

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

106243

**AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNİN İNCELENMESİ VE
MATLAB İLE BİR SİMÜLASYON ÖRNEĞİ**

Elektrik Müh. Nuh ERDOĞAN

106243

F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

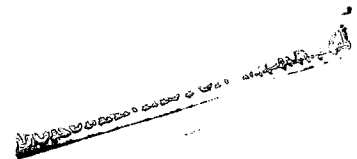
Hodur
Doç. Dr. Hacı BODUR

Asım
Prof. Dr. Asım KASAPOĞLU

Bilgiç
Prof. Dr. Oruç BİLGİÇ

Tez Savunma Tarihi : 03.07.2001
Tez Danışmanı : Doç. Dr. Hacı BODUR
Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Asım KASAPOĞLU
: Prof. Dr. Oruç BİLGİÇ

İSTANBUL, 2001



İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ.....	x
ÖZET.....	xi
ABSTRACT.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. GÜÇ ELEKTRONİĞİ SİSTEMLERİNİN ŞEBEKEYE ETKİLERİ.....	3
2.1 Harmoniklerle İlgili Terimler.....	4
2.1.1 Harmonik Faktörü (HF).....	4
2.1.1 Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD).....	4
2.1.2 Distorsiyon Faktörü (DF).....	4
2.2 Şebeke Denetimli Dönüştürücüler İçin Akım Harmonikleri.....	4
2.1.2 Tek Fazlı Kontrolsüz Doğrultucu.....	5
2.1.3 Üç Fazlı, Yarım Dalga Şebeke Kontrollü Doğrultucu.....	6
2.1.4 Üç Fazlı, Tam Dalga, Kontrolsüz Doğrultucu.....	7
3. AKTİF GÜÇ FİLTRELERİ.....	10
3.1 Aktif Güç Filtresinin Yapısı.....	12
3.1.1 Aktif Güç Filtresinin Dönüştürücü Bloğu.....	12
3.1.1.1 Gerilim Beslemeli İnverter.....	13
3.1.1.2 Akım Beslemeli İnverter.....	14
3.1.2 Akım Kontrol Devresi.....	15
3.1.2.1 Histerezis Metodu.....	15
3.1.2.2 Üçgen Dalga Metodu.....	16
3.1.2.3 Dead-beat Metodu.....	16
3.2 Arayüz Filtresi.....	19
3.3 DC Gerilim Kondansatörü.....	20
4. HARMONİK BELİRLEME ÜNİTESİ.....	21
4.1 Ani Reaktif Güç Metodu.....	22
4.1.1 Anlık Reaktif Gücün Fiziksel Anlamı.....	24
4.1.2 Paralel Aktif Filtrelere Uygulanan p-q Teorisi.....	28
4.1.2.1 DC Kondansatör Geriliminin Kontrol Devresi.....	31
4.1.2.2 DC Kondansatörün Kapasitesi.....	32

4.1.2.3	Alçak Geçiren Butterworth Filtresi.....	33
4.2	FFT Metodu	35
4.2.1	FFT Metodunun Paralel Filtreye Uygulanması	36
4.2.1.1	DSP Ünitesi.....	37
4.2.1.2	DC Gerilim Kontrolü ve Kondansatörü	39
4.2.1.3	Kontrol Prensibi	41
4.2.1.4	Filtre Endüktansı.....	42
4.2.2	Üç Fazlı Sistem Modeli	42
5.	AKTİF GÜÇ FİLTRE DEVRELERİ.....	43
5.1	Aktif Filtre Türleri	43
5.1.1	Paralel Aktif Filtre	43
5.1.2	Seri Aktif Filtre	44
5.1.3	Hibrid Filtre	45
5.1.4	Universal Aktif Filtre.....	47
5.2	Farklı Aktif Filtre Bağlantı Şekilleri.....	48
5.2.1	Tek Fazlı Sistem	48
5.2.2	Üç Fazlı Sistem	49
5.2.2.1	Üç Fazlı, Nötr hatsız Sistem	49
5.2.2.2	Üç Fazlı, Nötr hatlı Sistem	50
6.	AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNİN UYGULAMALARINDA KARŞILAŞILAN PROBLEMLER.....	52
6.1	Harmonik Kaynak Türleri.....	52
6.1.1	Akım Kaynağı Tipi Harmonik Kaynakları	52
6.1.2	Gerilim Kaynağı Tipi Harmonik Kaynakları.....	53
6.2	Paralel Aktif Filtrenin Karakteristik Analizi	54
6.2.1	Paralel Aktif Filtrenin Harmonik Akım Kaynaklarına Karşı Karakteristiği.....	55
6.2.2	Paralel Aktif Filtrenin Harmonik Gerilim Kaynaklarına Karşı Karakteristiği	57
6.3	Seri Aktif Filtrenin Karakteristik Analizi	58
6.3.1	Seri Aktif Filtrenin Harmonik Akım Kaynaklarına Karşı Davranışı.....	58
6.3.2	Seri Aktif Filtrenin Harmonik Gerilim Kaynaklarına Karşı Davranışı	59
7.	UYGULAMA	62
7.1	Uygulama Çalışması için Sistem Modeli.....	67
8.	SONUÇLAR.....	73
	KAYNAKLAR.....	74
	ÖZGEÇMİŞ.....	76

SİMGE LİSTESİ

a_0, a_k, b_k	Fourier Serisi katsayıları
i_S	Toplam hat akımı
i_1	Hat akımının temel bileşeni
i_h	Hat akımının harmonik bileşeni
i_L	Yük akımı
i_{Lharm}	Yük akımının harmonik bileşeni
i_{AF}	Filtre akımı
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	abc koordinatlarında filtre akımları
$i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$	abc koordinatlarında referans filtre akımları
i_{α}, i_{β}	α - β koordinatlarında filtre akımları
$i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*$	α - β koordinatlarında referans filtre akımları
i_a, i_b, i_c	abc koordinatlarında hat akımları
i_{α}, i_{β}	α - β koordinatlarında hat akımları
i_d^*, i_q^*	d-q koordinatlarında referans filtre akımları
k_p	dead-beat kontrol kazanç katsayısı
L_h	Hat endüktansı
L_f	Aktif filtre endüktansı
R_f	Aktif filtre direnci
p	Ani aktif güç
q	Ani reaktif güç
$\overline{p}, \overline{q}$	Ani aktif ve reaktif güçlerin DC bileşeni
$\tilde{p}, \tilde{q}$	Ani aktif ve reaktif güçlerin AC bileşeni
U_d^*, U_q^*	d-q koordinatlarında IGBT sürme gerilimleri
V_a, V_b, V_c	abc koordinatlarında kaynak gerilimleri
V_{α}, V_{β}	α - β koordinatlarında kaynak gerilimleri
V_{dc}, V_{CF}	DC kondansatör gerilimi
ξ	Gerilim regülasyonu

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	Güç elektroniği devrelerinin bağlı olduğu bir enerji sistemi.	3
Şekil 2.2	Tek fazlı, kontrolsüz doğrultucu için, a) devre şeması, b) akım ve gerilim dalga şekilleri.	5
Şekil 2.3	Üç fazlı, yarım dalga kontrolsüz doğrultucu için şebekeden çekilen akım ve gerilimin dalga şekli.	6
Şekil 2.4	Üç fazlı, tam dalga kontrolsüz doğrultucu için şebekeden çekilen akımın dalga şekli.	8
Şekil 2.5	Üçüncü mertebeden harmonikleri yok etmek için üçgen-yıldız bağlantı.	9
Şekil 3.1	Seri aktif filtre.	11
Şekil 3.2	Paralel aktif filtre.	11
Şekil 2.3	Paralel aktif filtrenin blok şeması.	12
Şekil 3.4	a) Gerilim beslemeli inverter, b) Akım beslemeli inverter.	13
Şekil 3.5	Gerilim beslemeli, üç fazlı PWM inverter.	14
Şekil 2.6.	Akım beslemeli inverter.	14
Şekil 3.7	Histerezis karşılaştırıcı.	15
Şekil 3.8	Taşıyıcı sinyal ile karşılaştırma yapılan akım kontrol şeması.	16
Şekil 3.9	Dead-beat kontrolü kullanılan bir aktif filtre kontrol şeması.	17
Şekil 4.1	α - β dönüşümü.	23
Şekil 4.2	Ani uzay vektörleri.	23
Şekil 4.3	Ani güç akışı.	26
Şekil 4.4	Üç fazlı,nötr hatlı bir sistemde paralel aktif filtre blok şeması.	27
Şekil 4.5	Üç fazlı,nötr hatlı bir sistemde seri aktif filtre blok şeması.	28
Şekil 4.6	a-b-c koordinatlarında p-q teorisinin güç bileşenleri.	29
Şekil 4.7	a-b-c koordinatlarındaki güç bileşenlerinin kompanzasyonu.	30
Şekil 4.8	p-q teorisi uygulanmış bir paralel aktif filtre için kontrol blok şeması.	31
Şekil 4.9	$\tilde{p}, \tilde{q}$ hesaplama devresi.	33
Şekil 4.10	Birinci ve ikinci Dereceden Butterworth filtreleri için 300 Hz ve 600 Hz de kesme frekansın zayıflatma derecesi ile değişimi.	34
Şekil 4.11	Birinci ve ikinci dereceden Butterworth filtreleri için kesme frekansı ile cevap süresinin değişimi.	34
Şekil 4.12	a) Temel bileşen ve harmonikler içeren bir yük akım dalga şekli, b) Temel bileşeni filtre edilmiş yük akım dalga şekli.	35
Şekil 4.13	a) İki durumlu anahtarlama fonksiyonu, b) üç durumlu anahtarlama	

	fonksiyonu.....	36
Şekil 4.14	Tek fazlı paralel aktif güç filtresi ve DSP' li kontrol ünitesi.	37
Şekil 4.15	Yük akımı temel bileşeninin zaman diyagramı.....	38
Şekil 4.16	Yük akımı, bu akımın DSP ile temel bileşenine ve harmoniklerine ayrılmış dalga şekilleri.	39
Şekil 5.1	Paralel aktif filtre.....	43
Şekil 5.2	Seri aktif filtre.	44
Şekil 5.3	Paralel aktif ve pasif filtrelerin birlikte kullanımı.....	46
Şekil 5.4	Seri aktif filtre ile paralel pasif filtrenin birlikte kullanımı.....	46
Şekil 5.5	Paralel pasif filtreye bağlı seri aktif filtre.	46
Şekil 5.6	Universal aktif filtre.	47
Şekil 5.7	Tek fazlı seri aktif filtre.....	48
Şekil 5.8	Tek fazlı paralel aktif filtre.	48
Şekil 5.9	Tek fazlı universal aktif filtre.....	49
Şekil 5.10	Üç fazlı, üç telli paralel aktif filtre.	49
Şekil 5.11	Üç fazlı ve dört telli paralel aktif filtre.....	50
Şekil 5.12	Dört kutuplu, dört telli paralel aktif filtre.....	51
Şekil 5.13	Üç köprülü, dört telli paralel aktif filtre.	51
Şekil 6.1	Akım kaynağı tipi harmonik kaynağı, a) tristörlü doğrultucu ve b) eşdeğer devresi.	53
Şekil 6.2	Tristörlü doğrultucu için, a) şebeke gerilimi dalga şekli ve b-) şebekeden çekilen akımın dalga şekli.....	53
Şekil 6.5	Harmonik akım kaynağı için paralel aktif filtrenin temel prensip şeması.	55
Şekil 6.6	Harmonik gerilim kaynağı için paralel aktif filtrenin temel prensip şeması.....	57
Şekil 6.7	Harmonik akım kaynağı için seri aktif filtrenin temel prensip şeması.	59
Şekil 6.8	Harmonik gerilim kaynağı için seri aktif filtrenin temel prensip şeması.....	60
Şekil 6.9	Seri aktif filtre için, a) histerezis kontrol metodu, b) rampa karşılaştırmalı kontrol metodu.....	61
Şekil 7.1	Örnek bir endüstriyel sistemin tek hat diyagramı.	62
Şekil 7.2	Filtresiz olarak bir fazdan çekilen yük akımı ve faz-nötr geriliminin değişimi.....	63
Şekil 7.3	Aktif filtre harmonik modunda çalışırken bir fazdan çekilen akımın ve şebeke geriliminin değişimi.	64
Şekil 7.4	Aktif filtre reaktif güç modunda çalışırken bir fazdan çekilen akımın ve şebeke geriliminin değişimi.	65
Şekil 7.5	Paralel aktif filtrenin performansının değerlendirilmesi için oluşturulan	

	simülasyon devresi.....	69
Şekil 7.6	Simulayonda oluşturulan 12 darbeli doğrultucunun şebekeden her bir fazdan çektiği akımların değişimi.....	69
Şekil 7.7	Yük akımının değişimi.....	69
Şekil 7.8	Transformatörün sekonder sargılarından çekilen akımların değişimi.....	70
Şekil 7.9	Her bir faza enjekte edilen filtre akımlarının değişimi.	71
Şekil 7.10	Filtre çalışırken şebekeden her bir fazdan çekilen akımların değişimi.....	72



ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 5.1	Paralel ve seri aktif filtrelerin karşılaştırılması.	45
Çizelge 7.1	Filtresiz olarak her bir faz için ölçülen büyüklükler.	63
Çizelge 7.2	Aktif filtre harmonik modunda çalışırken ölçülen büyüklükler.....	64
Çizelge 7.3	Aktif filtre reaktif güç modunda çalışırken ölçülen büyüklükler.....	65
Çizelge 7.4	Filtresiz olarak, harmonik modu ve reaktif güç modu için şebeke akım ve gerilimindeki THD' ler.	66
Çizelge 7.5	Filtresiz olarak, harmonik modu ve reaktif güç modları için güç faktörünün değişimi.	66
Çizelge 7.6	Simulasyon parametreleri.....	67



**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

ÖNSÖZ

Hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen anneme ve babama,

Çalışmalarım sırasında deneyimlerini bana aktaran ve beni planlı bir çalışmaya yönlendiren danışman hocam sayın Doç.Dr. Hacı BODUR'a

Aktif filtre ölçümleri almamda yardımcı olan arkadaşım Elektrik Mühendisi Özkan ÇAKIR'a, MATLAB ve diğer teknik konularda yardımcı olan arkadaşım Arş.Gör. Faruk BAKAN'a, Tezin yazımı esnasında desteklerini esirgemeyen ve moral kaynağı olan başta Arş.Gör. Bora ACARKAN ve Arş.Gör. İsmail AKSOY'a ve diğer mesai arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.



ÖZET

Lineer olmayan yüklerin endüstride ve konutlarda çok yaygın bir şekilde kullanılması, şebekede distorsiyonlu akımların çoğalmasına bunun sonucunda aktif olmayan güçlerin artmasına neden olmaktadır. Bu distorsiyonlar şebeke gerilimindeki dalgalanmalardan ve gerilimdeki yüksek THD oranlarından farkedilebilir. Genellikle şebekedeki harmonikleri elemine etmek ve yük güç faktörünü düzeltmek için, pasif LC elemanlarından oluşan filtreler ve güç kapasitörleri kullanılmaktadır. Ancak pratikte pasif filtrelerin yalnız ayarlanmış belli bir frekanstaki harmoniği bertaraf etmesi, işletmede büyük hacim kaplamaları ve şebeke empedansı ile rezonans oluşturma riskleri gibi dezavantajlarının olması çalışmaları aktif filtreleme üzerine kaydırmıştır.

Son yıllarda harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu için aktif filtreleme ideal bir teknoloji olmuştur. Aktif güç filtresi (APF) dijital bir kontrol sistemi ve bir PWM inverterden oluşur. APF devreye seri veya paralel olarak bağlanabilir. APF performansı akım kontrol ünitesi ve harmonik beirleme ünitelerine bağlıdır. APF hem harmonikleri elemine etmek için hem de reaktif güç kompanzasyonu için kullanılabilir.

Bu çalışmanın amacı APF'lerin performanslarını araştırmak, endüstride çalışan bir paralel APF'yi analiz etmek ve bu devrenin bilgisayarda kontrol devresini modelleyerek simulasyonunu yapmaktır. Çalışmanın birinci bölümünde yapılan geniş literatür taramasının özeti çıkarıldı. İkinci bölümde güç elektroniği devrelerinin enerji sistemine olan etkileri incelendi. Üçüncü bölümde APF'nin akım kontrol devresi açıklandı ve dead-bead metodu için kontrolör denklemleri verildi. Dördüncü bölümde harmonik belirleme ünitesi anlatıldı. Burada harmonikleri belirlemek için p-q metodu ve FFT metodu olmak üzere iki yöntem sunuldu. Beşinci bölümde farklı APF devre şemaları verildi. Altıncı bölümde ise APF uygulamalarında karşılaşılan problemlere değinildi. Yedinci bölümde işletmedeki çalışma vaziyetindeki bir paralel APF'den ölçümler alındı. Benzer bir devre bilgisayarda modellenerek simulasyonu yapıldı. Son olarak da alınan ölçüm sonuçları ile simulasyon sonuçlarına dayanılarak sonuçlar elde edildi.

Anahtar kelimeler: Aktif güç filtresi, Aktif filtre, Harmonikler, Ani aktif güç, Ani reaktif güç, Reaktif güç kompanzasyonu.

ABSTRACT

A widespread use of non-linear loads in industrial and household environment leads to increased presence of distortion current and therefore to increased non-active power in the power system. The consequences can be noticed in the supply voltage through spikes, flickers and higher total harmonic distortion (THD). Conventionally, passive LC filters have been used to eliminate harmonics and power capacitors have been employed to increase the load power factor. However, in practical applications these passive filters have some drawbacks since they have the limitations of fixed compensation characteristics, large size and resonance risks. In order to overcome these problems active power filter (APF) have been developed.

In recently, active filtering of electric power has become a mature technology for harmonics and reactive power compensation. A APF consists of a PWM inverter and a digital control system. APF can be connected in series or in parallel with the supply network. The performance of APF depends on its current control unit and harmonic detection unit. APF is used both to reduce harmonics and to compensate reactive power.

The aim of this study is to investigate the performance of APF's, to analyze a parallel APF operating in industry and to simulate a computer-based model of the APF. In the second chapter of this study, the effects of power electronics circuits on the power system are analyzed. In the third chapter, current control unit is examined and its equations for dead-bead method are given. Harmonic detection unit is described in chapter 4. Two control strategies, which are the p-q method and FFT method, for detecting harmonics are proposed. In chapter 5, different APF circuit configurations are given. In chapter 6, the application issues of APF are discussed. In chapter 7, some datas, which were measured from a parallel APF operating in network, are given. A APF computer-based model is developed and simulated. Finally, experimental results are compared with the simulations results.

Key Words: Active power filters, Active filters, Harmonics, Instantaneous active power, Instantaneous reactive power, Reactive power compensation.

1. GİRİŞ

Güç elektroniği teknolojisinin gelişimi ile statik güç dönüştürücüleri gibi lineer olmayan yüklerin kullanımı artmıştır. Ayarlanabilir hız motor sürücüleri, fırınlar, güç kaynakları v.b. yükleri kontrollü bir güç ile beslemek için tristörler ve diğer yarıiletken elemanların kullanıldığı AC gücün kontrolü yaygın bir şekilde yapılır. Bunlara ilaveten HVDC sistemlerde ve yenilenebilir elektrik enerjisi üretiminde de AC güç kontrolü kullanılır. Güç elektroniği elemanlarından oluşan lineer olmayan yükler sistemden harmonikli akım ve reaktif güç çekerek enerji iletim ve dağıtım sisteminde güç kalitesinin düşmesine sebep olurlar. Ayrıca bu yükler üç fazlı sistemlerde dengesizliklere ve nötr hattından aşırı akımların çekilmesine neden olabilirler. Lineer olmayan yüklerin oluşturduğu akım harmoniklerinin meydana getirdiği gerilim harmonikleri bir çok devrede ciddi problemlere neden olmaktadır. Sistemde oluşan bu harmonikler ve dengesizlikler, reaktif güç çekilmesi, aşırı nötr akımları enerji sistemin verimliliğini ve güç faktörünü düşürürler. Lineer olmayan yükler aynı sisteme bağlı diğer yüklerde de bozulmalara ve yakın çevredeki iletişim hatlarında parazitler oluşmasına sebep olurlar.

Lineer olmayan yükler içeren enerji sistemlerindeki problemleri çözmek için bir çok araştırma yürütülmüştür. Harmonikleri azaltmak ve güç faktörünü artırmak için geleneksel olarak pasif LC filtreleri kullanılmıştır. Pasif filtrelerin sadece ayarlanmış bir frekansta harmoniği kompanze etmesi, şebeke empedansı ile rezonans oluşturma risklerinin olması ve boyutlarının büyük olmasından dolayı, araştırma alanları bu tür sakıncalardan kurtulmak için yeni bir eliminasyon sistemi üzerine kaymıştır.

Temel prensipleri 1970' lerde sunulan Aktif Güç Filtreleri (APF) üzerinde bir çok araştırma ve pratik çalışmalar yapılmıştır. Günümüzde aktif filtreleme teknolojisi AC şebekedeki harmoniklerin, reaktif gücün ve nötr hattı akımlarının kompanzasyonunda kullanılmaktadır. Son çeyrek yüzyılda çeşitli APF konfigürasyonları ve kontrol yöntemleri sunulmuştur. APF' ler ayrıca gerilim regülasyonu ve gerilim dalgalanmalarını bastırmak için de kullanılmaktadır.

AC şebekedeki tek fazlı ve üç fazlı yükler için APF' ler iki telli, üç telli ve dört telli olmak üzere üç bölümde sınıflandırılırlar. İç aydınlatma lambaları, fırınlar, TV, bilgisayar, yazıcı, klima gibi tek fazlı yükler lineer olmayan yüklerdir ve güç kalitesinin düşmesine neden olurlar. Tek fazlı APF' lerin teorisi 1976 yılında sunuldu ve sonraki yıllarda endüstride kullanılmaya başlandı (L. Gyugyi, C. Chen, P. Enjeti, V. John, J. Nastran, D.A. Torrey, C.Y. Hsu, H.. Wu).

1971' den günümüze kadar bir çok APF konfigürasyonu sunuldu. Seri aktif filtre (Nastran, 1994), paralel aktif filtre (Akagi, 1984), seri-paralel aktif filtre kombinasyonu (Moran, 1989) olan bu konfigürasyonlar geliştirildi ve endüstride kullanılmaya başlandı. Bu tek fazlı APF' lerde akım beslemeli ve gerilim beslemeli olmak üzere iki çeşit inverter kullanılmıştır.

AC gücün büyük bir kısmının üç fazlı yükler tarafından tüketilmesinden dolayı üç telli APF'ler geliştirildi. APF' ler üzerinde yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu üç telli aktif filtreler üzerinedir. Üç telli aktif filtrelerde de yukarıda bahsedilen konfigürasyonlar ve bunların yanında pasif-aktif filtrenin birlikte hibrid kullanımı (Akagi, 1996) uygulanmıştır.

Yarıiletken teknolojisinin gelişimi ile Aktif filtre devrelerinde çok çeşitli yarıiletken elemanlar kullanılmıştır. İlk uygulamalarda tristörler, BJT' ler ve güç MOSFET' leri kullanılmıştır. Daha sonraki uygulamalarda SIT' ler ve GTO'lar ve son uygulamalarda da IGBT' ler kullanılarak aktif güç filtre devreleri gerçekleştirilmiştir. Sensör teknolojisinin gelişimi APF' nin performansını artmasına katkıda bulunmuştur.

