

FERRİT ÇEKİRDEKLİ TRAFO TASARIMI VE UYGULAMASI

N.Esra ÇAPANOĞLU SAVAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EYLÜL 2006

ANKARA

N.Esra ÇAPANOĞLU SAVAŞ tarafından hazırlanan FERRİT ÇEKİRDEKLİ TRAFO TASARIMI VE UYGULAMASI adlı bu tezin yüksek lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: : Prof. Dr. M. Cengiz TAPLAMACIOĞLU

Üye : Yrd.Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL

Üye : Yrd. Doç. Dr. M.Ali. AKÇAYOL

Üye : _____

Üye : _____

Tarih : 18/09/2006

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

N. Esra ÇAPANOĞLU SAVAŞ

FERRİT ÇEKİRDEKLİ TRAFO TASARIMI VE UYGULAMASI**(Yüksek Lisans Tezi)****N.Esra ÇAPANOĞLU SAVAŞ****GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ****Eylül 2006****ÖZET**

Trafolar, alternatif akımda; ve yüksek verimde elektrik enerjisinin gerilim ve akım değerlerini ihtiyaca göre değiştirmeye yarayan cihazlardır. Özellikle enerji iletimindeki rolleri çok önemlidir.

Düşük çekirdek kayıpları ve fiyatları yüzünden frekans sıklığı 20kHz-3MHz arasında olan dönüştürücülerde kullanılan trafolar için en ideal çekirdek malzemesi ferrittir. Ferritler oldukça büyük elektrik direncine sahiptir ama buna ilaveten düşük doyma akı yoğunlukları vardır. Ferrit malzemelerin pekçoğu SMPS uygulamalarında kullanılır.

Bu çalışmada, yüksek frekanslarda kullanılan ferrit çekirdekli trafoların tasarımı teorik ve uygulamalı olarak incelenmiştir. Bu uygulamada flyback bağlantılı bir anahtarlama devre yapılarak ferrit çekirdeğin özellikleri incelenmiş ve ölçülmüştür.

Bilim Kodu : 905
Anahtar Kelimeler : Trafo, ferrit çekirdek, histerisiz kaybı
Sayfa Adedi : 120
Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL

FERRITE CORE TRANSFORMER DESIGN AND ITS APPLICATION**(M.Sc. Thesis)****N. Esra ÇAPANOĞLU SAVAŞ****GAZİ UNIVERSITY****INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY****September 2006****ABSTRACT**

Transformers are high efficiency electrical machines that change alternating (A.C) voltage and current level according to the needs of the electrical energy user, their role in energy transmission and distribution is extremely important.

Because of the low core losses and manufacturing cost ferrite cores are ideal for inverter and converter transformers used in the frequency range of 20kHz - 3MHz. Ferrites have very high electrical resistance that limits the flow of induced eddy currents in the core. However their saturation flux densities are small in comparison to the laminated magnetic cores. A high percentage of ferrites are used in SMPS applications.

In this thesis, the design of ferrite core high-frequency transformers are analysed. A flyback switch mode converter is built. The magnetic properties and frequency response of the ferrite core is examined and measured experimentally.

Science Code : 905**Key Words : Transformer, ferrite core, hysteresis core current****Page Number: 120****Adviser : Assist. Prof. Dr. Fadıl ÇELİKKOL**

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tezimin hazırlanmasında desteğini esirgemeyen ve yol gösteren değerli hocam Sn. Yrd.Doç.Dr. Fadıl ÇELİKKOL'a, yardımlarını esirgemeyen tüm arkadaşlarıma, her zaman yanımda olan eşim Murat SAVAŞ'a ve aileme teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiii
1. GİRİŞ	1
2. TRAFOLARDA KULLANILAN MANYETİK ÇEKİRDEK MALZEMELERİ... 6	
2.1. Histerisiz Kaybı	8
3. KESİMDE ÇALIŞAN SMPS DEVRESİ	13
3.1. Sıcaklık Özellikleri	20
3.2. Çekirdek Kayıpları	20
3.3. Sarım Özellikleri	21
3.4. Çekirdek Şekilleri ve Uygun Çekirdek Boyutları	21
4. EMI SÜZGEÇLERİ	23
4.1. Eş Fazlı Süzgeçler	24
4.2. Endüktör Malzemesi Seçme	25
4.3. Çekirdek Şekli	27
5. TRAFO TASARIM YÖNTEMİ	28
5.1. Trafo Tasarım Temelleri	28
5.1. Bakır Sargılar	29

Sayfa

5.2.1. Bakır dolgu faktörü	30
5.2.2. Sargıların doğru akım direncinden ötürü oluşan ısı kaybı	31
5.2.3. Bakır sargılarda deri etkisi	32
5.2.4. Isınmanın gözönüne alınması	34
6. TRAFO PARAMETRELERİ	36
6.1. Trafonun Elektriksel Karakteristikleri.....	36
6.1.1. Giriş ve çıkış iletken alanları.....	36
6.1.2. P_w sargı kayıpları.....	38
6.1.3. Akı yoğunluğu ve çekirdek kayıpları.....	38
6.1.4. Kaçak endüktans	40
6.2. Trafolardaki Isı.....	40
6.3. Aşırı Akımın Sıcak Nokta Üzerinde Etkisi.....	41
6.4. Tek Geçişli Trafo Tasarım Yöntemi	41
6.4.1. Tasarım girişlerini biraraya getirme.....	42
6.4.2. Volt Amper değeri S 'nin hesaplanması	43
6.4.3. Çekirdek malzemesinin, şeklinin ve boyutunun seçimi.....	43
6.4.4. $R_{\delta a}$ ve P_{sp} 'nin bulunması	43
6.4.5. Çekirdek akı yoğunluğu ve giriş ve çıkış sarımlarının sayısının belirlenmesi.....	44
6.5. Kaçak Endüktansın Yaklaşık Olarak Bulunması	47
6.6. Seçilmiş Çekirdeğin Maksimum $V \cdot I$ anma Değeri S_{max} 'ın Bulunması.....	47
6.7. S_{max} 'ın Ayarlanması	48
7. UYGULAMA DEVRESİ.	49

Sayfa

8. SONUÇ VE ÖNERİLER	54
KAYNAKLAR	56
EKLER.....	58
EK-1 Elektro Manyetislenme	59
EK-2 Ferrit Çekirdekli Trafoların Uygulandığı Belli Başlı Devre Tipleri.....	88
EK-3Uygulama Devresinde Kullanılan Bazı Elemanlar.....	94
ÖZGEÇMİŞ	120

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Ürün dağıtma bölgeleri için ferrite çekirdek seçimi	16
Çizelge 3.2. Tipik güç işleme kapasiteleri tarafından listelenmiş ferrit çekirdek seçimi	19
Çizelge 3.3. Trafo tasarımı için yaklaşık uygun değer bir çekirdeğin geometrik özellikleri	22
Çizelge 5.1.Trafo tasarımı için gerekli olan çekirdek özelliklerinin veritabanı.....	29
Çizelge 5.2.Birkaç farklı frekans için 100°C’de bakırdaki deri kalınlığı.....	33
Çizelge 7.1.Uygulama devresi karşılaştırma tablosu	54

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Ferit çekirdekli sargılar	7
Şekil 2.2. Sisteme alternatif gerilim uygulandığında histerisiz eğrisi.....	8
Şekil 2.3. Manyetik akı yoğunluğu dalga şekilleri.....	9
Şekil 2.4. 3F3 demir çekirdek için manyetik akı yoğunluğuna karşı demir kayıpları	10
Şekil 2.5. Değişik Ferrit malzemeler için ampirik performans faktörü	11
Şekil 3.1. Tipik kesimde çalışan regülatör devresi	13
Şekil 3.2. Kesimde çalışan devrelerde manyetik çekirdekler için histerisiz eğrisi	14
Şekil 3.3. Tipik güç işleme kapasitelerinde ferrit çekirdek seçimi listesi.....	18
Şekil 3.4. E çekirdek ve Karkas şekilleri	22
Şekil 4.1. Ferrit bilezik.....	24
Şekil 4.2. EMI süzgeci	24
Şekil 4.3. Empedans-frekans grafiği	25
Şekil 4.4. Toplam empedans-frekans grafiği	26
Şekil 4.5. J, W, K malzemeleri için empedans-frekans grafiği.....	26
Şekil 5.1. Bir bobin ve çift E çekirdekten oluşan endüktansın kesit görünümü	30
Şekil 5.2. Yalıtılmış bakır iletken taşıyıcıda akım, girdap akım kayıpları ve deri olayı etkisinin sonuçları	32
Şekil 6.1. Giriş ve çıkış arasındaki pencerede bulunan sargıların bölünüşünü gösteren bir transformatör çekirdeği üzerindeki sargı penceresi	36
Şekil 6.2. Çift E çekirdek bobinin tepeden görünüşü.....	39
Şekil 6.3. Bir trafonun tek geçişli tasarım yönteminin akış diyagramı.....	42
Şekil 7.1. Ferrit çekirdekli uygulama devresi	49

Şekil 7.2. Uygulama devresi çıkışları	49
Şekil 7.3. Simülasyon devresi	51
Şekil 7.4. Simülasyon devresi 6 nolu çıkış	51
Şekil 7.5. Simülasyon devresi 6 nolu çıkışın büyütülmüş hali	52
Şekil 7.6. Simülasyon devresinin yukarıdan aşağıya sırasıyla 4-3-2 nolu çıkışları ...	52

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
aa	Alternatif akım(Alternative current)
A_w	Kazanç bölgesi(Wire area)
A_{wp}	Primer sargı bölgesi(Primary wire area)
A_{cu}	Bakır iletkenin kesit alanı
A_{ws}	Sekonder sargı bölgesi(Secondary wire area)
A_{Cu,pri}	Primer iletken yarı kesit alanı
A_{pri}	Primer iletken alanı
A_{sek}	Sekonder iletken alanı
A_w	Toplam sargı alanı
A_{pri,w}	Primer sargı alanı
A_{sek,w}	Sekonder sargı alanı
A_{Cu,pri}	Primer iletken için gerekli alan
A_{Cu,sek}	Sekonder iletken için gerekli alan
B_{çekirdek}	Çekirdekteki akı yoğunluğunun tepe değeri
B_r	Kalıcı mıknatıslık(Retentivity)
B	Akı yoğunluğu(Flux)
B_{max}	Max akış yoğunluğu(Maximum flux density)
b_i	Sargılar arası yalıtkan kalınlığı
b_{Cu}	Sargı penceresindeki bakırın toplam genişliği
C	Akım kapasitesi
CMF	Eş fazlı süzgeçler(Common mode filter)
D	Yuvarlak iletkenin çapı
D_{cma}	Akım yoğunluğu
d	Bir sac levhanın kalınlığı
d_a	Doğru akım(Line current)

Simgeler	Açıklama
e	Transformatör bölgesi
E	Voltaj(Voltage)
F	Frekans(Frequency)
Flyback	Kesimde çalışan devre
F_R	Direnç faktörü
F_I	Bakır tabaka faktörü
H_c	Zorlayan kuvvet(Coercive power)
H_{kaçak}	Penceredeki manyetik alan
h_w	Sargı penceresinin yükseliği
h_w,b_w	Bobin boyutları
h_a,b_a	Çekirdek boyutları
I	Akım(Current)
I_{pri}	Giriş akımı(Primary current)
I_{rms}	Sargıdaki etkin rms akımı
J_{rms}	İletkendeki akım yoğunluğu(Current density)
K	Kazanç faktörü
K_t	Sabit topoloji
k_{cu}	Bakır dolgu faktörü
L_{kaçak}	Kaçak endüktans
l_w	Sarım uzunluğu
M_{pri}	Giriş sargısı toplam tabaka sayısı
M_{mf}	Manyetomotor kuvvet(Magnetomotive force)
M_{sek}	Sekonderdeki toplam tabaka sayısı
N	Sargı penceresindeki toplam sarım sayısı
N_{pri}	Primer sarım sayısı(Primary turns)
n	Çevirme oranı
0C	Coercire force
Q	Kaçak akı faktörü
P_{m,sp}	Birim hacim başına genel kayıp
P	Bir sac levhada meydana gelen kayıp
P_{ec}	Girdap akımları güç kaybı

Simgeler	Açıklama
PF	Davranış çarpanı(Performance factor)
P_w	Bir sargıdaki toplam güç kaybı
p	Sargı bölümleri arasındaki ara yüz sayısı
P_i	Giriş gücü
P₀	Çıkış gücü
EP, PQ, E, EC, ER,ETD,EER	Düzlemsel Ferrit geometrileri
P, R, F J, W, H	Yüksek güç Ferrit malzemeleri
P_{sp}	Çekirdek sargılar içinde kayıp
P_{çekirdek}	Çekirdekteki güç kaybı
R	Direnç
R_e	Etkin girdap akımı direnci
R_{da}	Sargının d.a direnci
R_{aa}	Sargının etkin direnci
R_{da}	Sargının doğru akım direnci(dc resistance)
R_{Θsa}	Yüzeyden çevreye ısı direnç
R_{θ,rad}	Işınımaya bağlı yüzeyden çevreye ısı direnç
R₀	Kalıcı mıknatısın relüktansı
R_g	Hava aralığının relüktansı
S	Voltaj amper anma değeri
Skin Effect	Deri olayı
SMPS	Anahtarlama güç kaynağı(Switchied mode power supply)
T_s	Transformatörün gövde sıcaklığı
T_a	Maksimum çevre sıcaklığı
V_{Cu}	Bakırın toplam hacmi
V_c	Çekirdek hacmi
V_{pri}	Anma etkin primer gerilimi
V_w	Sargı hacmi
V_g	Hava aralığının hacmi
W_a	Pencere bölgesi
W_{aA_c}	Çekirdek seçimi için topoloji

Simgeler $\emptyset$ δ ΔT $\emptyset_g$ $\emptyset_m$ **Açıklama**

Akı

Deri kalınlığı

Sıcaklık farkı

Hava aralığındaki akı

Toplam akı

1. GİRİŞ

Trafolar, bir elektrik akımının gerilimini, yani “voltaj” diye adlandırdığımız elektrik basıncını değiştiren cihazlardır. Trafolar, AC gerilimi yükseltir veya düşürürler. Hareketli herhangi bir parçası yoktur[1].

Trafonun temel çalışma ilkesini 1831’de Michael Faraday keşfetti. Faraday demir bir halkanın çevresine iki yalıtkan tel sardı. Sargılardan birinin uçlarını güçlü bir bataryaya, ötekini uçlarını da elektrik akımının algılanmasında kullanılan galvanometreye bağladı. Faraday ne zaman bataryayı devreye alsa ya da devreden çıkarsa galvanometrenin göstergesinin hafifçe oynadığını, yani ikinci sargıdan anlık bir akım indüklediğini söyledi. Ayrıca, ikinci sargıdaki akım ancak birinci sargıdaki akımın değişmesi durumunda indüklediğini ortaya koydu. Faraday’ın belirlediği bu olgu bütün trafoların dayandığı ana ilkedir. Elektromanyetik indükleme olarak adlandırılan bu olgu şöyle açıklanabilir: Batarya devreye alındığı zaman, birinci sargının çevresinde bir manyetik alan ikinci sargıyı da etkiler. Eğer değişim halindeki bu manyetik alanın yakında bir tel varsa, bu değişim telden bir elektrik akımının akmasına neden olur. İşte bu nedenle, birinci sargıda bir elektrik akımı oluşur. Tıpkı bunun gibi, trafonun bir bobini bir alternatif akım kaynağına bağlandığı zaman, akımdaki hızlı yön değişimleri sürekli olarak değişen bir manyetik alan ve böylece, ikinci bobinin uçları arasında değişken bir gerilim oluşturur.

Michael Faraday’ın trafoların en temel elemanları olan iki bağımsız sargı ve bir kapalı demir nüveyi kapsayan elektromanyetik indüksiyonu icat etmesini sağlayan Michael Faraday cihazı 1831 yılında yapılmıştır. Bununla birlikte, trafoların ve günümüzde kullanılan trafo enerji dağıtım sistemlerinin görülmesine kadar 54 yıl geçti. Bu yarım yüzyıl boyunca, yüksek akım trafolarına benzer çeşitli indüksiyon cihazları yapıldı ama yapım ve işletme metotları bakımından farklıydılar. Bu farklılıklar temelinde, trafolar bağımsız bir buluş olarak kabul edilmelidir. Bununla beraber laboratuvarların deneysel cihazları ile yüksek akım trafoları arasındaki çizgiyi çizmek için Faraday’ın deneyinden yüksek akım uygulamalarına gelişim sürecini düşünmeliyiz. Budapeşte’de bulunan Ganz fabrikasının üç genç mühendisi olan

Karoly Zipernowsky, Miksa Deri ve Otto Blathy'nin ilk trafoyu yaptılar ve paralel dağıtım ile trafo sistemini kurdular.

Faraday'ın cihazı doğru akım(dc) ve bir başka sargısında gerilim indükleyen bir başka sargı tarafından üretilen manyetik alanla çalışmak için dizayn edilmişti. Faraday'ın sabit dc'nin böyle bir etkisinin olmadığını fakat akımın değişiminin, artmasının veya azalmasının gerçekte diğer sargıda gerilim ürettiğini anlaması birkaç yıllık deneye mal oldu. Doğal olarak cihaz, o zaman başka bir güç kaynağı olanağı olmadığı için bir galvonik dc akü ile beslendi. Aralıklı dc ile kontrol edilen indüksiyon sargıları dc cihazlar olarak düşünülüyordu, çünkü ac bilinmiyordu ve alternatif polariteli gerilim pratik amaçlar için uygun olarak görülüyordu. Elektrokimya ve elektroliz ile kaplama elektriğin ilk endüstriyel uygulamaları oluncaya kadar bu anlaşılabilirdi. O zamanda sadece dc cihazlar vardı ve ilk manyeto elektrik jeneratörleri dc sağlıyorlardı. AC'nin kendi sargısında indüklendiği doğrudur fakat Amper'in fikrine göre mekanik komütatörler ile başlangıçtan dc'ye çevriliyorlardı. İndüksiyon sargıları galvonik bataryalardan daha fazla gerilim üretmek için kullanıldılar. 1832'de öz indüktans icat edildiğinde Josepk Kenry fark akımın kesilmesi ile hızlı akı değişiminden dolayı sargılarda çok yüksek (birkaç yüz volt) gerilim endüklendiğini fark etti. 1836'da Callan bataryanın kesikli akımını ikincil sargısı ince sargılardan yapılan ve çok sayıda sarımdan oluşan bir indüktör hazırladı. Demir nüve yumuşak bir demir çubuktu. 1838'de Amerika'dan Page ve 1842'de Fransa'dan Masson birkaç kV'u daha küçük cihazlarla üretmeyi başardılar. Gerilim ikincil sargıların kutuplarının arasındaki birkaç milimetreden hava boşluğuna kıvılcım atabiliyordu. Bunlar ilk kıvılcım indüktörleridir.

Kıvılcım indüktörü bir yüksek gerilim darbe trafosudur. O zamanlarda kıvılcım indüktörlerini dc cihazlar olarak düşünüyorlardı. Birincil sargı kesikli dc ile besleniyordu. İkincil sargı ise hem pozitif hem negatif kutuplara sahipti. Trafolar, sürekli dc sağlayamaz çünkü demir nüvenin akısı sürekli artmalıdır. Doğal olarak bu imkansızdır. Kıvılcım indüktörünün ikincil sargısında ac üretilir ancak asimetrik bir dalga formuna sahiptir. Batarya çalıştırıldığında uzun zaman düşük genlikli yarım dalga indüklenir. Kapatıldığında kısa zaman yüksek pikli gerilim indüklenir. Gerilimi

başlatmak çok zor hissedilir. Bir kıvılcım boşluğu devrede var olduğunda, sadece kesme pik gerilimi akım üretebilir. Dolayısı ile dc ikincil devreye akar. Bu yolla pozitif ve negatif kutuplar yorumlanabilir. Kıvılcım indüktörünün bu garip davranışı X-ray teknolojisinin ilk on yılında yüksek gerilim doğrultucular daha icat edilmeden önce X-ray tüplerinin ac trafo tarafından değilde kıvılcım indüktörleri tarafından kumanda edildiği gerçeğini açıklar.

Kıvılcım indüktörlerinin gelişimi daha sonraki trafoların yapımının üretim teknolojisi alanında gelişmesine yardımcı oldu. İlk indüktörler ancak birkaç milimetre uzunlukta kıvılcımlar sağladı. 1853'de Daniel Ruhmkorff vibratörü ve yalıtımı geliştirerek kıvılcım uzunluğunu ilk olarak 200 mm'den daha sonra 450 mm'ye arttırdı. Gerçek rekabet kıvılcım uzunluğunu arttırmak için başladı. İngiltere'den Apps 1.070 mm uzunluğunda kıvılcımı üretmeyi 1876'da başardı. En büyük indüktör İsviçre'den Klingelfuss tarafından yapıldı. 1900'de Paris'teki Dünya Fuarında tanıtılan indüktörü 1.500 mm uzunluğunda kıvılcımlar ürettiyordu. Çağın değişmesiyle X-ray indüktörlerinin gücü birkaç kW'ları geçti. Önemli teknik başarılar vakumlanmış yüksek gerilim sargıları, yağ yalıtımı, Poggendorff tarafından teklif edilen ve plakalanmış demir nüve uygulamalarıdır. Bütün bunlar en mükemmel şekilde daha sonra yüksek gerilim trafolarının yapımında kullanıldı. Diğer taraftan, indüktörler hala çubuk şekli verilmiş açık demir nüve ile karakterize ediliyordu. Günümüzde serbest kutup dizaynı olarak adlandırılmaktadır. İndüktörler anlamında bu tertip kanıtlanmıştır ancak ac trafoların gelişimini kesinlikle geciktirmiştir.

1850'lerde, dc ve ac arasında önemli bir fark olmayan elektrikte bir uygulama alanı ön plana çıktı. Bu elektriksel aydınlatmaydı. Alev-ark lambası bir yenilik değildi, ancak önceden garip olarak düşünülmüştü. Humphrey Davy 1802'de göz kamaştıran ark Royal Enstitüsünün geniş galvanik bataryasının kısa devresi ile sonlanan kabloların arasında üretilebileceğini fark etti. Hemen karbon çubuklar arasında elektriksel ark üretti, dolayısı ile lambayı işler vaziyette birkaç dakika tutmayı başardı. 1812'de halka yeni ışık kaynağını tanıttı, ancak galvanik bataryalar çok çabuk harap oldu, bu nedenle pratik uygulamalar düşünülmeydi. 30 yıldan daha fazla bir süre sonra 1840'ların sonunda yüksek güçlü dayanıklı galvanik bataryalar

üretilebildikten sonra elektrik aydınlatması tekrar ön plana geldi. Alev-ark lambasının ışığı özel anlarda yakılıyordu. Karbon çubuklar önceleri elle regüle edildi, daha sonra 1848’de Foucault bir otomatik elektromanyetik alev-ark lambası regülatörü yaptı. Regülatörler çeşitli mucitlerce başarılı bir şekilde geliştirildi. Dolayısıyla bir lambanın saatlerce bir ayarlama yapmadan kumanda edilmesini sağlayan güvenilir cihazlar üretildi. Elektriksel aydınlatma deniz fenerleri, limanlar ve gece üretimi gibi yerler için kullanılır hale geldi. Bununla birlikte lambalar bataryalar tarafından değil de buhar makinesi ile sürülen manyeto elektrik jeneratörlerince beslendi. Başlangıçta, elektroliz ile kaplama atölyelerinde kanıtlanmış dc jeneratörler kullanıldı. Ama daha sonra daha ucuz olan ve daha güvenli işletilen komütatörsüz jeneratörlerin alev-ark lambası için daha uygun olduğu anlaşıldı. Bu ac’nin pratik uygulamasını başlattı. 1870’lerde kesinlikle ac’ye ihtiyaç duyan Jablochhoff’un alev-ark lambası ac’nin kullanımına bir destek verdi. “Jablochhoff kandili” mekanik regülatörsüz basit ve ucuz bir alev-ark lambasıydı. Ark paralel karbon çubukların en sonunda yanıyordu ve çubuklar azaldıkça alta doğru artıyordu. İşletmenin durumu çubukların yanmasının benzerlik oranıydı ve bu ancak ac kaynak ile başarılabilirdi.

1882’de Fransadan Goulard ve İngiltereden Gibbs şu yolu takip etmişlerdir. Jablochhoff gibi seri bağlantı kullanmışlardır. Bu yüksek voltaj güç dağıtımını mümkün kılmıştır. Ve bu yolla uzun mesafeleri birbirine bağlamışlardır. Bu demiryolu aydınlatması başarılmasını açıklamaktadır. 1884’ te Londra metrosunun 12 km de, İtalyanın Torino-lanzo demiryolları elektrikli aydınlatma ile donatıldı. Daha sonraki uygulamalarda daha uzak mesafelerde, 40 km uzaklıktaki 2,000 V 133 Hz frekanslı jeneratör ile gerçekleşti. Arc-lambaları ve Edisonun ampülleri aydınlatma için kullanıldı.

Temel farklılıklara rağmen insanlar ikincil jeneratörün trafonun ilk versiyonu olduğunu düşünür. Büyük farklılık, onun karakteristik Ruhmkorff iletken elementiyle korunmuş olmasıdır ki bu element açık demir çekirdek olarak adlandırılır.

Edison 1882' de Newyork'ta inşa ettiği elektrik sistemi, geniş –saha güç tedarikinin sadece sürekli voltaj şebekesiyle ve tüketen malzeme, cihazlarının paralel bağlantısıyla, düzenlenmesiyle gerçekleşeceğini kanıtladı. Aynı zamanda o büyük alanların sadece yüksek voltaj ac ve trafo dağıtımları ile sağlanabildiğini kanıtladı. Aynı zamanlarda , Macar Ganz fabrikasının üç genç mühendisi, Karoly zipernowsky, Otto Blathy ve Miksa deri enerji sistemlerinin akım yolu geçiş hattına ve kapalı çelik çekirdekli dağıtım trafolarına eriştiler. Bu Önemli adım 1885 te gerçekleşti. İlk tanıtım 1885 te başarılı bir şekilde Budapeşte endüstriyel sergisinde gerçekleşti.

Zipernowsky'un icadı ve onun meslektaşları, trafonun ya da bağlantısının yalnız olmayacağını sistemin bir bütün olduğunu gösterdi. Yine de, trafoların sistem içinde önemli bir rolü vardı.

İlk dönüştürücüler, şimdi müzelerin kıymetli parçalarıdır. 1885'te yapılan eski dönüştürücüler, Budapest'te, Munchen'de Deutsches müzesinde bulunabilir[2].

Endüktans ve trafo gibi manyetik bileşenler, çoğu güç elektroniği çeviricilerinin ayrılmaz parçalarıdır. Bununla birlikte, bu devrelerin tüm özelliklerini kapsayacak kadar geniş bir aralıkta ticari olarak mevcut da değildirler[3].

2. TRAFOLARDA KULLANILAN MANYETİK ÇEKİRDEK MALZEMELERİ

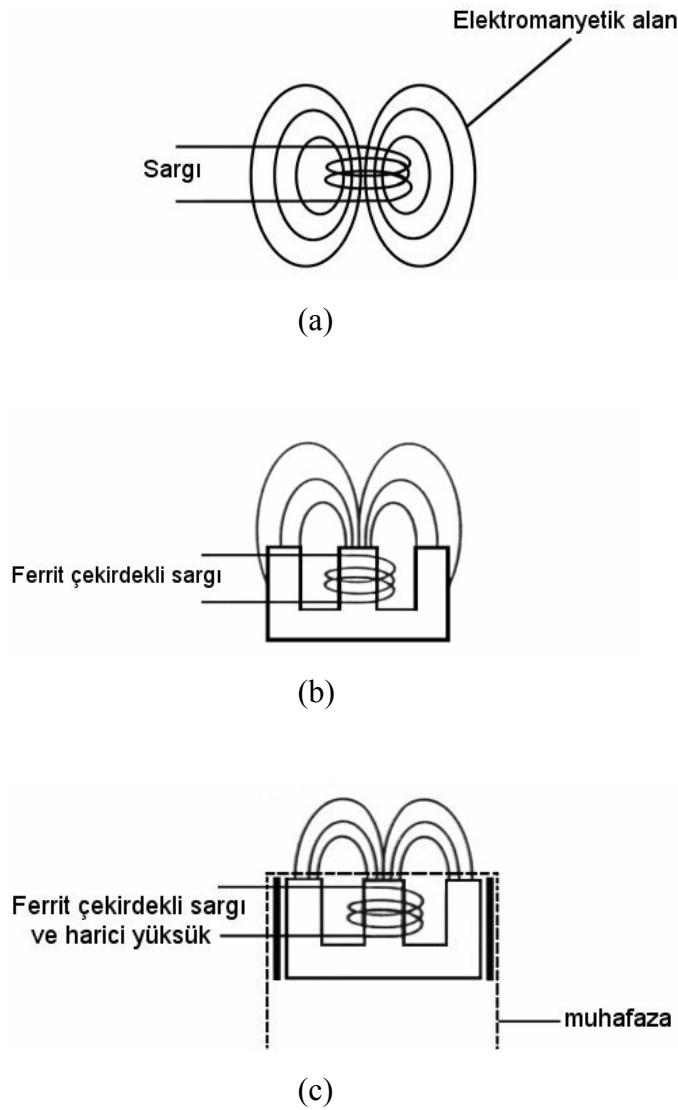
Bir trafo çekirdeğinin manyetik özellikleri, üç temel faktör tarafından belirlenir. Bunlar; malzemenin sınıfı, çekirdeğin üretilmesi esnasında çelik sacın işlenmesi ve çekirdeğin tasarımıdır.

Endüktans ve trafoların manyetik çekirdeklerinde iki büyük malzeme sınıfı kullanılmaktadır. Bu malzeme sınıflarından biri, başlıca demir ve az miktarda krom ve silikonun yer aldığı diğer eleman alaşımlarından oluşmaktadır. Bu alaşımlar ferritlerle karşılaştırıldığında büyük bir elektrik iletkenlikleri ve yaklaşık 1.8 tesla (T) (bir $T=1\text{Wb/m}^2$) gibi büyük bir doyma akı yoğunlukları vardır. Demir alaşım malzemelerde histerisiz ve girdap akım kayıpları olmak üzere iki çeşit kayıp bulunmaktadır. Demir alaşım çekirdek malzemeleri girdap akım kaybından ötürü çoğunlukla sadece düşük frekanslı (2kHz ya da 2kHz'den de az trafolar) uygulamalarda kullanılmaktadır. Demir alaşım manyetik malzemeler 60Hz gibi orta seviyeli frekanslarda bile girdap akım kaybını azaltmak için yalıtılmış ince levhalar haline getirilmelidir. Çekirdekler ayrıca toz haline getirilmiş demir ve demir alaşımlardan da oluşturulur. Toz halindeki demirden yapılmış çekirdekler, birbirinden elektriksel olarak yalıtılmıştır ve böylece belirgin bir biçimde ince levhalara bölünmüş çekirdeklerden daha büyük direnci olan küçük demir parçacıklarından oluşur. Böylece toz halindeki demirden yapılmış çekirdeklere daha düşük girdap akım kaybı vardır ve yüksek frekanslara kadar kullanılabilirler.

Çeşitli amorf demir alaşım ve bor, silikon ve diğer cam-biçimli elementlerle birleşmiş kobalt ve nikel diğer geçiş metal alaşımları da trafo uygulamaları için ilginç özellikler sunarlar. Bu alaşımlar, METGLAS ticari adıyla anılan bir grup olarak, kabaca yüzde 70-80 atomik demir ve diğer geçiş metal elemanları ve yaklaşık yüzde 20 atomik bor ve diğer cam-biçimli elementlerdir[3].

Çekirdekler için kullanılan ikinci büyük malzeme sınıfı ferritlerdir. Ferrit malzemeler başlıca demir ve diğer manyetik elemanların oksit karışımlarıdır. Ferritlerin sadece

histerisiz kaybı vardır. Yüksek elektrik direncinden ötürü belirgin bir girdap akım kaybı yoktur. Ferrit, güç kaynağı dönüştürücüler için yüksek frekanslarda (20kHz-3MHz) mükemmel bir malzemedir. Ferritlerin düşük girdap akım kaybından ötürü yüksek frekanslarda çalışan çekirdekler için tercih edilen malzemelerdir. Ferrit, düşük güçler için doyum modunda kullanılabilir. Güçlü çekirdekler daha yumuşak geçişler, yüksek B_{max} , daha iyi ısı kararlılığı sunar ve bazı kesimde çalışan devre uygulamalarında en iyi tercih olabilirler[5,6].

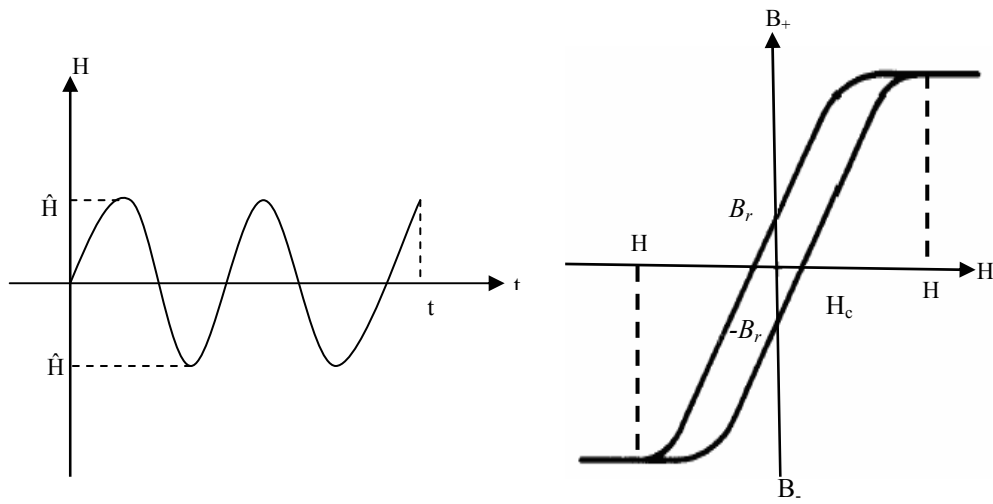


Şekil 2.1. Ferit çekirdekli sargılar

Yüksek frekanslı güç kaynakları her iki dönüştürücü ve ters dönüştürücüde de olmak üzere tipik 60Hz ve 400Hz’lik güç kaynaklarına göre daha düşük fiyat, daha az ağırlık ve daha gürültüsüdür(EK-3).

2.1. Histerisiz Kaybı

Sisteme alternatif gerilim uyguladığımızda aşağıdaki grafiği elde ederiz.

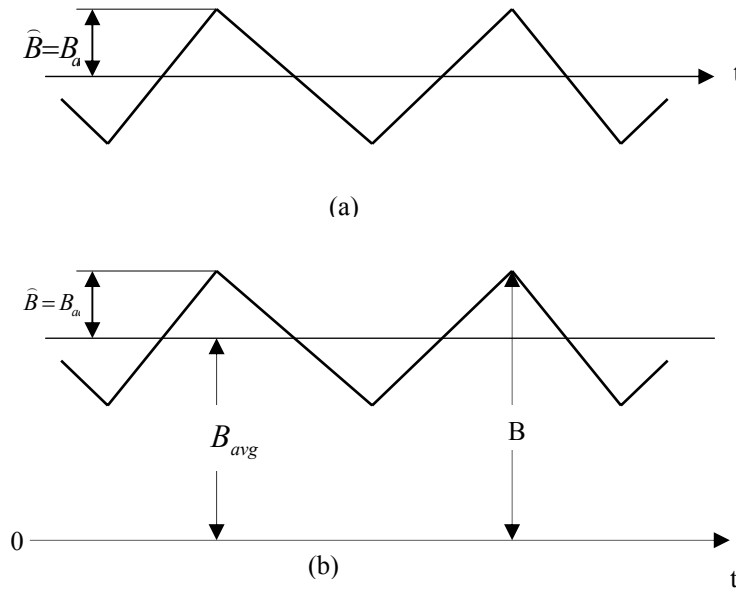


Şekil 2.2. (a) Sisteme alternatif akım uygulandığında, (b) Histerisiz eğrisi

Ferromanyetik bir malzemeye bir bobin sardığımızı düşünelim ve bobinin uçlarına alternatif gerilim uygulayalım. Bu durumda bobinden geçen akımda alternatif olacaktır. Dolayısıyla manyetik malzemede Şekil 2.2b’de görüldüğü gibi histerisiz çevrimi oluşur. Histerisiz olayı kayıplara neden olur. Bu ise trafonun verimini düşürür. Şekil 2.2b’de görülen sürekli haldeki histerisiz çevrimi incelenirse iki önemli kavramla karşılaşırız. Bunlardan birisi B_r ile gösterdiğimiz artık mıknatıslıktır. Artık mıknatıslık DC makinelerin kendi kendini uyarımalarında önemli rol oynar. İkinci önemli kavram ise H_c ile gösterilen sıfırlayan kuvvettir. Kalıcı mıknatıslığı kaldıran manyetik alana koarsif kuvvet denir[4].

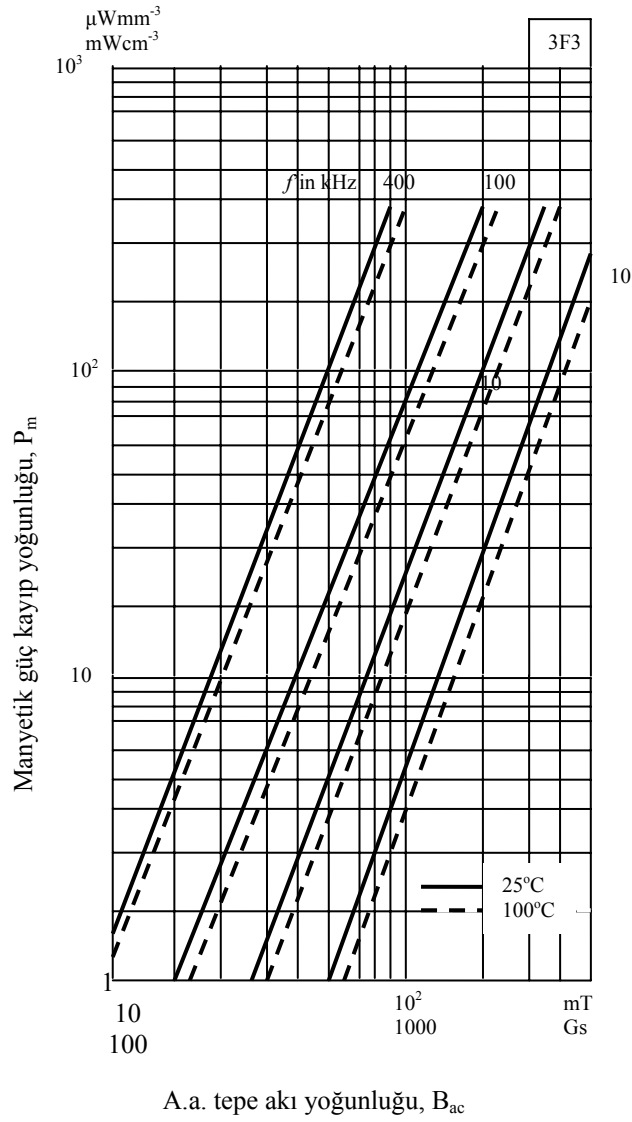
Tüm manyetik çekirdekler B-H karakteristiklerinde bir dereceye kadar histerisiz özelliği sergilerler. Tipik bir B-H karakteristiği Şekil 2.2b’de gösterilmiştir. B-H

halkası içinde kalan bölge, uygulanan alan tarafından malzemede yapılan işi gösterir. Malzemede enerji kaybı olur ve kayıpla ortaya çıkan sıcaklık malzemenin ısını artırır. Değişen manyetik alan çekirdek içerisinde akarken kendisini halkalayan girdap akımları meydana gelir. Bu akımlar da bir miktar ısı enerjisinin kayıp olarak ortaya çıkmasına neden olur. Histerisiz ve girdap akımları kayıpları toplamı demir kaybı veya çekirdek kaybı olarak tanımlanır[3,4].



