *International Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 1045-1048.
21. Bahmani, M.A., Thiringer, T., and Kharezy, M. (2015). Design methodology and optimization of a medium frequency transformer for high power DC-DC applications. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2532-2539.
22. Kampen, D. (2015). Advanced compact medium frequency transformers, *Proceedings of International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, 1-5.
23. Balci, S., Sefa, I., and Altin N. (In press). An investigation of ferrite and nanocrystalline core materials for medium-frequency power transformers”, *Journal of Electronic Materials: The Minerals, Metals & Materials Society*, DOI:10.1007/s11664-016-4559-5.
24. Drofenik, U., and Canales, F. (2014). European trends and technologies in traction. *IEEE-International Power Electronics Conference (IPEC)*, 1043-1049.
25. Garcia, R., Escobar-Mejia, A., George, K., and Balda, J.C. (2014). Loss comparison of selected core magnetic materials operating at medium and high frequencies and different excitation voltages. *IEEE-5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 1-6.

26. Aguglia, D., and Neuhaus, M. (2013). Laminated magnetic materials losses analysis under non-sinusoidal flux waveforms in power electronics systems. *IEEE-15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1-8.
27. Yoshizawa, Y., S.Oguma, S., and Yamaguchi, K. (1988). New Fe-based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure. *Journal of Applied Physics*, (64), 6044–6046.
28. Hatakeyama, T., and Onda, K. (2011). Novel evaluation method for the volume of transformers with various magnetic cores. *IEEE-Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PED)*, 2164-5256.
29. Liu, X., Wang, Y., Islam, M.R., Lei, G., Liu, C., and Zhu, J. (2014). Comparison of electromagnetic performances of amorphous and nanocrystalline core-based high frequency transformers. *IEEE-17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2028-2032.
30. Villar, I. (2010). *Multiphysical characterization of medium-frequency power electronic transformers*. (Doctoral dissertation, Mondragón Unibertsitatea, 2010). Dissertation Abstracts International, 4622.
31. Villar, I., Garcia-Bediaga, A., Viscarret, U., Etxeberria-Otadui, I., and Rufer, A. (2011). Proposal and validation of medium-frequency power transformer design methodology. *IEEE in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 3792-3799.
32. Kheraluwala, M., Gascoigne, R., Divan, D., and Baumann, E. (1992). Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1294-1301.
33. Heinemann, L. (2002). An actively cooled high power, high frequency transformer with high insulation capability. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 352–357.
34. Engel, B., Victor, M., Bachmann, G., and Falk, A. (2003). 15 kV-16.7 Hz energy supply system with medium frequency transformer and 6.5 kV IGBTs in resonant operation. *IEEE European Power Electronics and Drives (EPE)*.
35. Inoue, S., and Akagi, H. (2007). A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 22 (2), 535–542.
36. Hugo, N., Stefanutti, P., Pellerin, M., and Akdağ, A. (2007). Power electronics traction transformer”, *IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 1-10.
37. Aggeler, D., Biela, J., and Kolar, J. (2008). A compact, high voltage 25 kW, 50 kHz dc-dc converter based on SiC JFETs. *IEEE 23rd Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*.

38. Shen, W., Wang, F., Boroyevich, D., and Tipton, CW. (2008). High-density nanocrystalline core transformer for high-power high-frequency resonant converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(1), 213–222.
39. Pavlovsky, M., de Haan, S., and Ferreira, J.A. (2009). Reaching high power density in multi kilowatt DC-DC converters with galvanic isolation. *IEEE Transactions on. Power Electronics*, 24(3), 603–612.
40. Kjellqvist, T., Norrga, S., Ostlund, S., and Ilves, K. (2009). Thermal evaluation of a medium frequency transformer in a line side conversion system”, *IEEE European Power Electronics and Drives (EPE)*.
41. Ortiz, G., Biela, J., and Kolar, J.W. (2010). Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements. *IEEE 36th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON)*, 631-638.
42. Filchev, T., Carastro, F., Wheeler, P., and Clare, J. (2010). *High voltage high frequency power transformer for pulsed power application. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, T6-165–T6-170.
43. Wang, Y., de Haan, S., and Ferreira, J.A. (2010). Design of low-profile nanocrystalline transformer in high-current phase-shifted DC-DC converter. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2177–2181.
44. Shafik, Z.M, Ahmed, K.H., Finney, S.J., and Williams, B.W. (2010). Nanocrystalline cored transformer design and implementation for a high current low voltage DC/DC converter. *IEEE Power Electronics, Machines and Drives Conference (PEMD)*, 1–6.
45. Drofenik, U. (2012). A 150kW medium frequency transformer optimized for maximum power density. *7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 1-6.
46. Villar, I., Mir, L., Etxeberria-Otadui, I., Colmenero, J., Agirre, X., and Nieva, T. (2012). Optimal design and experimental validation of a medium-frequency 400kVA power transformer for railway traction applications. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 684-690.
47. Krishnamoorthy, H.S., Garg, P., and Enjeti, P.N. (2012). *A new medium-voltage energy storage converter topology with medium-frequency transformer isolation. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 3471-3478.
48. Shuai, P., and Biela, J. (2013). Design and optimization of medium frequency medium voltage transformers", *IEEE-15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1-10.
49. Garcia-Bediaga, A., Villar, I., Etxeberria-Otadui, I., Barrade, P., and Rufer, A. (2013). Comparison of multi-phase SAB converters vs. multi-phase SRC converters. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 5448-5455.
50. Seltzman, A.H., Nonn, P.D., and Anderson, J.K. (2013). Design and modeling of nanocrystalline iron core resonant transformers for pulsed power applications. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 20(4), 1153-1160.