Aktif filtreler üzerinde yapılan çalışmaların büyük bir bölümü de harmoniklerin belirlenmesi ve ölçülmesi tekniği üzerinde durulmuştur. Bugüne kadar bir çok aktif filtre kontrol yöntemi geliştirildi. İlk olarak 1983 yılında H. Akagi tarafından d-q teorisi olarak da bilinen ani reaktif güç teorisi sunuldu. Zaman domeninden bağımsız hesaplama devrelerinden oluşan bu teori APF kontrol devrelerin büyük bir çoğunluğunda kullanıldı. Mikroelektronik endüstrisinin gelişimi ile APF kontrol yöntemlerin de büyük ilerlemeler kaydedilmiştir. Son yıllardaki aktif filtre kontrol devreleri DSP' ler ile gerçekleştirilmiştir (Li, 1995). Günümüzde DSP' lerin gelişimi ile çok karmaşık aktif filtre kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek mümkün olmaktadır. Bu gelişme APF performansını iyileştirmek için PI, değişken yapı kontrolü, bulanık mantık, nöron ağları gibi bir çok değişik kontrol algoritmaların kullanılmasını sağlamıştır. DSP' lerdeki gelişme ile ani değişen lineer olmayan yükler için bile kontrol sisteminde hızlı cevap alma gerçekleşir ve yüksek dereceden harmonikler (genellikle 25. Harmoniğe kadar) elemine edilir (Paice, 1996).

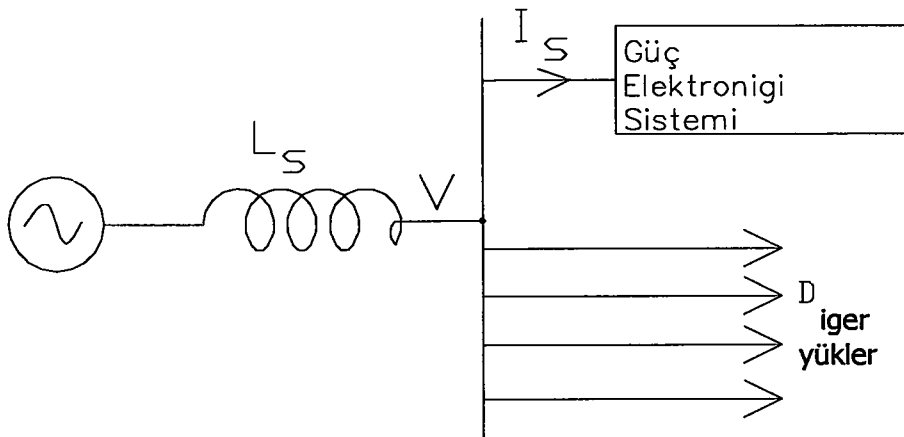
2. GÜÇ ELEKTRONİĞİ SİSTEMLERİNİN ŞEBEKEYE ETKİLERİ

Güç elektroniği devrelerinin bağlı olduğu bir sistemde, sisteme bağlı diğer yükler bu devrelerin şebekeden çektikleri harmonik akımlardan etkilenirler. Şekil 2.1’de böyle bir sistem gösterilmiştir. Güç elektroniği devreleri (doğrultucular, inverterler, v.b.) şebekeden harmonikli akımlar çekerler. Şekil 2.1’deki güç elektroniği yüklerinden oluşan yükün şebekeden çektiği akım,

$$i_s(t) = i_1(t) + \sum i_h(t) \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilir. Bu akımın şebeke endüktansı L_s ’ de oluşturduğu gerilim düşümünden dolayı diğer yüklerin bağlandığı v noktasındaki gerilimde bozulmalar oluşacaktır. Böylece şebekedeki diğer lineer yükler de harmonikli bir kaynaktan beslenmiş gibi olmaktadır. Bu harmoniklerin bir çok zararları olabilir. Bunlardan bazıları;

- Ek kayıplara neden olurlar,
- Rezonans şartları oluşursa şebekedeki diğer cihazlar aşırı gerilimlere maruz kalabilirler,
- Hassas cihaz ve röleler doğru çalışmayabilir (örneğin yanlış akım değerinde açma-kapama yapabilirler),
- Haberleşme cihazları elektromagnetik girişime (EMI) maruz kalabilir.



Şekil 2.1 Güç elektroniği devrelerinin bağlı olduğu bir enerji sistemi.

2.1 Harmoniklerle İlgili Terimler

2.1.1 Harmonik Faktörü (HF)

Belirli bir harmoniğin harmonik faktörü; bu harmoniğin efektif değerinin, ana dalga efektif değerine oranı olarak tanımlanır.

$$HF_n = U_n / U_1 \quad (2.2)$$

2.1.1 Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD)

Bir dalga şekli ile ona ait ana dalga bileşeni arasındaki yakınlığı ifade eden THD, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \quad (2.3)$$

2.1.2 Distorsiyon Faktörü (DF)

Bir dalga şeklinin harmonikleri ikinci mertebeden bir zayıflatmaya tabi tutulduktan sonra, geriye kalan harmonik distorsiyonu, DF ile belirtilir. Bu nedenle DF, ikinci mertebeden bir yük filtresinin değerlerini belirtir ve

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (U_n / n^2)^2}}{U_1} \quad (2.4)$$

olarak tarif edilir. n'inci mertebeden belirli bir harmoniğin DF si ise;

$$DF_n = (U_n / U_1 n^2) \quad (2.5)$$

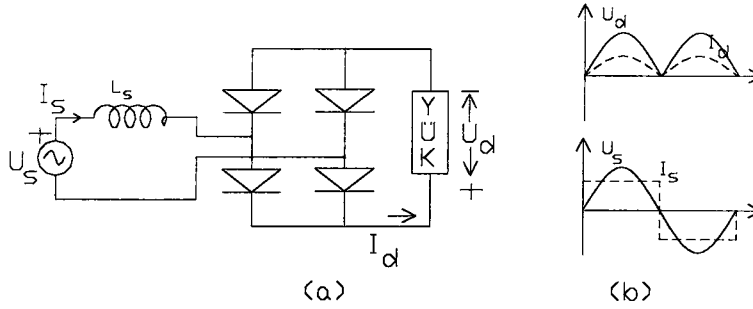
şeklinde tarif edilebilir.

2.2 Şebeke Denetimli Dönüştürücüler İçin Akım Harmonikleri

Pratikte çoğunlukla güç elektroniği devreleri dönüştürücüler olarak kullanılırlar. Tek fazlı kontrolsüz veya kontrollü doğrultucular, üç fazlı yarım dalga veya tam dalga kontrollü doğrultucular en çok karşılaşılan devrelerdir. Aşağıda bu devrelerin şebekeden çektikleri akım harmonikleri incelendi.

2.1.2 Tek Fazlı Kontrolsüz Doğrultucu

Şekil 2.2’de kontrolsüz bir doğrultucu ve yükün şebekeden çektiği akım ve gerilim dalga şekli çizilmiştir. Burada yükün sabit bir I_d akımını çektiği kabul edilir. Şebeke akımının fourier serisine açılarak harmonikleri incelenebilir. Bir dalga şekli fourier serisine göre aşağıdaki gibi ifade edilir.



Şekil 2.2 Tek fazlı, kontrolsüz doğrultucu için, a) devre şeması, b) akım ve gerilim dalga şekilleri.

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (2.6)$$

burada,

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) d\omega t \quad (2.7)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \times \cos k\omega t d\omega t \quad (2.8)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \times \sin k\omega t d\omega t \quad (2.9)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Şekil 2.2(b)’ deki şebeke akımı için fourier katsayıları aşağıdaki gibi bulunur.

a_0 ve a_k ’lar dalga özelliğinden dolayı sıfıra eşittir.

$$b_k = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d \sin k\omega t$$

$$I_s = \frac{4I_d}{\pi} \sin \omega t + \frac{4I_d}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4I_d}{5\pi} \sin 5\omega t \dots$$

Bu dalga şeklinin THD katsayı değeri,

$$THD = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2.10)$$

$$I_{s1} = \frac{I_{s1\max}}{\sqrt{2}} = \frac{4I_d}{\sqrt{2\pi}}$$

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\omega t} = I_d$$

$THD = 0.4834$ olarak bulunur.

2.1.3 Üç Fazlı, Yarım Dalga Şebeke Kontrollü Doğrultucu

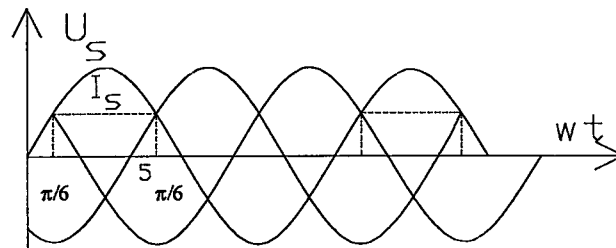
Üç fazlı, kontrolsüz, yarım dalga bir dönüştürücünün şebekeden çektiği akımın dalga şekli Şekil 2.3'te görülmektedir. Burada çıkış akımının sabit olduğu kabul edilir. Doğrultulmuş gerilimin her bir harmoniği şebeke akımında iki farklı harmonik akımına neden olur. q faz sayısı, $k=1, 2, 3\ldots$ olmak üzere;

$$p = s \times q \quad (2.11)$$

darbe sayısını,

$$n = k \times p \quad (2.12)$$

harmonik sayısını verir. Bu DC dalgalanmalar şebeke tarafında $(n-1)$ ve $(n+1)$ mertebeden akım harmoniklerine neden olurlar.



Şekil 2.3 Üç fazlı, yarım dalga kontrolsüz doğrultucu için şebekeden çekilen akım ve gerilimin dalga şekli.

Şekil 2.3'teki dalga şekli fourier serisine açılırsa fourier katsayıları;

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d d\omega t = \frac{I_d}{3},$$

$$a_k = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \times \cos k\omega t d\omega t,$$

$$b_k = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \times \sin k\omega t d\omega t \text{ olmak üzere;}$$

$$I_s = \frac{I_d}{3} - \frac{\sqrt{3}I_d}{2\pi} \cos 2\omega t - \frac{\sqrt{3}I_d}{4\pi} \cos 4\omega t \dots + \frac{\sqrt{3}I_d}{\pi} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}I_d}{5\pi} \sin 5\omega t - \frac{\sqrt{3}I_d}{7\pi} \sin 7\omega t \dots$$

şeklinde bulunur. Elde edilen bu ifadeden görülüyor ki şebeke akımında 3. DC harmonik için 2 ve 4, 6. DC harmonik için 5 ve 7 harmonikler mevcuttur. Bu dalga şeklinin THD' si denklem 2.10'a göre hesaplanırsa,

yukarıda elde edilen I_s akımının temel bileşeni,

$$I_{s1} = \frac{I_{s1\max}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}I_d}{\sqrt{2}\pi}$$

akım dalga şeklinden,

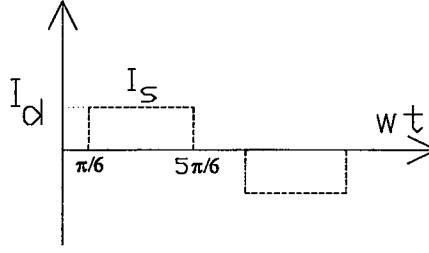
$$I_s = \sqrt{\frac{I_d^2 \times 2\pi/3}{2\pi}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

olarak bulunur. Bu ifadeler denklem (2.10)'daki yerlerine yazılır ve toplam harmonik distorsiyon,

THD = 1,09236 olarak hesaplanır.