Şekil 2.3. Manyetik akı yoğunluğu dalga şekilleri

Şekil 2.3 b’de gösterildiği gibi akı yoğunluğu dalga şeklinin zamana göre ortalaması sıfırsa Şekil 2.3a’da gösterilen a.a dalga şeklinin tepe değeridir. Şekil 2.3b’de gösterildiği akı yoğunluğu dalga şeklinin zamana göre ortalaması B_{ort} ise, Eş. 2.2’deki denkleminde kullanılacak uygun değer $B_{ac} = \hat{B} - B_{ort}$ ’dir. Çekirdek üreticilerinin, frekans parametre olmak üzere akı yoğunluğu B_{ac} ’nin fonksiyonu olarak verdiği $P_{m,sp}$ kayıp eğrilerinden çekirdek kayıpları ayrıntılı olarak elde edilir.



Şekil 2.4. 3F3 demir çekirdek için manyetik akı yoğunluğuna karşı demir kayıpları

Tüm çekirdek malzemelerindeki histerisiz kayıpları, a.a akı yoğunluğu, B_{ac} ve anahtarlama frekansı f 'deki artışlarla yükselir. Birim hacim başına genel kayıp $P_{m,sp}$ olmak üzere;

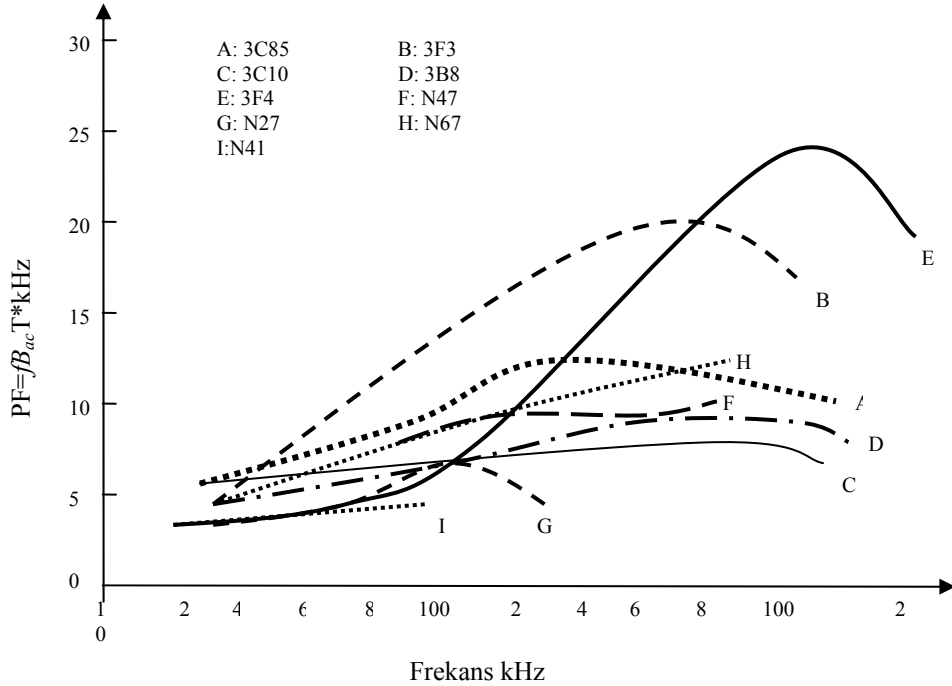
$$P_{m,sp} = k f^n (B_{ac})^d \text{ 'dir.} \quad (2.1)$$

Burada k, a, d malzemedan malzemeye değışiklik gösteren sabitlerdir. Bu denklem kısıtlı bir frekans aralığı ve geçerlilik bölgesi belirli malzemeye bağı olan akı yoğunluğu aralığında geçerlidir. Eş. 2.1’de akı yoğunluğu B_{ac} , akı yoğunluğu dalga şeklinin tepe değeriştir. Ferrit malzeme 3F3 için bu tip bir örnek eğri Şekil 2.4’de gösterilmiş ve bu malzeme için Eş. 2.1;

$$P_{m,sp} = 1,5 \cdot 10^{-6} f^{1.3} (B_{ac})^{2.5} \quad (2.2)$$

olarak yazılır. Burada f , kHz ve B_{ac} , mT birimlerinde olmak üzere $P_{m,sp}$ ’nin birimi W/cm³’dür.

Trafo çekirdeğinde kullanılabilecek çeşitli ferrit malzemelerdeki sabit çekirdek kaybı için, bir deneye dayalı performans faktörü $PF=fB_{ac}$ ’yi tanımlamak anlamlıdır. Malzeme üreticilerinin hazırladığı veri sayfalarından elde edilen bilgiyi kullanarak farklı birkaç ferrit malzeme için frekansın fonksiyonu olarak performans faktörünün değışimleri Şekil 2.5’de gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Değişik ferrit çekirdek malzemeler için deneye dayalı performans faktörü

$PF=fB_{ac}$ 'nin frekansa göre değişimidir. Ölçmeler $P_{\text{çekirdek}}= 100\text{mW/cm}^3$ güç yoğunluğunda gerçekleştirilmiştir.

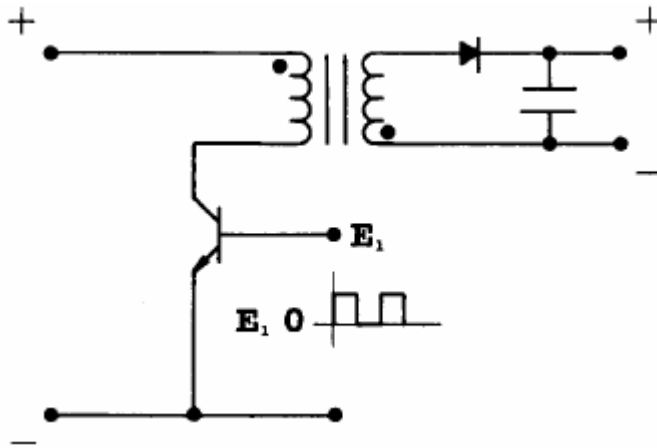
Eğrilerden görüldüğü gibi, verilen bir malzemenin sadece belirgin bir frekans bölgesinde uygun bir performans faktörü vardır. Özellikle ilgilenilen malzemelerden, 3C85, 40 kHz'in altında, 3F3, 40kHz ile 420 kHz arasında ve 3F4'de 420 kHz'den yüksek değerlerde en uygun performans faktörlerine sahiptir. Ek olarak, en iyi seçenek dışında bir malzeme seçilirse, örneğin 100kHz frekansında 3F3 yerine 3B8 seçilirse performans faktörünün azalması şekilden de açıkça görülmektedir.

Tüm malzemeler için yüksek frekanslarda, performans faktörünün azalması, Eş. 2.1'de verilen belirli çekirdek kaybı, frekans ve akı yoğunluğu arasındaki basit ilişkinin yüksek frekanslarda geçerli olmadığını göstermektedir.

$P_{m,sp}$, malzemenin izin verebildiği en yüksek sıcaklıkla sınırlıdır. Çoğu uygulamada yaygın olarak kullanılan en yüksek sıcaklık 100°C 'dir. Tipik bir tasarımda, bu sıcaklıkta en yüksek $P_{m,sp}$ değeri birkaç yüz mW/cm^3 değerindedir. $P_{m,sp}$ 'nin tam değeri, ısının ne kadar etkin bir şekilde elemandan uzaklaştırıldığına, yani çekirdek ve çevre arasındaki ısı dirence bağlı olacaktır. Manyetik çelik levhalardan yapılmış çekirdeklerde maksimum $P_{m,sp}$ daha da düşüktür, çünkü girdap akım kaybıyla oluşan ısı nedeniyle biraz tolerans vermek gereklidir.

3. KESİMDE ÇALIŞAN DEVRE

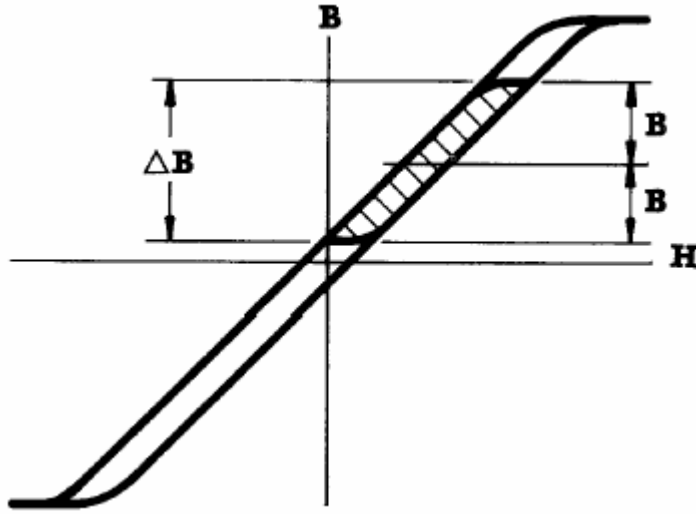
Kesimde çalışan devrenin tipik şeması Şekil 3.1’de görüldüğü gibidir. Ferrit çekirdekler, düşük çekirdek fiyatları, düşük devir ve yüksek voltaj kapasitesi sunan kesimde çalışan trafolar da kullanılırlar.



Şekil 3.1. Tipik kesimde çalışan regülatör devresi

Tek kutuplu darbeler çekirdek dalgalanmasını baştan sona akışı için dc’ye sebep olur. Darbeler sıfıra yaklaşırken akış yolu geri besleme tasarımındaki gibi B_R ’ye döner. Ancak İleri Besleme ve kesimde çalışan devreleri arasındaki fark enerji depolama cihazındaki gibi trafoları ihtiyaç duyulması fonksiyonlarını gerçekleştirmeden daha iyidir. Ünitesi bir tane olduğundan, çekirdek doymamalı ve genellikle eksik yapıdadır.

Birçok dizaynda hava aralığı geniştir, bununla birlikte B_R Şekil 3.2’deki histerisiz eğrisinde öyle küçük tanımlanmıştır ve sıfıra yakın olması düşünülmüştür. Max akış yoğunluğu yaklaşık olarak 3600 gauss kullanılabilir. Bunun anlamı ΔB 3600 gauss’dur veya $B = \pm 1800$ gaussdur. Bu devre için çekirdek seçimi Eş.Ek.2.1 kullanılarak daha önce anlatıldığı gibi Şekil 3.3’deki kartlar kullanılarak yapılabilir. Eş.Ek.2.1’deki B değeri 20kHz’de ± 1800 gaussdur ve yüksek frekanslar ihtiyaç duyulan küçük B değerini zorlayıncaya kadar kullanılır.



Şekil 3.2. Kesimde çalışan devrelerde manyetik çekirdekler için histerisiz eğrisi

Eş.EK-2.1 kullanılmaksızın ve üste tanımlanmış sınırlandırılmış koşullar altında çekirdek seçimini kolaylaştırmak için Şekil 3.3’de gösterilen grafikler kullanılabilir.

Bu grafikler değişik frekanslarda çekirdek boyutunun çıkış gücünü işaret eder. İhtiyaç duyulan çıkış gücünün miktarının belirlenmesiyle yapılır. Şekil 3.3’deki kartlardan biri kullanıldığında istenilen frekans çizgisi ve çıkış gücünün kesişimi bulunur ki bu noktanın düşey dönüşümü iki çekirdek arasındaysa daha büyük olan tercih edilir. Eğer, örneğin pot çekirdekler trafonun 20kHz’de 20watt güç çıkış için gereklidir. Yukarıdaki yöntemin gösterdiği doğru pot çekirdek 42318-UG ve 42616-UG arasındadır.

20kHz’in üstünde bu yöntem aşağıdaki gibi değiştirilebilir. İlk olarak yatay hattın kesişimi istenilen çıkış gücü ve çalışma frekansını temsil etmektedir. Bu kesişime doğru dikey hat listelenen uygun $W_a A_c$ ’nin düşey eksenini keser. Bu faktörün işlem tabanı $B = \pm 2kG$ ve Şekil Ek.2.3’de görüldüğü gibi işlem frekansının tavsiye edilen akış yoğunluğunu azaltmak için ters oranda artış yapılmalıdır. Grafikte seçilen yeni $W_a A_c$ faktörleri kullanılırsa bu noktaya doğru olan dikey hat tasarımında kullanılan çekirdeği gösterir.

Örnekte çıkışın 20 wattın üstünde olduğu durumlarda eğer çekirdek 50kHz'de işleme girerse WaAc'li bir pot çekirdeği gösterir.

Ancak 1600 gaussa düşürülmesi gereken 50kHz'deki akış yoğunluğunu gösterir. Bu yüzden; bu oran,

$$\frac{(WaAc)@20kHz}{(WaAc)@50kHz} \quad \text{eşittir} \quad \frac{2000}{1600} \quad \text{veya} \quad 1,25 \quad (3.2)$$

Yeni WaAc 50kHz olmalıdır. Grafikten geniş WaAc değeri 42213-UG pot çekirdek uygundur[4].

Genel Formül- Çekirdek Seçimi İçin Farklı Topolojiler,

$$W_a A_c = \frac{P_0 D_{cma}}{K_t B_{\max} f}$$

K_t , İleri beslemeli çeviricide= .0005, İtme-Çekme çeviricide= .001, yarım dalgada= .0014, tam dalgada= .0014, Kesimde çalışan devrede= .00033 (tek sarımda), kesimde çalışan= .00025 (Çok sarımlarda) sabit olarak kullanılır[4].

Tek çekirdekler için, $WaAc$ manyetik data kataloğunda listelenmiştir. Değişken frekanslarda $B_{\max}$ seçildiğinde, D_{cma} ve alternatif akım trafo ısı hesaplama şeması karşılaştırılarak elde edildi.

Çizelge 3.1. Ürün dağıtma bölgeleri için ferrit çekirdek seçimi

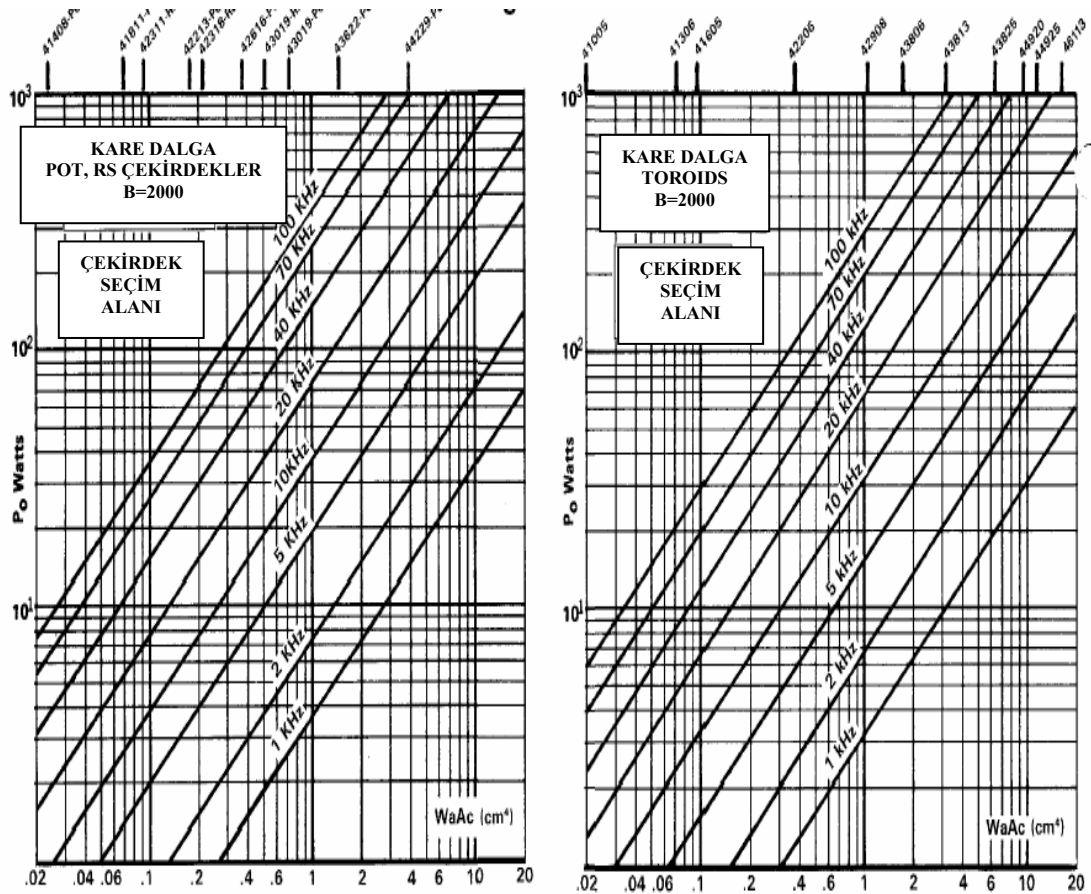
$W_a A_c^*$ cm ⁴	PC	RS, DS HS	RM, EP	RM SOLID	PQ	EE LAM	EE, EEM,EFD	EE,EI şekilleri	EC	ETD, EER	UU, UI	TC
.001	40704							41309(E)				40601
.002	40905		40707(EP)				40904 40906					40603
.004												
.007	41107		41110(RM)									40705
.010		41408(RS,DS)	41010(EP)			41203					41106(UI)	41003 41005
.020	41408		41510(RM) 41313(EP)	41510		41205	41208 41209 41515 41707				41106(U)	40907 41303
.040			41812(RM)	41812			41709 42110					41206 41305
.070	41811	42311 (RS,DS,HS)	41717(EP)		42610	41808						41306 41605
.100	42213	42318(HS)	42316(RM)	42316	42016 42614	41810 42510		42216(E)				
.200	42616	42318(RS,DS) 42616(RS,DS, HS)	42819(RM) 42220(EP)		42020 42620 43214		42211 42810 43009 42523	43618(EI) 43209(EI)			42515(UI)	41809 42206
.400		43019 (RS,DS,HS)		42819	42625	42520	42515 43007	43618(EI) 43209(EI)				42207
.700	43019		43723(RM)		43220	43515	43013		43517		42220(U) 42512(U) 42515(U)	42507
1.00	43622	43622 (RS,DS,HS)		43723	43230	44317	43520 43524 44011	44308(EI)		43434 43521 (EER)	42530(U)	42908
2.00	44229 44529	44229 (RS,DS,HS)			43535	44721	44020 44924	44308(EI) 45810(EI)	45224	43939 44216 (EER) 44444 45032	44119(U) 44121(U)	43610 43615 43813
4.00					44040	45724	44022 45021	46410(EI)		44949	44125(U) 44130(U)	44416
7.00							45528 46016	45810(E) 46409(E)				
10.00							45530 47228	46410(E)	47035			44916 44925 46113
20.00							48020			47054		47313
40.00								49938(E)				48613
100											49925(U)	

Verilen P_o için grafikten elde edilen değerden fazla veya eşit $W_a A_c$ 'a sahip çekirdek boyutu seçilir. Eğer frekans değişkense en düşük kullanılan frekans kullanılır. Bu eğriler bi-polar işlemleri temel alır.

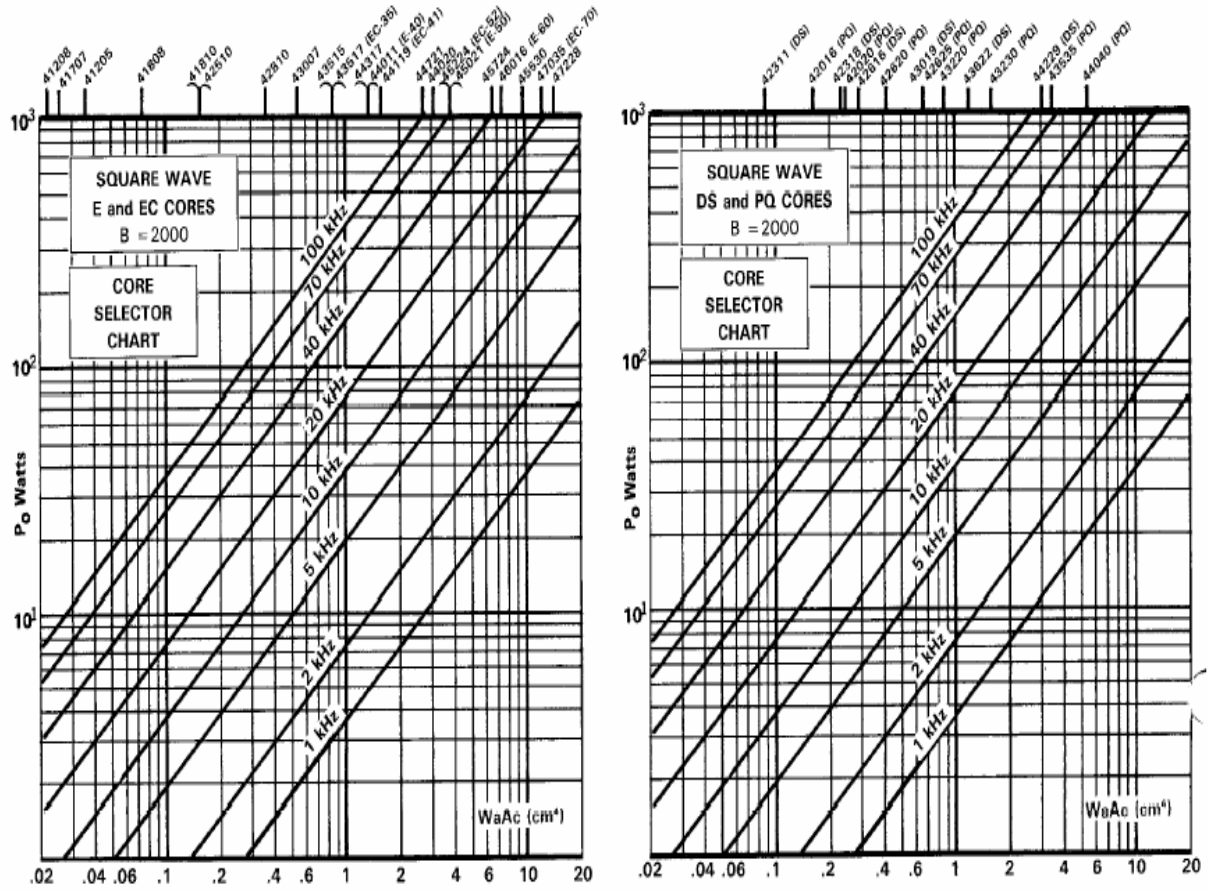
Verilen bir çekirdeğin güç kapasitesinin değerlendirilmesi direkt olarak akış seviyesi (B), frekans (f) ve akım yoğunluğu (1/c) orantılıdır. Bu yüzden, işlemsel durumlar için ihtiyaç duyulan, $W_a A_c$ bu grafikler kullanılarak kolayca elde edilebilir. Bu

eğriler $B = 2000$ gaussu esas almıştır. 40-100kHz frekanslarda ise $B = 1000$ gauss kullanılması çok daha iyi olur. Eğer öyle olursa çift $WaAc$ 'a ihtiyaç vardır.

Doymadaki kare dalga çevirimleri için, F veya P için $WaAc$ 1,8'e bölünür. G, J, & 8 W malzemeleri bu tip uygulamalar için tavsiye edilmez. Frekansı 10 kHz'den büyük veya P_o değerleri 50 Wattan büyük olan doymadaki çeviriciler aşırı yüksek ΔT değerleri yüzünden tavsiye edilmez. Merkez kademeli trafolar için, kablo ölçüsü %30 değerinde azaltılabilir. Fakat $WaAc$ değerleri eğer giriş İtme-Çekme ise %20, eğer giriş-çıkış kapamada ise %40 civarında artırılabilir.



Şekil 3.3. Tipik güç işleme kapasitelerinde Ferrit çekirdek seçimi listesi



Şekil 3.3. (Devam)Tipik güç işleme kapasitelerinde Ferrit çekirdek seçimi listesi

B'nin 2000 gauss olduğunu varsayarsak Şekil 3.3'deki grafiği elde ederiz. Bu grafik frekans $W_a A_c$ 'nin fonksiyonları gibi çıkış güçlerini göstermektedir. Çekirdek seçimlerinde kullanılan bu grafikler 2000 gauss 20kHz kare dalga işlemleri için ısı artışları, takip eden ısı artışlarını üretecektir. Bu ısı değerleri ihtiyaç duyulan değerlere frekans veya akış yoğunluğu, kablo çapının düşürülmesi veya özel soğutma teknikleri kullanarak düşürülebilir. Çekirdek boyutlarının kablo sahası ve işlemsel koşullar yüzünden son çekirdek alanı tercih edilmeden önce ısı artışı değerlendirilerek tasarım yapılması zorunludur.

Çizelge 3.2. Tipik güç işleme kapasiteleri tarafından listelenmiş ferrit çekirdek seçimi

Güç				E- Çekirdekler	EC-ETD, U Çekirdekler	PQ Çekirdekler	DS Çekirdekler	RS-RM-PC Çekirdekler	TC Toroids	EP Çekirdekler	Düşük Profile, Planar Çekirdekler
f=20 kHz	f=50 kHz	f=100 kHz	f=250 kHz								
2	3	4	7	41707				41408-PC	41206 4103	41313	41709 42107 42110
5	8	11	21	41808			42311	41811-PC 42311-RS 42809 RM	41306 41605	41717	42610-PQ 42216-EC
12	18	27	53	41810, 42211		42016		42316-RM			42614-PQ
13	20	30	59	42510							
15	22	32	62					42213-PC			
18	28	43	84			42020	42318	42318-RS	42106		43618-E,*
19	30	48	94				42616		41809	42120	43208-E,* 44008-E*
26	42	58	113	42810, 42520					42206		
28	45	65	127	42515				42819-RM	42109		
30	49	70	137			42620		42616-PC	42207		
33	53	80	156				43019				43618-EC
40	61	95	185	43007				43019-RS	43205		44008-EC
42	70	100	195			42625					43208-EC
48	75	110	215	43013					42212 42507		
60	100	150	293	42530, 43009, 43515(E375)	43517 (EC35)	43220		43019-PC 43723-RM			
70	110	170	3320		43434 (ETD34)		43622		42908		44308-E,*
105	160	235	460	44011(E40)							
110	190	250	480			43230		43622-PC			
120	195	270	525		44119 (EC41)						
130	205	290	570	43524, 43520	43521				43806		
140	215	340	663	44317(E21)					42915, 43113		
150	240	380	741		43939 (ETD39)						44308-EC
190	300	470	917				44229		43610		
200	310	500	975	44721(E625)	45032						
220	350	530	1034			43535			43813		
230	350	550	1073	44020(42/15)	44216						
260	400	600	1170						43615		
280	430	650	1268	45021(E50) 44924	43224 (EC52)			44229-PC			
300	450	700	1365	44022(42/20)	44444 (ETD44)			44529-PC			45810-E,*
340	550	850	1658			44040					
360	580	870	1697						43825		
410	650	1000	1950	45724(E75)	44949 (ETD49)				44416		46410-E*
550	800	1300	2535	45528(55/21) 46016(E60)					44715		45810-EC
650	1000	1600	3120						44916, 44920		
700	1100	1800	3510	45530(55/25)							46409-EC
850	1300	1900	3705						44925		46410-EC
900	1500	2000	3900		47035 (EC70)						
1000	1600	2500	4875		45959 (ETD59)				46113		
1000	1700	2700	5265	47228							
1400	2500	3200	6240						44932		
1600	2600	3700	7215						47313		
2000	3000	4600	8970	48020	47054						
2800	4200	6500	12675						48613		49938-EC
11700	19000	26500	51500		49925(U)						

3.1. Sıcaklık Özellikleri

Ferrit trafoların güç işleme kabiliyeti hem çekirdek malzemelerinin doyumu hem de çoğunlukla sıcaklık artışıyla sınırlandırılmıştır. Çekirdek malzemesi doyumu, 20kHz'in altında işlenen frekanslarda olduğu zamandaki sınırlandırma faktörüdür.

Bu frekans üzerinde sıcaklık artışı sınırlandırılmış olur. Sıcaklık artışı tüm devrelerin güvenliği için önemlidir. Belirli bir sıcaklıkta bekleme yapması, kablo yalıtımının tam olduğunu garanti eder. Böylece aktif komponentler belirlenmiş sıcaklığın üzerine çıkmadığını gösterir ve tüm sıcaklık gereksinimleri karşılanabilir olduğunu gösterir.

Çekirdek malzemesi göz önüne alındığında sıcaklık artışı da önemlidir. Çekirdek sıcaklığı arttığı için, çekirdek kayıpları artabilir ve maksimum doymuş akış yoğunluğu azalır. Termik kaçış çekirdeğin sıcaklığının cruie sıcaklığa kadar yükselmesine sebep olabilir ki bu sıcaklık bütün manyetik özelliklerin kaybolmasına ve kötü bir arızaya neden olabilir.

Daha yeni ferrit güç malzemeleri (P ve R malzemeleri gibi) , 100°C ve 70°C sıcaklıklara sırayla düşülerek bu problemin ortadan kalkması sağlanabilir.

3.2. Çekirdek Kayıpları

İki önemli etkin sıcaklık artışı faktörlerinden biri çekirdek kayıplarıdır. Bir trafoda, çekirdek kaybı çapraz birincil sargıya uygulanan voltajın bir fonksiyonudur. Eyleme geçiren bir çekirdeğin içinde çekirdek kaybı eyleme geçirilmesine başvuru olan değişken akımın bir fonksiyonudur. Her iki durumda da işlenen akış yoğunluk seviyesi veya B seviyesinin çekirdek kayıplarını tahmin etmek için belirlenmesine ihtiyaç vardır. Bilinen B seviyesi ve frekansla, çekirdek kayıpları malzeme çekirdek kayıp eğrilerinden tahmin edilebilir.

100mW/cm³'deki malzeme kayıp yoğunluğu 40°C sıcaklık artışı oluşturan genel bir çalışma noktasıdır. Aynı zamanda 200 veya 300mw/cm³'ün seviyesindeki işlemlerle de zorlanan hava ve ısı akış noktalarının kullanılmasına ihtiyaç duyulmasına rağmen başarılabilir.

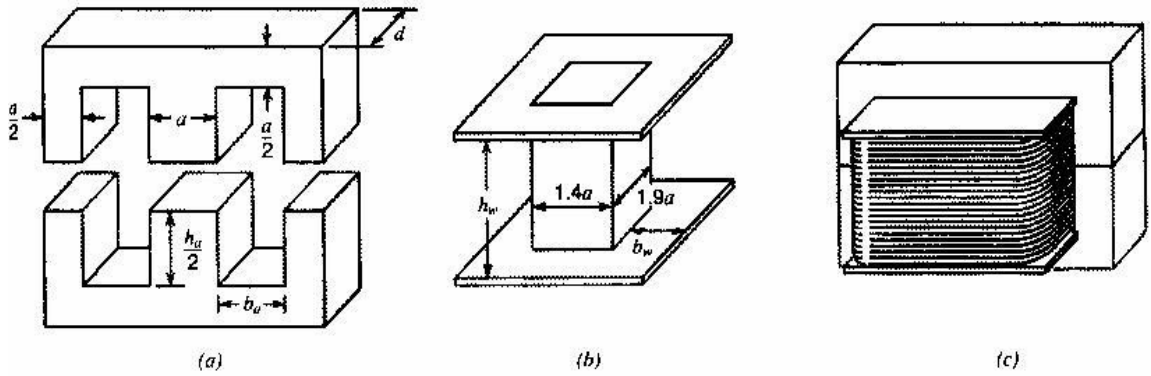
3.3. Sarım Özellikleri

Bakır kaybı sıcaklık artışına etki eden iki büyük etkindir. Kablo tabloları yaklaşık bir tablo boyutunu hesaplamak için bir rehberdir. Fakat son kablo boyutu ısı tasarımcıların almak için izin verdiği ölçülere bağlıdır. Manyetik kablo ortak kullanılır ve yüksek frekanslı bakır kaybı dikkate alınmayı gerektirir. Dış yüzeydeki etkiler kablonun yüzeyindeki asıl akış için akıma sebep olur. Bununla mücadele etmek için manyetik kabloların birçok standartlar ki bunlar tek daha ağır bir ayar ile daha büyük bir yüzey alanını karşılaştırmaya sahiptirler. Diğer kablo alternatifleri ki bunlar genişletilmiş yüzey alanları için ince tabaka ve litz kablolardır. İnce sarımlı kablolar çok yüksek akım yoğunluğuna izin verir. İnce tabaka belirgin hava aralıklı çekirdek yapılarında kullanılmamalıdır. Litz telleri paket haldeki en iyi kablolardır.

3.4. Çekirdek Şekilleri ve Boyutları

Çekirdekler yapılacak uygulamalara göre çeşitli şekillerde ve boyutlarda mevcuttur. Bu durum özellikle, toroidler, hava aralıklı göbek çekirdekler olarak ve U, E ve I şekillerinde olan ferrit çekirdek yapıları için geçerlidir. Sac paketli malzemeler yuvarlak bant toroid ve C tipi çekirdekler olarak mevcuttur. Bir örnek olarak bir çift-E çekirdekli yapı Şekil 3.4a'da gösterilmiştir. Bir bobin ya da sargıya biçim veren bir eleman çoğu çekirdeklerde mevcuttur ve Şekil 3.4b'de gösterildiği gibi bobin üzerindeki bakır sargılar için mevcut etkin kesit alanı $A_w = h_w b_w$ ile verilmiştir. Bu bobinler çok sayıda çeşitlilik gösteren şekil ve boylarda bulunmaktadır.

Şekil 3.4a'da gösterildiği gibi bir çekirdek seçildiğinde, d , h_a , ve h_b boyutlarının birleşimi uygun hale getirilmelidir. Şekil 3.4b'de gösterilen bobin boyutları h_w ve b_w çekirdek boyutları h_a ve b_a 'ya olabildiğince yakınlaştırılmıştır[3].



Şekil 3.4. E çekirdek ve karkas şekilleri

Çizelge 3.3. Trafo tasarımı için yaklaşık uygun değer bir çekirdeğin geometrik özellikleri

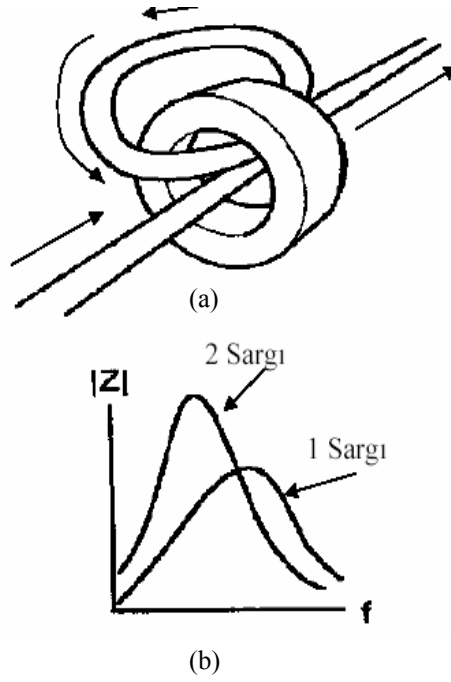
Özellik	Bağıl Büyüklük	a=1cm için mutlak büyüklük
Çekirdek Alanı $A_{\text{çekirdek}}$	$1.5a^2$	1.5cm^2
Sargı Alanı A_w	$1.4a^2$	1.4cm^2
Alan çarpımı $AP=A_wA_c$	$2.1a$	42.1cm^2
Çekirdek hacmi $V_{\text{çekirdek}}$	$13.5a^3$	13.5cm^3
Sargı Hacmi V_w^a	$12.3a^3$	12.3cm^3
Birleştirilmiş Endüktans/Trafonun toplam yüzey Alanı	$59.6a^2$	$59.6a^2$

4. EMI SÜZGEÇLERİ

SMPS'ler genellikle, bilgisayarlar, cihazlar ve aynı güç hattına bağlı motor kontrol devreleri gibi elektronik aletleri etkileyen yüksek frekanslı gürültü üretirler. SMPS ile güç hattı arasına eklenen EMI gürültü süzgeci bu tip gürültüyü engeller. Farklı gürültü süzgeçleri ve eş fazlı gürültü süzgeçleri seri bağlı olabilirler ya da pek çok durumda olduğu gibi eş fazlı süzgeçler tek başına da kullanılabilirler.

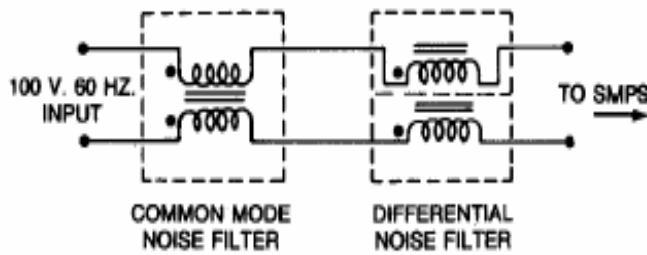
Elektronik devrelerde istenmeyen yayınımların önemli bir kısmı bağlantı kabloları ve işaret yolları üzerinde oluşur. Kablolar, yüksek frekanslarda birer anten gibi davranır. Bu nedenle, elektronik devrelerde EMI önlemi almak bağlantı kabloları ve işaret yollarındaki gürültüleri azaltmak anlamına gelir. EMI önleme ya da azaltma topraklama, ekranlama ve süzgeçleme ile sağlanır. Bunlar içerisinde en ekonomik olanı EMI ferrit süzgeçleri kullanmaktır[7,8].