51. Garcia-Bediaga, A., Rujas, A., Villar, I., Barrade, P., and Rufer, A. (2013). New parametrical model of medium-frequency single-active-bridge converters, *IEEE-15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*.
52. Jauch, F., and Biela, J. (2014). Novel isolated cascaded half-bridge converter for battery energy storage systems. *IEEE-16th European Conference on Power Electronics and Applications (ECCE)*, 1-10.
53. Nakahara, M., and Wada, K. (2014). Analysis of hysteresis and eddy-current losses for a medium-frequency transformer in an isolated DC-DC converter. *International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2511-2516.
54. Iyer, K.V., Robbins, W.P., and Mohan, N. (2014). Winding design of a high power medium frequency transformer. *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 665-669.
55. Sandoval, J.J., Krishnamoorthy, H., Enjeti, P., and Choi, S. (2015). High power density adjustable speed drive topology with medium frequency transformer isolation. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 6986-6992.
56. Soltanzadeh, K., Tavakoli, A., and Arbab, P.B. (2012). Investigation of DC-DC resonant converter constructed nanostructure magnetic core transformer for power distribution system. *IEEE Proceedings of 17th Conference on Electrical Power Distribution Networks (EPDC)*, 1-8.
57. Shen, W., Wang, F., Boroyevich, D. And, Tipton, C.W. (2008). Loss characterization and calculation of nanocrystalline cores for high-frequency magnetics applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1), 475-484.
58. Nikolov, G.T., and Valchev, V.C. (2009). Nanocrystalline magnetic materials versus ferrites in power electronics. *Science Direct, Proceedings of the International Conference on Mining Science&Technology (ICMST)*, 1357–1361.
59. Sixdenier, F., Morand, J., Salvado, O.A., and Bergogne, D. (2014). Statistical study of nanocrystalline alloy cut cores from two different manufacturers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(4).
60. Lenke, R.U., Rohde, S., Mura, F., and De Doncker, R.W. (2009). Characterization of amorphous iron distribution transformer core for use in high-power medium-frequency applications. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1060-1066.
61. Villar, I., Rufer, A., Viscarret, U., and Zurkinden, F. (2008). Analysis of empirical core loss evaluation methods for non-sinusoidally fed medium frequency power transformers. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 208-213.
62. Villar, I., Viscarret, U., Etxeberria-Otadui, I., and Rufer, A. (2009). Global loss evaluation methods for nonsinusoidally fed medium-frequency power transformers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10), 4132–4140.
63. Hatakeyama, T., and Onda, K. (2014). Core loss estimation of various materials magnetized with the symmetrical/asymmetrical rectangular voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(12), 6628-6634.