2.1.4 Üç Fazlı, Tam Dalga, Kontrolsüz Doğrultucu

Şekil 2.4'de üç fazlı, kontrolsüz, köprü montajı için sabit I_d çıkış akımı kabulü ile şebeke akımının değişimi verilmiştir. Burada denklem (2.11)'e göre $p=6$ ve $k=1$ için en düşük mertebeli harmonikler 5. ve 7. harmonikler olur.



Şekil 2.4 Üç fazlı, tam dalga kontrolsüz doğrultucu için şebeken çekilen akımın dalga şekli.

Şekil 2.4'deki dalga şekli fourier serisine açılırsa fourier katsayıları,

a_0 ve a_k 'lar dalga özelliğinden sıfıra eşittir.

$$b_k = \frac{4}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin k\omega t d\omega t \text{ olmak üzere,}$$

$$I_s = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \sin \omega t - \frac{2\sqrt{3}I_d}{5\pi} \sin 5\omega t - \frac{2\sqrt{3}I_d}{7\pi} \sin 7\omega t \dots$$

şeklinde şebeke akımını elde ederiz. Yukarda da ifade edildiği gibi DC 6. harmonik için ac tarafta 5. ve 7. harmonikler oluşur ve bu harmoniklerin genlikleri $\frac{I_{1\max}}{(n-1)}$, $\frac{I_{1\max}}{(n+1)}$ şeklinde değişmektedirler. Bu dalga şeklinin THD'si denklem (2.10)'a göre hesaplanır,

$$I_{s1} = \frac{I_{s1\max}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\sqrt{2\pi}},$$

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

elde edilir. Bu ifadeler denklem (2.10)'daki yerlerine yazıldığı zaman $THD = 0.3108$ olarak bulunur. Bu sonuçtan da görüldüğü gibi darbe sayısı artırılırsa dalgaadaki distorsiyon önemli derecede azalmış olur.

Normal olarak 3k mertebeli harmonikler bağlantı türü ile yok edilirler (Şekil 2.5). Eğer 3k mertebeden harmonikler şebekede bulunursa, aşağıdaki bağıntılarda görüldüğü gibi ana dalga fazörleri ile aynı yönde dönerler.

$$i_{a3k} = I_{3k \max} \sin(3k\omega t)$$

$$i_{b3k} = I_{3k \max} \sin(3k\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_{c3k} = I_{3k \max} \sin(3k\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

(3k-1) harmonikleri ise, aşağıdaki ifadelerde de görüldüğü gibi ana dalga fazörü ile ters yönde dönerler (5.,11. v.b).

$$i_{a(3k-1)} = I_m \sin((3k-1)\omega t)$$

$$i_{b(3k-1)} = I_m \sin((3k-1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)) = I_m \sin((3k-1)\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

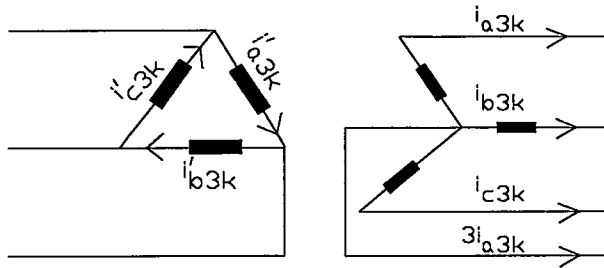
$$i_{c(3k-1)} = I_m \sin((3k-1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)) = I_m \sin((3k-1)\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

(3k+1) harmonikleri ana dalga fazörü ile aynı yönde dönerler (7.,13. v.b).

$$i_{a(3k+1)} = I_m \sin((3k+1)\omega t)$$

$$i_{b(3k+1)} = I_m \sin((3k+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)) = I_m \sin((3k+1)\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_{c(3k+1)} = I_m \sin((3k+1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)) = I_m \sin((3k+1)\omega t + \frac{2\pi}{3})$$



Şekil 2.5 Üçüncü mertebeden harmonikleri yok etmek için üçgen-yıldız bağlantı.

3. AKTİF GÜÇ FİLTRELERİ

Enerji sistemindeki harmonikleri elemine etmek ve yükün güç faktörünü düzeltmek için bugüne kadar geleneksel LC pasif filtreler kullanılmıştır. Ancak pratikte bu pasif filtreler aşağıdaki dezavantajlara sahiptir (Moran, 1995),

- Filtre karakteristiği kaynak empedansından önemli derecede etkilenir,
- Filtre kondansatörü akımın hem temel hem de harmonikli bileşenlerine göre boyutlandırılır,
- Harmonikli akım bileşenleri arttığı zaman filtre aşırı yüklenebilir,
- Güç sistemi ile filtre bileşenleri arasında belirli bir frekansta paralel rezonans oluşarak kaynak tarafında harmonikli akımların yükselmesine sebep olabilir,
- Pasif filtre güç sistemi ile seri rezonansa da düşebilir.

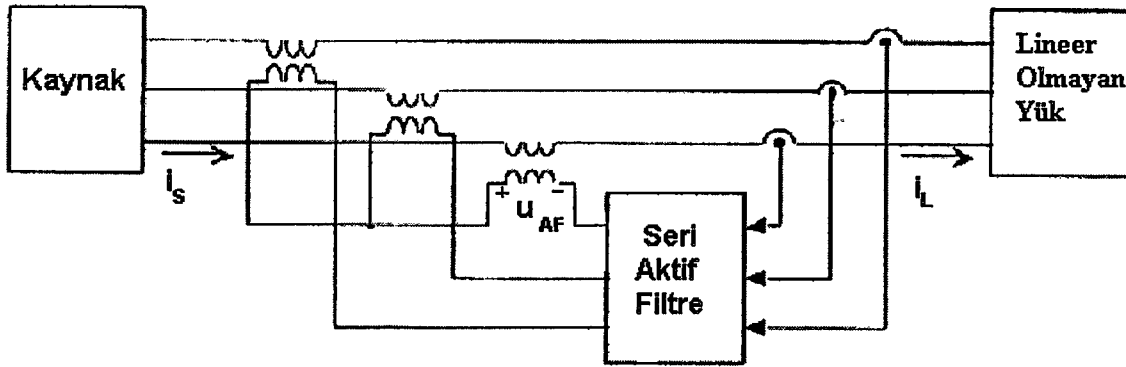
Bu problemleri çözmek için aktif güç filtreleri geliştirildi. Son yıllarda çeşitli aktif güç filtre dizaynları ve kontrol yöntemleri sunuldu.

Aktif filtre lineer olmayan bir yükün çektiği harmonik akımları yok etmek üzere, harmonik akımları meydana getirmek için güç elektroniği anahtarlamalarını kullanır. Aktif güç filtresinin çalışması, sisteme yükün ürettiği harmonikle aynı genlikte fakat ters fazda bir akım enjekte edilmesi prensibine dayanır.

Temel olarak bir aktif güç filtresi, şebekeye bir dijital kontrolörle bağlı standart bir dönüştürücüden oluşur. Ayrıca akım veya gerilimdeki harmonik distorsiyonunu tanımlamak için ilave bir kontrol bloğu mevcuttur. Pasif filtrelerin tersine, aktif filtrenin performansı şebeke empedansına daha az bağımlıdır. Yük değiştiğinde sadece kontrolör yeniden programlanmalıdır.

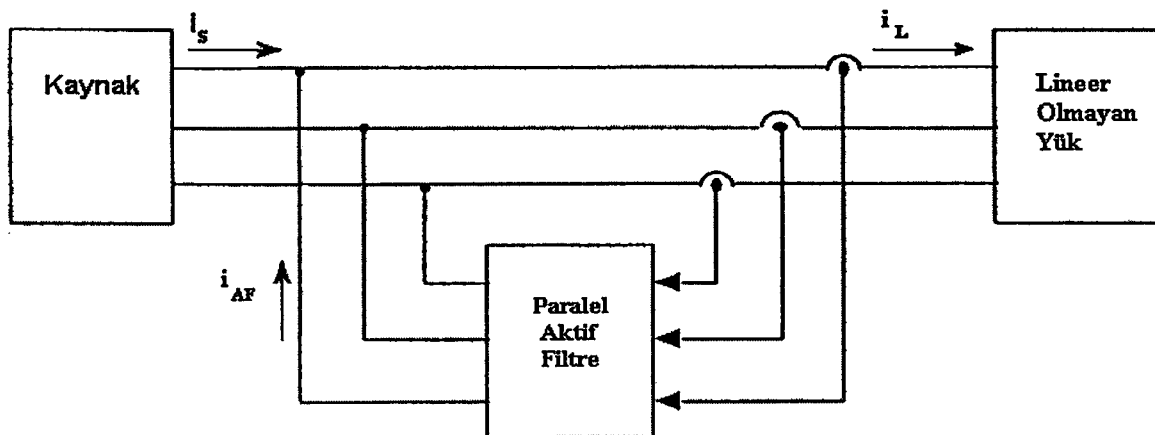
Genel olarak aktif filtreler akım ve gerilim harmoniklerini kompanze etmek için kullanılır. Bunun yanında aktif filtreler reaktif güç, gerilim ve akım dengesizlikleri, nötr akımı kompanzasyonları ile şebeke gerilim regülasyonu içinde de kullanılırlar. Aktif güç filtreleri lineer olmayan yükün ürettiği akım harmoniklerini azaltabilir, reaktif güç çekebilir veya üretebilir. Pasif filtrelerle karşılaştırıldığı zaman bu filtrelerin en büyük dezavantajı başlangıç maliyetlerinin yüksek olmasıdır.

Seri ve paralel olmak üzere iki tür aktif filtre vardır. Şekil 3.1’de seri aktif filtrenin bağlantı şeması görülmektedir. Çıkış gerilimi (U_{AF}) yük akımının ($i_{yük}$) harmonik içeriği için yüksek bir empedans meydana getirecek ve şebeke akımını sinusoidal yapacak bir şekilde kontrol edilir. Harmonik gerilim kaynağı gibi davranan lineer olmayan yükler için seri aktif filtre çok etkili olacaktır. Seri filtre ile daha çok gerilime bağlı kompanzasyonlar (gerilimin dengesizlikleri, dalgalanmaları ve regülasyonu) gerçekleştirilir (Petersson, 1997).



Şekil 3.1 Seri aktif filtre.

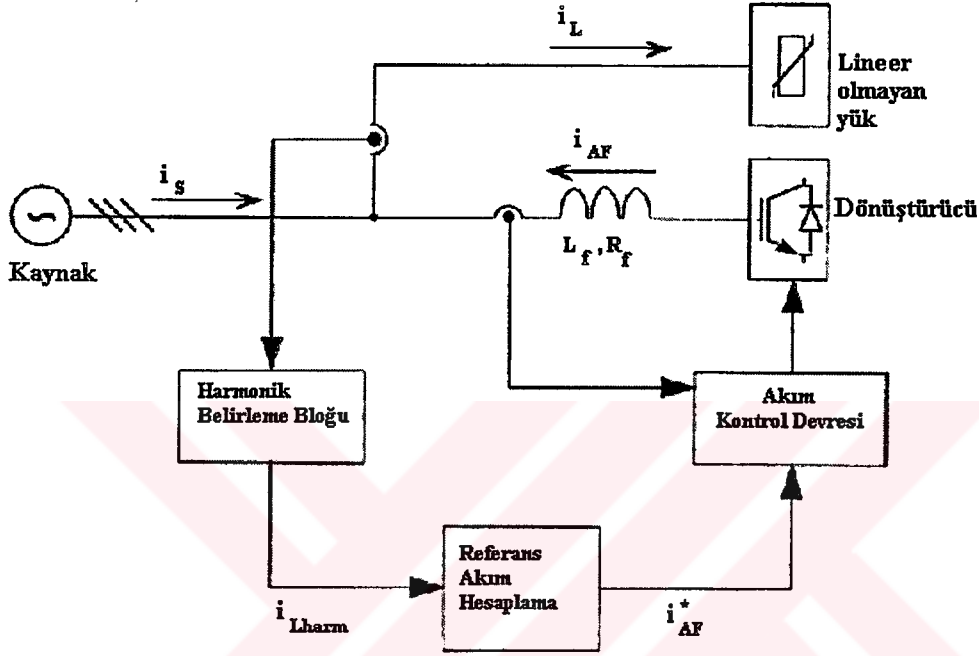
Şekil 3.2’de paralel filtrenin yapısı görülmektedir. Paralel aktif filtre şebekeye paralel bağlı çalışır. Yük akımlarını tanımladıktan sonra yük akımları ile aynı genlikteki harmonik akımları (i_{AF}) şebekeye enjekte eder. Paralel aktif filtreler harmonik akım kaynağı gibi davranan yükler için etkilidir. Paralel filtre akım ile ilişkili kompanzasyonları (reaktif güç ve akım dengesizlikleri v.b.) yapar (Petersson, 1997).