Kablolar EMI ekranlamasında ferrit kullanıldığında alçak frekanslar fazla etkilenmezler. Bu frekanslarda, ferrit endüktansı sabit ve az kayıplıdır. Bu nedenle toplam empedansı az arttırır. Bir hatta ferrit süzgeç ile gürültüyü süzerken işareti korumak için eş faz davranışından yararlanır. Yani işaret hattının hem gidiş hem de dönüş iletkeni aynı ferrit süzgeç halkasından geçirilir. Bu hatlarda işaret (gidiş-dönüş) zıt fazlı olduğundan birbirini yok eden zıt manyetik alan oluştururlar. Oysa gürültü her iki iletkeninde de aynı fazlı olduğundan süzgeç ile süzülürler[5].



Şekil 4.1. (a) Ferit bilezik (b) Z-f grafiği

İstenmeyen yüksek frekanslı işaretleri süzmek için ferrit bilezik içerisinde işaret kabloları sargı şeklinde dolaştırılabilir. Sargı sayısı ferrit bileziğin empedans etkisini artırır ancak ferromanyetik rezonans frekansını düşürür. Pratikte, sargılar arası kaçak kapasitif etki oluştuğundan, ikiden fazla sarım kullanılmaz.



Şekil 4.2. EMI Süzgeci

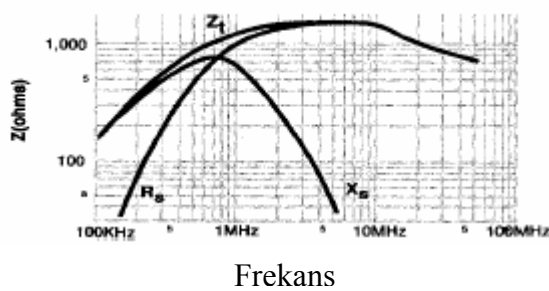
4.1. Eş Fazlı Süzgeçler

Eş fazlı süzgeçlerde endüktörün her bir sarımı güç hattının girişinden birine seri bağlanır. Bu bağlantılar ve endüktör sargılarının fazı, bir sarım tarafından meydana

gelen akışı ikinci bir sarımın fazı iptal eder. Böylece sarımın dc direnci ve kaçak reaktanstaki küçük kayıplar hariç güç hattı girişindeki endüktör empedans toplamı nerdeyse sıfırdır. Zıt akımlar yüzünden giriş akımı SMPS gücüne ihtiyaç duyar. Böylece kayda değer bir güç kaybı olmaksızın akım süzgeçten geçer. Eş faz gürültüsü bir ya da her iki güç hattında görülen istenmeyen yüksek frekanslı akımın endüktörün toprağına doğru gürültü kaynağına dönüşmesiyle tanımlanır. Bu akım, eş faz endüktör sarımının bir ya da her iki empedans toplamından geçer. Çünkü dönen akım tarafından iptal edilemez. Giriş güç hatları gürültüden korunarak, eş faz gürültü voltajı endüktörün sarımlarında azaltılır.

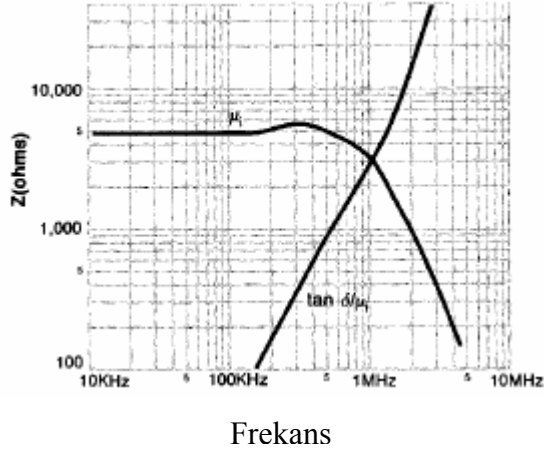
4.2. Endüktör Malzemesi Seçme

SMPS'ler genelde 20kHz'in üstünde çalışırlar. İstenmeyen gürültüler 20kHz'in daha üstünde üretilirler. Genellikle 50-100kHz arasında üretilir. Endüktör için en uygun ve en uygun ferrit istenmeyen gürültü frekans bandında empedansı en yüksek olmalıdır. Geçirgenlik ve kayıp faktörü gibi ortak parametreler görüldüğünde bu malzemeleri belirlemek zordur. Şekil 4.3'de 10 sarımlık ferrit toroid için J-42206 TC sargılı empedansa karşılık frekans grafiği görülmektedir.



Şekil 4.3. Empedans-frekans grafiği

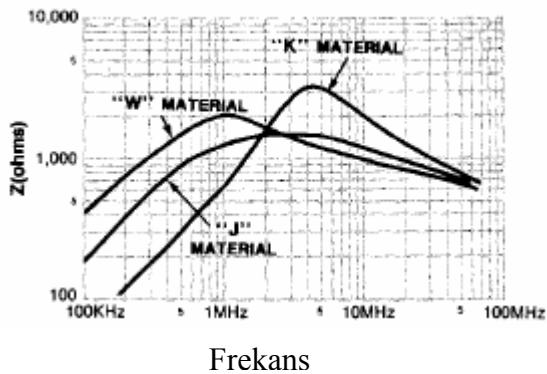
Sarım ünitesi 1-10MHz arasında en yüksek empedans değerine ulaşır. Endüktif reaktans serisi ve direnç serisi birlikte toplam empedansı oluşturur. Şekil 4.4, Şekil 4.3'deki ferritin geçirgenlik ve kayıp faktörünün frekansa karşı grafiğini göstermektedir.



Şekil 4.4. Toplam empedans-frekans grafiği

750kHz'in üstündeki değerlerde geçirgenlikteki düşme endüktif reaktansın azalmasına sebep olur. Frekansla artan kayıp faktörü, yüksek frekanslardaki empedans kaynağına direncin baskın olmasına sebep olur.

Şekil 4.5, üç ayrı malzeme için toplam empedansa karşı frekans grafiğini gösterir. J malzemesi, 1-20MHz'in üzerinde yüksek toplam empedansa sahiptir. Bu genellikle eş fazlı süzgeçlerde tıkaç olarak kullanılır. 1MHz'in altındaki değerlerde W malzemesi, J malzemesinden %20-50 daha büyük empedansa sahiptir. Düşük frekanslarda gürültünün büyük problem olduğu durumlarda J yerine W kullanılır.



Şekil 4.5. J, K, W malzemeleri için empedans-frekans grafiği

K malzemesi 2MHz'in üzerinde kullanılır. Çünkü bu frekans aralığında K malzemesi J malzemesinden %100 daha fazla empedansa sahiptir. 2MHz'in üstünde ve altındaki değerlerde belirlenen süzgeç için J ya da W tercih edilir.

4.3. Çekirdek Şekli

Düşük kaçak akısı ve ucuz olmasından dolayı toroidler eş fazlı süzgeçler için çok yaygındır. Toroid elle ya da sargı makinesinde sarılır. Normalde iki sargı arasında metal olmayan parça yerleştirilir ve sarım ünitesini basılmış devre elemanına eklemek için yazılan akım başına yapışmıştır.

E çekirdek ve parçaları toroidden daha pahalıdır. Toplama birim daha ucuzdur. E çekirdek bobinlerini sardırarak toroide göre daha ucuzdur. İki sarımı ayıran parçayla birlikte bobinler pc bağlantısı için uygundur. E çekirdekler daha fazla kaçak endüktansa sahiptir. Bu da eş fazlı süzgeçlerde türevi diferansiyel filtreleme için kullanışlıdır. E çekirdekler, eş fazlı ve diferansiyel süzgeçlerde istenmeyen gürültüyü yutarak kaçak endüktansın artmasını engeller[10,11].

5. TRAFO TASARIM YÖNTEMİ

Güç elektroniği uygulamalarında kullanılan küçük, doğal olarak soğutulmuş trafoların tasarımı için adım adım uygulanan bir yöntem verilmiştir. Isı kaybı tasarım yönteminin ayrılmaz bir parçasını oluşturmaktadır. Girdap akım kaybı da tasarımda göz önüne alınmalıdır. Çoğu durumda, giriş ve çıkış sargıların her ikisi içinde aynı tür iletkenler kullanılır, buna göre $k_{Cu,sek}=k_{Cu}$ olduğu varsayılır.

5.1. Trafo Tasarım Temelleri: Volt-Amper Anma Değeri

Bir trafonun volt-amper anma değeri S , V_{pri} ve I_{pri} sırasıyla gerilim ve akımın anma etkin değerleri olmak üzere, $S = V_{pri}I_{pri}$ olarak tanımlanır. Eş. 6.8, V_{pri} gerilimini frekans, akı yoğunluğu, çekirdek alanı ve giriş sargısının sarım sayısı gibi trafo tasarım parametreleri cinsinden ifade eder. Deri olayı ihmal edilebilecek şekilde çalışma frekansı düşükse veya sargıda Litz teli kullanılmışsa Eş. 6.4 giriş akımını, akım yoğunluğu ve giriş iletkenin yarı kesit alanı cinsinden ifade etmede kullanılabilir.

Bu iki denklemi volt-amper çarpını oluşturmak üzere kullanarak,

$$S = V_{pri}I_{pri} = \frac{N_{pri}A_{\text{çekirdek}}\omega\hat{B}}{2}J_{rms}A_{Cu,pri} \quad (5.1)$$

elde edilir.

Eş.6.6 $A_{Cu,pri}$ giriş iletken yarı kesit alanını, A_w sargı alanı, N_{pri} giriş sarım sayısı ve k_{Cu} bakır dolgu faktörü cinsinden verir. Bu denklemin kullanılmasıyla,

$$S = V_{pri}I_{pri} = 2.22k_{Cu}fA_{\text{çekirdek}}A_wJ_{rms}\hat{B} \quad (5.2)$$

Eş. 5.2 elde edilir.

Çizelge 5.1. Trafo tasarımı için gerekli olan çekirdek özelliklerinin veritabanı

Çekirdek No	Malzeme	AP= A _w A _{çekirdek}	ΔT= 60°C'ta R _θ	T _s = 100°C'ta P _{sp}	T _s = 100°C'ta J _{rms} ve P _{sp}	T _s =100°C'ta $\hat{B}_{anma}$ ve 100kHz	2.22k _{Cu} f J _{rms} $\hat{B}$ A _w A _{çekirdek} (f=100kHz)
8 ^a	3F3	2.1cm ⁴	9.8°C/W	237mW/cm ³	$3.3 \sqrt{\frac{R_{da}}{k_{Cu} R_{aa}}}$ A/mm ²	170mT	$1.2 \times 10^3 \sqrt{\frac{k_{Cu} R_{da}}{R_{aa}}}$ V-A

Girdap akım kayıplarının göz önüne alınması gerekirse, sargı etkin direnci, R_{aa} Şekil EK 1.12'den bulunabilir. Bu durumda Eş.5.7 aşağıdaki şekilde değiştirilir.

$$P_{w,sp} = 22 \frac{R_{aa}}{R_{da}} k_{Cu} (J_{rms})^2 \quad (5.3)$$

Devre uygulamalarından tasarım gereksinimlerini (V_{pri} ve I_{pri}), çekirdek alanı, iletken alanı, akı yoğunluğu ve akım yoğunluğu gibi trafo tasarım değişkenlerine bağlandığından, Eş.5.2 trafo tasarım yönteminin başlangıç noktasıdır.

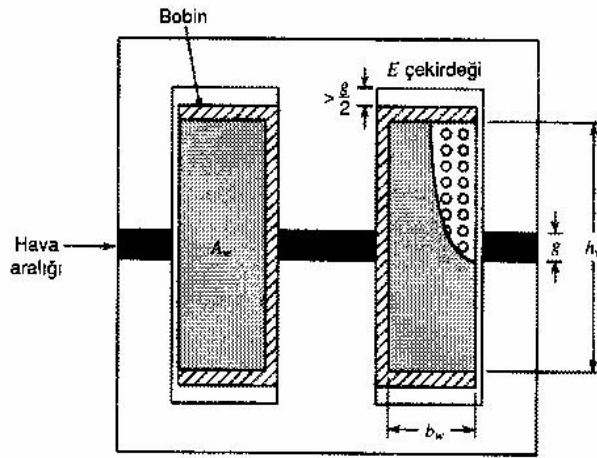
5.2. Bakır Sargılar

Bir endüktans ya da trafo, iletkenlik derecesinin yüksek olmasından dolayı bakırdan yapılmıştır. Bakırın yüksek derecedeki yumuşaklık özelliği, bakırın manyetik bir çekirdek çevresindeki sıkı sargıların içerisine doğru bükülmesini kolaylaştırır ve sargı için gereken bakır miktarını ve hacmini en aza indirir. Yüksek derecedeki iletkenliği, sargı için gereken bakır miktarını ve böylece sargının hacim ve ağırlığını en aza indirmede katkıda bulunur. Trafolarda kullanılan bakırın iletkenliğinin yüksek olmasına karşın, bir iç direnci vardır ve bu nedenle oluşan elektrik kaybı önemli bir ısı kaynağıdır. Oluşan ısı, hem sargının hem de manyetik çekirdeğin sıcaklığını

artırır. Sargılarda izin verilebilecek kayıp miktarı aynı çekirdek kaybı için tanımlandığı gibi, göz önüne alınan maksimum sıcaklık değerlerince sınırlanacaktır.

5.2.1. Bakır dolgu faktörü

Çift-E çekirdeğinin bir sargı penceresi olması durumunda manyetik çekirdek üzerindeki çok sarımlı bir sargı kesitinin tipik bir görüntüsü Şekil 5.1’de verilmiştir. Çekirdek üzerindeki sargının perspektif görüntüsü Şekil 3.4c’de verilmiştir. Sargının yapıldığı bakır iletkenin kesit alanı A_{cu} ile temsil edilmektedir. İletken tek bir yuvarlak telden oluşmuş olabilir ya da her bir lifin birkaç yüz ya da daha az mikronluk çapı olan Litz teli gibi çok lifli özel bir iletken olabilir. Deri etkisinin problem oluşturabileceği durumlarda Litz teli kullanılmalıdır.



Şekil 5.1. Bir bobin ve çift E çekirdekten oluşan endüktansın kesit görünümü.

Çekirdek sargı penceresindeki toplam sarım sayısı N ile iletken alanı A_{cu} ’nun çarpımı sargı penceresindeki toplam bakır alanı verir. Toplam bakır alanı birkaç nedenden dolayı sargı penceresinin A_w alanından daha küçük olacaktır. Birinci neden, iletkenlerin genellikle yuvarlak olan geometrik şekli ve sargı yerleştirme sürecinde N adet iletkenin pencereyi tamamen doldurmasını engeller. İkinci neden, iletkenin bitişik sarımlarının birbiriyle kısa devre yapmaması için elektriksel olarak yalıtkan

malzemeye kaplı olması gereğidir. Bu yalıtım, sargı penceresine ilişkin alanın bir kısmını kaplar. Toplam bakır alanının sargı pencere alanına olan oranı bakır dolgu faktörü k_{cu} olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi verilebilir.

$$k_{Cu} = \frac{NA_{Cu}}{A_w} \quad (5.4)$$

Dolgu faktörünün kullanılabilir değerleri, Litz teli için 0,3'ten, yuvarlak iletkenler için ise 0,5-0,6 değerlerine kadar değişiklik gösterebilir.

5.2.2. Sargıların D.A direncinden ötürü oluşan joule kaybı

Bir bakır sargıda, bakır birim hacmindeki kayıp güç $P_{m,sp}$ 'nin d.a direncine bağlı olarak değeri,

$$P_{Cu,sp} = \rho_{Cu} (J_{rms})^2 \quad (5.5)$$

ile verilmiştir. Burada $J_{rms} = I_{rms} / A_{Cu}$ iletkendeki akım yoğunluğu ve I_{rms} sargıdaki etkin rms akımıdır. Bununla birlikte, $P_{cu,sp}$ 'yi sargı birim başına kaybedilen güç olarak ifade etmek daha uygun olacaktır. Bakırın toplam hacmi V_{cu} , V_w 'nin toplam sargı hacmi olduğu $V_{cu} = k_{cu} V_w$ eşitliği ile verilmiştir. $P_{w,sp}$ 'yi ifade etmek için bu sonuç kullanıldığında,

$$P_{w,sp} = k_{Cu} \rho_{Cu} (J_{rms})^2 \quad (5.6)$$

elde edilir. Eğer bakırın direnci 100°C'ta ($2.2 \times 10^{-8} \Omega - m$) olarak Eş. 5.5'deki kullanılır ve $J_{rms} A/mm^2$ olarak ifade edilirse, $P_{w,sp}$ 'nin değeri aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$P_{w,sp} = 22k_{Cu} (J_{rms})^2 \quad (5.7)$$

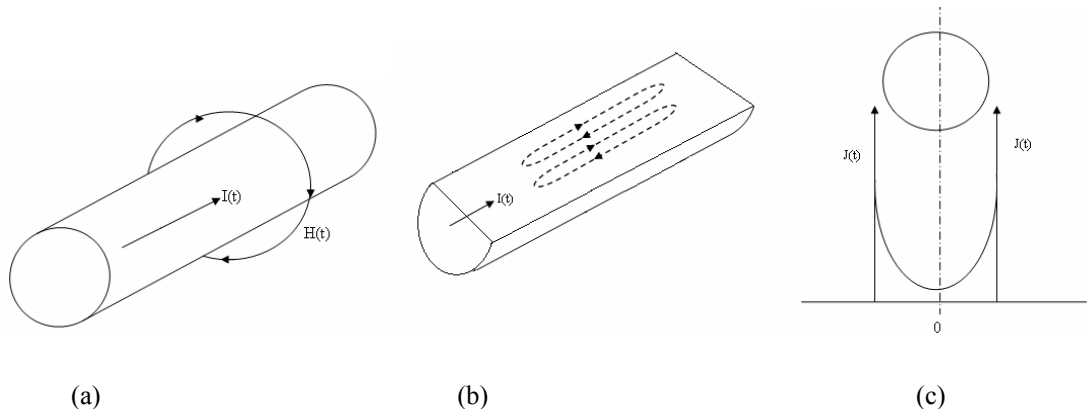
5.2.3. Bakır sargılarda deri etkisi

Tıpkı çekirdekte olduğu gibi, bakır iletkenlerde de deri etkisi oluşur. Şekil 5.2a’da gösterildiği gibi zamanla değişim $i(t)$ akımını taşıyan, bir bakır iletkeni ele alalım. Bu akım Şekil 5.2a’da gösterilen manyetik alanı oluşturur ve bu manyetik alan Şekil 5.2b’de gösterilen girdap akım kayıplarını üretir. Bu girdap akımları, telin iç kısmında uygulanan $i(t)$ akımına ters yönünde akar ve böylece iletkenin iç kısmından akan akıma ve sonuç olarak ortaya çıkan manyetik alanı engelleme eğilimindedir. Sonuç olarak toplam akı yoğunluğu iletkenin yüzeyinde en büyüktür ve Şekil 5.2c’de gösterildiği gibi iletkenin iç kısmına doğru olan mesafe ile üstel olarak azalır.

Karakteristiğın azalma uzunluğu, $\delta = \sqrt{\frac{2}{w\mu\sigma}}$ denkleminle verilen deri kalınlığıdır.

Çizelge 5.2, 100°C’lık sıcaklıkta birkaç farklı frekans için bakırdaki deri kalınlıklarını vermektedir.

Sargıda kullanılan iletken kesidinin boyutları deri kalınlığından belirgin olarak büyükse, iletken tarafından taşınan akımın büyük bir kısmı yüzeyde, Şekil 5.2c’de gösterildiği gibi yaklaşık bir deri kalınlığında, bağıl olarak ince bir tabakayla sınırlanacaktır. Bunun sonucu olarak akım akışı için olan etkin kesit alanı, iletkenin geometrik kesidiyle kıyaslandığında küçük olduğundan, iletkenin etkin direnci d.a direncinden çok daha büyük olacaktır. Bu durumda sargılara d.a uygulanması durumuna göre daha büyük bir sargı kaybı olacağını göstermektedir.



Şekil 5.2.Yalıtılmış bakır iletken taşıyıcıda akım, girdap akım kayıpları ve deri olayı etkisinin sonuçları

Bu probleme çözüm boyut olarak deri kalınlığında kesidi olan iletkenler kullanmaktır. d yuvarlak bir iletkenin çapı veya dikdörtgen bir iletkenin kalınlığı ise hesaplamalar, $d \leq 2\delta$ durumunda deri etkisi sonuçlarının ihmal edilebileceğini göstermiştir. Üzerinde durulması gereken bu noktalar yüksek frekanslı uygulamalar için özel iletken düzenlemelerinin gelişmesine yol açmıştır. Bu iletken düzenlemeleri daha önce de tanımlandığı gibi Litz telini ve ince folyo sargı kullanımını içerir. Sargılardaki girdap akım kayıplarının kesin bir etkisi sargının etkin direnci R_{aa} değeriyle artmıştır.

$$P_{w,sp} = 22k_{Cu} \frac{R_{aa}}{R_{da}} (J_{rms})^2 \quad (5.8)$$

'ye dönüştürür. Burada R_{da} sargının d.a direncidir.

Çizelge 5.2. Birkaç farklı frekans için 100°C'de bakırdaki deri kalınlığı

Frekans	50Hz	5kHz	20kHz	500kHz
δ	10.6mm	1.06mm	0.53mm	0.106mm

5.2.4. Isınmanın göz önüne alınması

Çekirdek ve sargı malzemelerinin sıcaklığındaki artışlar bu malzemelerin performansını birkaç açıdan düşürür. Bakır sargıların direnci sıcaklık ile arttığından akım yoğunluğu da sabit varsayıldığında, sıcaklık ile sargı kaybı artar. Manyetik malzemelerde, yaklaşık 100°C'nin üzerinde bir sıcaklık artışı çekirdek kaybını da artırır, frekans ve akı yoğunluğunun sabit kaldığı varsayımıyla sıcaklıktaki artış, doyma akı yoğunluğu değerini daha da küçültülür.

Performans düşüklüğünü sınırlı tutabilmek için, çekirdek ve sargıların sıcaklığı belli bir maksimum değerde ya da bu değer altında tutulmalıdır. Görüldüğü gibi sargı ve çekirdek kaybı sıcaklık artışına neden olur. O halde kayıplar belli bir değer altında tutulmalıdır.

Pratikte maksimum sıcaklık genellikle 100–125°C’la sınırlanmıştır. Bakır sargılar üzerindeki genellikle ince bir vernik tabakası olan yalıtımın güvenilirliği, 100°C’ı çok aşan sıcaklık artışı ile hızla azalır. Çoğu manyetik malzemede özellikle ferritlerde, çekirdek kaybı 100°C civarında bir minimum değerindedir. Trafolarla yakın olarak çalıştırılan yarı-iletken güç elemanları ve benzeri diğer elemanlar iç güç kaybından dolayı yüksek sıcaklığa sahip olacaklardır. Işınım yayılım sonunda yakında bulunan elemanlar arasında ısı aktarımı olacağından, tüm bileşenlerin sürekli durumdaki sıcaklığı ortak bir değerde dengelenecektir. Bu gibi durumlarda güç elektroniği sisteminin ortalama maksimum sıcaklığı en düşük maksimum sıcaklığı olan eleman tarafından belirlenecektir. Manyetik elemanlar için olan 100-125°C sıcaklık sınırı yaklaşık olarak yarı-iletken elemanlar ve diğer pasif elemanlar için de aynı olarak alınır.

Bir endüktans ve trafonun iç ve yüzey sıcaklığı normalde yaklaşık olarak eşit varsayılır. Bu varsayım, çekirdek ve sargıların hacmi boyunca güç kaybı yaklaşık olarak eşit biçimde dağıldığından, yapılmaktadır. Bu durum yüzeye olan ısı iletimi için büyük bir çekirdek kesit alanına ve bağlı olarak kısa yol uzunluklarına neden olur. Ayrıca malzemelerin ısıl iletkenlikleri yüksektir. Buna göre endüktans ya da trafonun sıcaklığını belirlemede önemli olan ısıl direnç, yüzeyden çevreye direnç $R_{\theta sa}$ ’dır. Genel olarak herhangi bir endüktans ya da trafonun belirli bir ΔT değeri için,

$$R_{\theta sa} = \frac{k_1}{a^2} \quad (5.9)$$

yazılabilir. Burada k_1 bir sabittir. ΔT sabit ve bilindiğinden, bu denklemde $\Delta T = R_{\theta sa} (P_{\text{çekirdek}} + P_w)$, denklemi $(P_{\text{çekirdek}} + P_w)$ ’yi bulmak için aşağıda olduğu gibi ifadelerin sağ ve sol tarafları yer değiştirebilir.

$$P_{\text{çekirdek}} + P_w = k_2 a^2 \quad (5.10)$$

Burada $P_{\text{çekirdek}} = P_{c,sp} V_c$ ve

$$P_w = P_{w,sp} V_w \text{ 'dir.}$$

Eş. 5.10'daki k_2 bir sabittir. İyileştirilmiş bir tasarımda, $P_{c,sp} \approx P_{w,sp} = P_{sp}$ ve bunu çekirdek ve sargı hacimlerinin her ikisinde de karakteristik uzunluk a 'nın kübüyle orantılı orantılı olduğu gözlemi ile birlikte kullanarak, P_{sp} 'yi,

$$P_{sp} = \frac{k_3}{a} \quad (5.11)$$

deki gibi ifade etmek için Eş. 5.10'u kullanabiliriz. Burada k_3 bir sabittir. Eş. 2.2, Eş. 5.11 deki P_{sp} 'de kullanarak ve f frekansı ile B_{ac} akısı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$B_{ac} = \frac{k_4}{f^{0.25} a^{0.4}} \quad (5.12)$$

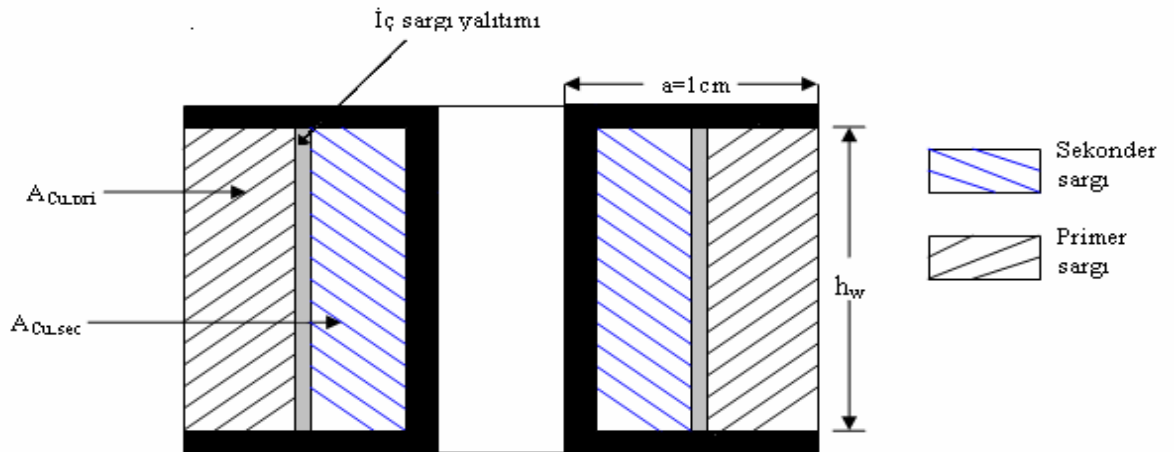
Buradaki k_4 sabittir. Eğer çekirdek kaybı Eş. 2.2'de verilen biçimden farklıysa, Eş. 5.12 buna uygun olarak değiştirilir. Akım yoğunluğu J_{rms} 'yi elde etmek için Eş. 5.8 ters çevrildiğinde ve belirli bir sargı kaybı için Eş. 5.11 kullanıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$J_{rms} = \frac{k_5}{\sqrt{k_{Cu} a}} \quad (5.13)$$

Eş. 5.11'den Eş. 5.13'e kadar, çekirdek ve sargılardaki izin verilebilir belirli kayıp P_{sp} 'nin izin verilebilir akı yoğunluğu B_{ac} ve izin verilebilir akım yoğunluğunun J 'nin verilen bir sıcaklık farkı $\Delta T = T_s - T_a$ için trafonun fiziksel büyüklüğü ile nasıl bir uyum gösterdiğini vermektedir.

6. TRAFO PARAMETRELERİ

Şekil 3.4a'da gösterilen bir çift-E çekirdek üzerine trafo sargıları sarılmıştır. Çekirdek genişliği $a=1\text{cm}$ 'dir. Giriş akımı, etkin değeri $I_{pri}=4\text{A}$ frekansı 100kHz olan sinusoidal bir akımdır. Giriş geriliminin etkin değeri 300V 'tur. Sarım oranı $n=N_{pri}/N_{sek}=4$ ve $N_{pri}=32$ 'dir. Yüksek frekans ile Giriş ve çıkış akımların büyük olması nedeniyle trafonun giriş ve çıkış sargıları Litz teliyle sarılmıştır. Bobin doldurulmuştur, sargı penceresindeki sargı Şekil 6.1'de gösterildiği gibi giriş ve çıkış sargılar arasında bölünmüştür. Trafo bir $E=0,9$ 'luk bir enerji yayma gücü nedeniyle siyahtır. Çevre sıcaklığı $T_a=40^\circ\text{C}$ 'den daha düşüktür.



Şekil 6.1. Giriş ve çıkış arasındaki pencerede bulunan sargıların bölünüşünü gösteren bir trafo çekirdeği üzerindeki sargı penceresi

6.1. Trafonun Elektriksel Karakteristikleri

6.1.1. Giriş ve Çıkış iletken alanları A_{pri} ve A_{sek}

A_w , toplam sargı alanı, giriş ve çıkış tarafındaki sargıların kullanıldığı alandır. Giriş sargı alanı,

$$A_{pri,w} = \frac{N_{pri} A_{Cu,pri}}{k_{Cu,pri}} \quad [3] \quad (6.1)$$

iken, çıkışın sargı alanı,

$$A_{sek,w} = \frac{N_{sek} A_{Cu,sek}}{k_{Cu,sek}} \quad (6.2)$$

dir. Toplam sargı alanı,

$$A_w = A_{pri,w} + A_{sek,w} = \frac{N_{pri} A_{Cu,pri}}{k_{Cu}} + \frac{N_{sek} A_{Cu,sek}}{k_{Cu}} \quad (6.3)$$

olarak ifade edilebilir. Burada, giriş ve çıkışın aynı tip iletkenle sarıldığı varsayımıyla, $k_{Cu,pri} = k_{Cu,sek} = k_{Cu}$ yazılır. Böylece oluşan ısı ve dolayısıyla, yükselen sıcaklığın sargılarda eşit dağılması için güç yoğunluğunun giriş ve çıkışta aynı olması gerekir. Eş. 5.8'i kullanırsak, bunun anlamı,

$$k_{Cu} (J_{pri})^2 = k_{Cu} \left(\frac{I_{pri}}{A_{Cu,pri}} \right)^2 = k_{Cu} (J_{sek})^2 = k_{Cu} \left(\frac{I_{sek}}{A_{Cu,sek}} \right)^2 \quad (6.4)$$

veya

$$\frac{I_{pri}}{I_{sek}} = \frac{A_{Cu,pri}}{A_{Cu,sek}} = \frac{N_{sek}}{N_{pri}} \quad (6.5)$$

dir. Eş. 6.3 ve Eş. 6.4'ün aynı anda çözülmesi ile,

$$A_{Cu,pri} = \frac{k_{Cu} A_w}{2 N_{pri}} \quad (6.6)$$

ve

$$A_{Cu,sek} = \frac{k_{Cu} A_w}{2N_{sek}} \quad (6.7)$$

elde edilir. Analiz edilen trafo için, $k_{Cu}=0.3$, $A_w=140\text{mm}^2$, $N_{pri}=32$ ve $N_{sek}=8$ 'dir. Bu bilgileri Eş.6.6 ve Eş. 6.7 kullanarak aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$A_{Cu,pri} = \frac{(0.3)(0.140)}{(2)(32)} = 0.64 \text{ mm}^2$$

ve

$$A_{Cu,sek} = \frac{(0.3)(0.140)}{(2)(8)} = 2.6 \text{ mm}^2$$

6.1.2. Pw sargı kayıpları

Giriş ve çıkış sargılardaki akım yoğunlukları aynı olup Eş. 6.4'de verilmektedir. Eş. 6.4'ün değerlendirilmesiyle,

$$J_{rms} = \frac{4A}{0,64\text{mm}^2} = \frac{16A}{2,6\text{mm}^2} = 6,2A / \text{mm}^2$$

Giriş ve çıkıştaki akım yoğunlukları aynı olduğundan Eş. 5.8'deki toplam sargı kayıpları $P_w = P_{w,sp} V_w$ 'nin hesaplanması ile kullanılabilir. Çizelge 3.3'e göre V_m sargı hacmi 12.3cm^3 olup toplam sargı kayıpları,

$$P_w=(22)(0.3)(6.2)^2(12.3)=3.1 \text{ W'dır.}$$

6.1.3. Akı yoğunluğu ve çekirdek kayıpları

Giriş gerilimi,

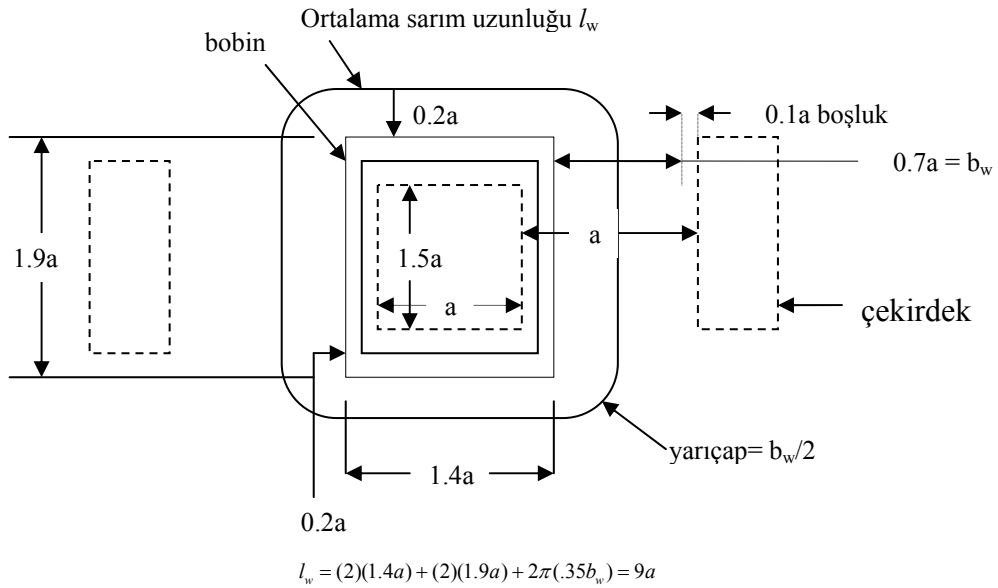
$$V_{pri} = N_{pri} A_c \left| \frac{d\hat{B}_{\text{çekirdek}} \sin(\omega t)}{dt} \right|_{\max} = N_{pri} A_c \omega \hat{B}_{\text{çekirdek}} \quad (6.8)$$

olduğundan, çekirdekteki akı yoğunluğunun tepe değeri, $B_{\text{çekirdek}}$, bu gerilimden hareketle hesaplanabilir. Bu denklemi akı yoğunluğu için çözüp parametrelerin yerine nümerik değerlerin ve 425V'nin konulması ile,

$$\hat{B}_{\text{çekirdek}} = \frac{425V}{(32saria)(1,5 \cdot 10^{-4} m^2)(2\pi)(10^5 Hz)} = 0,141T$$

bulunur. 3F3 ferrit özgül çekirdek kayıpları için Eş. 2.2 kullanarak, 100°C'lık çekirdek sıcaklığında ve 100kHz'de ve $B_{\text{çekirdek}}=0,141 T$ iken $P_{sp, \text{çekirdek}}=140mW/cm^3$ olur.

Toplam çekirdek hacmi Çizelge 3.3'e göre 13,5cm³ olup toplam çekirdek kayıpları $P_{\text{çekirdek}}=1,9W$ 'dır.



Şekil 6.2. Çift E çekirdek bobinin tepeden görünüşü

6.1.4. Kaçak endüktans

Çift E biçimindeki bir çekirdeğe sarılmış trafonun $L_{kaçak}$ endüktansı,

$$L_{kaçak} \approx \frac{\mu_0 (N_{pri})^2 l_w b_w}{3h_w} \quad (6.9)$$

dır. Tek iletkenli bir sarımın l_w ortalama uzunluğu, sargı hacminin tümüyle doldurulmuş olduğu varsayımıyla Şekil 6.2'deki çift E çekirdeğinin tepeden görünüşü yardımıyla elde edilir. Ortalama sarım uzunluğu,

$$l_w \approx 9a$$

olur.