64. Sefa, I., Balci, S., Altin, N., and Ozdemir, S. (2011). Core losses of PWM excited inverter transformers with finite element method. *7th International Conference on Technical and Physical Problems of Power Engineering*.
65. Moses, A.J., and Tutkun, N. (1997). Investigation of power loss in wound toroidal cores under PWM excitation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 33(5), 3763–3765.
66. Moses, A.J., Leicht, J., and Anderson, P. (2002). Iron losses in electrical machines excited by nonsinusoidal voltages. *International Conference on (Conf. Publ. Power Electronics, Machines and Drives*, No. 487, 262-264.
67. Constantin, D., Nicolae, P.M., and Nitu, M.C. (2013). 3D finite element analysis of a three phase power transformer. *IEEE Eurocon*, 1548-1552.
68. Balci, S., Sefa, I., and Altin N. (In press). Thermal behavior of a medium-frequency ferrite-core power transformer, *Journal of Electronic Materials: The Minerals, Metals&Materials Society*, DOI: 10.1007/s11664-016-4567-5.
69. Nicolae, P.M., Constantin, D., and Nitu M.C. (2013). 2D electromagnetic transient and thermal modeling of a three phase power transformer. *IEEE 4th International Youth Conference on Energy (IYCE)*, 1-5.
70. Hoffmann, H., and Piepenbreier, B. (2010). High voltage IGBTs and medium frequency transformer in DC-DC converters for railway applications. *IEEE- International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 744-749.
71. Balci, S., Sefa, I., and Altin, N. (2015). Thermal behavior investigation of the medium-frequency ferrite core transformers. *3. European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES)*.
72. Pechanek, R., and Bouzek, L. (2012). Analyzing of two types water cooling electric motors using computational fluid dynamics. *IEEE 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, LS2e.4/1-LS2e.4/5.
73. Kazimierczuk, M.K. (2014). *High-frequency magnetic components*, Second Edition, Wiley, Ohio, USA, 81-84, 93-107.
74. Ağıl, H. (2008). *Bor esaslı intermetalik bileşiklerin manyetik, yapısal ve termal karakterizasyonu*. Yüksek Lisans Tezi, Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 7-15.
75. Tumanski, S. (2011). *Handbook of magnetic measurements*. Taylor & Francis Group, CRC Press., 63, 76, 118-120.
76. İnternet: *Vitroperm 250F Nanocrystalline core material*. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.vacuumschmelze.com%2Fen%2Fproducts%2Fcores-inductive-components%2Fapplications%2Fcores%2Fvitroperm-cores-vp-250-f.html+&date=2016-06-15>, Son Erişim Tarihi: 15.06.2016.

77. Warne, D.F. (2000). *Electrical engineer's handbook*. Newnes Publications, England, 39-45.
78. İnternet: *JFE Supercore*. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.jfe-steel.co.jp%2Fen%2Fproducts%2Felectrical%2Fsupercore%2F+&date=2016-06-15>, Son Erişim Tarihi: 15.06.2016.
79. Swieboda, C. (2011). Current and Future Use of the Nanocrystal Line Strips. *3rd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics (SCE III)*, 151-154.
80. Herzer G. (1997). *Nanocrystalline soft magnetic alloys*. In: Buschow, K.H.J., (Ed), *Handbook of Magnetic Materials*, Chapter 3, Vol.10, 415-462.
81. İnternet: *Amorphous Products Catalog*. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.nanoamor.com%2Fproducts&date=2016-06-15>, Son Erişim Tarihi: 15.06.2016.
82. İnternet: *Nanocrystalline soft magnetic material*. Web: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.hilltech.com%2Fpdf%2Fhl-fm10-cFinemetIntro.pdf&date=2016-06-15>, Son Erişim Tarihi: 15.06.2016.
83. Rylko, M.S., Hartnett, K.J., Hayes, J.G., and Egan, M.G. (2009). Magnetic material selection for high power high frequency inductors in DC-DC converters", *IEEE Twenty-Fourth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2043-2049.
84. Emin T. (2005). *Elektromekanik enerji dönüşümü*, İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Ders Notları.
85. Viatcheslav P. (2005). 1d and 2d magnetization in electrical steels under uniaxial stress. PhD Thesis. D/2005/10.500/22, 146-148.
86. Steinmetz, C.P. (1892). On the law of hysteresis. in *American Institute of Electrical Engineers Transactions*, Vol. 9, 3-64.
87. Watson, A.J., Wheeler, P.W., and Clare, J.C. (2011). Field programmable gate array based control of dual active bridge DC/DC converter for the UNIFLEX-PM project. *IEEE-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1-9.
88. Shen, W. (2006). *Design of high-density transformers for high-frequency high-power converters control and design of a high voltage solid state transformer and its integration with renewable energy*. (Doctoral dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006). 3232303, 1-15.
89. Mariethoz, S. and Rufer, A. (2006). Multisource dc-dc converter for the supply of hybrid multilevel converter, *IEEE 41st Annual Meeting of the Industry Applications Society (IAS)*, (2), 982-987.