Şekil 3.2 Paralel aktif filtre.

3.1 Aktif Güç Filtresinin Yapısı

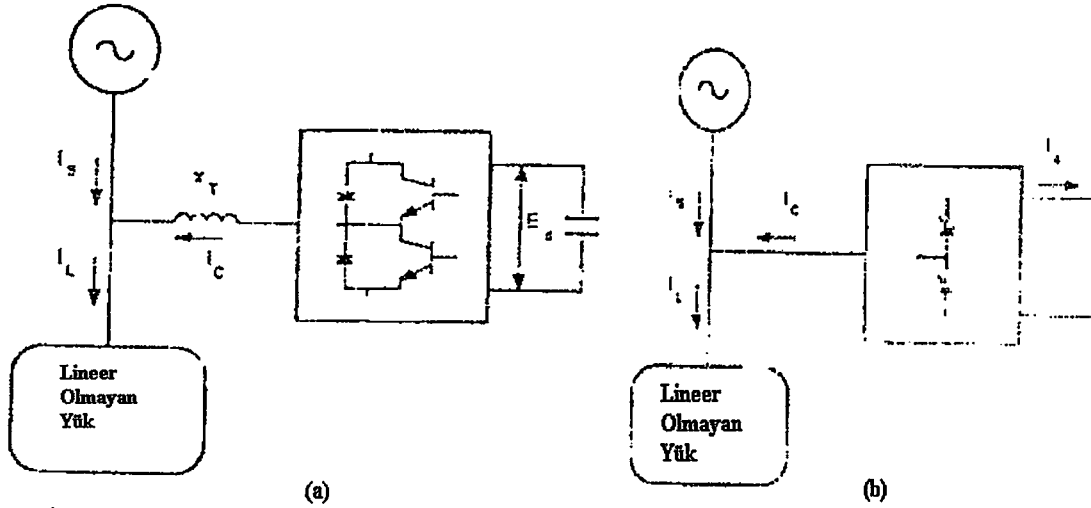
Aktif güç filtre devresi, dönüştürücü, akım kontrol devresi ve harmonik belirleme bloğu olmak üzere üç kısımda incelenebilir(şekil 3.3)(Petersson, 1997).



Şekil 2.3 Paralel aktif filtrenin blok şeması.

3.1.1 Aktif Güç Filtresinin Dönüştürücü Bloğu

Aktif güç filtresi akım beslemeli inverter veya gerilim beslemeli inverter kullanılarak gerçekleştirilebilir (Şekil 3.4). Dönüştürücülerdeki DC kaynak gücünü ya AC devreden doğrultularak ya da ayrı bir sarj devresinden alır. Gerilim beslemeli inverterin DC kaynağı gerilim değişimlerine dayanabilen bir kondansatörden oluşur. Akım beslemeli inverter ise DC kaynak olarak akım değişimlerine dayanıklı bir bobini kullanır. Bu inverterlerde kullanılan yarı iletken eleman olarak BJT, SCR, GTO ve son uygulamalarda IGBT'ler kullanılmaktadır. Dengesizlik koşullarda maksimum esneklik ve performans için her faz başına ayrı ayrı inverterler kullanılır. Aktif filtrelerin pasif filtre ile birlikte hibrid kullanılmaları da mümkündür. Örneğin büyük dereceli harmonikler (5. vb) için pasif filtre eklemek. Bu da inverterin gücünü dolayısıyla da fiyatını azaltır.



Şekil 3.4 a) Gerilim beslemeli inverter, b) Akım beslemeli inverter.

Gerilim veya akım beslemeli inverter seçimi inverter fiyatına, distorsiyon kaynağına ve harmonik distorsiyonunu düzeltme miktarına (%95 veya IEC standartlarında belirtilen v.s.) bağlıdır.

Gerilim beslemeli inverterler paralel bağlanarak norm değerleri artırılabilir. Böylece inverterin kolları arasında çakışma önlenmiş olur. Yüksek frekanslarda anahtarlama yapılabilir. Böylece inverter gücünü artırmadan yüksek dereceli harmonikleri elemine edebiliriz. Ayrıca gerilim beslemeli inverterler akım beslemelilere nazaran daha ucuzdur ve daha az yer kaplarlar. En önemli dezavantajları kontrol sistemlerinin karmaşık olmasıdır. Özellikle paralel bağlı birkaç inverterin kontrol sisteminin karmaşıklığı iyice artar.

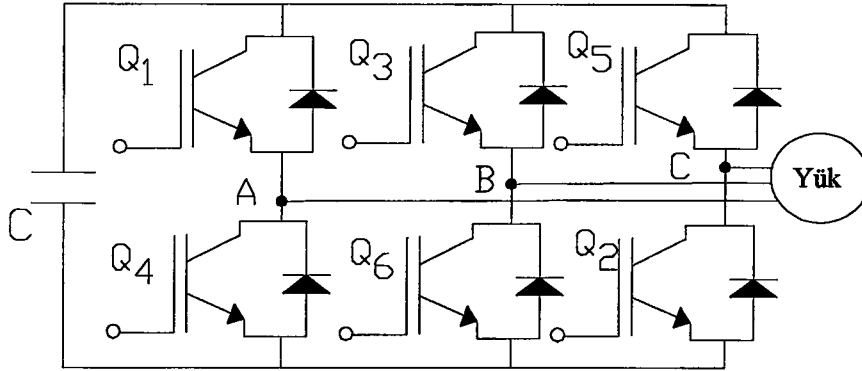
Akım beslemeli inverterlerin yapısı daha basit ve daha güvenlidirler. Kayıplarının yüksek olması en büyük dezavantajlarıdır.

Gerilim beslemeli inverterler bütün şebeke için kolaylıkla kullanılırken akım beslemeli inverterler bireysel yükler için uygundur. Uygulamada daha çok gerilim beslemeli inverterler kullanılmaktadır.

3.1.1.1 Gerilim Beslemeli İnverter

Üç fazlı PWM inverterin ana akım devresi Şekil 2.5'deki gibidir. Q_1 iletme sokulduğunda A ucu, giriş geriliminin pozitif ucu ile irtibatlanır. Q_4 'ün iletme sokulması ile de negatif uç A ucuna bağlanır. IGBT' ler sürülme sırasına göre numaralandırılmışlardır. Montajda IGBT yerine anahtarlama elemanı olarak tristör, BJT, GTO, MOSFET kullanılabilir. Fakat PWM

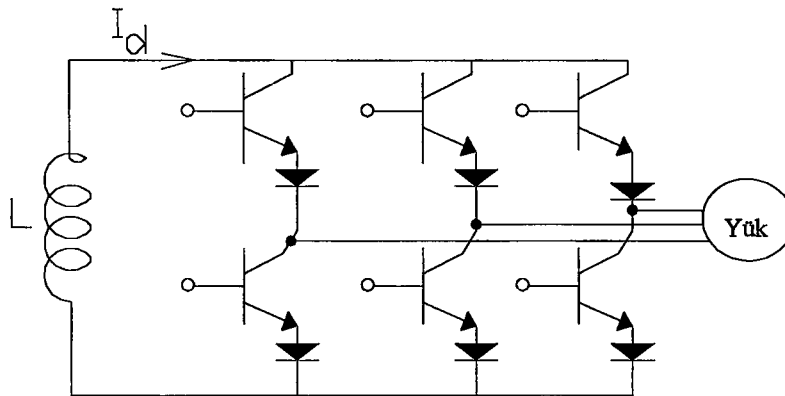
inverterde yüksek anahtarlama hızları gerektiğinden şekilde IGBT kullanılmıştır. PWM inverterde anahtarlama frekansı yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları çok önemli hale gelebilir.



Şekil 3.5 Gerilim beslemeli, üç fazlı PWM inverter.

3.1.1.2 Akım Beslemeli İnverter

Akım beslemeli inverterler bir akım kaynağından beslenirler. Çıkış akımı da yükten bağımsız olarak sabittir. Bu akıma göre yükün uçlarında gerilim oluşur. Şekil 3.6'da üç fazlı BJT'li akım beslemeli inverterin montajı gösterilmiştir. İnverter girişindeki büyük endüktanslı bobin, akım kaynağını oluşturmaktadır. Belirli bir anda üst ve alt kollardan sadece birer BJT iletimdedir.



Şekil 2.6. Akım beslemeli inverter

Akım beslemeli inverterde giriş akımı sınırlı ve kontrollü olduğundan, hatalı tetiklenmelere veya kısa devrelere neden olmaz. Güç devresindeki anahtarlama elemanlarının maruz kaldığı tepe akımları sınırlıdır. Ters akım diyoduna ihtiyaç kalmadan reaktif veya karşı gerilim

retme özelliği bulunan yükleri besleyebilir. Bunlara karşın pratikte kaynaklar sabit gerilimli oldukları için, akım kaynağı elde etmek için inverter girişinde büyük değerli bir bobine ihtiyaç vardır. Akım beslemeli inverterlerin dinamik cevapları oldukça yavaştır.

3.1.2 Akım Kontrol Devresi

Akım kontrol devresinin girişinde harmonik belirleme bloğunda belirlenmiş referans filtre akım sinyalleri ve filtre çıkış akım sinyalleri, çıkışında ise inverter tetikleme sinyalleri bulunur. Temel olarak referans akım sinyalleri ile çıkış akım sinyalleri arasındaki fark işlenerek kapı sinyallerini üretilir. Bir akım kontrol şemasından

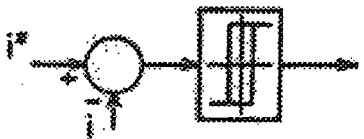
- Hızlı akım kontrolu
- Anahtarlama sırasında oluşan harmonikleri bastırma

zelliklerini sağlaması beklenir. Genel olarak üç temel PWM akım kontrol metodu vardır. Bunlar;

- Histerezis metodu
- Üçgen dalga metodu
- Dead-beat metodu

3.1.2.1 Histerezis Metodu

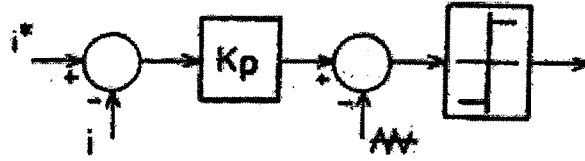
Bu kontrol metodu bir l band veya referans akım etrafında histerezis eğriden yararlanan kontrolden oluşur (şekil 3.7). Referans akım ile gerçek akım arasındaki hata akım sinyali ne zaman bandın dışına kayarsa cihaz akımı banda geri döndürmeye zorlayacak şekilde açılır veya kapanır. Hata sinyali bandın içinde olduğu sürece anahtarlar kapalı kalır. En çok kullanılan metottur. Bu zellik akımı hızlı kontrol etmeyi mümkün kılar. Üçgen dalga metoduna göre daha az anahtarlama kaybı üretilir. Anahtarlama frekansı, kayıplar ve düzeltme miktarı band genişliğinden etkilenir.



şekil 3.7 Histerezis karşılaştırıcı.