6.2. Trafolardaki Isı

Işınımlı ve yayınımlı her iki ısı geçişi de trafonun soğutulmasına katkıda bulunacaktır. Işınımına bağlı yüzeyde çevreye olan ısı direnç,

$$R_{\theta,rad} = \frac{\Delta T}{5,1A \left[\left(\frac{T_s}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_a}{100} \right)^4 \right]}$$

Denklemleri yardımıyla bulunur. Buna bağlı olarak trafo için toplam yüzeyden çevreye ısı direnç $R_{\theta sa} = 9,8^\circ\text{C/W}$, sargıdaki güç kaybı 3,1W ve çekirdekteki güç kaybı $P_{çekirdek} = 1,9\text{W}$ 'tır. Bu nedenle trafonun maksimum yüzey ısı,

$$T_{s,max} = (R_{\theta sa})(P_w + P_{çekirdek}) + T_a$$

$$T_{s,max} = (9,8)(3,1 + 1,9) + 40 = 89^\circ\text{C}'\text{dir.}$$

6.3. Aşırı Akımın Sıcak Nokta Üzerindeki Etkisi

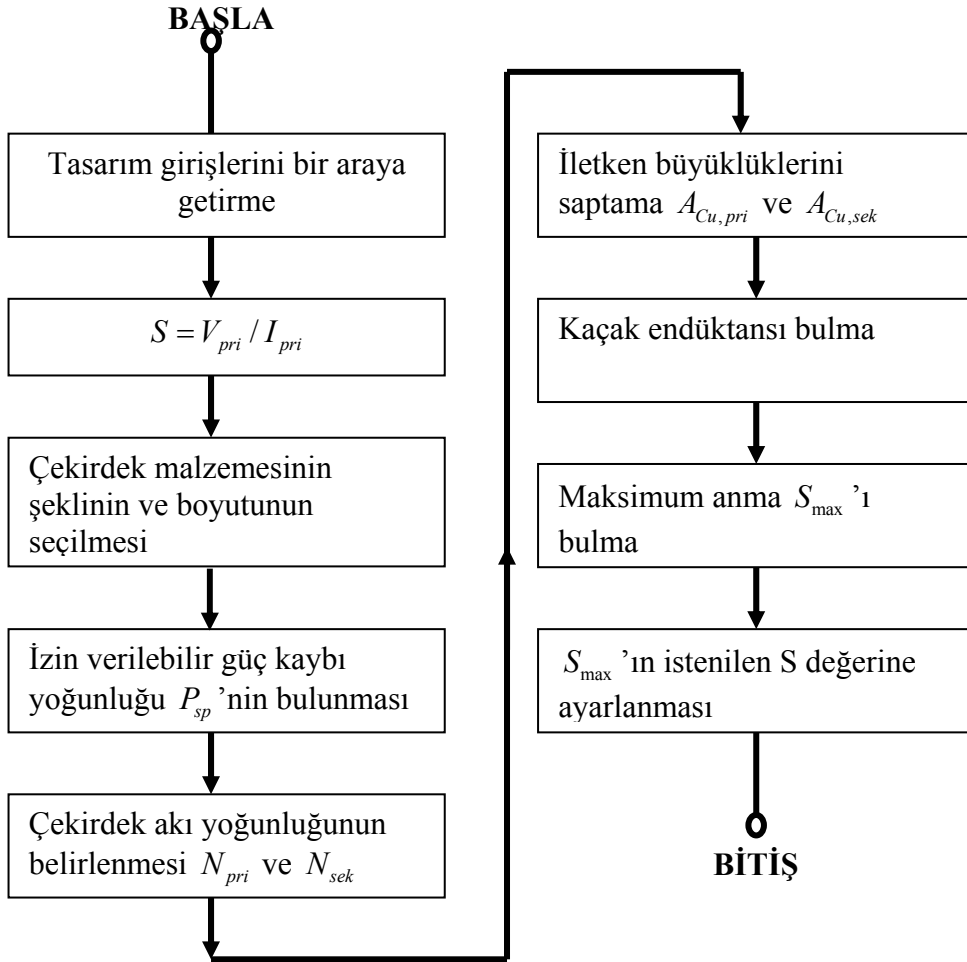
Trafonun giriş veya çıkış tarafındaki aşırı akımlar aynen endüktansın sıcaklığını artıran bir aşırı akım gibi trafonun sıcaklığını artıracaktır. Anma etkin akımındaki bir artış, sargı kayıplarında da bir artış oluşturacaktır. Dolayısıyla yüzey ısısı $T_{s,max}$ yükselecektir.

Sıcaklıktaki bu artış tasarım parametreleri içerisinde kalmalıdır. İstenirse, ısıl direnç çekirdeğe bağlanmış olan ya soğutucuyla veya zorlanmış hava soğutmasıyla azaltılabilir. Aşırı akımın trafoda daha küçük bir sıcaklık artışı oluşturmasının nedeni, çekirdek içindeki akının, akımdaki bir artışla belirgin bir biçimde değişmemesidir. Trafonun giriş kısmı esas olarak akım artışından etkilenmeyen yaklaşık olarak ideal bir gerilim kaynağı tarafından sürülür. Çekirdek akısı uygulanan gerilimle kontrol edildiğinden, gerilim değişmedikçe, akı değişmez.

6.4. Tek Geçişli Trafo Tasarım Yöntemi

Burada bir trafonun iterasyonsuz yani tek adımlı bir tasarım yönteminin uygulamasından bahsedeceğiz. Tek adımlı trafo tasarım yöntemi, çekirdek özelliklerine ilişkin eksiksiz bir veri tabanının bulunabilir olmasına da dayanmaktadır. Tasarım basamaklarına ilişkin akış diyagramı Şekil 6.3’de verilmiştir. Yöntemin ayrıntılarını görebilmek amacıyla bir tasarım örneğini inceleyelim.

6.4.1. Tasarım girişlerini bir araya getirme



Şekil 6.3. Bir trafonun tek geçişli tasarım yönteminin akış diyagramı

Yöntem trafo tasarımcısı için mevcut tüm çekirdeklerin geniş bir veri tabanının var olmasına dayanmaktadır. Karakteristikler, tasarım sıcaklık değerleri için izin verilebilir güç kaybı yoğunluğunu da içermektedir.

İlk dört parametre değeri, trafonun kullanılacağı güç elektroniği çevirici devresinin tasarımı için yapılan hesaplamalardan bulunmuştur. Maksimum sıcaklıklar için, trafoyla aynı devrede kullanılan diğer sıcaklığı sınırlı elemanlar, trafo içinde kullanılan malzemelerin sıcaklık sınırları ve trafonun çalışması gereken çevreye bağlı olarak belirlenir. Yaygın olarak kullanılan T_s 100°C'dir.

6.4.2. Volt-Amper değeri S 'nin hesaplanması

İkinci basamakta tasarım girişleri kullanılarak trafonun volt-amper değeri hesaplanır. I_{pri} maksimum etkin giriş akımı, V_{pri} maksimum etkin giriş gerilimidir.

6.4.3. Çekirdek malzemesinin, şeklinin ve boyutunun seçimi

3. basamak çekirdek malzeme ve şeklinin seçimidir. Tasarımda ferrit çekirdek kullanılacağı için, Şekil 2.5'de gösterilen malzeme performans faktörü seçim sürecinde göz önüne alınmalıdır. Çekirdek büyüklüğü 2. basamakta hesaplanan S değerine bağlı olacaktır. Tasarımcı veri tabanı tablosundan S 'den büyük olan en yakın $2,22k_{Cu}fA_{\text{çekirdek}}A_wJ_{rms}\hat{B}$ değerine eşit olan çekirdeği arayacaktır. Bu tablodan arama aşamasında ilgi alanına giren tüm çekirdek özelliklerinin Çizelge 5.1'de gösterildiği gibi bir veri tabanında verilmiş olduğu varsayılacaktır.

Çekirdek boyutunun seçimini tamamlamak amacıyla bakır dolgu faktörünün bilinebilmesi için bir sargı iletken tipinin seçilmesi gereklidir. (Litz teli, yuvarlak iletken vb.) İletken tipinin seçimi çalışma frekansına ve sargılardaki girdap akım kayıplarının önemine bağlı olacaktır. Yuvarlak tel için, $k_{Cu} = 0,55$ ve Litz teli için $k_{Cu} = 0,3$ 'tür. Aşağıda tanımlanan diğer tasarım basamakları kabul edilebilir bir tasarım oluşturuyorsa, bu basamaklar tek geçişli bir yöntem olacaktır. Kabul edilebilir bir tasarım oluşturulmamışsa, tasarım basamaklarının, ya daha büyük bir çekirdek ya da daha büyük bir bakır dolgu faktörü olan tel çeşidi seçildikten sonra, tekrarlanması gerekecektir.

6.4.4. $R_{\theta sa}$ ve P_{sp} 'nin bulunması

Trafonun ısııl direnci, $R_{\theta sa}$ (yüzeyden çevreye) bulunması gereken bir sonraki aşamasıdır. Bunu için ya Çizelge 5.1'de gösterilen çekirdek veri tabanından bakılabilir ya da

$$P_{conv} = 1,34 A \frac{(\Delta T)^2}{(d_{vert})^2}$$

$$P_{\theta,conv} = \frac{1}{1,34 A} \left(\frac{d_{vert}}{\Delta T} \right)^{1/4}$$

yaklaşımları kullanılarak hesaplanabilir. Her iki durumda da $R_{\theta sa}$ değeri belirli sıcaklıklar T_s ve T_a ile uyumlu olmalıdır. Trafoda düzgün bir güç kaybı varsayılır. Böylece sargıda izin verilen güç yoğunlukları, $P_{w,sp}$ çekirdekten $P_{çekirdek,sp} = P_{sp}$ eşittir. Çekirdek sargılar içinde kayıp P_{sp} değeri ya çekirdek veri tabanından bulunabilir ya da,

$$P_{sp} = P_{çekirdek,sp} = P_{w,sp} = \frac{(T_s - T_a)}{R_{\theta sa} (V_{çekirdek} + V_w)}$$

denklemini kullanarak hesaplanabilir.

6.4.5. Çekirdek akı yoğunluğu ve giriş ve çıkış sarımların sayısının belirlenmesi

Çekirdek akı yoğunluğu $\hat{B}$ Çizelge 5.1'deki çekirdek veritabanı kullanılarak bulunur. Aksi halde, çekirdek üreticisi tarafından sağlanan, Şekil 2.4 ya da Eş. 2.2'deki gibi verilerle bağlantılı olarak 5.basamakta tahminen bulunan güç kaybı yoğunluğu, P_{sp} 'nin izin verilebilir değeri kullanarak bulunabilir. Giriş sargısında gerekli olan sarım sayısı N_{pri} , bu basamakta bulunmuş olan akı yoğunluğu değeri kullanılarak Eş.6.8'in kullanılmasıyla bulunur. Çıkıştaki sarım sayısı, N_{sek} , belirli sarım oranı $n = N_{pri} / N_{sek}$ kullanılarak bulunur.

Girdap akımları ihmal edilmiş olarak giriş ve çıkış iletken boyutlarının saptanması

Sargı iletkeninin türü yuvarlak tel, vb, 3. basamakta zaten geçici olarak bulunmuştu. Böylece bakır dolgu faktörü bilinmektedir. Daha sonra, giriş ve çıkış iletkenlerin gerekli alanlar $A_{cu,pri}$ ve $A_{cu,sek}$ Eş. 6.6, Eş. 6.7 ve 5.basamakta bulunan N_{pri} ve N_{sek} değerleri kullanılarak bulunur. İletken alanları yaklaşık olarak bulmak için alternatif bir yol vardır. Girdap akımları ihmal etmek için çalışma frekansı düşük tutulur veya Litz teli kullanılırsa, izin verilebilir akım yoğunluğu J_{rms} Çizelge 5.1'deki çekirdek veritabanı kullanılarak veya Eş. 5.8'in tersi alınarak yaklaşık olarak bulunabilir. Bu takdirde, sargı iletkenlerinin $A_{cu,pri}$ ve $A_{cu,sek}$ alanları Eş. 6.4'den bulunabilir. Gerekli olan sargı iletkenlerinin kesit alanlarının hesaplanması için kullanılan, görünüşte farklı olan iki yöntem birbiriyle çatışmamaktadır. Her ikisi de aynı sonucu verir.

Girdap akımları dahil edilerek giriş ve çıkış iletken boyutlarının saptanması

Girdap akımları tasarım yöntemine dahil edildiği zaman, sadece ya yuvarlak ya da dikdörtgen kesitli katı iletkenlerinin giriş ve çıkış sargılarında kullanılması düşünülebilir. Girdap akımı söz konusu olduğundan Litz telinin kullanıldığı varsayılacaktır. Düşük frekanslı tasarım yönteminin uygun olması için Litz telini oluşturan liflerin çapı bir deri kalınlığından çok daha küçüktür. İlk olarak, hem yuvarlak hem de dikdörtgen iletkenler, son bir seçim yapılmadan önce, sargı tasarımında düşünülecektir. Dikdörtgen tel ya da folyolar için $k_{Cu}=0.6$ iken yuvarlak tel için $k_{Cu}=0.55$ 'tir. İletken kesit alanı eşdeğer olan iki yöntemden biri ile bulunabilir. Giriş ve çıkış sarım sayısı, N_{pri} ve N_{sek} , 5. basamakta bulunduğu için, alanları bulmak için Eş. 6.6 ve Eş. 6.7 kullanılabilir. Alternatif olarak izin verilebilen akım yoğunluğu J_{rms} , $\sqrt{R_{aa} / R_{da}} = \sqrt{1.5}$ olan çekirdek veri tabanındaki J_{rms} 'nin bu değeri, gerekli alanların bulunması için Eş. 6.4 kullanılır.

İletken büyüklüklerini tanımlamak için, kesit alanın gereksinimlerini sağlayacak ve aynı zamanda Şekil Ek 1.12'deki sınırlamalar içinde kalacak iletken boyutlarının seçilmesi gereklidir. Bu durum, trafodaki her bir sargı bölümünde tabaka sayısına

bağlı olarak $\sqrt{R_{aa}/R_{da}} = \sqrt{1.5}$ koşulunu çok sayıda farklı iletken boyutunun gerçekleştirebileceğini göstermektedir. Kabul edilebilir iletken boyutlarının birleşimi ve her bölüm ait olan tabaka sayısını bulmak için iteratif bir yöntem gerekecektir.

İteratif yönteme başlarken, tabaka başına bir sarımın olduğu ve sargının N_{pri} adet tabaka içeren giriş kısmıyla N_{sek} adet tabaka içeren çıkış kısmı olmak üzere sadece iki kısma ayrılmış olduğunu varsaymak uygun olacaktır. Giriş iletkenin gerekli kalınlığı h aşağıdaki gibi verilebilir.

$$A_{Cu,pri} = F_l h_w h \quad \text{veya} \quad h = \frac{A_{Cu,pri}}{F_l h_w} \quad (6.10)$$

Burada F_l bakır tabaka faktörüdür ve h_w ise bobin yüksekliğidir. Dikdörtgen bir iletken ya da folyo için F_l 'in tipik değeri 0.9'dur. Bir sonraki basamak $\phi = \frac{\sqrt{F_l} h}{\delta}$ denkleminde verilen normalize edilmiş iletken kalınlığını hesaplamak daha sonra bu değeri Şekil Ek 1.12'de giriş sargısı bölümündeki N_{pri} adet tabaka için ϕ 'nin iyileştirilmiş değerini bulmak için kullanılmaktadır. İyileştirilmiş değer yukarıdaki denklemdenki değerle aynı veya bir şekilde bu değerden (%10-20) daha büyükse, o zaman ilk tasarım kullanılabilir özelliktedir. İyileştirilmiş değer bu denklemin kullanılmasıyla bulunan değerden somut olarak daha küçükse, bölüm başına düşen tabaka sayısının azaltılması için giriş sargısının bölümlere ayrılması gerekecektir.

Takip eden iterasyonda, giriş iki bölüme ayrılacak ve çıkış Şekil EK 1.11a'da gösterildiği gibi giriş bölümün arasında sandviç yapılacaktır. Şekil EK 1.12'nin kullanılma amaçları için, çıkış bölümünde girişte olduğu gibi çıkışın bir yarısının orijinal girişin bir yarısıyla bağlantılı olarak ve her bir giriş ve çıkış bölümündeki tabaka sayısının birinci iterasyondan 2'nin katı kadar küçük olması koşuluyla iki bölüme ayrılmış olduğu düşünülmelidir. Aynı yöntem tekrarlanır ve ϕ 'nin uygun değeri bu denklemin kullanılmasıyla yaklaşık olarak bulunan değerle eşit olana ya da bu değerden bir şekilde daha büyük olana dek tekrarlanır.

Eğer ϕ 'nin uygun değeri önemli ölçüde bulduğumuz değerden büyükse o zaman sargıdaki her tabaka başına iki ya da daha fazla sarım olması olanaklıdır. Eğer tabaka başına iki sarım kullanılmışsa, o zaman bölümdeki tabaka sayısı bir 2 katsayısıyla azaltılacaktır. İteratif yöntem tabaka başına iki ya da daha fazla sarım olduğu varsayılarak tekrarlanmalı ve ϕ 'nin uygun değeri bu denklemin yaklaşık olarak verdiği değere eşit olana ya da bu değeri biraz aşana dek sürdürülmelidir.

Giriş sargısı bir kez başarıyla tasarımılandığında aynı yöntemi çıkış sargı için tekrarlamak gerekecektir. Sarım oranına bağlı olarak sargılardaki gereken bölünmenin yapılabilmesi için giriş ve çıkış sarımların 5. basamakta yaklaşık olarak bulunan değerlerden ya yukarı ya da aşağı doğru ayarlanması gerekebilir. Ek olarak, giriş sargı tasarımına dönmek ve bu tasarımın giriş ve çıkış sargıların uyumlu olması için ayarlanması gerekebilir.

İletken boyutlarını bulmak için gereken iteratif yöntem karmaşık görünmesine karşın, sarım sayısının ve tabaka başına düşen sarım sayısının tam sayı olması gerekliliği, uygulanabilir sargı düzenlemelerinin sayısını sınırlar ve buna bağlı olarak iterasyon sayısını da küçük bir değerde tutar.

6.5. Kaçak endüktansın yaklaşık olarak bulunması

Kaçak endüktans $L_{kaçak} = \frac{\mu_0 (N_{pri})^2 l_w b_w}{3p^2 h_w}$ denkleminin kullanılmasıyla bulunur.

6.6. Seçilmiş çekirdeğin maksimum V*I anma değeri, S_{max} 'ın yaklaşık olarak bulunması

Belirlenen çekirdeğin maksimum V*I anma değeri S_{max} ,

$$S_{max} = 2,2k_{Cu} f A_{çekirdek} A_w J_{rms} \hat{B} \quad (6.11)$$

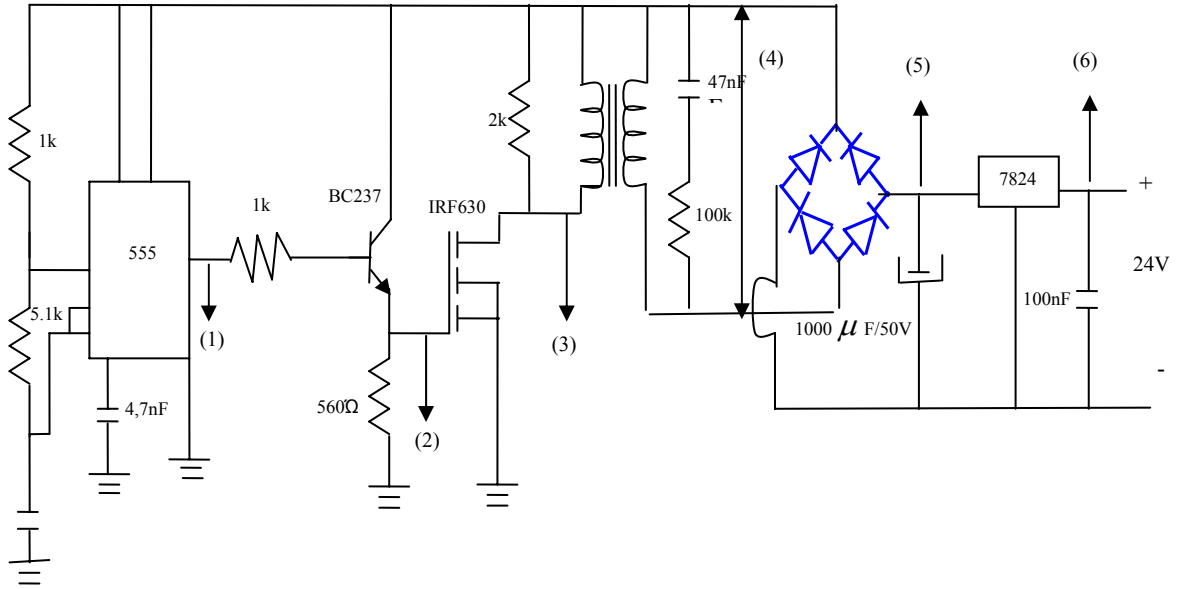
denklemiyle verilmiştir. Tasarım yöntemi düzgün bir biçimde uygulanmışsa, trafonun $V \cdot I$ anma değeri, $S = V_{pri} I_{pri}$ 'nin S_{max} 'dan daha küçük, bir sonraki küçük çekirdeğin S_{max} 'ından daha büyük olmalıdır. S , S_{max} 'dan daha belirgin bir şekilde düşükse yönteminin bir sonraki adımında S_{max} düşürülecek ve bakır sargı fiyatı ve ağırlığında olabilecek tasarruflar gerçekleştirilecektir. S 'nin belirgin bir şekilde S_{max} 'dan küçük olması, veri tabanında sınırlı sayıda çekirdek sayısının mevcut bulunduğu zaman olasıdır ve buna bağlı olarak bu çekirdeklerin volt-amper anma değerlerinde büyük farklılık vardır. S , bir sonraki daha küçük çekirdek büyüklüğünün S_{max} 'ından küçükse o zaman tasarım yöntemi daha küçük boydaki çekirdeklerle tekrarlanır.

6.7. S_{max} 'ın ayarlanması

Gerilim çok yüksekse, giriş ve çıkış sargılarındaki sarım sayısının düşürülmesiyle veya akım çok fazlaysa, bakır alanı azaltılarak S_{max} küçültülebilir. Her iki durumda da bakır ağırlığı ve azalacak ve böylece bakır maliyeti düşürülecektir.

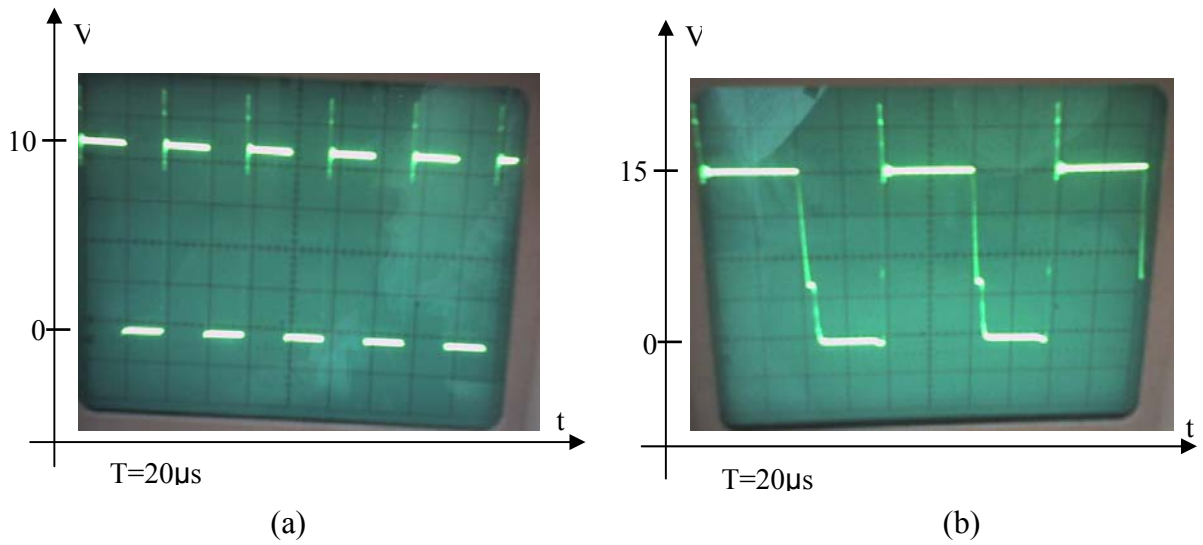
S 'nin S_{max} 'dan belirgin bir şekilde büyük olması fakat bir sonraki daha büyük çekirdeğin S_{max} 'ından küçük olması durumunda, S_{max} artırılması ile gerçekleştirilir. Bu durum trafonun sıcaklığını tasarım sınırını çok az arttıracaktır. Eğer bu sıcaklık fazla ise, daha büyük bir çekirdek seçimine gitmek tercih edilebilir. S bir sonraki çekirdeğin S_{max} 'ından daha büyükse yöntem daha büyük bir boy çekirdeklerle tekrarlanmalıdır.

7. UYGULAMA DEVRESİ (Ferrit Çekirdekli Trafo Tasarımı)

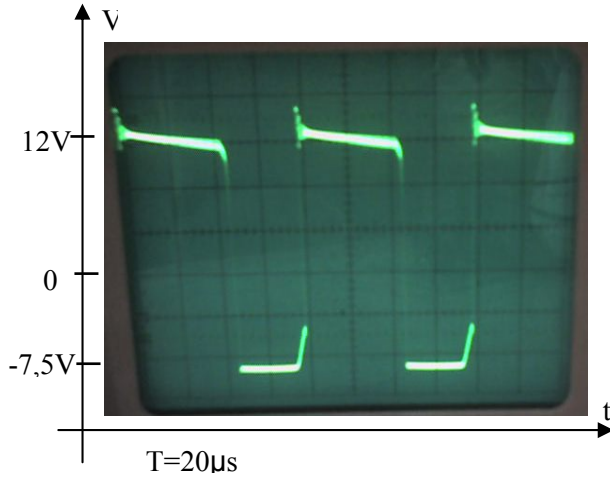


Şekil 7.1. Ferrit çekirdekli uygulama devresi

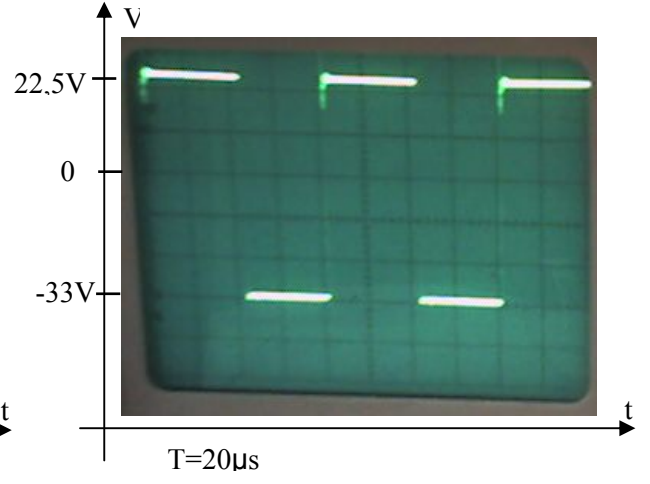
Yukarıdaki devre uygulaması yapılarak 6 noktadan V-t değerleri ölçülmüş ve sonuçlar aşağıda grafik olarak sunulmuştur.



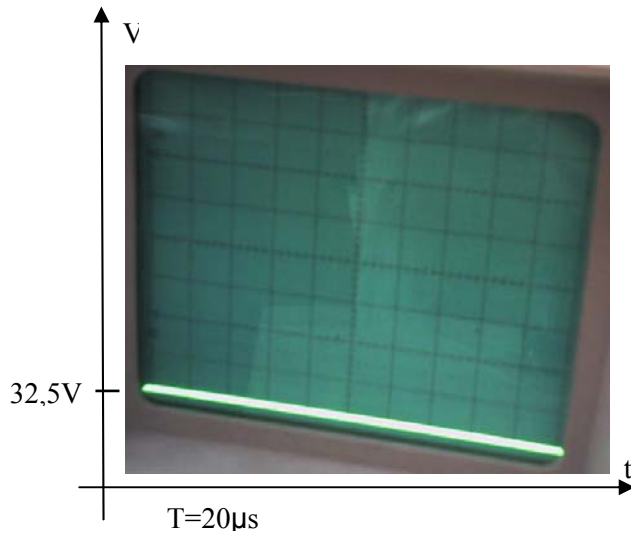
Şekil 7.2. Uygulama devresi çıkışları: (a) 1 nolu çıkış, (b) 2 nolu çıkış



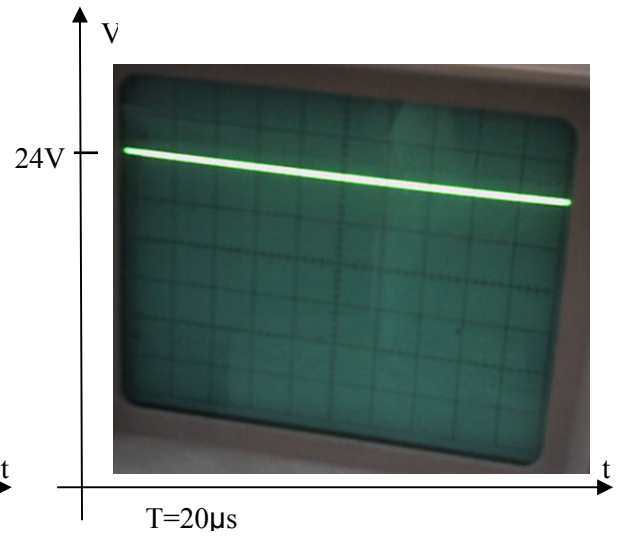
(c)



(d)



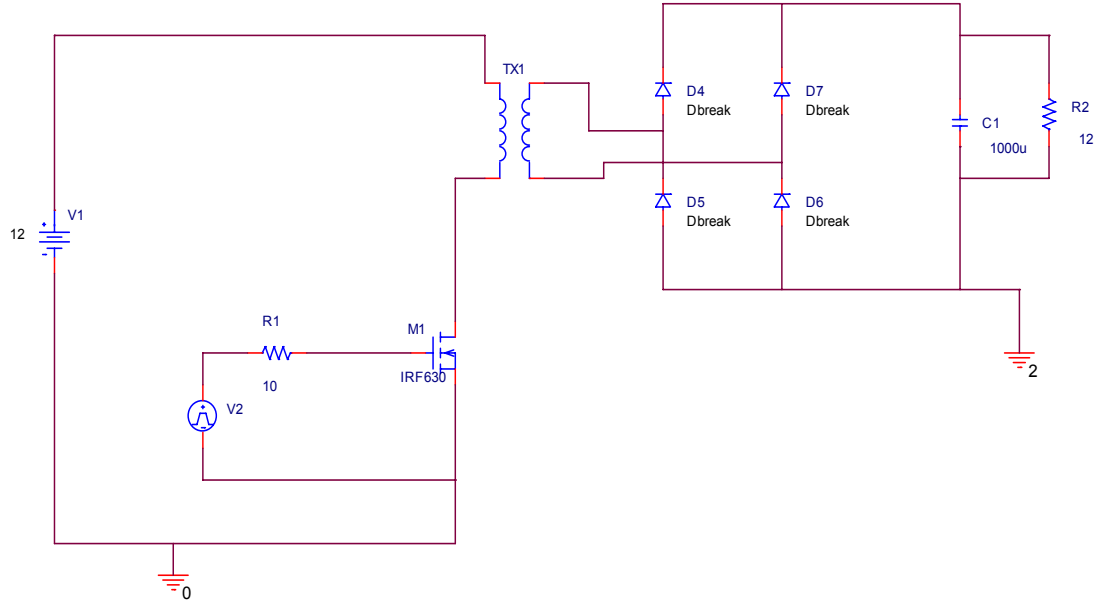
(e)



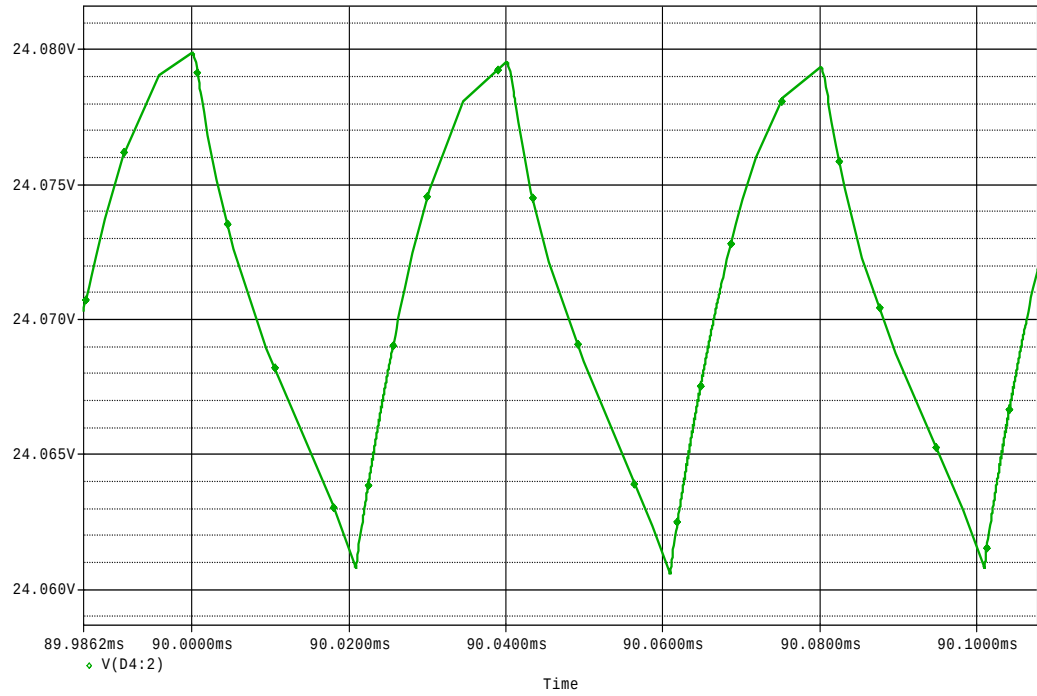
(f)

Şekil 7.2.(Devam) Uygulama devresi çıkışları: (c) 3 nolu çıkış, (d) 4 nolu çıkış, (e) 5 nolu çıkış, (f) 6 nolu çıkış

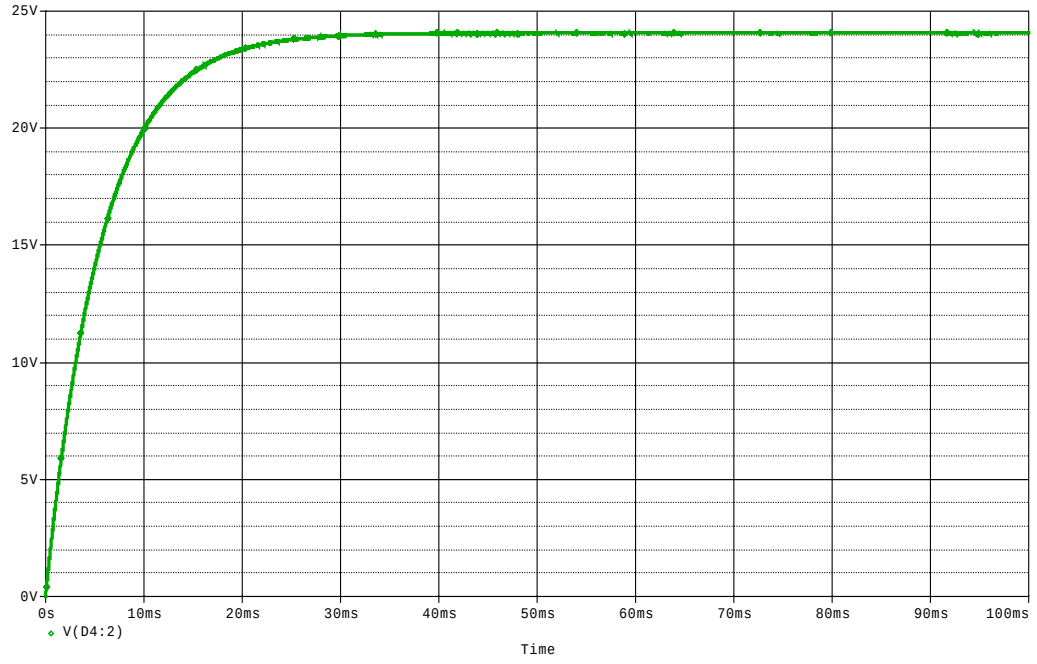
Aynı devre bilgisayar ortamında tasarlanmış ve belirlenen noktalardaki ölçümlerde yine bilgisayar ortamında elde edilmiştir.



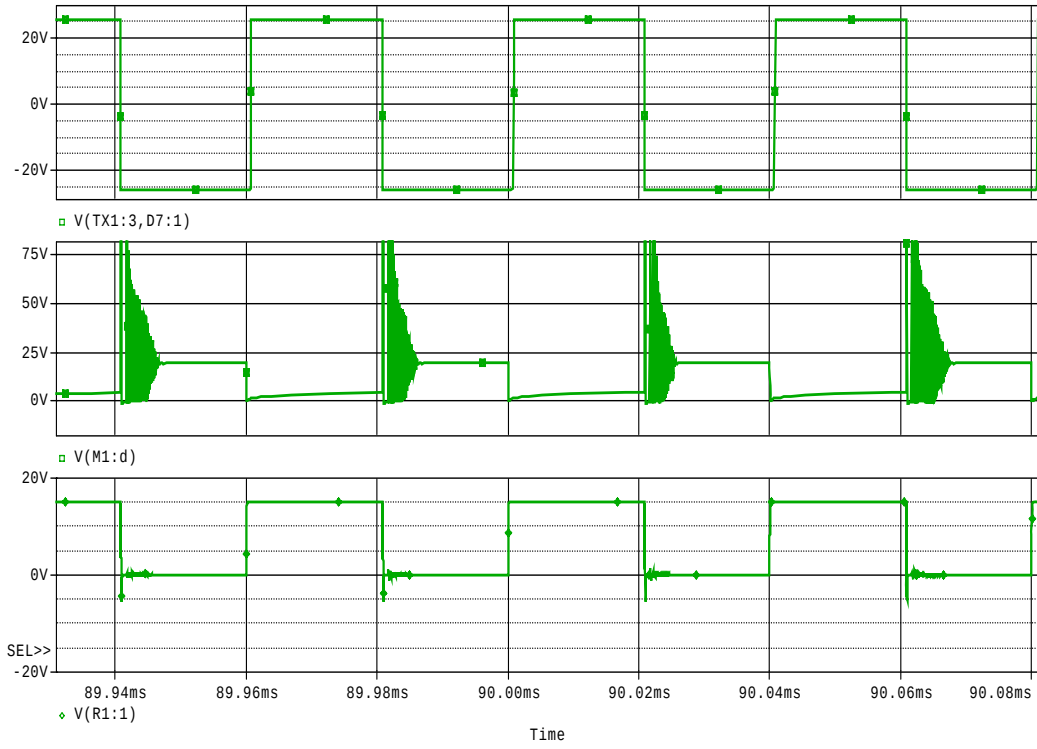
Şekil 7.3. Simülasyon devresi



Şekil 7.4. Simülasyon devresi 6 nolu çıkış



Şekil 7.5.Simülasyon devresi 6 nolu çıkışın büyütülmüş hali



Şekil 7.6. Simülasyon devresinin yukarıdan aşağıya sırasıyla 4-3-2 nolu çıkışları

Devrede 555 kare dalga üretici, IRF 630 güç mosfetidir. IRF 630 trafo darbesi için, BC 237 mosfeti tetiklemek için kullanılmıştır. 100K ve 47nF'la filtreleme işlemi 7824'le ise temiz bir dc elde etmek amaçlanmıştır.

Çıkışlardan da görüldüğü gibi ferrit çekirdekli uygulama devresinde ölçülen sonuçlar ile simülasyondan elde edilen sonuçlar hemen hemen aynıdır. Bu uygulama devresinin ve simülasyonun aynı noktadaki ölçüm sonuçları aşağıdaki çizelgede karşılaştırılmıştır.