90. Rashid, M.H. (2015). *Güç elektroniği: yarıiletken elemanlar, devreler ve uygulamaları*. (Çev.Editörleri: Sünter, S. Ve Aydemir, M.T.). 4. basımdan çeviri. Ankara, Nobel Yayınevi. (Eserin orijinali 2014'de yayımlandı). 19-25, 137, 145, 420, 431.
91. Kjellqvist, T. (2009). *On design of a compact primary switched conversion system for electric railway propulsion*. (Doctoral dissertation, KTH Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering, 2009).ISSN1653-5146, 1-21.
92. Hafez, B.M.R. (2015). *Medium frequency power distribution architectures for next generation photovoltaic farms and data centers*. (Doctoral dissertation, Texas A&M University, 2015), 1-8.
93. Bose, B. K. (2009). Power electronics and motor drives recent progress and perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2), 581–588.
94. Shin, S.M., Ahn, J.H., and Lee, B.K. (2015). Maximum efficiency operation of three level t-type inverter for low-voltage and low-power home appliances. *Journal of Electrical Engineering Technology*, 10,742-750.
95. Rothmund, D., Ortiz, G., Guillod, T., and Kolar, J.W. (2015). 10kv SiC-based isolated dc-dc converter for medium voltage-connected solid-state transformers. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1096-1103.
96. Martín, K., Rujas, A., Villar, I., Arenaza, I.P., and Otadui, I.E. (2014). Design of a 2.5kW PFC boost full-SiC converter based on close-coupled inductors. *IEEE-15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1-7.
97. Villar, I., Iruretagoyena, U., Rujas, A., Garcia-Bediaga, A., and Perez de Arenaza, I. (2015). Design and implementation of a SiC based contactless battery charger for electric vehicles. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1294-1300.
98. McLyman, C.W.T. (2004). *Transformer and inductor design handbook*, 3rd ed. (Marcel Dekker, Inc.), 5.1–5.21.
99. McLyman, C.W.T. (1993). *Designing magnetic compenents for high frequency dc-dc converters*, Kg Magnetics.
100. Hurley, W.G. and, Wölflé, W.H. (2013). *Transformers and inductors for power electronics: Theory, design and applications*. First Edition. John Wiley&Sons Ltd. Chapter 5-6.
101. Baek, S. (2014). *High-frequency ac-link transformers for medium-voltage dc/dc converters and solid state transformer applications*. (Doctoral dissertation, North Carolina State University, 2014). Dissertation Abstracts International, 30-80, 3710565.
102. Wells, B.M. (1994). Magnetic components in UPS. *IEE UPS Colloquium*, 4/1-4/7.
103. Sullivan, C. R. (2007). Aluminum windings and other strategies for high-frequency magnetics design in an era of high copper and energy costs. *IEEE Applied Power Electronics Conference*, 78-84.

104. Jimenez, H.O. (2013). *AC resistance evaluation of foil, round and litz conductors in magnetic components*. Master of Science Thesis, Chalmers University Of Technology, Sweden.
105. Dixon, L.H. (2003). Eddy current losses in transformer windings and circuit wiring, *Texas Instruments Inc*.
106. Sullivan, C.R. (1999). Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(2), 283–291.
107. Dowell, P. (1966). Effect of eddy currents in transformers windings. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 113(8), 1387–1394.
108. Tourkhani, F. and Viarouge, P. (2001). Accurate analytical model of winding losses in round litz wire windings. *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. 37.
109. Altıntaş A. (2004). Dikdörtgen kesit alanına sahip bir sargıda uygun sarım tipinin tespiti için bir yazılım. *Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, Sayı 6, 163-274.
110. Hurley, W.G., Gath, E., and Breslin, J.G. (2000). Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2), 369–376.
111. Lienhard, H.J. (2004). *A heat transfer textbook*. Cambridge: Phlogiston Press. 1–6.
112. Bargallo, R. (2006). *Finite elements for electrical engineering*. The Polytechnic University of Catalonia (UPC).
113. Pechanek, R. and Bouzek, L. (2012). Analyzing of two types water cooling electric motors using computational fluid dynamics. *IEEE 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, LS2e.4-1-LS2e.4-5.
114. Xiaowei, W. and Tiecai, L. (2011). A 3-D electromagnetic thermal coupled analysis of permanent magnet brushless dc motor. *IEEE 2011 First International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control*, 15–18.
115. Wrobel, R. and Mellor, P. H. (2010). A general cuboidal element for three-dimensional thermal modelling", *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(8), 3197-3200.
116. Babaie, H. and Farahani, H.F. (2010). Analysis of thermal behavior of high frequency transformers using finite element method. *JEMAA-Scientific Research, Journal of Electromagnetic Analysis&Applications*, Vol 2, 627-632.