3.1.2.2 Üçgen Dalga Metodu

Yerine getirilmesi en kolay yöntemdir. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi K_p ile yükseltilmiş akım hata sinyalini taşıyıcı bir üçgen dalga ile karşılaştırma yoluyla PWM anahtarlama sırasını belirler. Böylece güç yarı iletken elemanlarının anahtarlama frekansı taşıyıcı üçgen dalganın frekansına eşittir. Bu şema PWM konvertere uygulandığı zaman her bir taşıyıcı sinyal fazı sıralı olarak kaydırılır. Uygulanması basittir. En büyük dezavantajı yüksek anahtarlama kayıpları ve yüksek frekanslı distorsiyonlardır. İki durumlu (pozitif-negatif) veya üç durumlu (pozitif-negatif-sıfır) anahtarlama gerçekleştirilebilir.

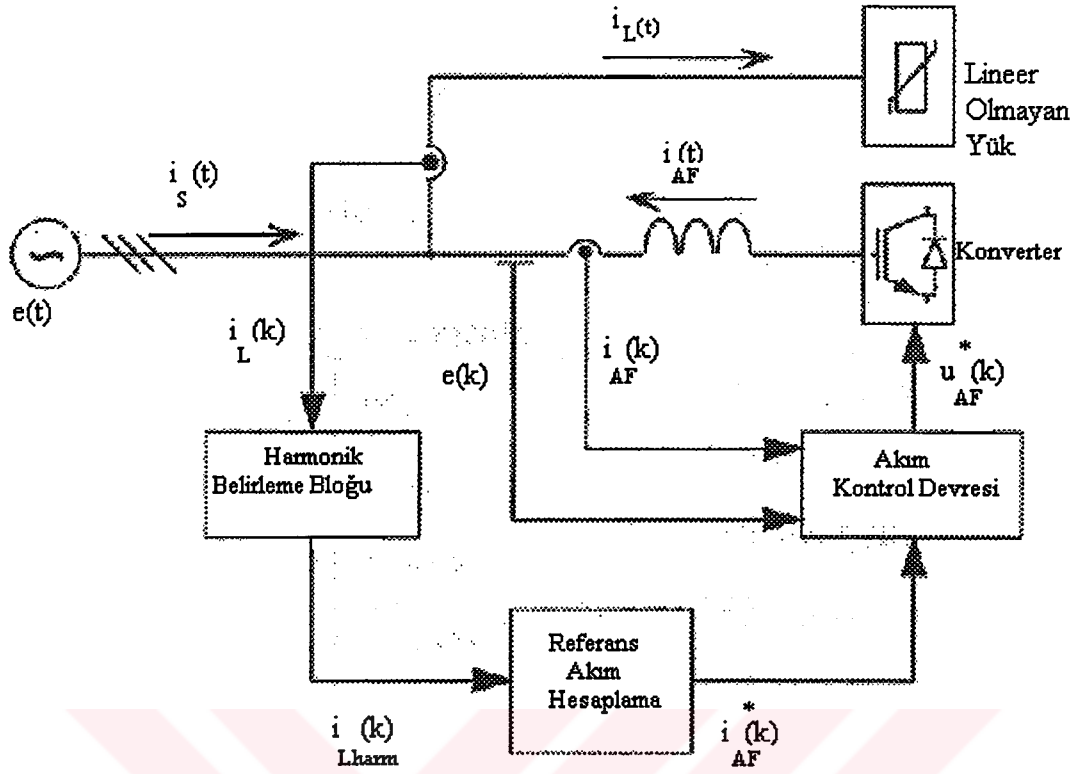


Şekil 3.8 Taşıyıcı sinyal ile karşılaştırma yapılan akım kontrol şeması.

3.1.2.3 Dead-beat Metodu

Bu yöntem diğerlerinden farklı olarak bir sonraki anahtarlama tahmini için bir önceki örneklemeden faydalanır. DSP’lerin gelişimi ile bu kontrol yönteminin kullanımı artmıştır. Güç sistemlerinde anlık değişimlere çok hızlı cevap verebilir. Sinyal tahminleri son birkaç örnekleme dayandır fakat sinyal periyodikliği göz ardı edilir.

Bir dead-beat kontrolünde kontrol algoritması referans değerlerini yakalayan faz akımlarını oluşturmak için faz gerilimlerini hesaplar. Hesaplama zamanının uzun olması en önemli dezavantajlarıdır.



Şekil 3.9 Dead-beat kontrolü kullanılan bir aktif filtre kontrol şeması.

İki örnekleme zamanı arasında lineer bir değişim olduğu ve bu örnekleme aralığında şebeke gerilim bileşenlerinde herhangi bir değişim olmadığı varsayıldığında dead-beat kontrollü inverterin P kontrolör denklemleri aşağıdaki gibi olur.

$$u_d^*(k) = e_d(k) + R_f i_d(k) - \frac{\omega_N L_f}{2} (i_q^*(k) + i_q(k)) + k_p (i_d^*(k) - i_d(k)) \quad (3.1)$$

$$u_q^*(k) = e_q(k) + R_f i_q(k) + \frac{\omega_N L_f}{2} (i_d^*(k) + i_d(k)) + k_p (i_q^*(k) - i_q(k)) \quad (3.2)$$

burada $k_p = \frac{R_r}{2} + \frac{L_r}{T_s}$ olarak dead-beat kontrol kazanç katsayısıdır.

PI kontrolörü için denklemler integrasyon terimi $\Delta u_1^{(dq)}(k)$ dışında P kontrolörü tanımlamaları ile aynı şekilde aşağıdaki gibi olacaktır.

$$u_d^*(k) = e_d(k) + R_f i_d(k) - \frac{\omega_N L_f}{2} (i_q^*(k) + i_q(k)) + k_p (i_d^*(k) - i_d(k)) + \Delta u_{1d}(k) \quad (3.3)$$

$$u_q^*(k) = e_q(k) + R_f i_d(k) + \frac{\omega_N L_f}{2} (i_d^*(k) + i_d(k)) + k_p (i_q^*(k) - i_q(k)) + \Delta u_{1q}(k) \quad (3.4)$$

İntegrasyon terimleri durum denklemlerinden gelmektedir.

$$\Delta u_{1d}(k+1) = \Delta u_{1d}(k) + k_1 (i_d^*(k) - i_d(k)) \quad (3.5)$$

$$\Delta u_{1q}(k+1) = \Delta u_{1q}(k) + k_1 (i_q^*(k) - i_q(k)) \quad (3.6)$$

Burada k_1 integrasyon faktörüdür.

Bilgisayarda bir kontrolör uygulaması yapacağımız zaman referans değerlerin hesaplama zamanından dolayı bir örneklemenin zaman gecikmesi vardır. Bunlara gecikmeli kontrolörler denir. Gecikmeli P kontrolör denklemleri gecikmesiz olanla karşılaştırıldığı zaman bir fazla terim içerir. Bu denklemler aşağıdaki gibi oluşur.

$$u_d^*(k) = e_d(k) + R_f i_d(k) - \frac{\omega_N L_f}{2} (i_q^*(k) + i_q(k)) + k_p (i_d^*(k) - i_d(k)) - \Delta u_d(k) \quad (3.7)$$

$$u_q^*(k) = e_q(k) + R_f i_d(k) + \frac{\omega_N L_f}{2} (i_d^*(k) + i_d(k)) + k_p (i_q^*(k) - i_q(k)) - \Delta u_q(k) \quad (3.8)$$

Sunulan örneklemede son gerilim bileşeninin bir örneklemenin zaman gecikmesinden dolayı şebeke akımlarına bir etkisi yoktur. Bir örneklemeden gerilim bileşenlerini kaldıran kompanzasyon terimleri aşağıdaki gibi olur.

$$\Delta u_d(k) = k_p (i_d^*(k-1) - i_d(k-1)) - \Delta u_d(k-1) \quad (3.9)$$

$$\Delta u_q(k) = k_p (i_q^*(k-1) - i_q(k-1)) - \Delta u_q(k-1) \quad (3.10)$$

Gecikmeli PI kontrolör denklemleri;

$$u_d^*(k) = e_d(k) + R_f i_d(k) - \frac{\omega_N L_f}{2} (i_q^*(k) + i_q(k)) + k_p (i_d^*(k) - i_d(k)) + \Delta u_{1d}(k) - \Delta u_d(k) \quad (3.11)$$

$$u_q^*(k) = e_q(k) + R_f i_d(k) + \frac{\omega_N L_f}{2} (i_d^*(k) + i_d(k)) + k_p (i_q^*(k) - i_q(k)) + \Delta u_{1q}(k) - \Delta u_q(k) \quad (3.12)$$

Kompanzasyon terimi $\Delta u^{(dq)}$ gecikmeli P kontrolör denklemdeki aynısıdır. İntegrasyon terimi ise bütün geçmiş eski örneklemelerin hataların toplamıdır ve aşağıdaki gibi yazılır.

$$\Delta u_{1d}(k+1) = k_1 (i_d^*(k-2) - i_d(k)) + \Delta u_{1d}(k) \quad (3.13)$$

$$\Delta u_{1q}(k+1) = k_1 (i_q^*(k-2) - i_q(k)) + \Delta u_{1q}(k) \quad (3.14)$$

3.2 Arayüz Filtresi

Filtre girişindeki seri bobin kaynak uçlarındaki gerilim ile filtre tarafından üretilen PWM gerilimi arasında bir tampon görevi görür. Filtre performansı için bu bobinin değeri çok önemlidir. Eğer küçük değerli bir bobin kullanılırsa büyük anahtarlama harmonikleri kaynak akımına ilave edilmiş olur. büyük değerli bir bobin kullanıldığında ise filtre akımının hızlı değişimleri algılanamayacak ve istenen kompanze akımı sağlanılmayacaktır.

Bu filtre inverter tarafından üretilen gerilim sinyallerini, harmonikleri kesmek için akım sinyallerine dönüştüren oldukça geniş bir izolasyon endüktansından oluşur. Filtrenin geri kalan kısmı yüksek frekans bileşenleri için izolasyon ve düzeltme sağlar. Gerekli akım dalga şekli inverterdeki yarı iletken elemanların (IGBT, BJT, GTO v.s.) yalıtılmış doğru kontrol sinyalleri ile elde edilir. Bu akımın kontrolü inverterin anahtarlama frekansı ve arayüz endüktans uçlarındaki sürücü gerilimi ile sınırlıdır.

Arayüz endüktansı uçlarındaki sürme gerilimi filtre tarafından başarılabilecek maksimum (di/dt) yi tanımlar. Yüksek dereceden harmonik bileşenlerini iptal etmek için oldukça yüksek (di/dt) değerlerine ihtiyaç duyulabileceğinden bu önemlidir. Endüktans akımındaki değişim, endüktans uçlarındaki gerilim değişimi ile ilgilidir.

$$\Delta v = L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.15)$$

burada;

Δv : bobin uçlarındaki gerilim,

L: bobinin endüktans değeri,

$i(t)$: bobinden geçen akım olarak tanımlıdır.

Sabit bir arayüz endüktansı L 'de aktif gerilim için sürme gerilimi, DC kapasitelerdeki yüklü DC gerilim ile endüktansın diğer ucundaki AC şebeke gerilimin anlık değeri arasındaki potansiyel farktır. DC gerilim sabit tutulur ve AC gerilim değişimi bir sinüsoidal yapıda olursa işletmedeki sürme gerilimi periyodik olarak 0° ile 360° arasında değişir. Harmonikler kompanze edilirken çalışır durumdaki inverter 180° ile sınırlıdır. Maksimum ve minimum (di/dt) değişim değerleri aşağıdaki gibi verilir,

$$\left[\frac{di(t)}{dt} \right]_{\min} = \frac{|V_{dc}| - |V_{ac}|}{L} \quad (3.16)$$

bu değer AC gerilimin maksimum değerinde gerçekleşir,

$$\left[\frac{di(t)}{dt} \right]_{\max} = \frac{|V_{dc}|}{L} \quad (3.17)$$

bu değerde AC gerilimin sıfıra gittiği yerde meydana gelir.