Çizelge 7.1. Karşılaştırma tablosu

	2 nolu çıkış	3 nolu çıkış	4 nolu çıkış	6 nolu çıkış
Uygulama devresi	15 volt	9 volt	22,5 volt	24 volt
Simülasyon	15 volt	11,5 volt	22 volt	24 volt

Uygulama devre sonuçları gerçeğe daha yakındır. Çünkü devre elemanlarının ısınmasından oluşan kayıpları simülasyon programı göz önünde bulundurmaz. Oluşan bu kayıplardan dolayı da sonuçlarda farklılıklar oluşmuştur. Simülasyonda programda mevcut elemanlar kullanılmıştır. Bu sınırlamadan dolayı da sonuçlarda farklılık vardır.

8. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, güç elektroniği devrelerinde yüksek frekanslarda kullanılan ferrit çekirdekli trafoların tasarım yöntemleri ele alınmıştır. Elde edilen başlıca sonuçlar aşağıda belirtilmiştir.

- 1) Örnek olarak 40W gücünde 24V gerilim elde edilebilen ferrit çekirdekli trafo tasarlanmış, aynı devrenin bilgisayar ortamında simülasyonu yapıp birkaç noktada gerilim değerleri ölçülmüştür. Sonuçlar bölüm 7’de tablo halinde verilmiştir.
- 2) Çıkışlardan da görüldüğü gibi ferrit çekirdekli uygulama devresi ile simülasyon devresindeki aynı noktalarda yapılan ölçümler hemen hemen aynıdır. Grafiklerde görülen bazı farklılıkların sebebi ise simülasyon programında kullanılan elemanlar ile uygulama devresinde kullanılan elemanların birebir örtüşmemesidir.
- 3) Bu çalışmada; bilgisayar destekli optimum tasarım yöntemi ile tasarlanan trafo yöntemi verilmiştir. Simülasyonda belli bir alt yapının oluşturulmasından sonra, optimum tasarıma, deneme yanılma yöntemiyle yani sonucu veren parametrelerin uygun şekillerde değiştirilmesiyle ulaşılmıştır. Yöntemde, maksimum verime ve minimum maliyete ulaşma çalışmalarında en önemli parametreler, temel çekirdek boyutları, çekirdek akı yoğunluğu ve çekirdek malzemeleri olmaktadır.
- 4) Çekirdek kayıplarının içeriğini oluşturan histerisiz ve girdap akımlarının üzerinde durulmuştur. Girdap akım kaybı ferritlerin yüksek elektrik direncinden dolayı ihmal edilebilecek kadar azdır. Ferritler düşük girdap akım kaybından dolayı yüksek frekanslarda çalışan çekirdekler için en iyi tercih olabilirler.
- 5) Elektronik devrelerde istenmeyen yayınımların önemli bir kısmı bağlantı kabloları ve işaret yolları üzerinde oluşur. Bunları önlemek için EMI önlemi almak gerekir. Bunlar içerisinde en ekonomik olanı EMI ferrit süzgeçleri kullanılmaktadır.

7) Tek geçişli trafo tasarım yöntemi ele alınmıştır. Yöntem, trafo tasarımcısı için mevcut tüm çekirdeklerin geniş bir veri tabanının var olmasına dayanmaktadır. İlk olarak tasarım girişleri bir araya getirilmiştir, akış diyagramında belirlenen adımlar sırasıyla gerçekleştirilmiş ve sonuca gidilmiştir.

KAYNAKLAR

1. Boduroğlu T , “ Elektrik Makineleri Dersleri, 1”, **Beta**, İstanbul, 76-109 (1988).
2. Jeszenszky S., “History of Transformers”, **IEEE Power Engineering Review**, 16 (12): 1-4 (1996).
3. Tuncay N., Gökaşan M., Boğosyan S., “Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım”, **İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi**, İstanbul, 111-126 (2003).
4. McLyman, Wm. T., “Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors Third edition”, **Marcel Dekker Inc.**, Newyork, 13-21, 67-83 (1997).
5. J. Heathcote Martin., “The J and P transformer book a practical technology of the power transformer”, **Oxford**, Newnes, 58-66 (1998).
6. Güzelbeyoğlu, Nurdan, “Elektrik Makinaları II”, **İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi**, İstanbul, 25-93 (1968).
7. Saner Y., “Enerji Dağıtımı”, **Birsan Yayınevi**, İstanbul, 105-123 (2000).
8. Snelling, E.C., “ Soft Ferrites Properties and Applications, 2nd edition”, **Butterworth**, Boston, 189-254 (1988).
9. Billings K, “Switchmode Power Supply Handbook”, **McGraw-Hill**, New York, 280-286 (1988).
10. Bruce, C. G and Mark J. Reimold “Suppression of Powerline Noise With Isolation Transformers”, **EMC EXPO87**, 1-7, 11-19, 35-36 San Diego, (1987).
11. Johnston, R. R., “Mathcad Tames the Power Transformer Design Problem” **Engineering Science Courses & Design**, 1-4, 8-15, 19-20 (2001).
12. Mclyman, Wm.T., “Transformer and Inductor Design Handbook,” Third edition, **Marcel Dekker Inc.**, Newyork, 49-76 (2004).
13. Bean, R. L., “Transformers for the electric power industry”, **Westinghouse-McGraw-Hill**, New York, 380-383 (1959).
14. Dunlap, C. H., Siefert, W. A., Austin, F. E., “Transformers, principles and applications”, **American Technical Society**, Chicago, 145-146, 256-259 (1947).

15. Connelly, F. C., "Transformers: their principles and design for light electrical engineers", *Pitman*, London, 479-482 (1959).

EKLER

EK-1 Elektro mıknatıslanma

1.1. Sürekli Mıknatıslık

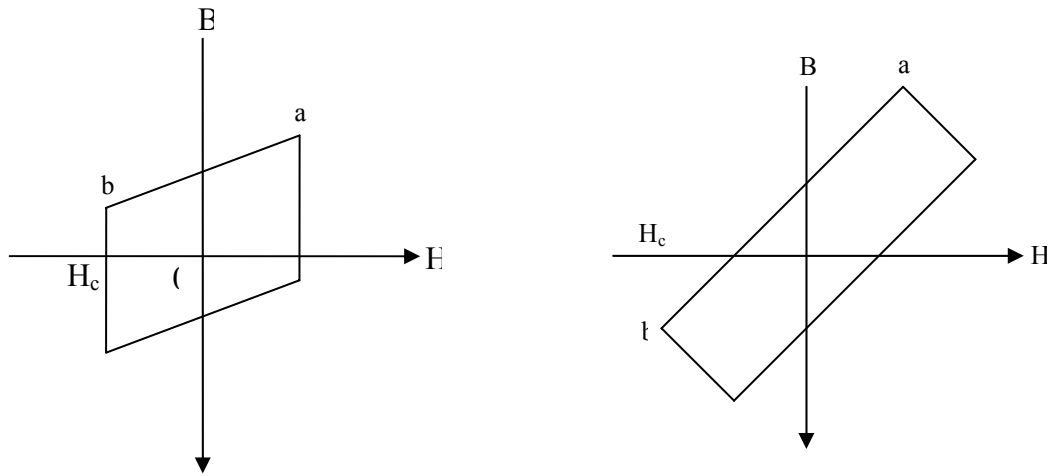
Manyetik alan oluşturulabilmek için bir bobin üzerinde akımın geçmesi gerekir. Bu tür sistemlerde motora ve elektrik kaynağına gereksinim vardır. Bobinin direnci nedeniyle geçen akımlardan dolayı kayıplar oluşacaktır. Ferromanyetik malzemeler B_r artık mıknatıslık noktasında çalıştırılacak bir anlamda sürekli bir mıknatıslık elde etmek mümkündür. Manyetik titreşimlerle ısınması ile ters yönde manyetik alan uygulayarak artık mıknatıslık giderilebilir. Bazı malzemelerin mıknatıslıkları daha kalıcıdır. Bunlar demir, nikel, kobalt alaşımlarıdır. Bu alaşımlar mekanik olarak serttirler. Diğer malzemelere ise yumuşak malzemeler adı verilir. Yumuşak malzemeler manyetik alan içine konulunca domen duvar hareketi nedeniyle mıknatıslanırlar. Manyetik alan kaldırılmasıyla yönlenmiş kristaller büyük ölçüde orijinal konumlarına gelirler. Orijinal konumuna dönmeyen domenler nedeniyle artık mıknatıslık meydana gelir. Sert manyetik malzemelerde yumuşak manyetik malzemelere nazaran artık mıknatıslık çok yüksek, koarsif kuvvet binlerce defa daha fazladır. H_a alan şiddeti uygulandığında geriye dönüş olmayan duvar domen hareketi oluşur. Bu noktadan sonra manyetik alan şiddeti arttırıldığında manyetik akı yoğunluğu artacaktır. Bunun iki nedeni vardır. Birincisi; yumuşak malzemeninkine benzer tarzda manyetik alan doğrultusuna ters yönde manyetik momentleri bulunan domenlerin varlığıdır. Diğer etki ise ortamın boşluk olması halinde $B_0 = \mu_0 H$ etkisidir. Uygulanan manyetik alan şiddeti arttıkça birinci etkinin yani domen duvar hareketinin mıknatıslığa getirdiği etki azalır. B-H eğrisinin eğimi μ_0 'nın eğimine yaklaşır. Manyetik akı yoğunluğu için;

$$B = \mu_0 (H_0 + \mu) = B_0 + B_m \quad (1.1)$$

ifadesi geçerli olur. Bir sert malzeme göz önüne alalım. Bu malzemeyi alan şiddeti H_c koarsif kuvvet şiddetine eşit bir alan içine yerleştirelim. Manyetik malzeme ideal olarak düşünülürse, bütün domenlerin manyetik momentleri uygulanan alan

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

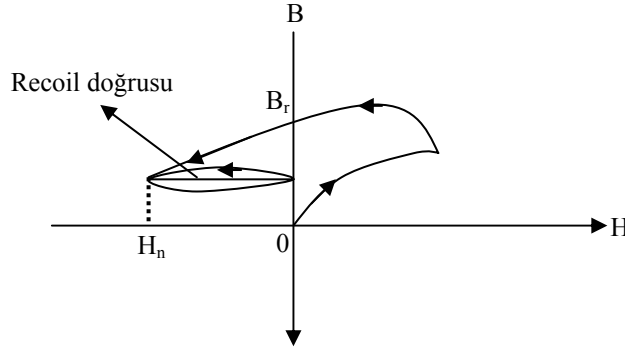
şiddetinin doğrultusuna gelecektir. Bu kez aynı sert malzeme H_c koarsif kuvvetinde fakat ters yönde bir manyetik alana yerleştirilirse; domenlerin manyetik momentleri yön değiştirir. O halde ideal bir sert malzeme için bir B_m -H eğrisi Şekil 1.1'deki gibi çizilebilir. Bu koarsif kuvvetin aldığı değere göre 2 farklı tipte B-H eğrisi elde edilebilir.



Şekil 1.1. İdeal mıknatıslık

Sürekli mıknatıslarda B-H eğrisinin en önemli kısmı ikinci bölgede kalan kısımdır. B-H eğrisinin ikinci bölgede kalan kısmına demagnetizasyon eğrisi adı verilir. Sert bir malzemedan oluşmuş bir toroidin üstüne bir bobin sarıp üzerine bir gerilim uygulayalım. Bu durumda manyetik alan şiddetini sıfırdan belli bir değere kadar yükseltip manyetik alan şiddetini azaltalım. Bu durumda manyetik alan şiddeti sıfıra geldiğinde B_r noktasına gelir. Manyetik alan şiddetini H_n değerine kadar azaltalım. Ve tekrar sıfır değerine kadar yükseltip tekrar H_n 'e kadar azaltalım.

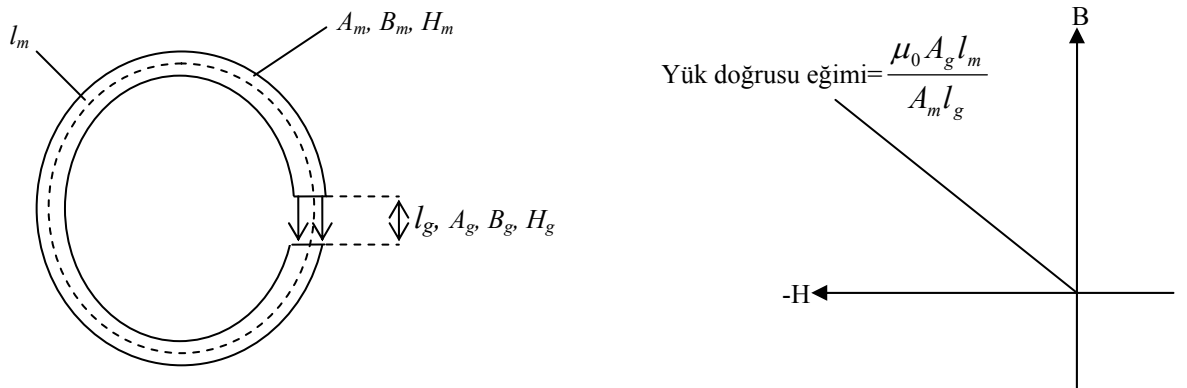
EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma



Şekil 2.2. Tepkime doğrusu

Şekil 2.2’de görüldüğü gibi küçük bir histerisiz çevrimi oluşur. Bu histerisiz çevrimi yerine genellikle tepkime doğru denilen bir doğru kullanılır. Bu doğrunun eğimi B-H eğrisinin B_r noktasındaki eğimine eşittir. Eğer alan şiddeti H_n ’den daha fazla azaltılacak olursa bu durumda yeni bir küçük histerisiz çevrimi oluşacak ve yeni bir tepkime doğrusu meydana gelecektir.

1.1.1. Sürekli Mıknatıslı Sistemler



Şekil 1.3. Sürekli mıknatıslı sistemler

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Şekil 1.3’de gösterilen hava aralığı ihtiva eden sürekli mıknatıslı manyetik sistemin analizini ele alalım. Başlangıçta akı kaçaklarının olmadığını yani sürekli mıknatısla üretilen manyetik akının yolunu hava aralığından ve manyetik malzemenin kendisi üzerinden tamamladığını varsayalım. Ancak hava aralığında akı sapmaları nedeniyle hava aralığının etkin kesiti A_g manyetik malzemenin enine kesiti A_m ’den büyük olacaktır. Şekildeki sistem için Amper yasasını yazarsak;

$$H_m l_m + H_g l_g = 0 \quad (1.2)$$

$$H_m = \frac{-H_g l_g}{l_m} \quad (1.3)$$

Akı kaçakları göz ardı edildiğinden akının sürekliliğinden bahsedebiliriz.

$$B_g A_g = B_m A_m \quad (1.4)$$

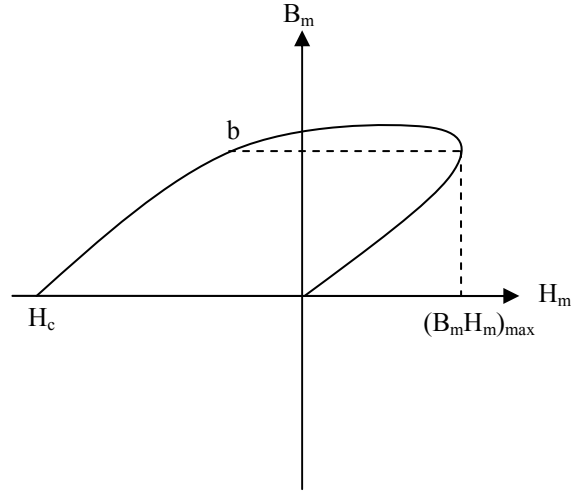
$$B_g = \mu_0 H_g \quad (1.5)$$

Bu 4 denklemden yararlanarak manyetik malzemenin hacmi şu şekilde hesaplanır.

$$V_m = |A_m l_m| = \left| \frac{B_g^2 V_g}{\mu_0 B_m H_m} \right| \quad (1.6)$$

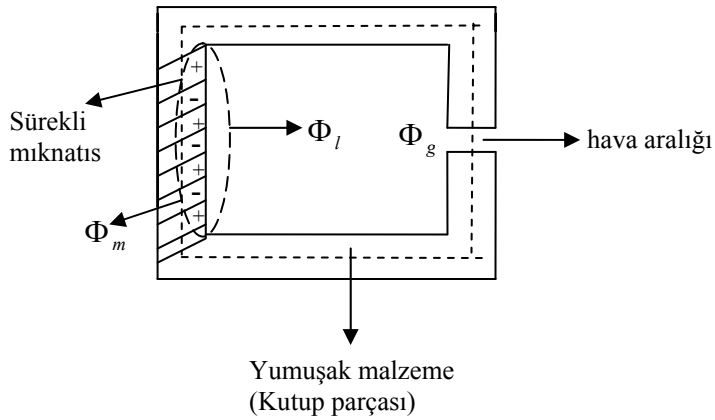
Belli hacimdeki bir hava aralığında belirli bir şiddette bir akı yoğunluğu oluşturabilmek için gerekli sürekli mıknatısın hacminin minimum olabilmesi için; $B_m H_m$ çarpımına enerji çarpımı ismi verilir. Sürekli mıknatısın dimanyetizasyon eğrisiyle $B_m H_m$ çarpımı eğrisi aşağıda gösterilmektedir.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma



Şekil 1.4. $B_m H_m$ çarpımı eğrisi

Buraya kadar yapılan hesaplarda kaçak akı göz ardı edilmiştir. Hâlbuki pratik sistemlerde belirli ölçülerde kaçak akıda söz konusu olacaktır.



Şekil 1.5. Kaçak akı

Kaçak akıyı hesaba katabilmek için kaçak akı faktörü q 'yu tanımlamamız gerekir.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

$$B_m A_m = q A_g B_g \quad (1.7)$$

$$q = \frac{\text{mıknatıs içindeki akı}}{\text{hava aralırallığ ki akı}} \quad (1.8)$$

B_m ile H_m arasındaki ilişki ,

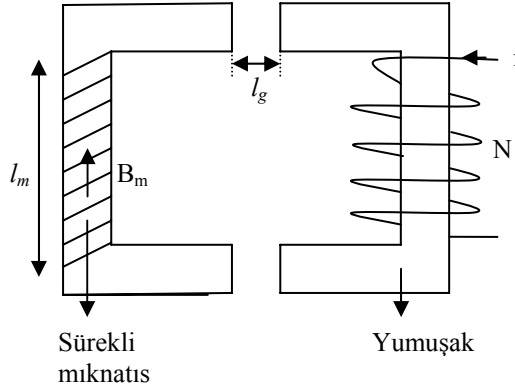
$$B_m = \frac{-q \mu_0 A_g l_m}{A_m l_g} H_m \quad (1.9)$$

Pratikteki uygulamalarda çizim mühendisi daha önceki deneyimlerinden yararlanıp q kaçak akı faktörü için belirli bir değeri tahmin eder. Kaçak akıların hesaba katılması halinde sürekli mıknatısın hacmi;

$$V_m = |A_m l_m| = \left| \frac{q B_g^2 H_g}{\mu_0 B_m H_m} \right| \quad (1.10)$$

Sürekli mıknatıslı sistemlerde değişik alaşımlar veya malzemeler kullanılır. Bunlar Al, Ni, Kobalt alaşımı olan piyasada bulunacak en kolay malzeme Alnico veya ferit kullanılmaktadır[9].

EK 1 (Devam) Elektromıknatıslanma



Şekil 1.6. Sürekli mıknatıslık

Yumuşak malzemenin ideal olması durumunda $\mu_r = \infty$ olacak ve relüktans sıfıra eşit olacaktır. R_0 , kalıcı mıknatısın relüktansı;

$$R_0 = \frac{l_m}{\mu_r \mu_0 A_m} \quad [\text{A/wb}] \quad (1.11)$$

Hava aralığının relüktansı ise;

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g}$$

dir.

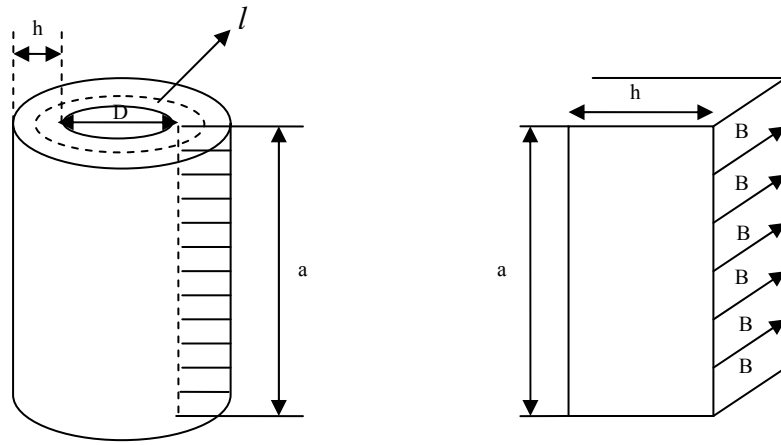
1.2. Girdap Akımları

Zamanla değişen bir alan içinde bulunan ferromanyetik malzeme üzerinde gerilimler endüklenir. Bu endüklenen gerilimler manyetik malzeme içerisinde girdap akımları ismini verdiğimiz akımların dolaşmasına neden olur. Bu akım bir direnç üzerinden

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

yola devam ettiği için bir omik kayba sebep olur. Bu kayıplar trafonun verimini düşürür. Bu kayıpları azaltmak için çeşitli önlemlere başvurulur. Bunlardan biri manyetik malzeme içerisine az bir miktarda silisyum katmak ve dolayısıyla girdap akımlarının yolunun direncini artırmaktır. İkinci yöntem manyetik malzeme sac levhalardan oluşmuş bir sac paketi şeklinde imal etmektir. Sac levhaların kalınlığını azaltarak girdap akımları kayıplarını azaltmak mümkündür. Histerisiz kayıplarını ve girdap akım kayıplarını trafo imal eden firmalar çekirdek kaybı olarak kataloglarda frekansa bağlı olarak verirler.

1.2.1. Girdap Akım Kayıplarının Hesabı



Şekil 1.7. Girdap akım kayıpları

Girdap akım kayıplarının nasıl hesaplanacağını bir halka üzerinde görelim. Halka sac levhalardan oluşmuş bir sac paketinden yapıldığını varsayalım. Sac paketindeki levha sayısı n olsun. Bu durumda sac levhalardan geçen akı;

$$\phi = B \frac{a}{n} h \quad (1.12)$$

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

olur.

Burada zamanla değişen terim manyetik akı yoğunluğudur. Endüklenen gerilimi faraday yasasından;

$$e = \frac{d\phi}{dt} = \frac{ah}{n} \frac{dB}{dt} \quad (1.13)$$

Girdap akımının direnci ise;

$$R = k\rho \frac{2h}{\frac{al}{2n}} \quad (1.14)$$

Burada k katsayısı girdap akımının sac levha yüzeyinden değil de biraz altından akmasını hesaba katmak için kullanılan bir düzeltme katsayısıdır. Bir sac levhada meydana gelen kayıp;

$$P = \frac{e^2}{R} \quad (1.15)$$

Toplam kayıp ise;

$$P = n \frac{e^2}{R} = \frac{a^2}{4k\rho n^2} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 (lah) [w] \quad (1.16)$$

lah = Toplam hacim. O halde birim hacimdeki kayıp ise;

$$\frac{\rho}{lah} = \frac{a^2}{4k\rho n^2} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 [w/m^3] \quad (1.17)$$

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Bir sac levhanın kalınlığı $d = \frac{a}{n}$ 'dir. O halde birim hacimdeki girdap akımları kayıpları sac levhanın kalınlığının karesiyle orantılı olur. Manyetik alanın sinüsoidal olarak değiştiğini varsayarsak;

$$\vec{B} = \vec{B} \sin \omega t \quad (1.18)$$

$$\frac{d\vec{B}}{dt} = \omega \hat{B} \cos \omega t \quad (1.19)$$

$$= 2\pi f \hat{B} \cos \omega t \quad (1.20)$$

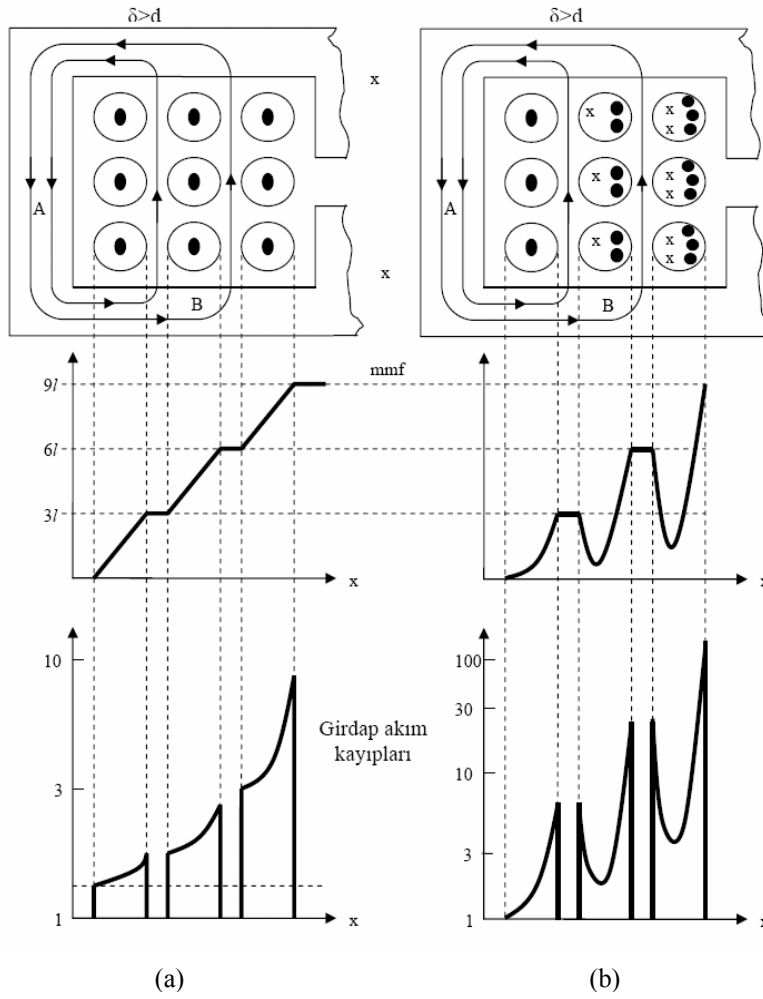
Girdap akımı kayıpları frekansın karesiyle doğru orantılıdır. Trafolar da girdap akımı kayıpları deneye dayalı bağıntılarla bulunur. Bunlardan birisi ise;

$$P_e = K_e (\hat{B} f d)^2 \quad [w / m^3] \quad (1.21)$$

Birçok endüktans ve trafo tasarımında, sargıların d.a direnci nedeni ile oluşan normal omik kayıpla karşılaştırıldığında sargılardaki girdap akım kaybının ihmal edilebileceği varsayılır. Bu anlamda yegâne önlem deri etkisi problemlerini en aza indiren Litz teli ya da ince folyo sargılar kullanmaktır. Yine de, çalışma frekansları artmaya devam ettikçe, yakınlık etkisinin ihmali ve bunun neticesi girdap akım kaybının artması değerlendirmeyi zorlaştırır. Girdap akımını hesaba katmayan yöntemlerle çalışan endüktans ve trafoların çalışma frekansı arttıkça sargı kaybı kabul edilemez bir büyüklüğe ulaşır.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

1.3. Yakınlık Etkisi



Şekil 1.8. Bir ferrit çekirdeğin sargı penceresindeki bir endüktans sargısının kesiti ve deri kalınlığının iletkenin çapıyla yaklaşık aynı olma durumu

Şekil 1.8a'daki bir ferrit çekirdeğin sargı penceresinde gösterilen I akımını taşıyan bir endüktans sargı kesitini ele alalım. Öncelikle üzerinde durulması gereken noktaları kolaylaştırmak için, deri etkisinin ihmal edilebilmesi amacıyla sargı iletken çapının ve frekansın yeterince küçük olduğu varsayılmaktadır. Şekil 1.8a'daki manyetomotor kuvveti (mmf) birkaç amper sarımı içerdiği A çevrimi boyunca, $\oint H dl = \sum i$ denklemindeki Amper kanununun uygulanmasıyla sargı penceresinde bir

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

manyetik alanın varlığını göstermektedir. Sargı penceresinin içine doğru daha uzak bir mesafedeki B çevrimi alınır, daha büyük bir mmf değeri içerilir ve manyetik alan da çok daha büyük olur. Mmf'nin yaklaşık dağılımı ve buna göre manyetik alanın genliği Şekil 1.8a'da gösterilmiştir.

Manyetik alan daha önce iletken manyetik çekirdek için tanımlananla aynı biçimde iletken sargılarda girdap akımları üretir. Şekil 1.8'de gösterildiği gibi manyetik akı sargı penceresi düzlemini çevreler ve bu akı iletken sargıların boyuna eksenine (uygulanan akım yönü) diktir. Buna göre Şekil 1.8b diyagramında gösterildiği gibi uygulanan akıma ya paralel ya da zıt paralel yönde girdap akımları akar. Girdap akımlarının oluşumu yakınlık etkisi olarak adlandırılır çünkü belirli bir iletkendeki ya da sargı tabakasındaki girdap akımları, bu iletkene yakın olan ve akım taşıyan diğer iletkenlerin manyetik alanlarınca oluşmaktadır. Bu girdap akımları güç kaybı P_{ec} 'ye yol açacak ve böylece sargıların doğru akım direncine bağlı olarak oluşan normal omik kaybı P_{dc} nedeni ile ortaya çıkan kayıplara eklenerek sargıdaki elektriksel kaybı artıracaktır. Girdap akımlarına bağlı olan güç kaybı, yerel manyetik alan yoğunluğunun karesiyle orantılıdır. Buna göre, Şekil 1.8'deki iletken sargının her birim uzunluğundaki girdap akımı sargı penceresindeki x konumu arttıkça çarpıcı bir biçimde artar. Buna bağlı olarak yerel manyetik alana katkıda bulunan iletken tabaka sayısı da artar. Konuma bağlı olarak girdap akım kaybının yaklaşık dağılımı Şekil 1.8'de gösterilmiştir. Genel olarak toplam girdap akım kaybı verilen bir sargıdaki tabaka sayısı ile önemli ölçüde artar. Bir sargıdaki toplam güç kaybı aşağıdaki biçimde verilebilir.

$$P_w = P_{dc} + P_{ec} = (I_{rms})^2 R_{dc} + (I_{rms})^2 R_{ec} = (I_{rms})^2 R_{ac} \quad (1.22)$$

Burada R_{ec} etkin girdap akım direnci, R_{da} düşük frekans ya da sargının d.a direncidir. Sargının net direnci, R_{aa} , aşağıdaki denklemlerle verilmiştir.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

$$R_{aa} = F_R R_{da} = \left(1 + \frac{R_{ec}}{R_{da}} \right) R_{da} \quad (1.23)$$

Burada F_R direnç faktörü olarak adlandırılmaktadır. Şekil 1.8a'da gösterilen iletken çapının deri kalınlığından daha az olduğu durum için, direnç faktörü 1'den daha büyük olacaktır.

Mantıklı R_{ec}/R_{da} oranını elde etmek için finer kabloların birçok teli ile Litz teli kullanılmalıdır. Bakır bölgesindeki düşük kayıplar ve yüksek yalıtım için R_{dc} artırılır. Böylece girdap akım kaybının baskın olduğu çekirdek frekanslarında en kötü çekirdek kaybı durumu yüksek V_{in} ve tam yüklü durumdur.

Sargının iletken çapı, deri kalınlığından belirgin bir biçimde daha büyükse, girdap akımları sadece iletken yüzeyinin yakınlarında akacaktır. Deri etkisinden dolayı Şekil 5.2'de gösterildiği gibi iç kısımlardan hiç akım akmayacaktır. Manyetik akı, iletkenin iç kısmında yer almayacak ve iletkenin iç kısmında çok az miktarda mmf olduğunu gösteren mmf diyagramı değişecektir. Toplam akımın iletkenin dış kısmı üzerindeki ince alana hapis olması, iletkenin yüzeyindeki akım yoğunluğunun düşük frekansta Şekil 1.8a'da gösterilen durumdakinden çok daha büyük olacağı anlamına gelmektedir. Sonuç olarak yüksek frekanslarda direnç faktörü düşük frekanslardaki yakınlık etkisi temeli üzerine tahmin edilenden çok daha büyük olacaktır. Direnç faktörü ve buna bağlı olarak toplam kayıp, doğru akım direncinin bir ya da iki katı daha büyük olabilir.

1.4. İyileştirilmiş İletken Boyutu ve Minimum Sargı Kaybı

Bir sargıdaki girdap akım kaybını en aza indirmek için, eğer yuvarlak bir iletken kullanılmışsa, sargının iletken çapının ya da bir folyo iletkenin kalınlığının, deri kalınlığından daha az ya da en fazla deri kalınlığına eşit yapılması gerekmektedir.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Burada zorluk, çalışma frekansı arttıkça deri kalınlığının azalma özelliğinden kaynaklanır. Buna bağlı olarak doğru akım kayıpları yüksek çalışma frekanslarında büyüme gösterir. Verilen herhangi bir frekansta iletkendeki toplam kaybı en aza indiren uygun değer bir iletken çapı ya da kalınlığı vardır. İyileştirilmiş boyut, yaklaşık deri kalınlığı boyutunda olacaktır ama frekansla birlikte ve sargıdaki tabaka sayısı ile bir dereceye kadar değişecektir. Burada iyileştirilmiş iletken boyutunu yaklaşık olarak bulmak için kullanılan yaygın bir yöntem kısaca tanıtılacaktır.

İletken sargı için uygun değer çap ya da kalınlık kullanıldığında, direnç faktörünün aşağıdaki gibi bir değeri vardır.

$$F_R = 1.5 \quad (1.24)$$

Bu da girdap akım kayıplarına bağlı olarak oluşan güç kaybının

$$P_{ec} = 0.5P_{da} \quad (1.25)$$

ifadesine eşit olduğu anlamına gelmektedir. Toplam sargı kaybı aşağıdaki gibi verilebilir.

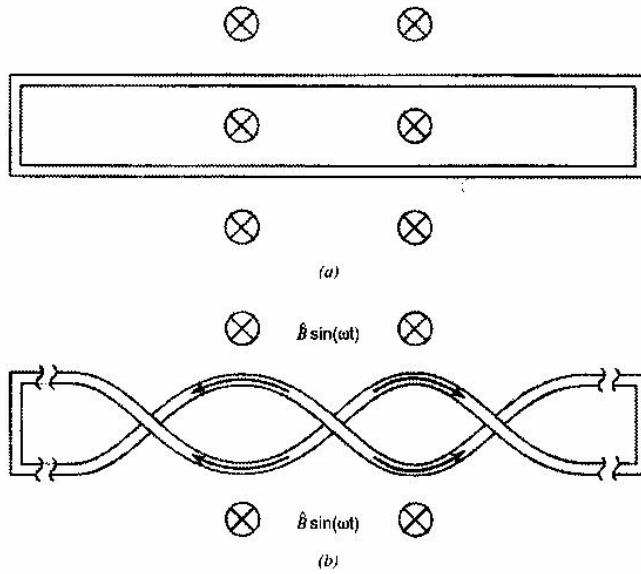
$$P_w = 1.5P_{da} \quad (1.26)$$

1.5. Endüktans Sargısındaki Kaybın Azaltılması

Frekans arttıkça girdap akım kaybını kontrol altında tutmak için endüktansların sargılarında kullanılan yuvarlak iletkenlerin çapı küçülmelidir. Bu durum büyük doğru akım dirençlerine ve buna bağlı olarak uygulanan akımlar yeterince büyük değerlerde ise izin verilemeyecek derecede büyük sargı kayıplarına yol açacaktır. Her biri telin periyodik olarak bükülmesi veya çaprazlanması Şekil 1.9'da gösterildiği

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

gibi, bir bükümde endüklenen gerilimin bir sonraki yarı bükümde endüklenen gerilime ters yönde olmasına neden olur. Bunun sonucu olarak eğer bükülü bir çiftte herhangi bir girdap akımı üretilmişse, bu akımın çok küçük olacağıdır. Her tel, demetteki diğer tellerden elektriksel olarak yalıtılmalı ve tüm teller sadece endüktansın sargı hacminin dışında yer alan çıkış uçlarında paralel olarak bağlanmıştır. Bu şekilde yapılan demetlere Litz telleri adı verilir. Bir Litz tel demetinin çapı girdap akım kayıplarında herhangi bir belirgin artış olmadan doğru akım direncinde istenilen azalmaya ulaşılması amacıyla demetteki tek bir telin çapından kat ve kat fazla yapılabilir. Bu yaklaşımın sakıncası Litz tellerinin katı tel iletkenlerden çok daha pahalı olması ve dolgu faktörü k_{Cu} 'nun yaklaşık olarak sadece 0.3 olmasıdır.



Şekil 1.9. Sargılardaki girdap akımları problemi

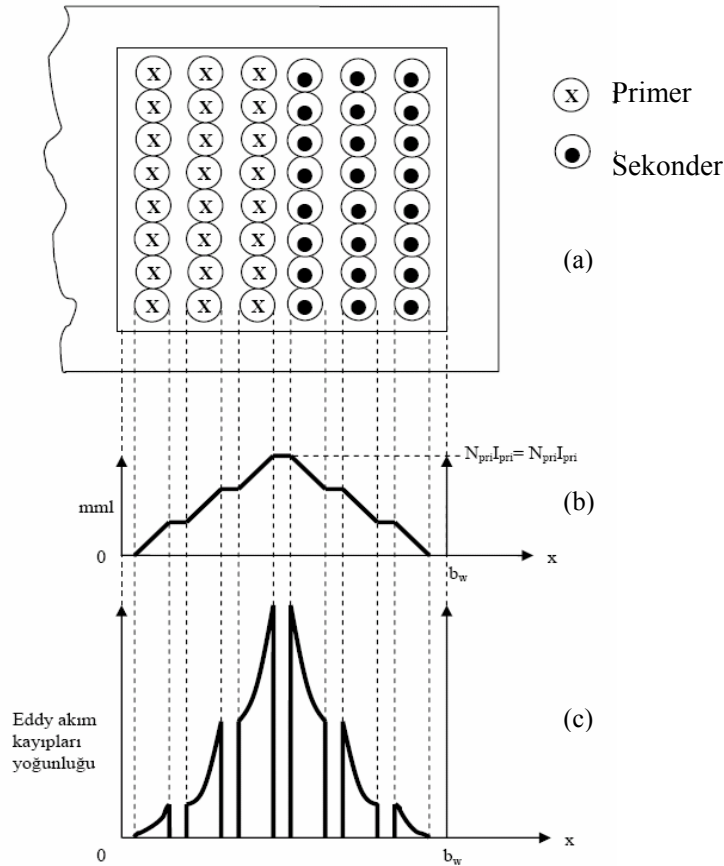
Endüktanstan akan akımlar büyük ve buna göre sarım sayısı bağıl olarak küçük ise ince geniş dikdörtgen şeklinde iletkenlerden oluşan farklı bir iletken düzenlemesi Litz teline tercih edilebilir. İletken genişliği yaklaşık bobinin sargı penceresinin yüksekliği h_w kadar olabilir. Bu şekilde adlandırılan folyo iletkenin kalınlığı h ,

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

büyüklik olarak deri kalınlığında ya da daha az olmalıdır. Daha önceden de belirtildiği gibi uygun değer vardır. Folyo iletkenler için dolgu faktörü k_{Cu} yaklaşık olarak 0.6 dır.