117. Jeong G.Y., Jang, S.P., Lee, H.Y., Lee, J.C., Choi, S., and Lee, S.H. (2013). Magnetic-thermal-fluidic analysis for cooling performance of magnetic nanofluids comparing with transformer oil and air by using fully coupled finite element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(5), 1865-1868.
118. Wen, Q., Baohui, Z., Zhiguo, H., and Zhiqian, B. (2014). Simulation and analysis of oil-immersed transformer based on thermal-fluid coupled field. *IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, 826-831.
119. Liao, C., Ruan, J., Liu, C., Wen, W., and Du, Z. (2014). 3-D coupled electromagnetic-fluid-thermal analysis of oil-immersed triangular wound core transformer. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(11), 1865-1868.
120. Arjona, M. A., Hernandez, C., Escarela-Perez, R., and Melgoza, E. (2014). Thermal analysis of a dry-type distribution power transformer using FEA. *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2270-2274.
121. Krishnamoorthy, H.S., Enjeti, P. N., Pitel, I.J., and Hawke, J. T. (2012). New medium-voltage adjustable speed drive (asd) topologies with medium-frequency transformer isolation. *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE)*, 814-819.
122. Ortiz, G., Biela, J., and Kolar, J.W. (2010). Optimized Design of Medium Frequency Transformers with High Isolation Requirements. *IEEE-36th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON)*, 631-638.
123. Drofenik, U., and Kolar, J. W. (2006). Analyzing the theoretical limits of forced air-cooling by employing advanced composite materials with thermal conductivities 400W/mK. *IEEE CIPS*.
124. Biela, J., and Kolar, J. W. (2007). Cooling concepts for high power density magnetic devices. *IEEE Power Conversion Conference (PCC)*, 1-8.
125. İnternet: Ridley, R. (2007). *High frequency power transformer measurement and modeling*. URL: http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fmy.ece.ucsb.edu%2FYork%2FBobsclass%2F194%2FReferences%2FMagnetics%2FHigh_Frequency_Power_Transformer_Measurement_and_Modeling.pdf&date=2016-06-15, Son Erişim Tarihi: 15.06.2016.
126. Balci, S., Sefa, I., ve Altin, N. (2015). Sonlu elemanlar metodu ile aa hat reaktörlerinin tasarımı. *Gazi Üniversitesi Politeknik Dergisi*, 18(4), 257-267.
127. Prochazka, R., Hlavacek, J., and Draxler, K. (2015). Magnetic circuit of a high-voltage transformer up to 10 kHz. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(1).
128. Hurley, W.G., Gath, E., and Breslin, J.G. (2000). Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2), 369-376.

129. Venkatachalam, K., Sullivan, C.R., Abdallah, T., and Tacca, H. (2002). Accurate prediction of ferrite cores loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 36–41.







EK-1. Benzetim çalışmalarında kullanılan bilgisayar ve yazılıma ilişkin bilgiler

Çizelge 1.1. SEA için kullanılan bilgisayarın teknik özellikleri

Tipi	Kişisel Bilgisayar
İşlemci	Intel(R) Xeon (R) CPU E5-2650 v3 @ 2,3 GHz
İşlemci Sayısı	40
RAM	128 GB
Sistem Türü	64-Bit İşletim Sistemi
Görüntü Bağdaştırıcısı	Nvidia Quadro K5200
Birincil Sabit Disk Sürücüsü	SSD / 1 TB
İkincil Sabit Disk Sürücüsü	HDD / 8 TB / 7200 rpm

Çizelge 1.2. Güç elektroniği ve SEA yazılımları ile yapılan 3D benzetim parametreleri

Tipi	Eş zamanlı benzetim (co-simulation)
SEA çözücü tipi	Transient
Güç elektroniği benzetim devresi uyarımı	10 kHz kare dalga
Toplam benzetim süresi	1 ms
Çözücünün minimum zaman adımı	1 μ s
Çözücünün maksimum zaman adımı (SEA tarafı)	10 μ s
Benzetimin gerçek zaman süresi	16 saat