Bu ilişkiler filtre veriminin sadece kompanze edilecek akım dalga şekline bağlı olmadığını aynı zamanda şebeke gerilimi ile de bir ilişkisinin olduğunu gösteriyor.

3.3 DC Gerilim Kondansatörü

Aktif filtre için diğer önemli bir parametre DC gerilim kondansatörünün değeridir. Küçük değerli bir kondansatörde karalı hal ve geçici rejimde büyük gerilim dalgalanmaları meydana gelir. Büyük değerli kondansatör kullanılırsa DC gerilimdeki dalgalanmalar azaltılmış olur fakat maliyet ve sistemin hacmini artırmış oluruz. DC gerilimin kontrolü bir sonraki bölümde harmonik belirleme bloğunda ayrıntılı bir biçimde incelendi.

4. HARMONİK BELİRLEME ÜNİTESİ

Harmonik belirleme ünitesi aktif güç filtresinin en önemli kısmıdır. Yük akımındaki harmonikleri yok eden kompanzasyon akımını üretmek için genel olarak iki metod kullanılmaktadır. Bunlar p-q teorisi olarak da bilinen ani reaktif güç metodu ve Fourier Seri (FFT) metodudur. Bu metodlar harmonik belirlemek için akım referans sinyallerinden nasıl türetildiklerine göre birbirinden ayrılırlar.

Ani güç metodunda yük akımındaki her bir harmoniğin ayrı ayrı belirlenmesine ihtiyaç duyulmaz. Bu metot anlık çalışır ve o anda ölçülen akımı tam sinüs dalgasına tamamlayacak bir kompanzasyon akımını üreten hesaplama devrelerinden oluşur. Hesaplama için yük akımı ve kaynak gerilimini kullanır. Hesaplama için az sayıda bileşene ihtiyaç duyması ve bütün distorsiyon bileşenlerini kompanze etmesi bu metodun avantajları olarak sayılabilir. Ancak çoğu durumlarda bütün harmoniklerin kompanze edilmesine gerek yoktur. Standartlarda belirtilen harmonikleri yok etmek yeterli olacaktır. Bu metodda bireysel harmonikler ayrı ayrı kontrol edilemez (Akagi, 1990).

FFT metodu frekans domeninde düzeltme olarak da bilinir ve fourier analizi ile distorsiyonlu dalga şeklinin periyodikliği prensibine dayanır. Bu metot örnek yük akımındaki FFT'nin performansı ile yükteki bireysel harmonik bileşenlerini ayrı ayrı belirler ve daha sonra aynı harmonik bileşenlerine sahip ters fazda bir akım dalgası üretir. FFT hesaplamalarının performansı için DSP kullanılmaz ise bu metot pratik olmaz. DSP ile bile kontrolün zaman cevabı anlık güç metoduna göre gözle görülür derecede uzun sürer. Bu yüzden FFT metodunu hızlı değişen yükler için kullanmak optimum olmayacaktır. Bu metot ile seçilmiş harmonikleri yok edebiliriz. FFT kontrol ile kompanzasyon için ağırlıklı harmonikler bireysel harmoniklere dönüştürülebilir. Eğer aktif filtrenin IEEE 519-1992 gibi harmonik standartlarında belirtilen normlara uyması isteniyor ise bu yöntemi kullanmak çok faydalı olacaktır (Malesani, 1999).

4.1 Ani Reaktif Güç Metodu

İlk olarak 1983 yılında H.Akagi tarafından “ 3 fazlı sistemlerde ani reaktif gücün geliştirilmiş teorisi” sunuldu. Bu yöntem ani reaktif güç teorisi veya p-q teorisi olarak bilinir. Bu teori üç fazlı nötr hatlı veya hatsız güç sistemlerinde anlık değerlere dayanır. Akım ve gerilim dalga şekilleri için hem kararlı hal hem de geçici rejimde geçerlidir. p-q teorisi a-b-c koordinatlarındaki 3 fazlı akım ve gerilimlerin α - β -0 koordinatlarına cebirsel dönüşümünden oluşur. Bu α - β bileşenlerden p-q ani güç bileşenleri hesaplanır.

p-q teorisinin aktif filtre kontrolünde kullanılmasının bazı önemli sebepleri aşağıda sıralanmıştır ;

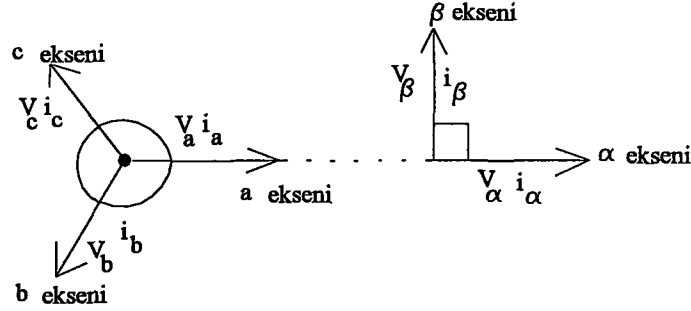
- Üç fazlı sistem teorisinin tabiatına uygun olan bir teoridir.
- Herhangi bir üç fazlı sisteme uygulanabilir (Dengeli veya dengesiz,harmonikli veya harmoniksiz akım ve gerilimlere).
- Mükemmel dinamik cevap sağlayan anlık değerlere dayanır.
- Hesaplama devreleri basittir (Sadece cebirsel tanımlar içerir ki bunların uygulamaları da standart işlemcilerle gerçekleştirilebilir.).
- İki kontrol stratejisini hesaba alır. Sabit anlık kaynak gücü ve sinüsoidal kaynak akımı.

Üç fazlı devrelerde matematiksel olarak ani akım ve gerilimler ile ilgilenmek için bu büyüklükleri ani uzay vektörler olarak tanımlamak uygun olmaktadır. Hesaplamaları basitleştirmek için üç faz akım ve gerilimler aşağıdaki gibi düşünülmektedir.

a-b-c koordinatlarında, a,b ve c eksenleri aralarında 120° lik açı olacak şekilde aynı düzlemde yer alırlar (Şekil 4.1). Ani uzay vektörleri V_a ve i_a a eksenine yerleştirilirler ve bunların genlikleri ve (+,-) yönleri zaman bağlı olarak değişir. Aynı şekilde V_b ve i_b b eksenine, V_c ve i_c c eksenine yerleştirilirler. Bu uzay vektörleri aşağıdaki gibi α - β koordinatlarına dönüştürülebilirler,

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$



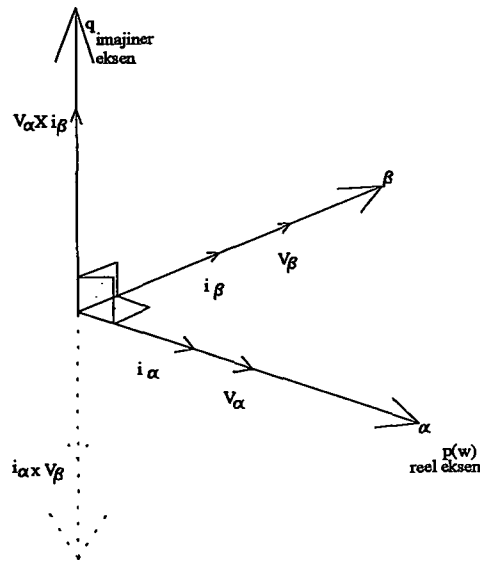
Şekil 4.1 α - β dönüşümü.

Burada α ve β eksenleri ortogonal koordinatlardır. V_α , i_α α eksenine, V_β , i_β β eksenine üzerindedirler. Bunların büyüklükleri ve (+,-) yönleri zamana bağlı olarak değişir.

Şekil 4.2 α - β koordinatları üzerinde anlık uzay vektörlerini gösteriyor. Üç fazlı sistemde geleneksel anlık güç aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$p = V_\alpha \times i_\alpha + V_\beta \times i_\beta \quad (4.3)$$

burada p bildiğimiz geleneksel denkleme eşittir ($p = V_a \times i_a + V_b \times i_b + V_c \times i_c$).



Şekil 4.2 Ani uzay vektörleri.

Ani reaktif gücü tanımlamak için anlık imajiner uzay güç vektörü aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$q = \vec{V}_\alpha \times \dot{i}_\beta + \vec{V}_\beta \times \dot{i}_\alpha \quad (4.4)$$

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi bu uzay vektörü imajiner eksen vektörüdür ve α - β koordinatlarında sağ el kaidesine uyacak şekilde gerçek eksene diktir. V_α ’nın i_α ’ya, V_β ’nın i_β ’ya paralel ve V_α ’nın i_β ’ya, V_β ’nın i_α ’ya dik olduğu göz önüne alındığında, geleneksel anlık güç (p) ve genliği q olan anlık imajiner güç (q),

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

gibi tanımlanabilir. Denklem (4.5)’de $V_\alpha \times i_\alpha$ ve $V_\beta \times i_\beta$ anlık gücü ifade ediyor çünkü bu terimler aynı eksenlerdeki ani akım ve gerilimlerden oluşmaktadırlar. Bu yüzden p üç fazlı devrelerde gerçek güçtür ve birimi watt’ dır. Ters olarak $V_\alpha \times i_\beta$ ve $V_\beta \times i_\alpha$ anlık gerçek güç değildirler çünkü bir eksenlerdeki gerilimle bu eksene dik diğer eksenlerdeki akımın oluşturduğu güçtür. Bundan dolayı q geleneksel bir elektriksel büyüklük olarak düşünülemez. q için yeni bir birim tanımlamak gerekir çünkü boyutu W, VA veya Var değildir. Bundan dolayı geleneksel ani gücü (p) ani imajiner güçten ayırmak için ani gerçek güç şeklinde tanımlanır(Akagi, 1984).

4.1.1 Ani Reaktif Gücün Fiziksel Anlamı

Denklem (4.5) aşağıdaki denkleme dönüştürülebilir. Burada determinant hiçbir zaman sıfır olamaz.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

α - β koordinatlarındaki ani akımlar i_α ve i_β iki çeşit anlık akım bileşenine bölünebilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

burada,

$$\alpha \text{ eksenini ani reaktif akımı: } i_{\alpha q} = \frac{-V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} q,$$

$$\beta \text{ eksenini ani aktif akımı: } i_{\beta p} = \frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} p,$$

$$\beta \text{ eksenini ani reaktif akımı: } i_{\beta q} = \frac{V_{\alpha}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} q.$$

α ve β eksenlerindeki anlık güçler sırasıyla p_{α} , p_{β} olsun. Bunlar geleneksel olarak aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} i_{\alpha} \\ V_{\beta} i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} i_{\alpha p} \\ V_{\beta} i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha} i_{\alpha q} \\ V_{\beta} i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Denklem (4.7) ve (4.8) kullanılarak üç fazlı devrede ani gerçek güç aşağıdaki gibi verilir,

$$p = p_{\alpha} + p_{\beta} = \frac{V_{\alpha}^2}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} p + \frac{V_{\beta}^2}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} p + \frac{-V_{\alpha} V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} q + \frac{V_{\alpha} V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} q. \quad (4.9)$$

Denklem (4.9)'da ki 3. ve 4. terimlerin toplamı sağ el kaidesine daima sıfırdır. (4.8) ve (4.9)'dan aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$p = V_{\alpha} i_{\alpha p} + V_{\beta} i_{\beta p} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (4.10)$$

$$0 = V_{\alpha} i_{\alpha q} + V_{\beta} i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (4.11)$$

burada,

$$\alpha \text{ eksenini ani aktif güç: } p_{\alpha p} = \frac{V_{\alpha}^2}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} p,$$

$$\alpha \text{ eksenini ani reaktif güç: } p_{\alpha q} = \frac{-V_{\alpha} V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} q,$$

$$\beta \text{ eksenini ani aktif güç: } p_{\beta p} = \frac{V_{\beta}^2}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} p,$$

$$\beta \text{ eksenini ani reaktif güç: } p_{\beta q} = \frac{V_{\alpha} V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} q.$$

(4.10) ve (4.11) denklemlerinden aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir.