1.6. Girdap Akım Kaybını Azaltmak İçin Trafo Sargılarının Bölümlere Ayrılması

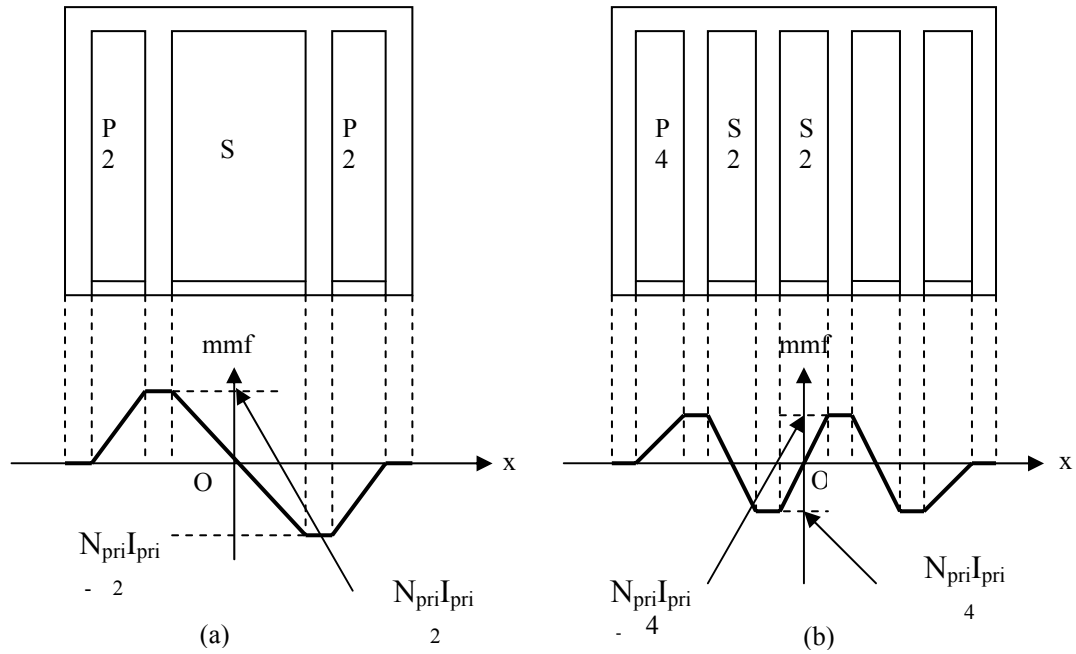
Bir trafoda ikinci bir sargının varlığı trafodaki girdap akım kaybının en aza indirgenmesine olanak sağlar. Şekil 1.10'da gösterilen trafo sargı penceresindeki mmf dağılımını ele alalım. İkinci sargıda endüklenen akım birincideki akıma ters yönde olduğundan trafonun ikinci sargısındaki mmf'nin negatif bir eğimi vardır ve bu nedenle mmf tekrar sıfıra düşer.



Şekil 1.10. Giriş ve çıkış sargı düzenlemesi.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Şekil 1.11a'da gösterildiği gibi giriş sargısını iki ayrı kısma ayırdığımızı ve çıkış sargısını giriş sargısının iki yarısı arasına bir sandviç gibi yerleştirdiğimizi düşünelim. Giriş ve çıkış sarımların toplam sayısı her bir sargının kapladığı toplam hacim gibi aynı kalır. Sonuçta oluşan mmf dağılımı da Şekil 1.11a'da gösterilmiştir. Her bir yarı girişteki amper-sarım sayısı Şekil 1.10'daki değerin $1/2$ 'si olduğundan bu sandviç yapıları sargı ile birlikte mmf'nin en yüksek değeri, basit trafo sargısı için, yaklaşık olarak Şekil 1.10'da gösterilen trafonun en yüksek değerinin $1/2$ 'si dir. Mmf'nin tepe değeri 2 kat azaldığından, sargı penceresindeki maksimum manyetik akı da 2 kat azalır. Girdap akım kaybı manyetik akının karesiyle orantılı olduğundan, Şekil 1.11a'da yer alan trafonun girdap akım kaybı, Şekil 1.10'daki trafonun girdap akım kaybının yaklaşık $1/4$ 'üdür. Bu yaklaşım Şekil 1.11b'de gösterildiği gibi hem giriş hem de çıkış sargılarının daha çok bölüme ayrılması ile genişletilebilir. Artık mmf'nin tepe değeri, Şekil 2.14'dekinin $1/4$ 'üdür ve böylece girdap akım kaybı basit trafonun girdap akım kaybının $1/6$ 'sı olmaktadır.



Şekil 1.11. Giriş ve çıkış sargılarının bölümlere ayrılması

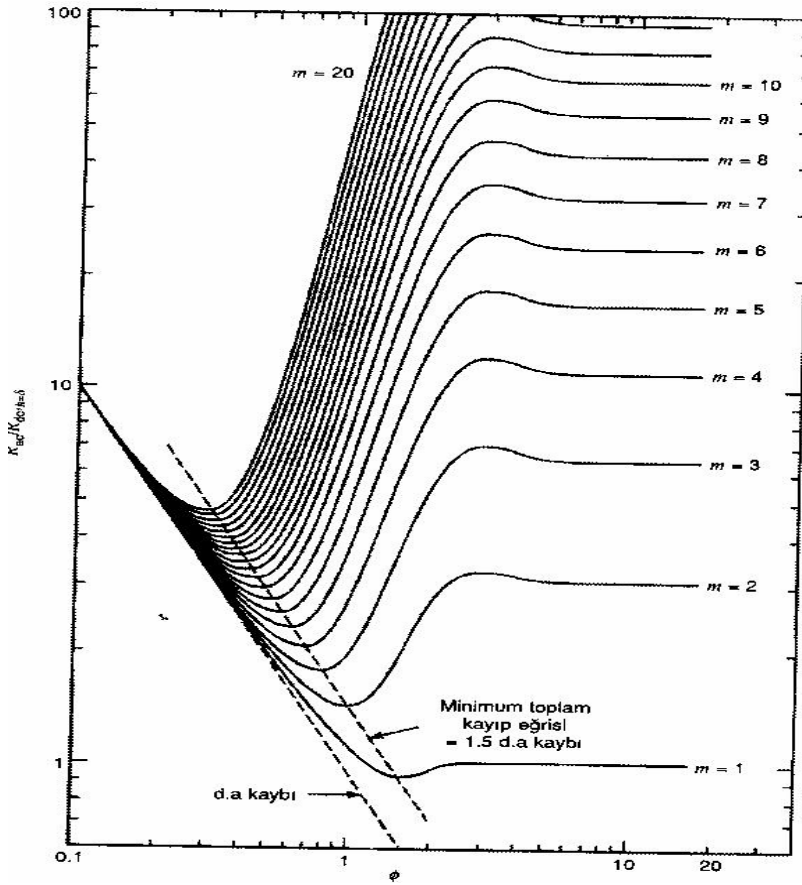
EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Prensipte sargıların daha çok parçaya bölünme işlemi her bir bölüm bir ya da iki sargı tabakası içerene kadar sürebilir. Bir trafonun bu şekilde sarılmasının oluşturacağı karmaşıklık bu yaklaşımın sakıncasıdır. Sarımlar arasındaki kapasite bölüm sayısı ile orantılı olarak artar. Giriş ve çıkış sargıları arasındaki emniyetli yalıtım değerini artırır ve buna bağlı olarak yalıtım güvenilirliği ve bakır dolgu faktörü azalır.

1.7. Katı İletken Sargıların İyileştirilmesi

Bir sargının tasarımını iyileştirmek, önerileri gerçekleştirmek ve yararlarını değerlendirmek için sayısal bir yöntem gerekir. Sargıda ya da sargının bir bölümündeki güç kaybı ile sargının geometrisi (iletkenin kesit boyutları, sarım sayısı ve tabaka sayısı) ve sargı iletkeninin deri kalınlığı arasında bağlantı kuran böyle bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem iletken kesitinin alanı üzerindeki düzgün dağılmayan manyetik alanlar, deri kalınlığı ve girdap akım ekranlanmasını içeren oldukça genel bir inceleme temeli üzerine kurulmuştur. Yöntemin amacı, toplam sargı kaybı, doğru akım ve girdap akımlarının en aza indirgenmesi için uygun iletken çapı ya da kalınlığı ile tabaka sayısının birleşimini bulmaktır. Yöntem bir parametre olarak sargı bölümündeki m tabaka sayılı normalize edilmiş ϕ değişkeninin bir fonksiyonu olarak sargıdaki normalize edilmiş güç kaybının Şekil 1.12’de gösterilen eğriler kümesi üzerine kuruludur.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma



Şekil 1.12. Normalize edilmiş güç kaybı

Tabaka sayısı m parametre olmak üzere $\phi = \sqrt{F_1 h} / \delta$ 'nin bir fonksiyonu olarak bir sargı ya da sargı bölümündeki normalize edilmiş güç kaybı. Gücün normalize edilmiş değeri $R_{da,h} = \delta (I_{rms})^2$ 'dir.

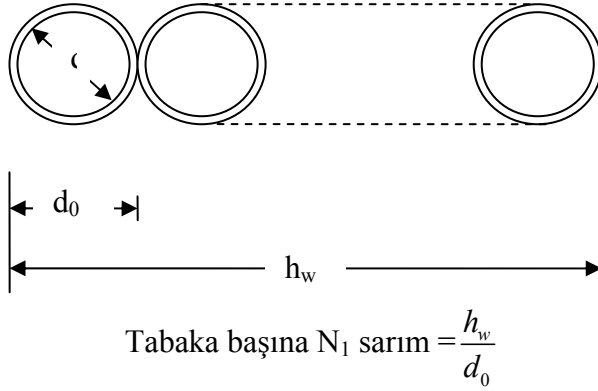
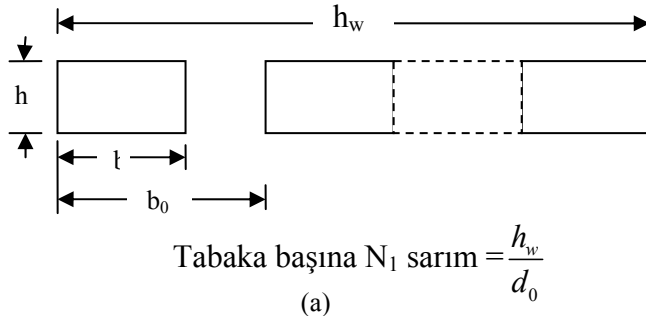
Normalize edilmiş güç kaybı,

$$\frac{P_w}{R_{da,h} = \delta (I_{rms})^2} = \frac{R_{aa}}{R_{da,h=\delta}} = \frac{F_R R_{da}}{R_{da,h=\delta}} \quad (1.27)$$

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

olarak tanımlanır. Burada $R_{da,h=\delta}$ iletkenin çapı veya kalınlığı deri kalınlığına eşit olduğunda sargının d.a direncidir. ϕ parametresi aşağıdaki gibi verilir.

$$\phi = \frac{\sqrt{F_l h}}{\delta}$$



Şekil 1.13. Sargı parametrelerinin değerlendirilmesi

Bu denklemde h etkin iletken yüksekliği, δ ise $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$ denklemine verilen deri

kalınlığı ve F_l bakır tabaka faktörüdür. Şekil 1.13a'da gösterildiği gibi dikdörtgen bir iletken için etkin iletken yüksekliği gerçek yükseklik olan h 'dir. Yuvarlak iletkenler için d iletken çapı olması durumunda etkin iletken yüksekliği $\left[\sqrt{\pi} / 4 \right] d$ 'dir. Şekil 1.12'deki m parametresi göz önüne alınan sargı bölümündeki tabaka sayısıdır. Bakır tabaka faktörü bakırın kapladığı tabaka genişliği h_w 'nin bir kesridir. Dikdörtgen

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

iletkenle yapılan sargı için, bakır tabaka formülü b/b_0 ve yuvarlak iletkenler için $F_1 = d/d_0$ 'dır. Şekil 1.13'deki b_0 ve d_0 boyutları iletken üzerindeki yalıtımı da kapsar. Folyo iletkenin tek bir sarımından oluşan tek bir tabaka için, tabaka faktörü bire eşit olacaktır.

m tabakalı bir sargı ya da sargı parçasının bölümün bir tarafında sıfırdan başlayarak diğer tarafında bir maksimuma kadar doğrusal olarak değişen düşük frekanslı bir mmf dağılımı vardır. M_{pri} 'nin girişteki toplam tabaka sayısı olmak üzere Şekil 1.11a'daki giriş bölümlerinin her birinde $M_{pri}/2$ tabaka vardır. Çıkış da her birinin $M_{sek}/2$ tabakası olan iki bölümü olduğu göz önüne alınmalıdır. Şekil 1.11'de gösterilen sargı düzenlemesi için orta giriş bölümün her birinin de $M_{pri}/4$ tabakası olan iki ayrı parça olduğu düşünüldüğünde iki dış giriş bölümün de $M_{pri}/4$ tabakası vardır. İki çıkış bölümünün de her biri $M_{sek}/4$ tabakalı iki bölüme daha ayrıldığı göz önüne alınmalıdır. Giriş ve çıkış sargıların diğer bölümlerinin tabaka sayıları da eşit olacaktır.

Belirlenmiş eğride minimuma karşı düşen grafikteki ϕ değeri, iletkenin çapı ya da kalınlığının iyileştirilmiş değerini verir. İletkenin kalınlık veya çapı uygun değere getirildiğinde, direnç faktörü F_R 'nin de 1.5 olan uygun değerine ulaşır. Şekil 1.12'deki mevcut eğriler kümesi birkaç farklı sargı tasarımının hızlı bir şekilde değerlendirilmesini sağlar.

1.8. Trafo Kaçak Endüktansı

Güç elektroniğinde kullanılan trafolar, bu devrelerin çalışmasına verebilecekleri zarardan dolayı kaçak endüktansı minimum olacak biçimde tasarlanmalıdır. Kaçak endüktans, güç anahtarları kesime giderken aşırı gerilimler oluşturabileceği için

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

söndürücü devrelerin kullanılmasını gerektirir. Bazı devre yapıları çalıştırılabilmesi sırasında, kayıp veya kaçak endüktanslardan fazlasıyla etkilenir.

Kaçak endüktans, giriş veya çıkış sargılarını veya akıyı üreten sargının tüm sarımlarını halkalamayan manyetik akıdan kaynaklanır. Kaçak akıya ilişkin bir örnek Şekil 1.11’de verilmektedir. Şekil 1.8’deki endüktansın sargı penceresinde gösterilen manyetik akı, kaçak akıya ilişkin bir diğer örnektir. Benzer şekilde, Şekil 1.10’da gösterilen basit trafonun sargı pencere akısı, yine kaçak endüktans oluşturan bir kaçak akıdır.

$L_{kaçak}$ kaçak endüktansı,

$$\frac{1}{2} L_{kaçak} (I_{pri})^2 = \frac{1}{2} \int_{V_w} \mu_0 H^2 dV \quad (1.28)$$

şeklinde tanımlanır. Hacim integrali, V_w sargı hacmi üzerinden alınmaktadır. Şekil 1.10’da gösterilen basit trafı göz önüne alalım. Sargı penceresindeki mmf Şekil 1.10b’de gösterilmekte olup, buradan hareketle penceredeki manyetik alan yaklaşık aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} H_{kaçak} &= \frac{2N_{pri}I_{pri}x}{h_w b_w} & 0 < x < \frac{b_w}{2} \\ &= \frac{2N_{sek}I_{sek}}{h_w} \left(1 - \frac{x}{b_w}\right) & \frac{b_w}{2} < x < b_w \end{aligned} \quad (1.29)$$

Yukarıdaki denklemde, $N_{pri}I_{pri} = N_{sek}I_{sek}$ ’dir. Ayrıca integralin birim hacmi $dV = I_w h_w dx$ olup, burada I_w sargı penceresinde x konumunda bulunan sarım uzunluğudur. I_w uzunluğu x konumuyla artar. Ancak, kolaylık amacıyla bu uzunluğun sabit olup sargı hacmindeki ortalama sarım uzunluğuna eşit olduğu varsayılacaktır. Şekil 1.10’daki trafoda kullanılan çift E çekirdeği için $I_w \approx 9a$ ’dır. Bu

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

yaklaşım ile $x < b_w/2$ için sarım uzunluğu fazla tahmin edilir, fakat $x > b_w/2$ için sarım uzunluğunun olduğundan kısa olmasıyla denge sağlanır. $H_{kaçak}$ ve birim hacim ifadeleri 1.29 denkleminde yerinde konarak,

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L_{kaçak} (I_{pri})^2 &= \frac{1}{2} 2 \int_0^{b_w/2} \mu_0 \left(\frac{2N_{pri} I_{pri} x}{h_w b_w} \right)^2 l_w h_w dx \\ &= \frac{\mu_0 (N_{pri})^2 l_w b_w (I_{pri})^2}{6 h_w} \end{aligned} \quad (1.30)$$

bulunur. Denkleminin her iki yanı $\frac{1}{2} (I_{pri})^2$ ile bölünerek 6.9 denkleminde verilen $L_{kaçak}$ ifadesi elde edilir. Girdap akım kayıplarını azaltmak üzere sargılar Şekil 1.11'de gösterildiği gibi bölündüğünde veya kısımlara ayrıldığında, daha küçük tepe değerli manyetik alanlardan kaynaklanan depolanmış manyetostatik enerjideki azalmadan dolayı kaçak endüktansta da bir azalma olacaktır. Şekil 1.11a'da gösterilen sargı düzenindeki kaçak endüktans, Şekil 1.10'daki basit sargı düzenine göre dörtte bir değerinde iken Şekil 1.11b'deki azalma 16'nın bir katıdır. Bölünmüş bir sargı düzenlemesine ilişkin genel kaçak ifadesi,

$$L_{kaçak} \approx \frac{\mu_0 (N_{pri})^2 l_w b_w}{3 p^2 h_w} \quad (1.31)$$

şeklindedir. Bu denklemde p, sargı bölümleri arasındaki ara yüz sayısıdır. Aynı tabakadaki bitişik iletkenler arasındaki yalıtkanları göz önüne alan daha ayrıntılı bir ifade ise,

$$L_{kaçak} \approx \frac{\mu_0 (N_{pri})^2 l_w}{p^2 h_w} \left(\frac{b_{Cu}}{3} + b_i \right) \quad (1.32)$$

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

biçiminde olup burada b_i , sargılar arası yalıtkan kalınlığı b_{Cu} ise sargı penceresindeki bakırın toplam genişliğidir. Şekil 1.11a'daki sargı düzeni için $p=2$, Şekil 1.11b'deki için ise $p=4$ 'tür.

1.9. Çekirdek Seçimi

Çekirdek seçimi ısıyı da etkiler ve bunların sıcaklığı en iyi şekilde dağıtması istenir. E çekirdek şekilleri de sıcaklığı çok iyi dağıtır. Toroidler, PQ şekline benzer olan güç şekilleriyle yeterli miktarda dağıtır. Pot çekirdek veya RM çekirdekleri gibi daha eski telekomünikasyon şekilleri ısı dağıtım işini daha zayıf yaparlar. Fakat kablolama avantajı sunarlar. Düzlemsel çekirdeklerdeki gibi daha yeni şekiller, daha geniş düz alanda azalan ısının bağlanması için geniş, düz bir alan sunar.

1.9.1. Pot Çekirdekler

F,P,K ve R maddeleri düşük çekirdek kayıpları ve yüksek yoğunluk değişimleri sunan yüksek güç ve ısı işlemleri için uygundur. P malzemesi çekirdek kayıplarını 70°C 'ye kadar, R malzemesi ise 100°C 'ye kadar azaltır. K malzemesi 700kHz civarı frekanslar için önerilir. I ve W malzemeleri broadband trafoları için yüksek empedans sunarlar ve düşük hızlı güçlü trafoları için de uygundur.

Ferrit geometrileri değişik ölçülerde ve şekillerde geniş bir seçim olanağı sağlar. Güç uygulamaları için bir çekirdek seçildiğinde Çizelge 1.1'de düzenlenmiş olan parametrelere bakılır[11].

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Çizelge 1.1. Ferrit güç malzemeleri özeti

		F	P	R	K	J	W ⁺
μ_i (20 gauss)	25°C	3000	2500	2300	1500	5000	10,000
μ_p (2000 gauss)	100 °C	4600	6500	6500	3500	5500	12,000
Doyma Akı yoğunluğu	25°C	4900	5000	5000	4600	4300	4300
B_m Gauss	100 °C	3700	3900	3700	3900	2500	2500
Çekirdek Kaybı	25°C	100	125	140			
(mw/cm ³)	60°C	180	80*	100			
(Tipik)	100 °C	225	125	70			
@100kHz, 1000 Gauss							

*@80 °C

+@10kHz

Pot çekirdekler, toplandığı zaman neredeyse bobin kuşatılır. Bu, dışarıdaki kaynaklardan EMI'nin toplanması ve sargıların korunmasına yardım eder.

1.9.2. Çift Tabakalı ve RM Çekirdekler



Şekil 1.14. Ferrit çekirdek- RM

Üç boyutlu kenar döşemeli post çekirdekler, pot çekirdeklere benzer. Fakat her iki kenarından geçen kesik bölüme sahiptir. Geniş açılım, geniş ebattaki kabloların yerleştirilmesine izin verir ve topluluktan kaynaklanan ısının kaldırılmasına yardımcı olur. RM çekirdekleri pot çekirdeklerine benzer. Fakat kart yüzeyini minimize etmek için tasarlanmıştır ve bağlı olduğu bölgede en az %40 koruma sağlar.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Baskı devreler veya sade bobinler için uygundur. Basit bir kısaç parçası basit bir çevrime izin verir. Düşük profil mümkündür. Üç boyutlu merkez direği düşük çekirdek kayıpları üretir ve oluşan ısıyı minimize eder[10,11].

1.9.3. E Çekirdekler



Şekil 1.15. Ferrit çekirdek- EE

E çekirdekler pot çekirdeklerden daha ucuzdur ve montaj kolaylığı vardır. Havalı basit bobinlerin avantajlarına sahiptir. Bu çekirdeklerde kullanılan bobinler için havalı ekip uygundur. E şeklindeki ayrılan alan, standart ayrılmış alanların uygun damgalanmış şekilleri için öncelikle tasarlanmış bobinler ticari olarak ta uygundur. Metrik ve DIN ölçüleri de uygundur. E çekirdekler farklı kalınlıklar için sıkıştırılabilir. Seçilmiş çapraz bölümlenmeli alanları destekler. Bu farklı çapraz bölümlenmeli alanlar için olan bobinler ticarete çok sık tercih edilirler. E çekirdekler farklı yönlerde bağlanabilir. Eğer istenirse düşük bir profili de destekler. Baskı devre bobinleri düşük profil bağlantıları için uygundur. E çekirdekler düşük fiyatları, montaj kolaylığı ve donanım kolaylığı yüzünden popüler şekillerdir.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

1.9.4. EC, ETD ve EER Çekirdekler



Şekil 1.16. Ferrit çekirdek- RM

Ferit çekirdek-ETD

Ferrit çekirdek-EER

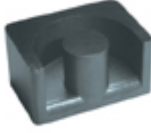
Bunlar çapraz E çekirdekleri ve pot çekirdekleri arasındaki şekillerdir. E çekirdeklerine benzer şekilde her kenarda geniş bir açılım sağlarlar. Düşük çıkışlı voltaj anahtarlama güç kaynakları için ihtiyaç duyulan geniş ölçülü kablolarla yeterli alan verir. Bu da hava akışının yeterli çevrimde korunmasına izin verir. Merkez direkleri pot çekirdeklerdeki gibi yuvarlaktır. Yuvarlak merkez direklerinin avantajlarından biri eşit alanlı kare merkezli direklerin etrafındaki kablolardan daha kısa sürede (%11) yolunu tamamlamasıdır. Bu durum (%11) gibi bir oranda hava kayıplarını azaltır ve yüksek çıkış güç değerleri için çekirdekleri etkilendirir. Yuvarlak merkezli direkler kare merkezli direklerde hava akışı ile oluşan keskin kıvrımları da yok eder.

1.9.5. PQ Çekirdekler

PQ çekirdekleri özellikle anahtarlama güç kaynakları için tasarlanmıştır. Bu tasarım yerde ve havada sesin iyileştirilmiş oranını sağlar. Bunun sonucunda her iki maksimum endüktans ve havadaki alan minimum çekirdek ölçüleriyle sağlanabilir. Böylece çekirdekler için minimum trafo ağırlığı ve sesleriyle maksimum güç çıkışı sağlarlar. Bu yüzden baskı devrelerde çok az miktarda bir alanı kaplar. Baskı devre bobinleri ve birkaç kısaç topluluğu ile basitleştirilebilir. Bu etkin tasarım daha fazla düzenli çapraz seçimli alan sağlar. Böylece çekirdekler diğer tasarımlara göre daha az sıcak noktalarla işleme tabi tutulur.

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

1.9.6. EP Çekirdekler



Şekil 1.17. Ferrit çekirdek- EP

EP çekirdekleri baskı devre uçları hariç tutularak tamamen sargı kapsamlı etrafı merkez direkli kübik şekillerdir. Manyetik yoldaki eş yüzeylerde hava boşluklarının etkili bir şekilde minimizasyonunu sağlar ve toplam kullanılabilir alanda daha geniş ses oranı sağlarlar. Koruması mükemmeldir.

1.9.7. Toroidler

Toroidler üretim açısından ekonomiktir. Bu yüzden karşılaştırılabilir bütün çekirdek tiplerinin en ucuzudur. Bobin gerekli olmadığı için montaj ve donanım fiyatları sıfırdır. Toroidler, elle ya da sargı makinesinde sarılır. Koruması göreceli olarak iyi denebilir.



Şekil 1.18. Ferrite çekirdek- T [10]

EK 1 (Devam) Elektro mıknatıslanma

Çizelge 1.2. Ferrit çekirdek geometrisi karşılaştırması

	Pot Çekirdek	Çift Tabakalı RM Çekirdek	E Çekirdek	EC,ETD, EER Çekirdek	PQ Çekirdek	EP Çekirdek	Toroid
Çekirdek Maliyeti	yüksek	yüksek	düşük	orta	yüksek	orta	çok düşük
Bobin Maliyeti	düşük	düşük	düşük	orta	yüksek	yüksek	yok
Sargı Maliyeti	düşük	düşük	düşük	düşük	düşük	düşük	yüksek
Sarım Esnekliği	iyi	iyi	mükemmel	mükemmel	iyi	iyi	uygun
Montaj	basit	basit	basit	orta	basit	basit	yok
Kurum Esnekliği	iyi	iyi	iyi	uygun	uygun	iyi	zayıf
Isı Dağıtımı	zayıf	iyi	mükemmel	iyi	iyi	zayıf	iyi
Shielding	mükemmel	iyi	zayıf	zayıf	uygun	mükemmel	iyi

EK-2 Ferrit çekirdekli trafoların uygulandığı bel başlı devre tipleri

Farklı devrelerdeki bazı genel yorumlar şöyledir.

İtme-Çekme devreleri etkilidir, çünkü trafo çekirdeklerinin çift yönlü kullanılmasını sağlar. Aynı zamanda düşük dalgalı çıkış sağlar. Bununla beraber devreler çok karışıktır. Eğer güç transistörleri tek anahtarlamalı karakteristiğe sahipse trafo çekirdek doyumları transistörlerin hatalı çalışmasına neden olur. Geri beslemeli devreler ucuzdur. Sadece bir trafo kullanılır. Trafolar ister on ister off olsun trafodaki düzenli akım akışı yüzünden dalgalanma düşüktür.

Kesimde çalışan devreler basit ve ucuzdur. Bu yüzden, EMI problemleri azdır. Ancak trafolar daha geniştir ve dalgalanma yüksektir.

Çizelge 2.1. Devre tipleri özeti

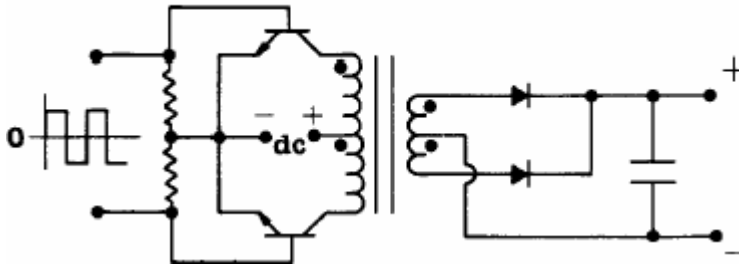
Devre	Avantajları	Dezavantajları
İtme-Çekme	Yüksek güç için ort.değer Etkin çekirdek kullanımı Dalga ve düşük gürültü	Daha çok bileşen
İleri Besleme	Orta güç Düşük maliyet Dalga ve düşük gürültü	Çekirdek etkin olmadan kullanılır
Kesimde çalışan	En düşük maliyet Az bileşen	Yüksek dalga ve gürültü Zayıf regülasyon Çıkış gücü sınırı (<100 watts)

2.1. İtme-Çekme Devreleri

Tipik bir İtme-Çekme devresi Şekil 2.1’de görüldüğü gibidir. Giriş sinyali bir IC networkun çıkışıdır veya alternatif olarak kapalı ve açık olarak transistörleri

EK-2 (Devam) Ferrit çekirdekli trafoların uygulandığı bel başlı devre tipleri

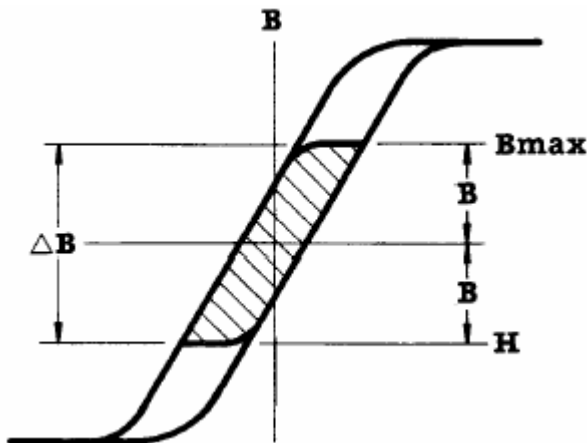
anahtarlayan saat darbelidir. Transistör çıkışındaki yüksek frekanslı kare dalgalar sonradan düzeltilir ve dc üretir.



Şekil 2.1. Tipik itme-çekme SMPS devresi

Ferrit trafoları için 20kHz'de ortak uygulama B'ye bağlı akış diyagramında akış düzeyi max 2kG olacak şekilde aşağıdaki denkleme uygulanır. Şekil 2.2'deki taralı bölge histerisiz bölgesini göstermektedir.

$$W_a A_c = \frac{E A_w \times 10^8}{4 B f K} \quad (2.1)$$

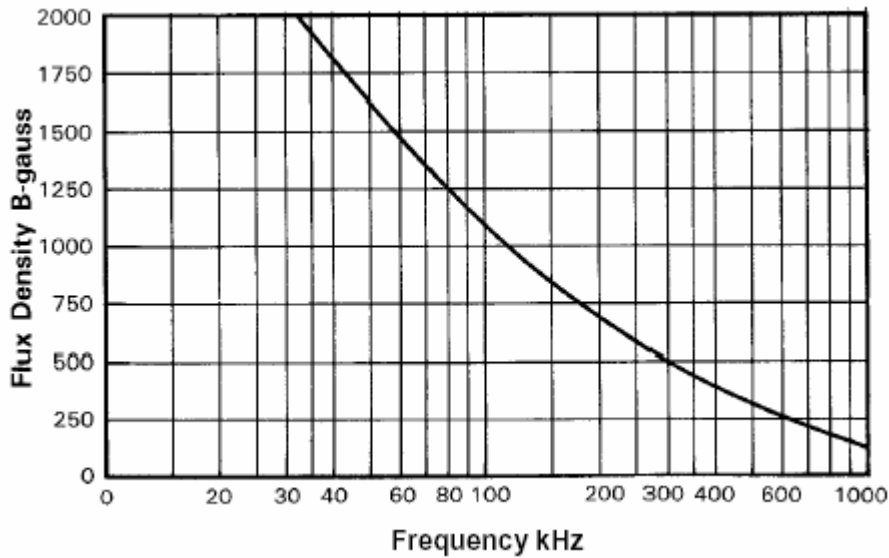


Şekil 2.2. İtme-çekme devrelerinde manyetik çekirdekler için histerisiz eğrisi

Bu frekanstaki çekirdek kayıplarında çekirdek seçimindeki sınırlandırma faktörü yüzünden B seviyesi tercih edilir. 20kHz'de eğer trafo akış diyagramı için

EK-2 (Devam) Ferrit çekirdekli trafoların uygulandığı bel başlı devre tipleri

tasarlanmışsa satürasyonu kapatır, çekirdek aşırı sıcaklık artışı oluşturabilir. Bu yüzden 20kG'den daha düşük akış diyagramı işlemleri genellikle çekirdek kayıplarını sınırlandıracaktır. Böylece çekirdekteki düşük sıcaklık artışlarına izin verir. 20kHz'in üstünde çekirdek kayıpları artar. Yüksek frekanslarda SMPS'yi çalıştırabilmek için ± 2 kg'dan daha düşük bir çekirdek akış seviyesinde işlenmesi gerekir. 25°C'deki max ısı artışlarıyla çeşitli frekanslarda 100mW/cm³ çekirdek kayıplarını korumak için Şekil 2.3'de manyetik P ferrit malzemesinin gerekliliği için azaltılmış akış seviyesi gösterilmektedir.

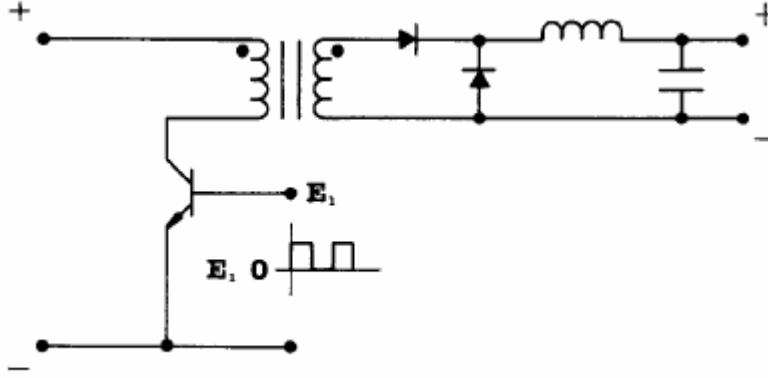


Şekil 2.3. Manyetik P ferrit malzemesi için azaltılmış akış seviyesi

2.2. İleri Besleme Devresi

İleri Besleme devresi Şekil 2.4'de gösterilmektedir. Trafo histerisiz döngüsünün ilk çeyreğinde çalıştırılır. Yarı iletken aygıtlar için tek kutuplu darbe uygulamaları trafo çekirdeklerinin doyuma doğru B_R değerinden sürülmesine neden olur. Darbeler sıfıra düştüğü zaman çekirdek B_R değerine geri döner.

EK-2 (Devam) Ferrit çekirdekli trafoların uygulandığı bel başlı devre tipleri

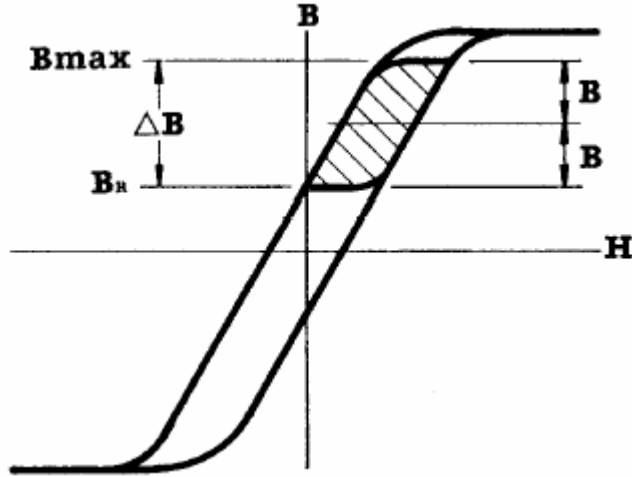


Şekil 2.4. Tipik ileri besleme SMPS devresi

Yüksek etkinlik için birincil endüktans, manyetik kayıpları ve düşük kablo kayıplarını azaltmak için korunur. Bunun anlamı çekirdek sıfır değerine sahiptir veya en küçük hava aralığıdır.

Bu devrede ferrit kullanılması için ΔB tipik olarak 2400 gauss veya $B = \pm 1200$ gauss Eş. 2.1’de gösterildiği gibidir. İtme-Çekme devrelerindeki çekirdekteki tepe akış yoğunluğu küçük çekirdek kayıplarını korumak için $B = \pm 2000$ gausstan vazgeçmemek tavsiye edilir. Histerisiz eğrisindeki kısıtlıktan dolayı geri besleme devrelerindeki çekirdek ± 1200 gauss tepe değerinde B değerinden vazgeçilmemelidir.

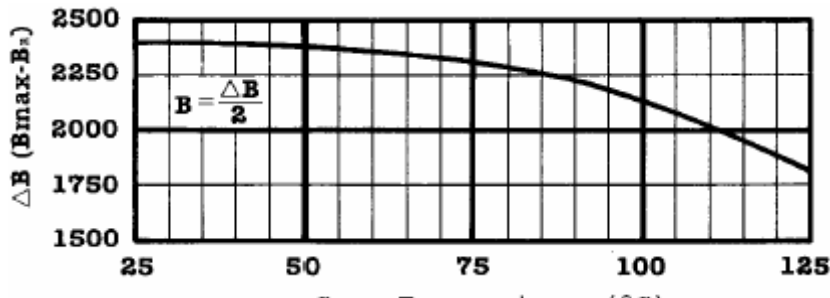
EK-2 (Devam) Ferrit çekirdekli trafoların uygulandığı bel başlı devre tipleri



Şekil 2.5. İleri besleme devrelerinde manyetik çekirdekler için histerisiz eğrisi

Geri besleme devrelerindeki çekirdek seçimi ± 1200 gauss ile sınırlandırılmış Eş. 2.1'deki B hariç İtme-Çekme devrelerine benzerdir. Eğer Şekil 3.3'deki kartlar kullanılırsa W_{Ac} uygun grafikten seçilir ve $2000/1200=1,67$ oranına göre artırılır.