EK-2. Benzetim çalışmalarının teknik verileri

Çizelge 2.1. Tasarlanan transformatörün SEA modelleme detayları

Domain	Nodes	Elements
coils pr1	189476	160800
coils pr1_1	189476	160800
coils sk1	229068	194400
coils sk1_1	229068	194400
core	1106853	1063300
region	31386	160066
All Domains	1975327	1933766

Çizelge 2.2. Tasarlanan transformatörün SEA fiziki detayları

Domain	Type	Materials
coils pr1	solid	Aluminum
coils pr1_1	solid	Aluminum
coils sk1	solid	Aluminum
coils sk1_1	solid	Aluminum
core	solid	Nanocrystalline
region	cell	Air

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : BALCI, Selami
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 30.01.1977, Konya
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (505) 378 48 12
 Faks : -
 e-mail : selamibalci@gazi.edu.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi /Elektrik Eğitimi	2016
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi /Elektrik Eğitimi	2010
Lisans	Gazi Üniversitesi /Elektrik Eğitimi	1997
Lise	K.Maraş/Afşin Endüstri Meslek Lisesi	1993

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
1997-Halen	T. Oğuzhan Mesleki ve Teknik Anadolu Lisesi	Öğretmen

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Sefa, I., Balci, S., Altin, N., and Ozdemir, S. (2011). Core Losses of PWM Excited Inverter Transformers with Finite Element Method. *7th International Conference on Technical and Physical Problems of Power Engineering*.
2. Sefa, I., Balci, S., Altin, N., and Ozdemir, S. (2012). Comprehensive analysis of inductors for an interleaved buck converter. *IEEE 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, DS2b.5-1-DS2b.5-7.

3. Balci, S., Altin, N., Özdemir, S., and Sefa I. (2013). FEM Based Parametric Analysis of AC Line Reactors. *IEEE 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 1328-1333.
4. Sefa, I., Battal, F., and Balci, S. (2013). Modeling and implementation of dsPIC based interleaved buck converter. *IEEE- Fourth International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 1652-1657..
5. Altin, N., Balci, S., Ozdemir, S., and Sefa, I. (2013). A comparison of single and three phase DC/DC converter structures for battery charging. *IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 1228-1233.
6. Balci, S., Sefa, I., and Bayram, M.B. (2014). Core Material Investigation of Medium-Frequency Power Transformers. *IEEE-16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, 861-866.
7. Sefa, I., Balci, S., and Bayram, M.B. (2014). A Comparative Study of Nanocrystalline and SiFe Core Materials for Medium-Frequency Transformers. *IEEE International Conference-6th Edition, Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 43-48.
8. Balci, S., Sefa, I., ve Altin, N. (2015). Sonlu Elemanlar Metodu ile AA Hat Reaktörlerinin Tasarımı. *Gazi Üniversitesi Politeknik Dergisi*, 18(4), 257-267.
9. Balci, S., Sefa, I., and Altin, N. (2015). An Investigation of Ferrite And Nanocrystalline Core Materials for Medium-Frequency Transformers. *3. European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES)*.
10. Balci, S., Sefa, I., and Altin, N. (2015). Thermal Behavior Investigation of The Medium-Frequency Ferrite Core Transformers. *3. European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES)*.
11. Balci, S., Sefa, I., and Altin N. (In press). An Investigation of Ferrite and Nanocrystalline Core Materials for Medium-Frequency Power Transformers”, *Journal of Electronic Materials: The Minerals, Metals & Materials Society*, DOI:10.1007/s11664-016-4559-5.
12. Balci, S., Sefa, I., and Altin N. (In press). Thermal Behavior of a Medium-Frequency Ferrite-Core Power Transformer, *Journal of Electronic Materials: The Minerals, Metals&Materials Society*, DOI: 10.1007/s11664-016-4567-5.