Eğer trafonun işlem ısısı 75°C 'nin üzerinde olursa B'nin değeri daha çok azaltılır. Şekil 2.6, ΔB 'nin sıcaklıkla değişimini gösterir. Bu yüzden 2400 gausstaki tavsiye edilen ΔB değeri azaltılmak zorundadır. Bu azaltma miktarı cihazın sonuçta tasarlanan ısı yükselişine bağlıdır.



Şekil 2.6. ΔB 'nin sıcaklıkla değişimi

EK-2 (Devam) Ferrit çekirdekli trafoların uygulandığı bel başlı devre tipleri

ΔB 'nin dışındaki değer gerçekte 20kHz'in üzerindeki geniş frekans aralığında değişmez. Ancak bazı frekanslarda Şekil 2.3'de görüldüğü gibi B'nin ayarlanan değeri B'nin Şekil 2.5'deki ısı yükselişi tarafından belirlenen değerinden daha az olacaktır. Bu frekansın üzerinde B, Şekil 2.3'de yer alan değerde bir çekirdek seçmek zorundadır.

EK-3 Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

3.2. LM7824 Voltaj Düzenleyicisi

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

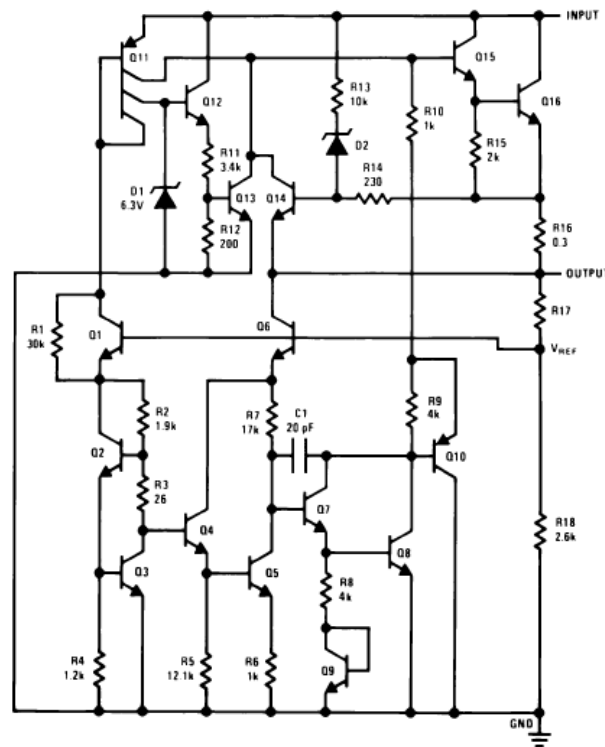
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

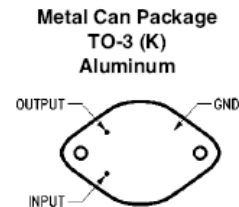
Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Schematic and Connection Diagrams

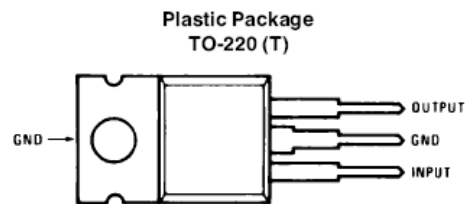


TL/H/7746-1



TL/H/7746-2

Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A



TL/H/7746-3

Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V$ and $15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to $+70^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature

(K Package)	150°C
(T Package)	150°C

Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units	
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V _O	Output Voltage	T _J = 25°C, 5 mA ≤ I _O ≤ 1 A	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		P _D ≤ 15W, 5 mA ≤ I _O ≤ 1 A	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}	(7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20)			(14.5 ≤ V _{IN} ≤ 27)			(17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)			V	
ΔV _O	Line Regulation	I _O = 500 mA	T _J = 25°C		3	50		4	120		4	150	mV
			ΔV _{IN}	(7 ≤ V _{IN} ≤ 25)			(14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)			(17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)			V
			0°C ≤ T _J ≤ +125°C			50			120			150	mV
		ΔV _{IN}	(8 ≤ V _{IN} ≤ 20)			(15 ≤ V _{IN} ≤ 27)			(18.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)			V	
		I _O ≤ 1 A	T _J = 25°C			50			120			150	mV
			ΔV _{IN}	(7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20)			(14.6 ≤ V _{IN} ≤ 27)			(17.7 ≤ V _{IN} ≤ 30)			V
0°C ≤ T _J ≤ +125°C				25			60			75	mV		
ΔV _{IN}	(8 ≤ V _{IN} ≤ 12)			(16 ≤ V _{IN} ≤ 22)			(20 ≤ V _{IN} ≤ 26)			V			
ΔV _O	Load Regulation	T _J = 25°C	5 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		10	50		12	120		12	150	mV
			250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA			25			60			75	mV
		5 mA ≤ I _O ≤ 1 A, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C			50			120			150	mV	
I _Q	Quiescent Current	I _O ≤ 1 A	T _J = 25°C			8			8			8	mA
			0°C ≤ T _J ≤ +125°C			8.5			8.5			8.5	mA
ΔI _Q	Quiescent Current Change	5 mA ≤ I _O ≤ 1 A				0.5			0.5			0.5	mA
		T _J = 25°C, I _O ≤ 1 A				1.0			1.0			1.0	mA
		V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}				(7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20)			(14.8 ≤ V _{IN} ≤ 27)			(17.9 ≤ V _{IN} ≤ 30)	V
		I _O ≤ 500 mA, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C				1.0			1.0			1.0	mA
ΔV _{IN}	ΔV _{OUT}	V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}				(7 ≤ V _{IN} ≤ 25)			(14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)			(17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)	V
V _N	Output Noise Voltage	T _A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz				40			75			90	μV
ΔV _{IN}	Ripple Rejection	f = 120 Hz { I _O ≤ 1 A, T _J = 25°C or I _O ≤ 500 mA 0°C ≤ T _J ≤ +125°C		62	80		55	72		54	70		dB
				62			55		54			dB	
				(8 ≤ V _{IN} ≤ 18)				(15 ≤ V _{IN} ≤ 25)			(18.5 ≤ V _{IN} ≤ 28.5)		
R _O	Dropout Voltage	T _J = 25°C, I _{OUT} = 1 A				2.0			2.0			2.0	V
	Output Resistance	f = 1 kHz				8			18			19	mΩ
	Short-Circuit Current	T _J = 25°C				2.1			1.5			1.2	A
	Peak Output Current	T _J = 25°C				2.4			2.4			2.4	A
	Average TC of V _{OUT}	0°C ≤ T _J ≤ +125°C, I _O = 5 mA				0.6			1.5			1.8	mV/°C
V _{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	T _J = 25°C, I _O ≤ 1 A				7.5			14.6			17.7	V

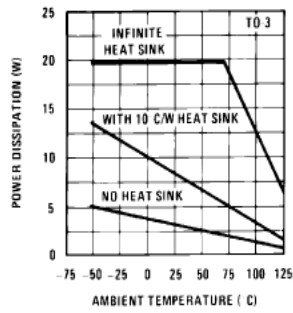
Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of $0.22\text{ }\mu\text{F}$, and a capacitor across the output of $0.1\text{ }\mu\text{F}$. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10\text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

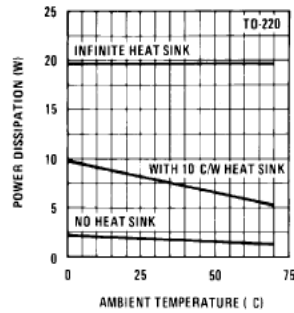
EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Typical Performance Characteristics

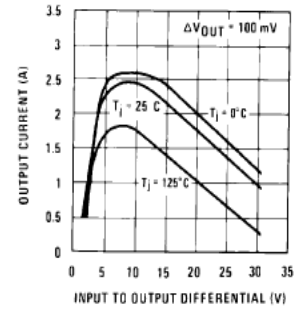
Maximum Average Power Dissipation



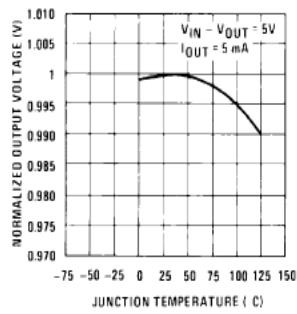
Maximum Average Power Dissipation



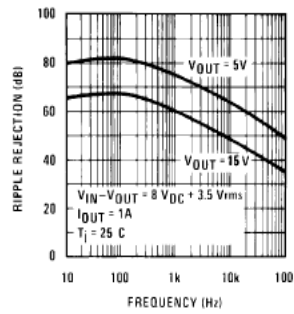
Peak Output Current



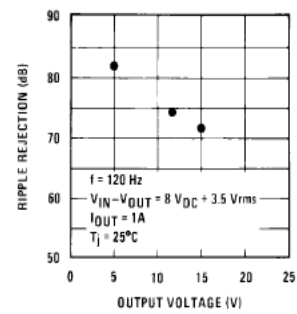
Output Voltage (Normalized to 1V at $T_J = 25^\circ\text{C}$)



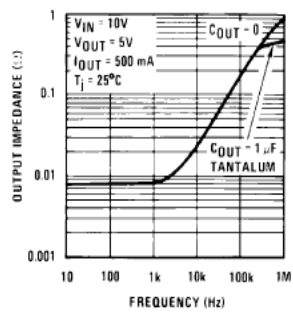
Ripple Rejection



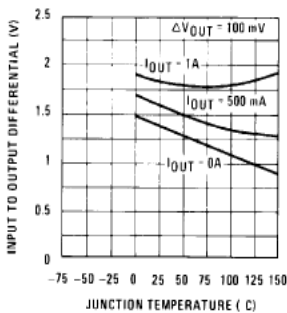
Ripple Rejection



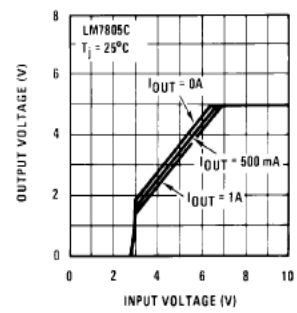
Output Impedance



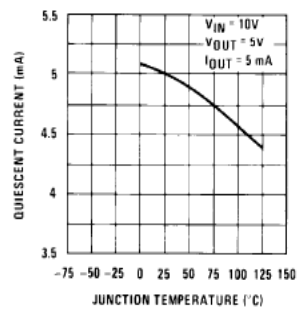
Dropout Voltage



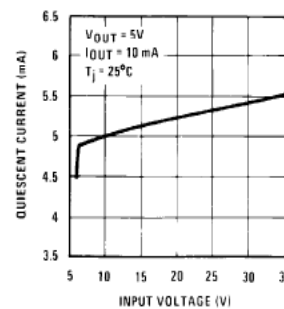
Dropout Characteristics



Quiescent Current

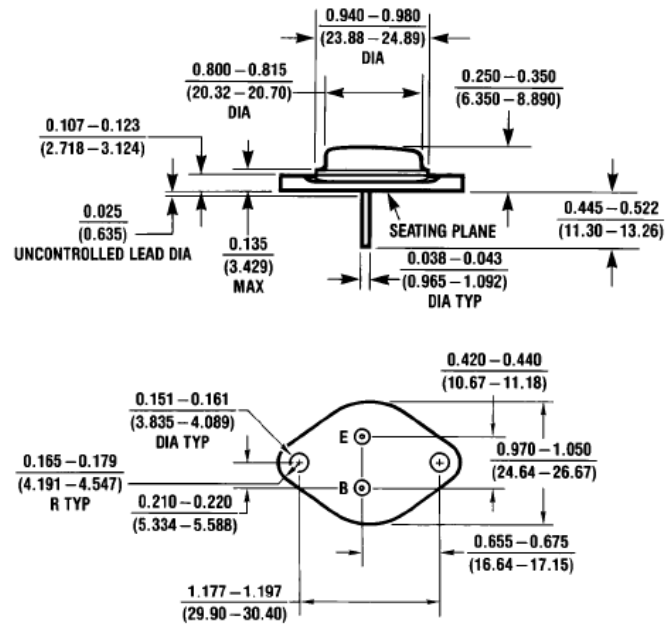


Quiescent Current



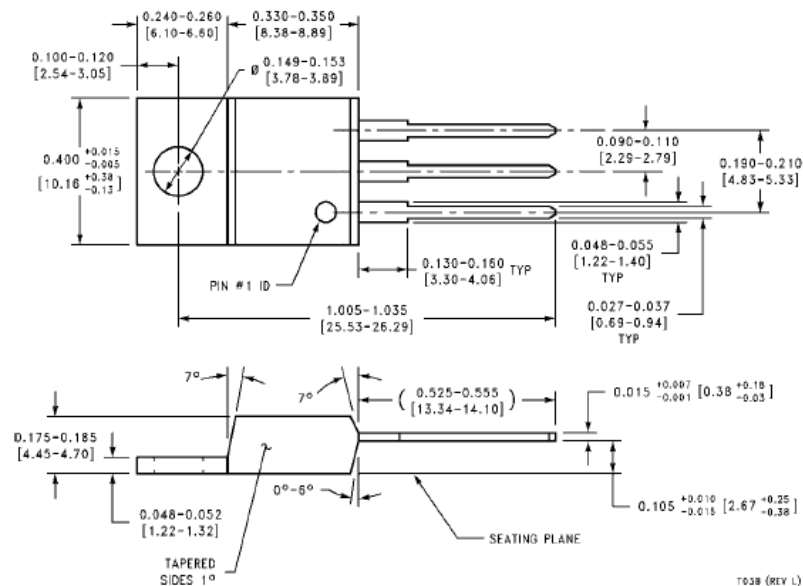
EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Physical Dimensions inches (millimeters)



Aluminum Metal Can Package (KC)
Order Number LM7805CK, LM7812CK or LM7815CK
NS Package Number KC02A

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



TO-220 Package (T)
Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT
NS Package Number T03B

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

3.2. IRF 630

TYPE	V _{DS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF630S	200 V	< 0.40 Ω	9 A

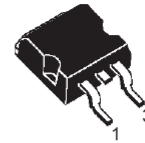
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.35 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED
- FOR THROUGH-HOLE VERSION CONTACT SALES OFFICE

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

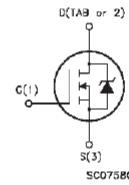
APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



**D²PAK
TO-263**
(suffix "T4")

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	200	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	200	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	9	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	5.7	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	36	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	70	W
	Derating Factor	0.56	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} $\leq$ 9A, di/dt $\leq$ 300 A/ μ s, V_{DD} $\leq$ V_{(BR)DSS}, T_j $\leq$ T_{JMAX}

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 100\text{ V}$ $I_D = 4.5\text{ A}$		10	14	ns
t_r	Rise Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		15	20	ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 160\text{ V}$ $I_D = 9\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		31	45	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			7.5		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			9		nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(V_{off})}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 160\text{ V}$ $I_D = 9\text{ A}$		12	17	ns
t_f	Fall Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		12	17	ns
t_c	Cross-over Time	(see test circuit, figure 5)		25	35	ns

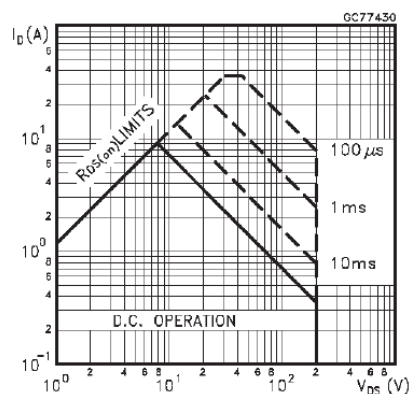
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				9	A
$I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current (pulsed)				36	A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 9\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.5	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 9\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 50\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 5)		170		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			0.95		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			11		A

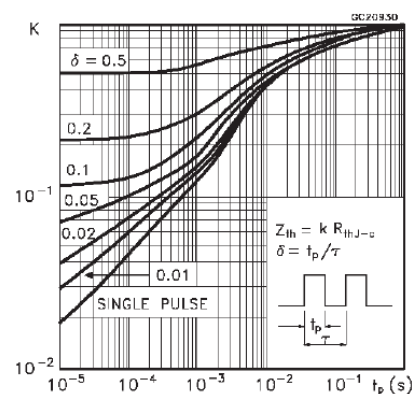
(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

($\bullet$) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area

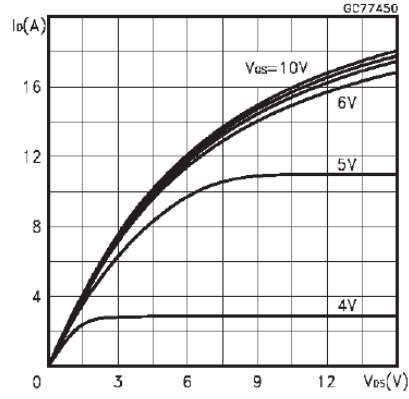


Thermal Impedance

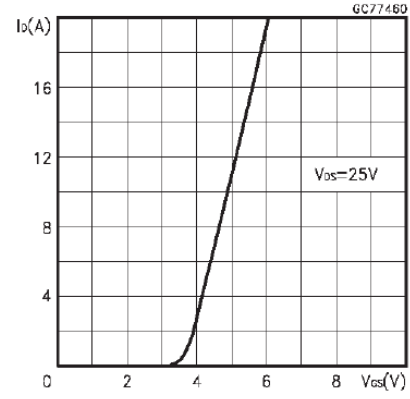


EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

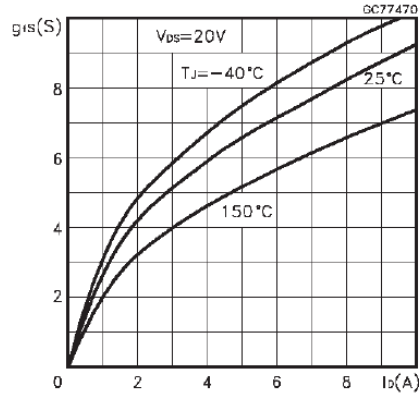
Output Characteristics



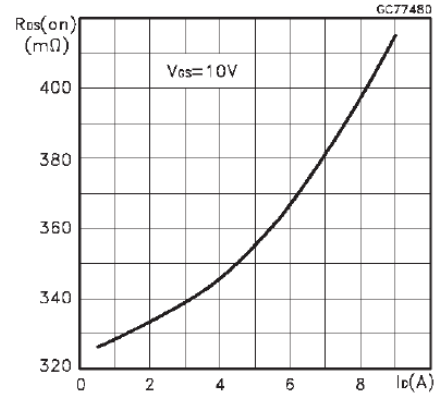
Transfer Characteristics



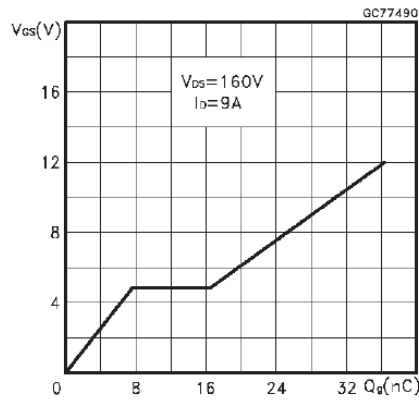
Transconductance



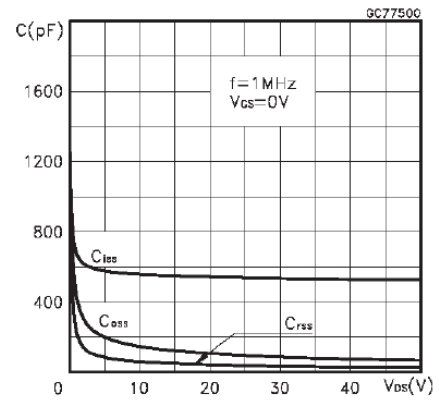
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

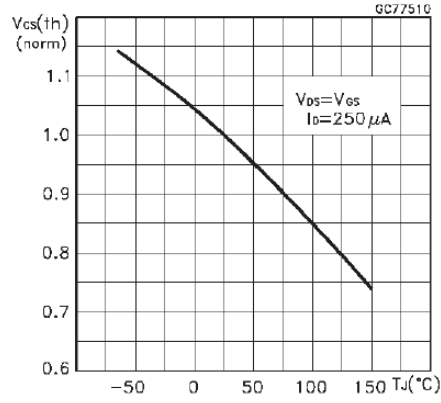


Capacitance Variations

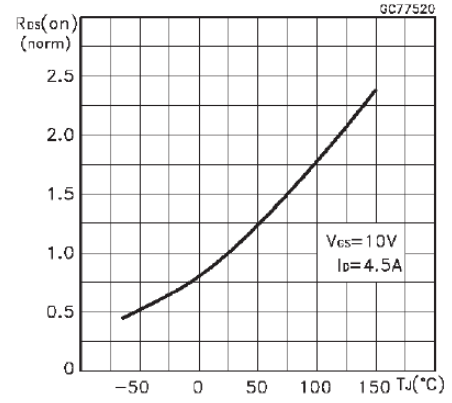


EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

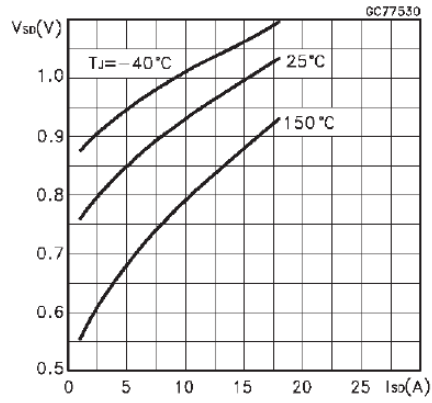
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

3.3. LM555

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

Features

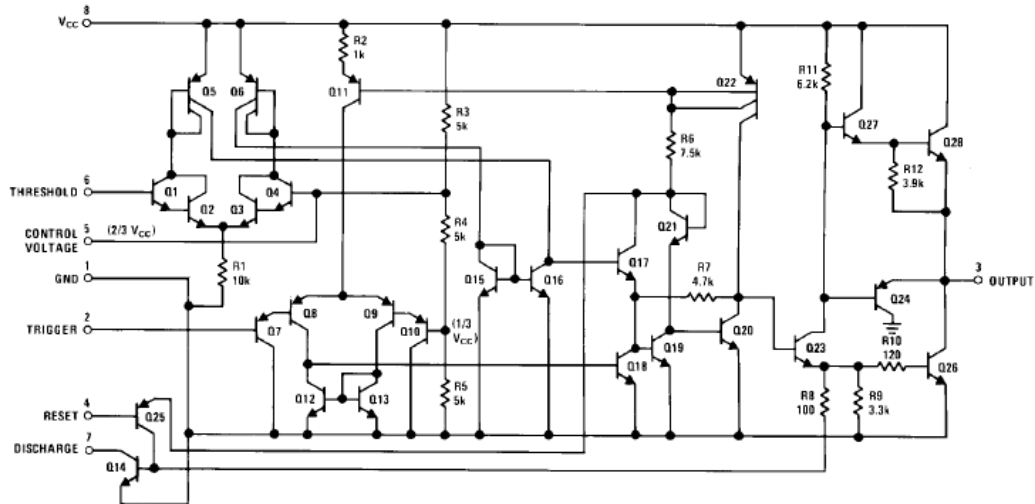
- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator
- Available in 8 pin MSOP package

Schematic Diagram



EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Electrical Characteristics (Continued)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V							
	I _{SINK} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	I _{SINK} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	I _{SINK} = 100 mA		2	2.2		2	2.5	V
	I _{SINK} = 200 mA		2.5			2.5		V
	V _{CC} = 5V							
	I _{SINK} = 8 mA		0.1	0.25				V
	I _{SINK} = 5 mA				0.25	0.35	V	
Output Voltage Drop (High)	I _{SOURCE} = 200 mA, V _{CC} = 15V		12.5			12.5		V
	I _{SOURCE} = 100 mA, V _{CC} = 15V	13	13.3		12.75	13.3		V
	V _{CC} = 5V	3	3.3		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 164°C/w (T0-5), 106°C/w (DIP) and 170°C/w (S0-8) junction to ambient.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

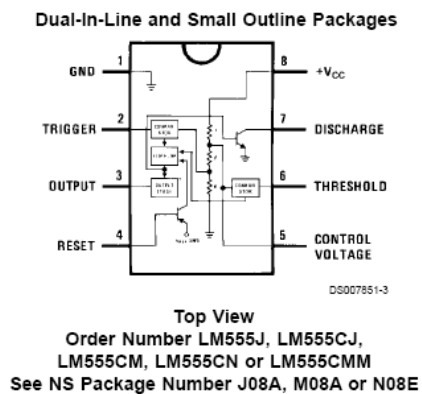
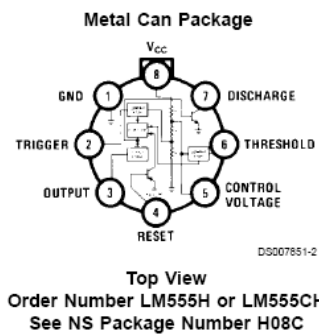
Note 3: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

Note 4: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is $20\text{ M}\Omega$.

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 6: Refer to RET555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

Connection Diagrams



EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Absolute Maximum Ratings (Note *NO TARGET FOR FNxref NS0071*)

If Military/Aerospace specified devices are required,
please contact the National Semiconductor Sales Office/
Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	
LM555H, LM555CH	760 mW
LM555, LM555CN	1180 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C

LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics

(T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞ V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable	R _A = 1k to 100 kΩ, C = 0.1 μF, (Note 3)							
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature			30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply		0.05			0.1		%/V	
Timing Error, Astable	R _A , R _B = 1k to 100 kΩ, C = 0.1 μF, (Note 3)							
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply		0.15			0.30		%/V	
Threshold Voltage			0.667			0.667		x V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	V _{CC} = 15V, I _T = 15 mA		150			180		mV
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I _T = 4.5 mA		70	100		80	200	mV

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Applications Information (Continued)

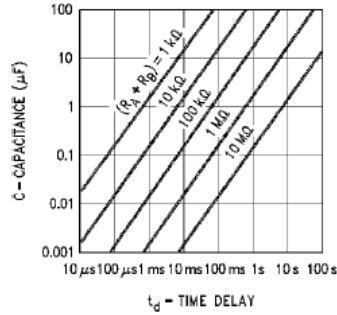


FIGURE 3. Time Delay

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

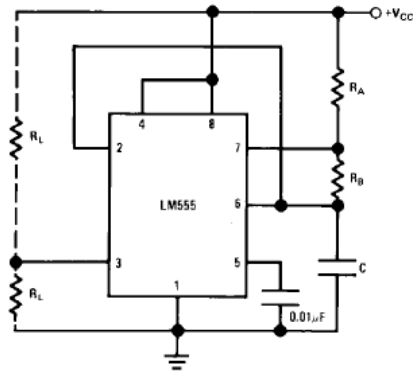
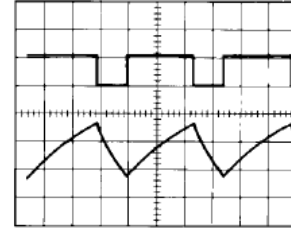


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



$V_{CC} = 5V$
TIME = 20 μs /DIV.
 $R_A = 3.9 k\Omega$
 $R_B = 3 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace: Output 5V/Div.
Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div.

DS007851-9

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

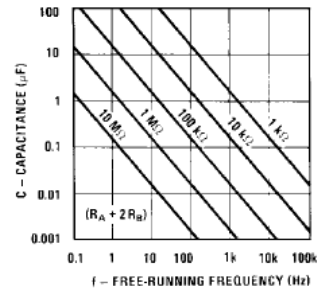
The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$



DS007851-10

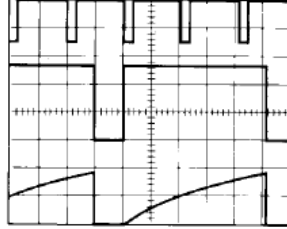
FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Applications Information (Continued)



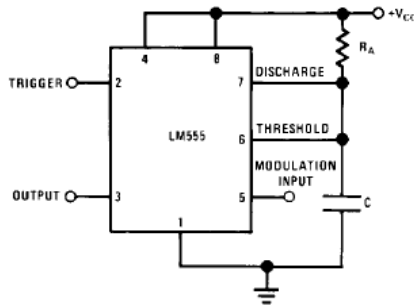
DS007851-11

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 7. Frequency Divider

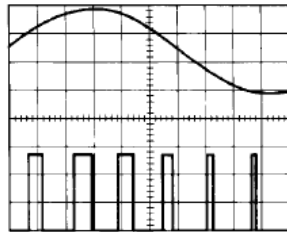
PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.



DS007851-12

FIGURE 8. Pulse Width Modulator



DS007851-13

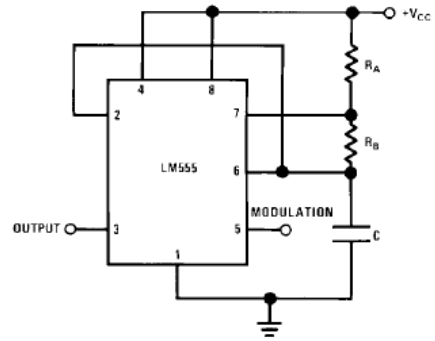
$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.2 ms/DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

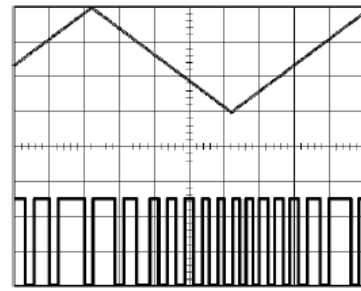
This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with

the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.



DS007851-14

FIGURE 10. Pulse Position Modulator



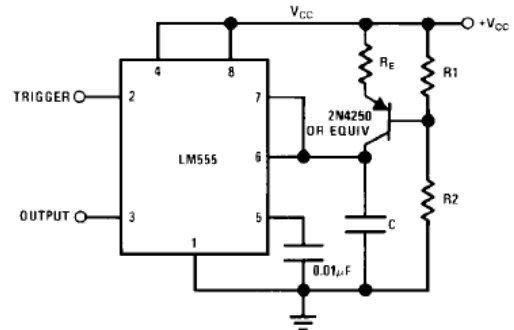
DS007851-15

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 3.9 k\Omega$
 $R_B = 3 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.



DS007851-16

FIGURE 12.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

3.4. Uygulama Notları

Application Note AN4140

Transformer Design Consideration for off-line Flyback Converters using Fairchild Power Switch (FPS™)

1. Introduction

For flyback converters, the transformer is the most important factor that determines the performance such as the efficiency, output regulation and EMI. Contrary to the normal transformer, the flyback transformer is inherently an inductor that provides energy storage, coupling and isolation for the flyback converter. In the general transformer, the current flows in both the primary and secondary winding at the same time. However, in the flyback transformer, the current flows only in the primary winding while the energy in the core is charged and in the secondary winding while the energy in the core is discharged. Usually gap is introduced between the core to increase the energy storage capacity.

This paper presents practical design considerations of transformers for off-line flyback converters employing Fairchild Power Switch (FPS). In order to give insight to the reader, practical design examples are also provided.

2. General Transformer design procedure

(1) Choose the proper core

Core type : Ferrite is the most widely used core material for commercial SMPS (Switched mode power supply) applications. Various ferrite cores and bobbins are shown in Figure 1. The type of the core should be chosen with regard to system requirements including number of outputs, physical height, cost and so on. Table 1 shows features and typical application of various cores.



Figure 1. Ferrite core (TDK)

Core	Features	Typical Applications
EE EI	-Low cost	Aux. power Battery charger
EFD EPC	-Low profile	LCD Monitor
EER	-Large winding window area -Various bobbins for multiple output	CRT monitor, C-TV DVDP, STB
PQ	-Large cross sectional area -Relatively expensive	

Table 1. Features and typical applications of various cores

Core size : Actually, the initial selection of the core is bound to be crude since there are too many variables. One way to select the proper core is to refer to the manufacture's core selection guide. If there is no proper reference, use the table 2 as a starting point. The core recommended in table 1 is typical for the universal input range, 67kHz switching frequency and 12V single output application. When the input voltage range is 195-265 Vac (European input range) or the switching frequency is higher than 67kHz, a smaller core can be used. For an application with low voltage and/or multiple outputs, usually a larger core should be used than recommended in the table.

Output Power	EI core	EE core	EPC core	EER core
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L
70-100W	EI40	EE35		EER35
100-150W	EI50	EE40		EER40 EER42
150-200W	EI60	EE50 EE60		EER49

Table 2. Core quick selection table (For universal input range, fs=67kHz and 12V single output)

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Once the core type and size are determined, the following variables are obtained from the core data sheet.

- A_e : The cross-sectional area of the core (mm^2)
- A_w : Winding window area (mm^2)
- B_{sat} : Core saturation flux density (tesla)

Figure 2 shows the A_e and A_w of a core. The typical B-H characteristics of ferrite core from TDK (PC40) are shown in Figure 3. Since the saturation flux density (B_{sat}) decreases as the temperature increases, the high temperature characteristics should be considered. If there is no reference data, use $B_{sat} = 0.3 \sim 0.35$ T.

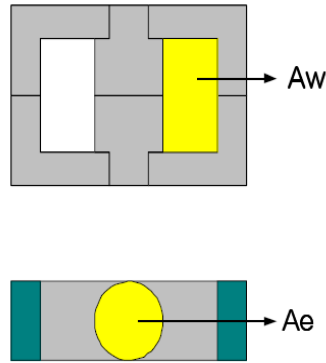


Figure 2. Window Area and Cross Sectional Area

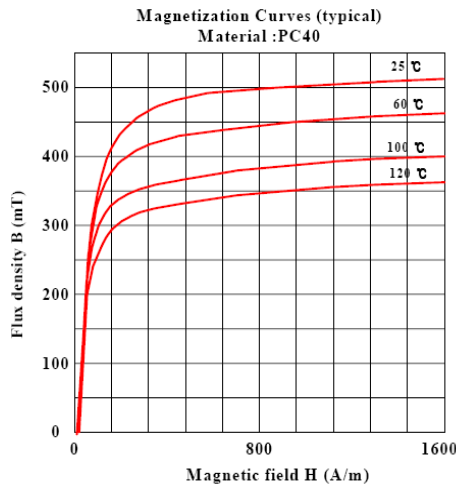


Figure 3. Typical B-H characteristics of ferrite core (TDK/PC40)

(2) Determine the primary side inductance (L_m) of the transformer

In order to determine the primary side inductance, the following variables should be determined first. (For a detailed design procedure, please refer to the application note AN4137.)

- P_{in} : Maximum input power
- f_s : Switching frequency of FPS device
- V_{DC}^{min} : Minimum DC link voltage
- D_{max} : Maximum duty cycle
- K_{RF} : Ripple factor, which is defined at the minimum input voltage and full load condition, as shown in Figure 4. For DCM operation, $K_{RF} = 1$ and for CCM operation $K_{RF} < 1$. The ripple factor is closely related with the transformer size and the RMS value of the MOSFET current. Even though the conduction loss in the MOSFET can be reduced through reducing the ripple factor, too small a ripple factor forces an increase in transformer size. Considering both efficiency and core size, it is reasonable to set $K_{RF} = 0.3 \sim 0.5$ for the universal input range and $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$ for the European input range. Meanwhile, in the case of low power applications below 5W where size is most critical, a relatively large ripple factor is used in order to minimize the transformer size. In that case, it is typical to set $K_{RF} = 0.5 \sim 0.7$ for the universal input range and $K_{RF} = 1.0$ for the European input range.

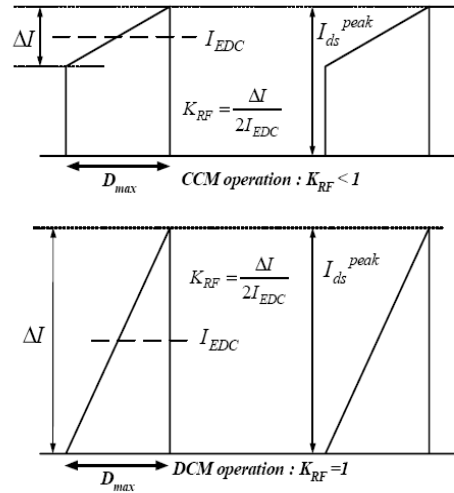


Figure 4. MOSFET Drain Current and Ripple Factor (K_{RF})

With the given variables, the primary side inductance, L_m is obtained as

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{min} \cdot D_{max})^2}{2P_{in} f_s K_{RF}} \quad (1)$$

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

where V_{DC}^{min} is the minimum DC input voltage, D_{max} is the maximum duty cycle, P_{in} is the maximum input power, f_s is the switching frequency of the FPS device and K_{RF} is the ripple factor.

Once L_m is determined, the maximum peak current and RMS current of the MOSFET in normal operation are obtained as

$$I_{ds}^{peak} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (2)$$

$$I_{ds}^{rms} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2\right] \frac{D_{max}}{3}} \quad (3)$$

$$\text{where } I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DC}^{min} \cdot D_{max}} \quad (4)$$

$$\text{and } \Delta I = \frac{V_{DC}^{min} D_{max}}{L_m f_s} \quad (5)$$

With the chosen core, the minimum number of turns for the transformer primary side to avoid the core saturation is given by

$$N_P^{min} = \frac{L_m I_{over}}{B_{sat} A_e} \times 10^6 \quad (\text{turns}) \quad (6)$$

where L_m is the primary side inductance, I_{over} is the FPS pulse-by-pulse current limit level, A_e is the cross-sectional area of the core and B_{sat} is the saturation flux density in tesla.

If the pulse-by-pulse current limit level of FPS is larger than the peak drain current of the power supply design, it may result in excessive transformer size since I_{over} is used in determining the minimum primary side turns as shown in equation (6). Therefore, it is required to choose a FPS with proper current limit specifications or to adjust the peak drain current close to I_{over} by increasing the ripple factor as shown in Figure 5. It is reasonable to design I_{ds}^{peak} to be 70-80% of I_{over} considering the transient response and tolerance of I_{over} .

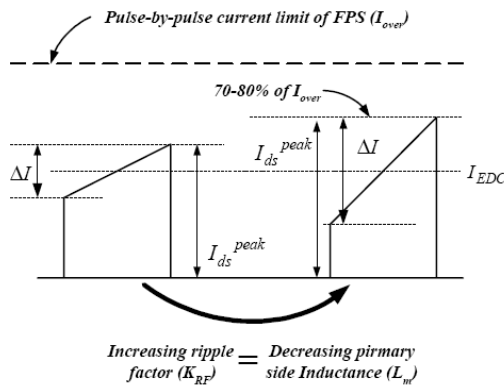


Figure 5. Adjustment peak drain current

(3) Determine the number of turns for each output

Figure 6 shows the simplified diagram of the transformer where V_{o1} stands for the reference output that is regulated by the feedback control while $V_{o(n)}$ stands for the n-th output.

First, determine the turns ratio (n) between the primary side and the feedback controlled secondary side as a reference.

$$n = \frac{V_{RO}}{V_{o1} + V_{F1}} = \frac{N_P}{N_{S1}} \quad (7)$$

where N_P and N_{S1} are the number of turns for primary side and reference output, respectively, V_{o1} is the output voltage and V_{F1} is the diode (D_{R1}) forward voltage drop of the reference output that is regulated by the feedback control.

Then, determine the proper integer for N_{S1} so that the resulting N_P is larger than N_P^{min} obtained from equation (6).

The number of turns for the other output (n-th output) is determined as

$$N_{S(n)} = \frac{V_{o(n)} + V_{F(n)}}{V_{o1} + V_{F1}} \cdot N_{S1} \quad (\text{turns}) \quad (8)$$

The number of turns for Vcc winding is determined as

$$N_a = \frac{V_{cc}^* + V_{Fa}}{V_{o1} + V_{F1}} \cdot N_{S1} \quad (\text{turns}) \quad (9)$$

where V_{cc}^* is the nominal value of the supply voltage of the FPS device, and V_{Fa} is the forward voltage drop of D_a as defined in Figure 6. Since V_{cc} increases as the output load increases, it is proper to set V_{cc}^* as V_{cc} start voltage (refer to the data sheet) to avoid triggering the over voltage protection during normal operation.

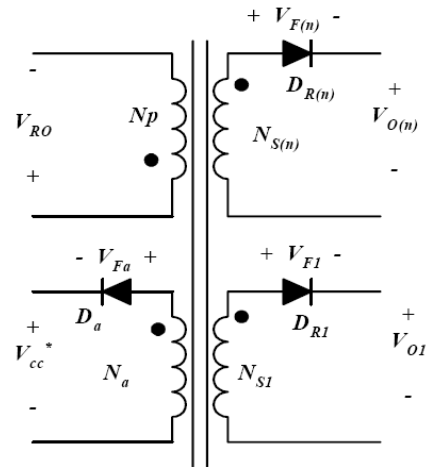


Figure 6. Simplified diagram of the transformer

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

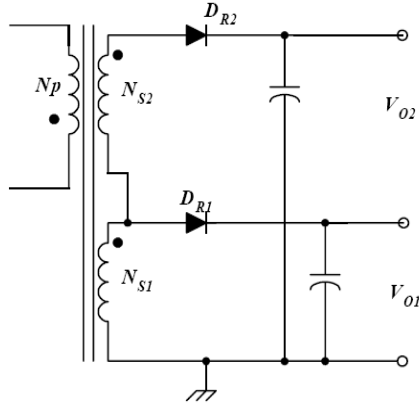


Figure 11. Stacked winding on other winding

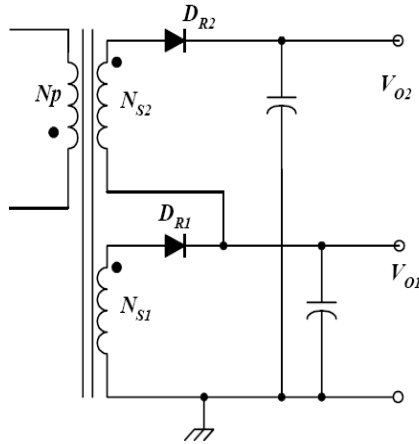


Figure 12. Stacked winding on other output

(3) Minimization of Leakage Inductance

The winding order in a transformer has a large effect on the leakage inductance. In a multiple output transformer, the secondary with the highest output power should be placed closest to the primary for the best coupling and lowest leakage. The most common and effective way to minimize

the leakage inductance is a sandwich winding as shown in Figure 13. Secondary windings with only a few turns should be spaced across the width of the bobbin window instead of being bunched together, in order to maximize coupling to the primary. Using multiple parallel strands of wire is an additional technique of increasing the fill factor and coupling of a winding with few turns as shown in Figure 10.

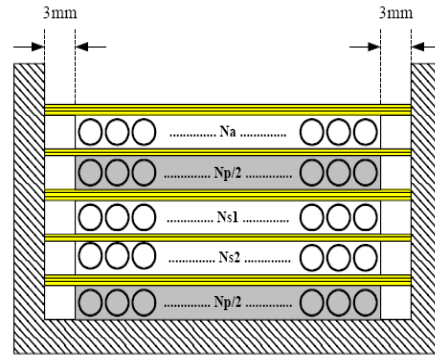


Figure 13. Sandwich winding

(4) Transformer shielding

A major source of common mode EMI in Switched Mode Power Supply (SMPS) is the parasitic capacitances coupled to the switching devices. The MOSFET drain voltage drives capacitive current through various parasitic capacitances. Some portion of these capacitive currents flow into the neutral line that is connected to the earth ground and observed as common mode noise. By using an electrostatic separation shield between the windings (at primary winding side, or at secondary winding side, or both), the common mode signal is effectively "shorted" to the ground and the capacitive current is reduced. When properly designed, such shielding can dramatically reduce the conducted and radiated emissions and susceptibility. By using this technique, the size of EMI filter can be reduced. The shield can be easily implemented using copper foil or tightly wound wire. The shield should be virtually grounded to a quiescent point such as primary side DC link, primary ground or secondary ground.

Figure 14 shows a shielding example, which allows the removal of the Y-capacitor that is commonly used to reduce common mode EMI. As can be seen, shields are used not only on the bottom but also on the top of the primary winding in order to cancel the coupling of parasitic capacitances. Figure 15 also shows the detailed shielding construction.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

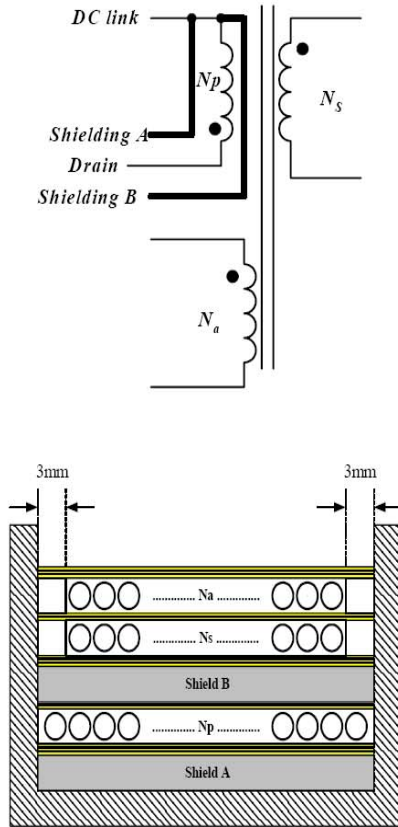


Figure 14. Shielding example to remove Y-capacitor

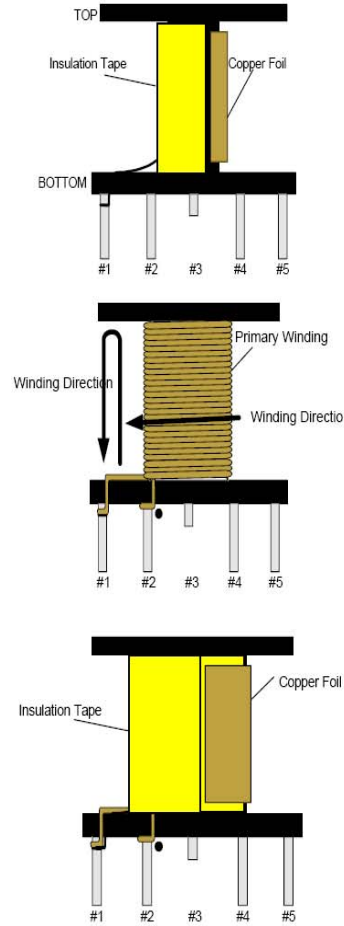


Figure 15. Shielding method to remove Y-Capacitor

(5) Practical examples of transformer construction

As described in the above sections, there many factors that should be considered in determining the winding sequence and winding method. In this section some practical examples of transformer construction are presented to give a comprehensive understanding of practical transformer construction.

a) LCD monitor SMPS example

Figure 16 shows a simplified transformer schematic for typical LCD monitor SMPS. The 5V output is for the Micro-processor and 13V output is for the inverter input of LCD back light. While 5V output is regulated with the feedback control, 13V output is determined by the transformer turns ratio and a stacked winding is usually used to maximize the regulation.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Transformer construction Example A (Figure 17) : In this example, the leakage inductance is minimized by employing a sandwich winding. The Vcc winding is placed outside to provide shielding effect. Since the Vcc winding is placed on the top half of primary winding, the coupling between the Vcc winding and 5V output winding is poor, which may require a small dummy load on the 5V output to prevent UVLO (Under Voltage Lock Out) in the no load condition.

Transformer construction Example B (Figure 18) : In this example, the leakage inductance is larger than example A, since a sandwich winding is not used. However, the Vcc winding is tightly coupled with the 5V output winding and Vcc remains its normal operation range in the no load condition. Even though this approach can prevent UVLO in no load conditions without dummy load, the power conversion efficiency might be relatively poor compared to example A due to the large leakage inductance.

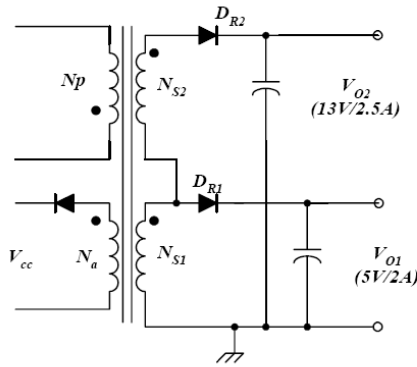


Figure 16. LCD monitor SMPS transformer example

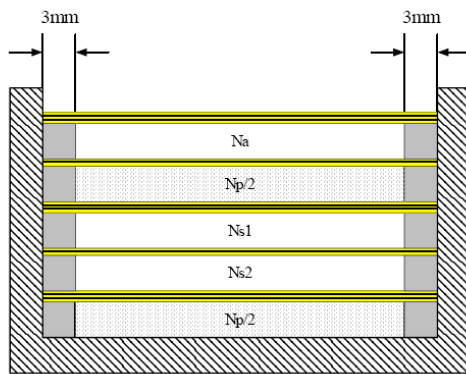


Figure 17. LCD monitor SMPS transformer construction example (A)

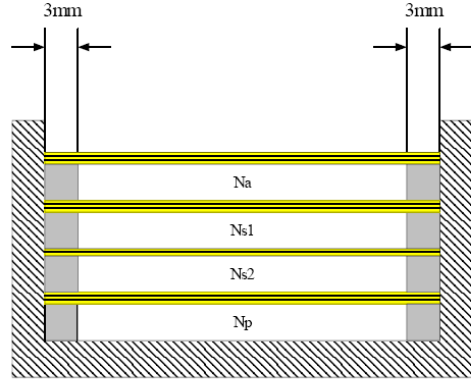


Figure 18. LCD monitor SMPS transformer construction example (B)

(b) CRT monitor SMPS example - PSR (Primary side regulation)

Figure 19 shows a simplified transformer schematic for a typical CRT monitor SMPS employing PSR (Primary side regulation). 80V and 50V outputs are the main output having high output power. Meanwhile, 5V and 6.5V outputs are auxiliary output having small output power. The 80V output winding is stacked on the 50V output to reduce the voltage stress of the rectifier diode (D_{R1}).

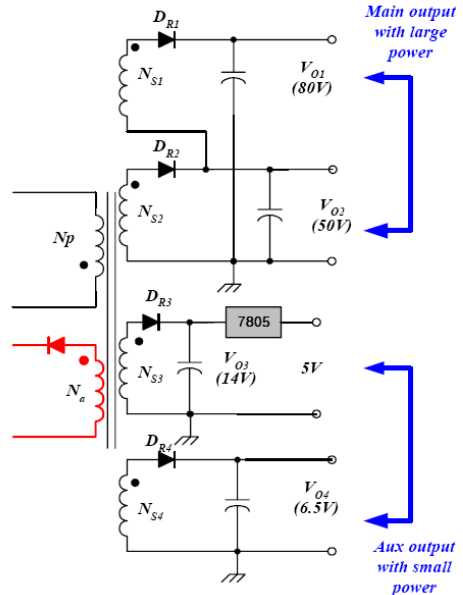


Figure 19. CRT monitor SMPS transformer example-PSR

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Figure 20 shows the detailed transformer construction. In order to minimize the leakage inductance, sandwich winding is employed and the main output windings are placed closest to the primary winding. The Vcc winding is placed closest to the main output windings to provide tight regulations of the main output. The auxiliary output windings are placed outside of the primary winding to provide a shielding effect.

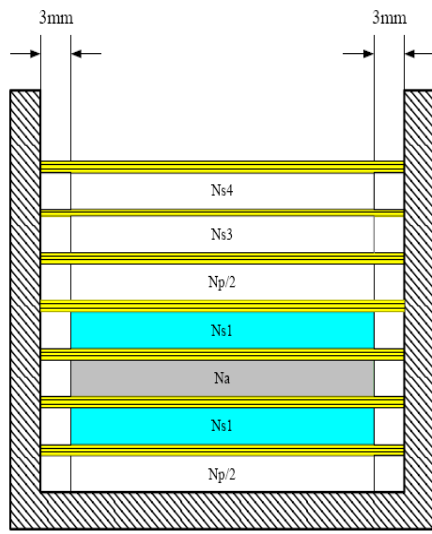


Figure 20. CRT monitor SMPS transformer construction example (PSR)

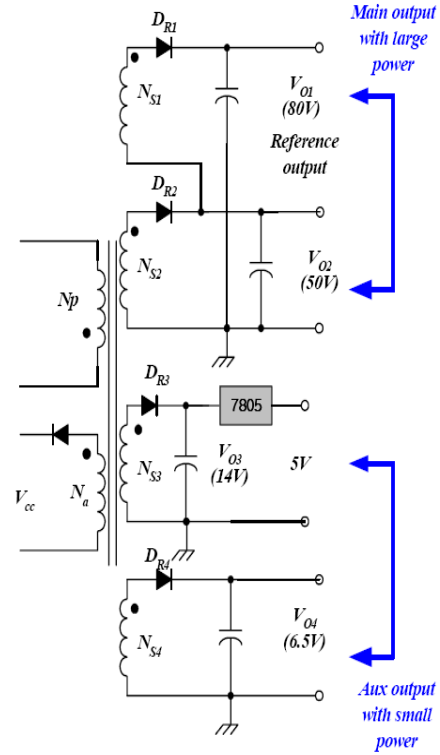


Figure 21. CRT monitor SMPS transformer example-SSR

(c) CRT monitor SMPS example - SSR (Secondary side regulation)

Figure 21 shows a simplified transformer schematic for typical CRT monitor SMPS employing SSR (Secondary side regulation). 80V and 50V outputs are the main output having high output power. Meanwhile, 5V and 6.5V outputs are auxiliary output having small output power. The 80V output winding is stacked on 50V output to reduce the voltage stress of the rectifier diode (D_{R1}).

Figure 22 shows the detailed transformer construction. In order to minimize the leakage inductance, a sandwich winding is employed and the main output windings are placed closest to the primary winding. The Vcc winding is placed outermost to provide a shielding effect. The auxiliary output windings are placed between windings of the main output winding to obtain better regulation.

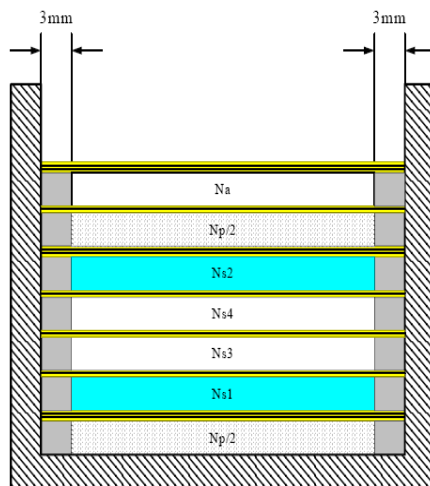


Figure 22. CRT monitor SMPS transformer construction example (SSR)

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

3.5. Endüktans ve Kesimde Çalışan Devre

Transformer Design

Filter inductors, boost inductors and flyback transformers are all members of the “power inductor” family. They all function by taking energy from the electrical circuit, storing it in a magnetic field, and subsequently returning this energy (minus losses) to the circuit. A flyback transformer is actually a multi-winding coupled inductor, unlike the true transformers discussed in Section 4, wherein energy storage is undesirable.

Application Considerations

Design considerations for this family of inductors vary widely depending on the type of circuit application and such factors as operating frequency and ripple current.

Inductor applications in switching power supplies can be defined as follows (see Fig. 5-1):

- *Single winding inductors:*
 - Output filter inductor (buck-derived)
 - Boost inductor
 - Flyback (buck-boost) inductor
 - Input filter inductor
- *Multiple winding inductors:*
 - Coupled output filter inductor^(R5)
 - Flyback transformer

Inductor design also depends greatly on the inductor current operating mode (Figure 5-2):

- *Discontinuous inductor current mode*, when the instantaneous ampere-turns (totaled in all windings) dwell at zero for a portion of each switching period.
- *Continuous inductor current mode*, in which the total ampere-turns do not dwell at zero (although the current may pass through zero).

In the continuous current mode, the ripple current is often small enough that ac winding loss and ac core loss may not be significant, but in the discontinuous mode, ac losses may dominate.

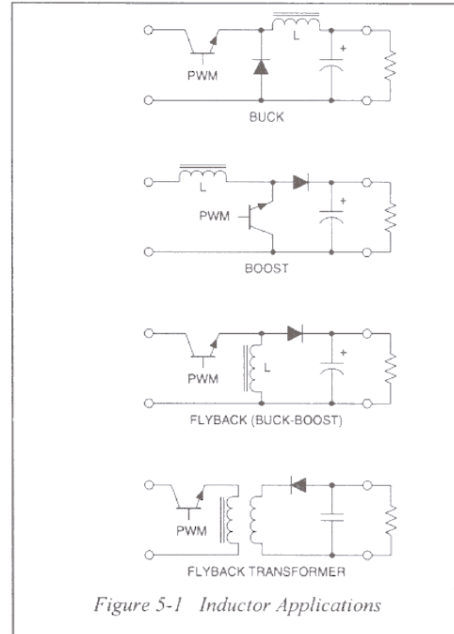
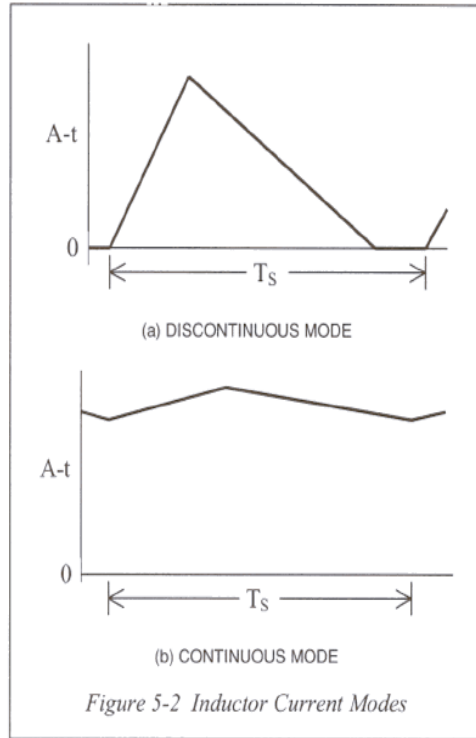


Figure 5-1 Inductor Applications

Design limitations: The most important limiting factors in inductor design are (a) temperature rise and efficiency considerations arising from core losses and ac and dc winding losses, and (b) core saturation.

Output filter inductors (buck-derived) --single and multiple windings are seldom operated in the *discontinuous* current mode because of the added burden this places on the output filter capacitor, and because it results in poor cross-regulation in multiple output supplies. Typically operated in the *continuous mode* with peak-peak ripple current much smaller than full load current, ac winding loss is usually not significant compared to dc loss.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar



For example, assume full load I_{dc} of 10A, and typical peak-peak triangular ripple current 20% of I_{dc} , or 2A (worst at high V_{in}). In this example, the worst-case rms ripple current is 0.58A (triangular waveform rms equals $I_{pp}/\sqrt{12}$), and rms ripple current squared is only .333, compared with the dc current squared of 100. Thus, for the ac I^2R loss to equal the dc loss, the R_{ac}/R_{dc} ratio would have to be as large as 300 (Section 3, Fig. 3-5). This is easily avoided. Therefore, ac winding loss is usually not significant.

Also, the small flux swing associated with small ripple current results in small core loss, with high frequency ferrite core material operating below 250kHz. Core utilization is then limited by saturation (at peak short-circuit current). However, the small flux swing may permit the use of lossier core materials with higher B_{SAT} , such as powdered iron, Koolmu[®], or laminated metal. This may enable reduced cost or size, but core loss then becomes more significant. Also, distributed-gap materials exhibit rounding of the B-H characteristics (Sec. 2, pg. 2-3), resulting in decreasing inductance value as current increases.

Boost and input filter inductors and single winding flyback inductors are often designed to operate in the *continuous mode*. As with the buck-derived filter inductors described previously, inductor

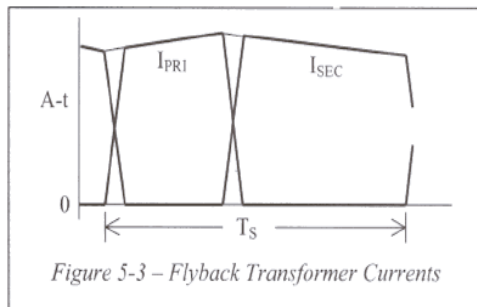
design is then usually limited by dc winding losses and core saturation.

However, many boost and flyback applications are designed to operate in the *discontinuous mode*, because the required inductance value is less and the inductor physical size *may* be smaller. But in the discontinuous mode, the inductor current must dwell at zero (by definition) during a portion of each switching period. Therefore, the peak of the triangular current waveform, and thus the peak-to-peak ripple must be *at least twice* the average current, as shown in Fig. 5-2(a). This very large ripple current results in a potentially serious ac winding loss problem. Also, the resulting large flux swing incurs high core loss. Core loss then becomes the limiting factor in core utilization, rather than saturation, and may dictate a larger core size than otherwise expected.

Thus, the circuit designer's choice of operating mode makes a substantial difference in the inductor design approach.

When **flyback transformers** are operated in the continuous inductor current mode, the total ampere-turns of all the windings never dwell at zero (by definition). However, the current in *each winding* of any flyback transformer is *always highly discontinuous*, regardless of inductor current mode. This is because current (ampere-turns) transfers back and forth between primary and secondary(s) at the switching frequency. As shown in Fig. 5-3, the current in each winding alternates from zero to a high peak value, even though the *total* ampere-turns are continuous with small ripple. This results in large ac winding loss, regardless of the operating mode.

However, the core sees the *total* ampere-turn ripple. Thus, core loss behaves in the same manner as with the single winding flyback inductor discussed previously – small core loss when designed and operated in the continuous mode, large core loss in the discontinuous mode.



EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Losses and Temperature Rise

The discussion in Section 4 regarding temperature rise limits, losses and thermal resistance in transformers (pp 4-1,2) is generally applicable to inductors, as well.

Balancing Core and Winding Losses

When inductors are designed for the discontinuous mode, with significant core loss, total loss is at a broad minimum when core and winding losses are approximately equal. But when inductors are designed for the continuous mode, core loss is often negligible, so that the total loss limit can be allocated entirely to the windings.

General Considerations -- Core

Ideal magnetic materials cannot store energy. Practical magnetic materials store very little energy, most of which ends up as loss. In order to store and return energy to the circuit efficiently and with minimal physical size, a small non-magnetic gap is required in series with a high permeability magnetic core material. In ferrite or laminated metal alloy cores, the required gap is physically discrete, but in powdered metal cores, the gap is *distributed* among the metal particles.

Paradoxically, virtually all of the magnetic energy is stored in the so-called "non-magnetic" gap(s). The sole purpose of the high permeability core material is to provide an easy, low reluctance flux path to link the energy stored in the gap to the winding, thus efficiently coupling the energy storage location (the gap) to the external circuit.

In performing this critically important function, the magnetic core material introduces problems: (a) core losses caused by the flux swings accompanying the storage and release of energy, and (b) core saturation, where the core material becomes non-magnetic and therefore high reluctance above a certain flux density level. The energy storage capability of a practical gapped core is thus limited either by temperature rise associated with core loss, or by core saturation.

Stray Flux. Another problem that must be faced is stray flux, associated with energy stored in a fringing field outside the gap. Stray flux couples noise and EMI to the external circuit and to the outside world. This stray energy also increases the inductance beyond its intended value by an amount that is difficult to predict.

To minimize stray flux, it is very important that the winding distribution conforms to the gap. When the gap is distributed throughout the core, as in pow-

dered metal cores, the winding(s) should be likewise distributed. Thus, a toroidal core shape should have the windings distributed uniformly around the entire core.

With a discrete gap, used with laminated metal alloy cores or ferrite cores, the winding should be directly over the gap. For example, if a pair of "C" core halves has a gap in one leg and the winding is placed on the opposite (ungapped) leg, as shown in Fig. 5-4a, the entire magnetic force introduced by the winding appears across the two core halves. This results in considerable stray flux propagated external to the device, in addition to the flux through the gap. The energy stored in the external stray field can easily equal the energy stored in the gap, resulting in an inductance value much greater than expected. The external stored energy is difficult to calculate, making the total inductance value unpredictable. Also, the additional flux in the stray field will cause the inductor to saturate prematurely.

However, when the same winding is placed on the gapped core leg, as in Fig. 5-4b, the entire magnetic force introduced by the winding is dropped across the gap directly beneath. The magnetic force across the two core halves is then nearly zero, and there is little external flux. The core then serves its intended purpose of providing an easy (low reluctance) return path for the flux, requiring very little magnetic force to do so, and propagating very little external field.

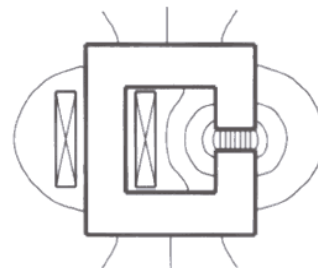


Fig. 5-4a Large External Field

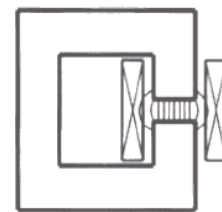


Fig. 5-4b Minimal External Field

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

Gap area correction: Even when the winding is properly placed directly over a discrete gap, there will be a small but intense fringing field adjacent to the gap, extending outward beyond the boundaries of the core cross-section as shown in Fig 5-4b. Because of this fringing field, the *effective* gap area is larger than the core center-pole area. To avoid what could be a significant error, the inductance calculation must be based upon the effective gap area rather than the actual center-pole area. An empirical approximation is obtained by adding the *length* of the gap to the dimensions of the core center-pole cross-section.⁽¹⁾

For a core with a rectangular center-pole with cross-section dimensions a and b , the effective gap area, A_g is approximately:

$$A_{cp} = a \times b \quad ; \quad A_g \approx (a + \ell_g) \times (b + \ell_g) \quad (1a)$$

For a round center-pole with diameter D_{cp} :

$$A_{cp} = \frac{\pi}{4} D_{cp}^2 \quad ; \quad A_g \approx \frac{\pi}{4} (D_{cp} + \ell_g)^2$$

Resulting in a gap area correction factor:

$$\frac{A_g}{A_{cp}} \approx \left(1 + \frac{\ell_g}{D_{cp}} \right)^2 \quad (1b)$$

Thus, when ℓ_g equals $0.1D_{cp}$, the area correction factor is 1.21. The gap must be made larger by this same factor to achieve the desired inductance (see Eq. 3a).

The preceding correction factor is helpful when the correction is less than 20%. A more accurate correction requires finite element analysis evaluation, or trial-and-error evaluation.

After the number of turns and the gap length have been calculated according to steps 7 and 8 of the cookbook design procedure presented later in this section, verification is obtained by building a prototype inductor.

If the measured inductance value is too large, *do not* reduce the number of turns, or excessive core loss and/or saturation may result. Instead, increase the gap to reduce the inductance.

If the measured inductance is too small, the number of turns may be increased, but the core will then be under-utilized and winding losses may be excessive. It is best to raise the inductance by decreasing the gap length.

Melted windings: Another serious problem can result from the fringing field adjacent to the gap. Any winding turns positioned close to the gap will likely exist within the high flux density of the fringing field. In applications with large flux swings, huge eddy current losses can occur in those few turns close to the gap. Windings have been known to melt in this vicinity. This problem is most severe with flyback transformers and boost inductors designed for the discontinuous mode, because the flux swings at full load are very large. With filter inductors, or any inductors designed for continuous mode operation, flux swing is much less and the problem is much less severe.

Solutions for devices designed to operate with large flux swing: (1) Don't put winding turns in the immediate vicinity of the gap. Although the winding should be on the center-pole directly over the gap, a non-magnetic, non-conductive spacer could be used to substitute for the turns in the area where the fringing field is strong. (2) Distribute the gap by dividing it into two or three (or more) smaller gaps spaced uniformly along the center-pole leg under the winding. Since the fringing field extends out from the core by a distance proportional to the gap, several small gaps will dramatically reduce the extent of the fringing field. This also results in more accurate inductance calculation. (3) Eliminate the fringing field entirely by using a ferrite core with a powdered metal rod substituted for the ferrite center-leg. This distributes the gap uniformly among the metal particles, directly beneath the entire length of the winding, eliminating the fringing field. While this last method has been used successfully, it is usually not practical because of high cost, and greater ac core losses with metal powder cores.

Gapping all legs: It is tempting to avoid the cost of grinding the gap in the centerleg by merely spacing the two core halves apart, thus placing half the gap in the centerleg and the other half in the combined outer legs. But the outer leg gaps clearly violate the principle that the winding should be placed directly over the gap. A little more than half of the total magnetic force will exist across the centerleg gap, but the remaining force appears across the outer leg gap(s) and thus across the two core halves. This propagates considerable stray flux outside the inductor, radiating EMI, and the inductance value becomes larger and difficult to predict. The result is intermediate between Figures 5-4a and 5-4b.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar

There is one other benefit of spacing the core halves apart. Because the gap is divided, the smaller centerleg gap length reduces the fringing field and thus reduces the eddy current problem in the winding close to the gap.

A trick which greatly reduces the external stray flux in this situation is to place an external shorted turn around the entire outer periphery of the inductor. The shorted turn is made of wide copper strip placed co-axial with the inductor winding, encircling the entire outer surface of the inductor, outside the windings and outside the outer core legs, and closely conforming to the external shape. Any stray flux that escapes to the outside world will link to this external shorted turn, inducing in it a current which creates a magnetic field in opposition to the stray flux.

Core Selection: Material

Select a core material appropriate for the desired frequency and inductor current mode.

Ferrite is usually the best choice for inductors designed to operate in the *discontinuous* mode at frequencies above 50kHz, when core loss associated with large flux swing limits core utilization.

However, in the continuous mode, with small ripple current and small flux swing, ferrite cores will often be limited by saturation. In this case, lossier core materials with greater saturation flux density, such as powdered iron, Kool-mu®, Permalloy powder, or even gapped laminated metal cores may enable reduced cost or size. But the rounded B-H characteristic of powdered metal cores can result in the perhaps unintended characteristic of a "swinging choke," whose inductance decreases at higher current levels.

Core Selection: Shape

The core shape and window configuration is not critically important for inductors designed to operate in the continuous mode, because ac winding loss is usually very small.

But for inductors designed for discontinuous mode operation, and especially for flyback transformers, the window configuration is extremely important. The window should be as wide as possible to maximize winding breadth and minimize the number of layers. This minimizes ac winding resistance. For a flyback transformer, the wide window also minimizes leakage inductance, and the required creepage distance when line isolation is required has less impact. With a wider window, less winding height is required, and the window area utilization is usually better.

As discussed in Section 4, pot cores and PQ cores have small window area in relation to core size, and the window shape is not well suited for flyback transformers or discontinuous mode inductors.

EC, ETD, LP cores are all E-E core shapes, with large, wide windows which make them excellent choices with ferrite materials. These core shapes lend themselves to spiraled windings of wide copper strip, especially with inductors operated in the continuous mode, where ac winding losses are small.

Toroidal powdered metal cores, with windings distributed uniformly around the entire core, can be used in any inductor or flyback transformer application. Stray magnetic flux and EMI propagation is very low.

But a gapped ferrite toroidal core is a very bad choice. Windings distributed around the toroid will not conform to discrete gaps, resulting in large stray fields, radiated EMI, and inductance values that cannot be calculated.

Optimum core utilization

The smallest size and lowest cost inductor is achieved by fully utilizing the core. In a specific application, optimum core utilization is associated with a specific optimum gap length (resulting in a specific effective permeability μ_e for cores with distributed gaps). The same core in a different application or at a different frequency may have a different optimum gap length.

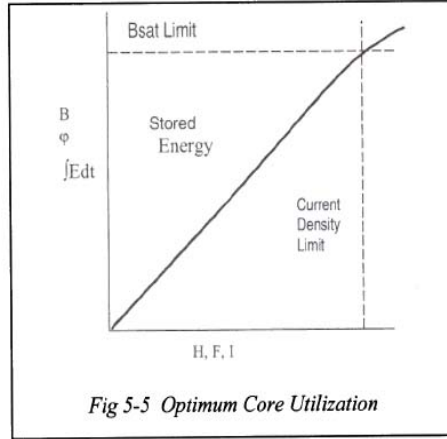
The optimum gap length results in the core operating at maximum flux density (limited either by saturation or by core loss), and also at maximum current density in the windings (limited by winding loss). This is the best possible utilization of the core, resulting in the smallest size. The inductor design approach should therefore seek to achieve this optimum gap length (or optimum μ_e for a core with distributed gap).

Figure 5-5 shows the characteristic of a core with optimum gap, limited by core saturation and by max. current density in the windings. The area between the characteristic and the vertical axis indicates the energy storage capability. Any other slope (different gap size) results in less energy storage capability.

Core Selection: Size

The discussion of core size for transformers in Section 4-8 is mostly relevant to inductors as well. The following Area Product formulae are intended to help provide a rough initial estimate of core size for inductor applications.

EK-3 (Devam) Uygulama devresinde kullanılan bazı elemanlar



When core loss is not severe, so that flux swing is limited by core saturation:

$$AP = A_w A_E = \left(\frac{L I_{SCpk} \cdot I_{FL}}{B_{MAX} K_1} \right)^{4/3} \text{ cm}^3 \quad (2a)$$

When flux swing is limited by core loss:

$$AP = A_w A_E = \left(\frac{L \Delta I}{\Delta B_{max}} \cdot \frac{I_{FL}}{K_2} \right)^{4/3} \text{ cm}^3 \quad (2b)$$

where:

- L = inductance, Henrys
- I_{SCpk} = max pk short-circuit current, A
- B_{MAX} = saturation limited flux density, T
- ΔI = current swing, Amps (primary)
- ΔB_{max} = max flux density swing, Tesla
- I_{FL} = rms current, full load (primary)
- $K_1, K_2 = J_{MAX} K_{PRI} \times 10^{-4}$

where:

- J_{MAX} = max. current density, A/cm²
- K_{PRI} = primary copper area/window area
- 10^{-4} = converts dimensions from meters to cm

Application	K_{PRI}	K_1	K_2
Inductor, single winding	0.7	.03	.021
Filter Inductor, multiple winding	.65	.027	.019
Flyback transformer – non-isolated	0.3	.013	.009
Flyback transformer – with isolation	0.2	.0085	.006

For a single winding inductor, the term “primary” above refers to the entire winding.

K_{PRI} represents the utilization of the window containing the winding. For a single winding induc-

tor, K_{PRI} is the ratio of the total copper area to the window area, A_w . For a flyback transformer, K_{PRI} is the ratio of the *primary* winding copper cross-section area to the total window area.

The saturation-limited formula assumes winding losses are much more significant than core losses. K_1 is based on the windings operating at a current density of 420A/cm², a commonly used “rule of thumb” for natural convection cooling.

In the core loss limited formula, core and winding losses are assumed to be approximately equal. Therefore, the winding losses are halved by reducing the current density to 297A/cm² (470 x 0.707). Thus, K_2 equals 0.707· K_1 .

In either formula, it is assumed that appropriate techniques are used to limit the increase in winding losses due to high frequency skin effect to less than 1/3 of the total winding losses.

Forced air cooling permits higher losses (but with reduced efficiency). K values become larger, resulting in a smaller core area product.

The 4/3 power shown in both area product formulae accounts for the fact that as core size increases, the volume of the core and windings (where losses are generated) increases more than the surface area (where losses are dissipated). Thus, larger cores must be operated at lower power densities.

For the core loss limited case, ΔB_{MAX} may be approximated by assuming a core loss of 100 mw/cm³ – a typical maximum for natural convection cooling. For the core material used, enter the core loss curves at 100 mw/cm³ (Fig. 2-3). Go across to the appropriate switching (ripple) frequency curve, then down to the “Flux Density” scale (actually peak flux density). Double this number to obtain peak-peak flux density, ΔB_{MAX} . If units are in Gauss, divide by 10,000 to convert ΔB_{MAX} to Tesla, then enter this value into the core loss limited Area Product formula.

In filter inductor applications, normally operated in the continuous inductor current mode, the ripple current is usually only 10-20% of the full load dc current. Ferrite cores will usually be limited by saturation flux density, not by core loss, at switching frequencies below 250 kHz. Boost and flyback inductors, and flyback transformers operated in the continuous current mode, where total ripple ampere-turns are a small fraction of full-load ampere-turns, may also be saturation limited. In these situations, it may be possible to reduce size, weight, and/or cost by using core materials that are lossier but have higher saturation flux density, such as Kool-Mu®, or metal alloy laminated cores.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ÇAPANOĞLU SAVAŞ, N.Esra
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 25.11.1980 Yozgat
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (312) 212 69 30/4073
Faks : 0 (312) 223 88 23
e-mail : esra.capanoglu@tedas.gov.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Niğde Üniversitesi/ Elk-Elkt Müh Bölümü	2003
Lise	Süper Lise	1999

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2003-2005	Doğsel Elektrik	Koordinatör
2005-...	TEDAŞ Genel Müd	Elk.Müh.

Yabancı Dil

İngilizce