Tamamladığı Projeler

1. Sonlu Elemanlar Yöntemi Yazılımları Kullanılarak Evirici Çıkış Transformatörlerinin Modellenmesi ve Analizi, Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri, (07/2010-10)

Hobiler

Yüzme, Kamp, Amatör Telsizcilik

DİZİN

A

AA direnç değerleri · 7, 40, 69, 92, 93, 94
 akım taşıma kapasitesi · 57
 akım yoğunluğu · 43, 44, 46, 48, 49, 56, 57, 62, 63, 82, 83, 94
 akış diyagramı · 9, 10, 37, 39, 40, 41, 85, 86
 akustik gürültü · 104
 amorf · iv, 3, 4, 10, 14, 17, 18, 19, 20, 21, 37, 118
 anahtarlama frekansı · 2, 5, 7, 18, 22, 24, 35, 43, 90, 95, 100, 102, 117
 anahtarlama hızı · 34
 analiz · ix, xi, xiv, 8, 10, 28, 40, 47, 62, 74, 77, 80, 82, 84, 85, 86, 87, 97, 101, 110, 112, 119
 anma gücü · 8, 87
 anormal girdap akım kaybı · 27
 antiferromanyetik · 14, 16
 AWG · 47, 50, 53, 54

B

bağlı geçirgenlik · 15
 bakır dolgu faktörü · 57
 boşluk katsayısı · 59
 boyut · 3, 8, 13, 37
 boyutlandırma · 10, 37, 38, 40, 43, 44, 87

C

C-nüve · 7, 88, 89
 Curie sıcaklığı · 14, 24

Ç

çalışma frekansı · 1, 3, 4, 7, 8, 14, 23, 25, 31, 34, 37, 38, 42, 43, 87, 88, 89, 96, 102, 105, 117
 çift yönlü doğru akım güç dönüştürücü · 2

D

dalga form katsayısı · 43
 darbe genişliği modülasyonu · 7
 deney düzeneği · 98, 99
 deneysel · 11, 100, 102, 119
 deri etkisi · 47
 dinamik histerezis çevrimi · 26
 direkt dönüşüm · 31
 diyamanyetik · 14, 15
 doğal soğutma · 8, 85, 112
 dolaylı dönüştürücü · 31
 Dowell · 50, 53, 129
 doyma akı değeri · 3, 17, 21, 89, 117
 dönüştürme oranı · 2, 65

E

elektrikli tren · 6
 elektromanyetik · 1, 41, 98
 elektromanyetik modelleme · 8
 enerji bant aralıkları · 35
 enerji dönüşümü · 1, 2, 127
 eş zamanlı benzetim · 11
 eşdeğer termal iletkenlik · 78
 evirici · iv, xii, xiv, 32, 33, 95, 96, 97, 98, 101

F

f - B grafiği · 42
 ferrimanyetik · 14, 16, 18
 ferrit · 3, 4, 6, 10, 14, 16, 17, 18, 22, 23, 24, 43, 117, 118
 ferromanyetik · 14, 15, 16, 24
 folyo · 47, 48, 49, 50, 51, 52, 57, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 75, 87, 90, 93, 94

G

galvanik yalıtım · 2
geçirgenlik · 3, 14, 15, 16, 17, 21
geometrik katsayı · 45
giderici kuvveti · 3, 14, 20, 21, 24, 26
güç anahtarları · 2, 32, 34, 35, 36
güç elektroniği · 1, 4, 8, 9, 11, 13, 31, 32, 35, 40, 70, 71, 87, 95, 96, 97, 98, 119
güç kaybı yoğunluğu · 109
güç transistörleri · 34
güç-frekans değerleri · 4

H

hacim · 1, 3, 4, 6, 8, 14, 20, 28, 42, 43, 46, 70, 117, 118
harmonik · 2, 7, 33, 69, 72, 97, 102, 103
hesaplamalı akışkan dinamiği · 9
histerezis · 17, 22, 24, 25, 26, 27, 28, 29
histerezis kaybı · 26, 27, 28

I

ısı · 7, 8, 9, 10, 24, 26, 33, 46, 69, 70, 71, 72, 73, 75, 77, 78, 79, 80, 82, 83, 84, 85, 110, 112

K

kaçak akı · 2, 66
kaçak endüktans değeri · 2, 50
kare dalga uyarım · 7, 43, 71, 88, 95, 97, 98, 101, 109
kaskat çok seviyeli evirici · 33
klasik girdap akım kaybı · 27, 28
koersivite · 3
kondüksiyon · 77
konveksiyon · 69, 75, 77, 78, 79, 82, 84, 111

L

literatür · 3

Litz teli · 47, 49, 54, 55

M

maliyet · 8
manyetik bağ · 1, 2
manyetik gürültü · 6
manyetik malzeme · 3, 6, 13
manyetik parametreler · 24, 37, 43, 45, 87
manyetostriksiyon · 17, 19
mekanik · 3, 9, 10, 17, 18, 20, 38, 40, 43, 44, 87, 88, 108, 119
mesh · 92
mıknatıslanma eğrisi · 24, 91
MMK değeri · 64
modern tasarım · 1, 9

N

nanokristal · 3, 4, 5, 6, 9, 10, 11, 14, 17, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 37, 43, 56, 87, 88, 89, 91, 97, 108, 110, 117, 118, 119
nanokristal nüve malzemesi · 4, 5, 6, 9, 21, 43, 87, 89, 118
nüve kayıp denklemi · 7
nüve kayıpları · 7, 18, 22, 23, 42, 69, 70, 71, 101, 103
nüve kesiti · 28, 44, 46, 88, 95
nüve malzeme haritası · 5

O

orta frekans · 2, 5, 9, 10, 13, 22, 31, 36, 42, 43, 47, 71, 82, 83, 84, 87, 93, 95, 117
orta frekans güç transformatörü · 2

Ö

ölü zaman · 71, 95, 100, 107, 108

P

paramanyetik · 14, 15, 16, 24
 pencere bölgesi · 44, 46, 59, 88
 pencere kullanım katsayısı · 57, 87
 primer · 1, 2, 7, 46, 59, 60, 64, 65, 71, 72, 92, 93, 94,
 96, 99, 104, 105, 106, 107
 prototip · 9, 10, 11, 37, 40, 69, 84, 85, 87, 90, 96, 99,
 108, 112, 113, 114, 117, 118

R

radasyon · 69, 75, 77, 78, 79
 regülasyon · 20, 45, 104, 105
 rezonans · 2, 5, 6, 93

S

SEA · 7, 9, 11, 38, 40, 41, 77, 84, 85, 87, 90, 92, 93, 95,
 97, 98, 100, 101, 102, 108, 110, 114, 117, 118, 134,
 135
 sekonder sargı · 57, 60, 93
 sert manyetik malzeme · 13
 sıcaklık artışı · 4, 9, 10, 20, 27, 36, 37, 40, 45, 69, 109,
 111, 112, 113, 114, 115, 117, 118, 119
 sıvı soğutma · 8, 85
 SiC · 34, 35, 36, 119, 123, 128
 silikon · 3, 17, 20, 22, 23, 24, 34
 silikon çelik · 3, 22, 23
 silisyum · 4, 10, 17, 18, 20, 34, 35, 117, 118
 silisyum karbür · 34, 35
 silisyum katkılı yönlendirilmemiş alaşım malzeme · 4
 sinüzoidal olmayan uyarım · 7
 sinüzoidal uyarım · 7, 43, 63, 97
 soğutma · 7, 8, 9, 10, 11, 50, 57, 60, 69, 79, 82, 83, 84,
 85, 93, 110, 111, 112, 114, 117
 soğutma yöntemleri · 7, 85
 sonlu elemanlar metodu · 9
 spesifik nüve kaybı · 3, 13, 14, 22, 23, 24, 42, 89, 92,
 97, 103, 117, 118

statik histerezis çevrimi · 26
 Steinmetz · 28, 29, 70, 97, 127, 131

Ş

şerit · 7, 87, 88

T

tanecik yönlendirmeli · 17
 tasarım · 2, 4, 6, 7, 8, 9, 10, 37, 39, 40, 43, 45, 50, 56,
 65, 69, 70, 87, 98, 117, 119
 termal · 4, 8, 10, 11, 19, 35, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75,
 77, 78, 79, 80, 81, 82, 84, 99, 110, 111, 112, 113,
 114, 115, 118, 119, 126
 termal eşdeğer devre · 74
 transformatör · 1, 2, 3, 5, 7, 8, 9, 10, 13, 17, 18, 20, 22,
 24, 28, 31, 38, 40, 43, 44, 45, 46, 47, 50, 51, 57, 59,
 60, 65, 70, 77, 83, 84, 85, 87, 88, 89, 96, 99, 101,
 117, 119
 transformatörün tam eşdeğer devresi · 93

V

verim · 3, 4, 6, 97

Y

yakınlık etkisi · 49
 yenilenebilir enerji kaynakları · 9, 33
 yeterlilik katsayısı · 14
 yönlendirilmemiş · 4, 10, 17
 yumuşak anahtarlama · 2
 yumuşak manyetik malzemeler · 3, 4, 13, 14, 19, 26
 yüksek frekans · 1, 2, 4, 6, 9, 10, 18, 19, 38, 49, 117

Z

zorlamalı hava soğutma · 8, 83, 85, 112



GAZİ GELECEKTİR...