1. Ani güçlerin toplamı $p_{\alpha p}$ ve $p_{\beta p}$ üç fazlı devrelerde ani gerçek güç ile çakışır. Bu yüzden $p_{\alpha p}$, $p_{\beta p}$ ani aktif güçler olarak adlandırılır.
2. Ani $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$ güçleri birbirlerini yok ederler ve kaynaktan yüke akan güce bir katkıları da yoktur. Bu yüzden $p_{\alpha q}$, $p_{\beta q}$ ani reaktif güçler olarak adlandırılır.

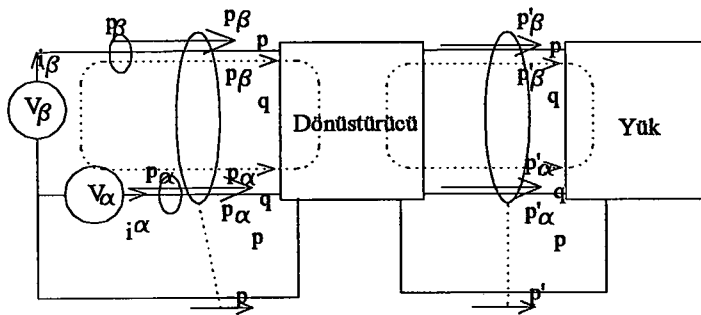
Üç fazlı devrelerde tanımlı ani imajiner gücün fiziksel anlamı her bir fazdaki ani reaktif güç tanımından oldukça farklıdır.

Şekil 4.3 statik güç dönüştürücüsündeki genelleştirilmiş ani güç akışını gösteriyor. Bu şekilden de görüldüğü gibi giriş tarafındaki ani reaktif güçler $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$, kaynak ile statik güç dönüştürücüsü arasındaki sırıküle eden ani güçlerdir. $p_{\alpha q}'$ ve $p_{\beta q}'$ statik güç dönüştürücüsü ile yük arasında sırıküle eden ani güçlerdir. Sonuç olarak giriş ve çıkış taraflarında anlık reaktif güçlerde bir ilişki yoktur. Giriş tarafındaki ani imajiner güç q ile çıkış tarafındaki ani imajiner güç q' arasında aşağıdaki gibi bir ilişki vardır,

$$q \neq q'.$$

Dönüştürücüde herhangi bir kaybın olmadığı varsayılırsa aşağıdaki ilişki mevcuttur,

$$p = p'.$$

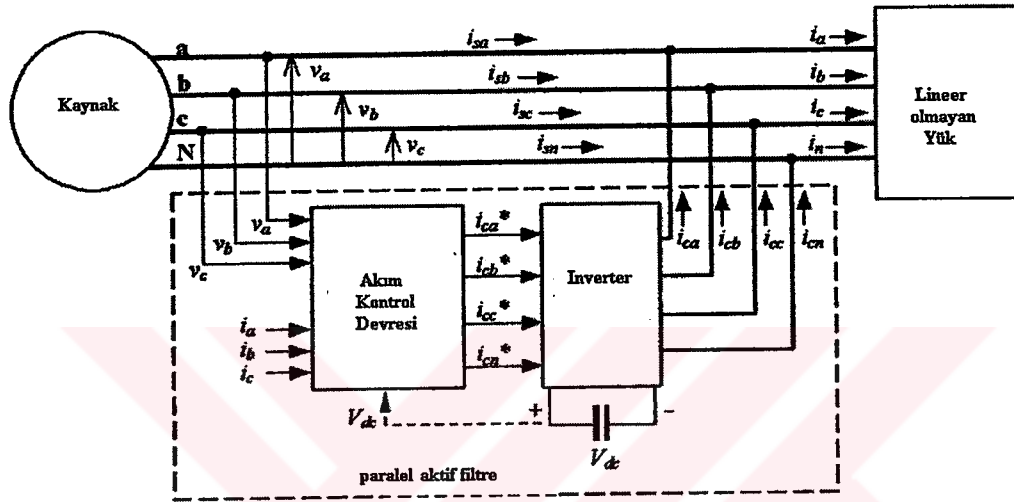


Şekil 4.3 Ani güç akışı.

Dahası bu ilişki dengeli sinüsoidal üç fazlı bir devrede anlık gerçek güç ve anlık imajiner gücün sabit olmasının bir kanıtıdır. Anlık gerçek güç her fazda geleneksel aktif güç ile üç defa çakışır. Ayrıca anlık imajiner güç nümerik olarak her fazda üç geleneksel reaktif güce eşittir.

Dahası bu ilişki dengeli sinüsoidal üç fazlı bir devrede anlık gerçek güç ve anlık imajiner gücün sabit olmasının bir kanıtıdır. Anlık gerçek güç her fazda geleneksel aktif güç ile üç defa çakışır. Ayrıca anlık imajiner güç nümerik olarak her fazda üç geleneksel reaktif güce eşittir. Bununla birlikte anlık imajiner güç tanım ve fiziksel anlam olarak geleneksel reaktif güç teorisinden oldukça farklıdır.

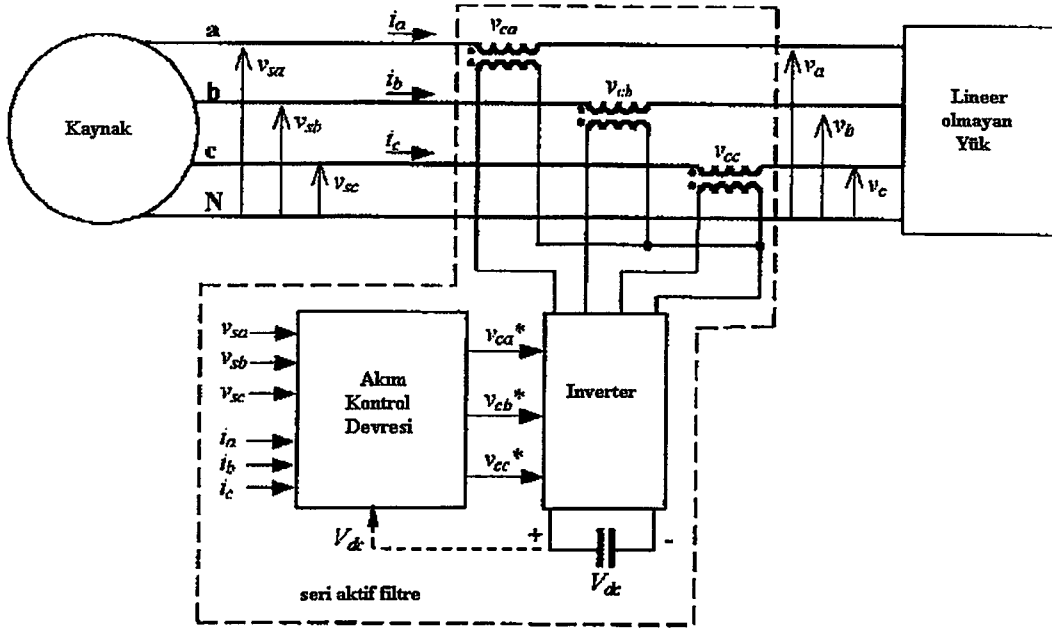
Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te üç fazlı, nötr hatlı bir sistem için ani reaktif güç metodun kullanıldığı paralel ve seri aktif filtrelerin blok şemaları gösterilmiştir (Watanabe,1995).



Şekil 4.4 Üç fazlı,nötr hatlı bir sistemde paralel aktif filtre blok şeması.

Şekil 4.4'deki paralel aktif filtre akım harmonikleri ile güç faktörünü kompanse edebilir. Ayrıca nötr hattaki akımı elemine ederek yükün dengeli olmasına da imkan sağlar. Güç devresinde gerilim beslemeli inverter mevcuttur. Bu inverter kaynak olarak bir DC kapasite kullanmaktadır. Kompanzasyon akımlarını (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) üretmek için ölçülen faz gerilimleri (V_a, V_b, V_c) ve yük akımlarından (i_a, i_b, i_c) kontrolör inverterin kullandığı referans akımları ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) hesaplar. Bu işlem için 6 akım sensörü ve 4 gerilim sensörü ve 4 kollu inverter gerekir. Dengeli yükler için (üç fazlı motorlar, 3 fazlı ayarlanabilir hız sürücüleri,vb) nötr hattındaki akımı kompanse etmeye gerek yoktur. Bu inverterin daha basit yapıda olmasını (3 kollu) sağlar ve bu devrede kontrolör hesaplamaları daha kolaydır.

Şekil 4.5'de seri aktif filtre hat gerilimindeki distorsiyonları kompanse eder. Seri filtre gerilim kaynaklı bir inverter ve tek fazlı bir transformatörden oluşur. Seri aktif filtre yük akımındaki harmonikleri kompanse etmez fakat kaynak tarafında gelen akımlara karşı yüksek bir empedans gibi davranır. Bu yüzden yük girişine yerleştirilen pasif filtreler güç sisteminin



Şekil 4.5 Üç fazlı,nötr hatlı bir sistemde seri aktif filtre blok şeması.

4.1.2 Paralel Aktif Filtrelere Uygulanan p-q Teorisi

a-b-c koordinatlarındaki üç fazlı, nötr hatlı bir sistemde gerilim ve akımların α - β ortogonal koordinatlarına dönüşümünü denklem 4.1 düzenlenerek aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Akagi' ye göre ani gerçek ve imajiner güçler matris formda denklem (4.5)'e göre aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

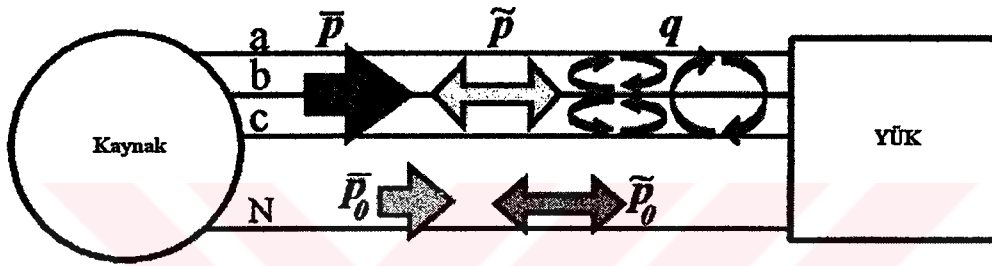
Ani gerçek güç $p(t)$ ve imajiner güç $q(t)$ sabit (DC) ve değişken (AC) bileşen olmak üzere iki kısma ayrılabilir.

kısma ayrılabilir.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (4.15)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (4.16)$$

Bu büyüklükler temsili olarak bir elektrik sistemi için a-b-c koordinatlarında Şekil 4.6'da gösterildi. Bu büyüklüklerin fiziksel anlamları aşağıda açıklanmıştır(Watanabe, 1998).



Şekil 4.6 a-b-c koordinatlarında p-q teorisinin güç bileşenleri.

$\bar{p}_0$: ani sıfır-sequens gücünün değeri. Akım ve gerilimin sıfır sequens bileşenlerinin oluşturduğu kaynaktan yüke her zaman biriminde transfer edilen enerjiyi temsil eder.

$\tilde{p}_0$: ani sıfır-sequens gücünün AC değeri.. Bu değer sıfır sequens bileşenlerinin oluşturduğu kaynak ile yük arasında her zaman biriminde dolaşan enerji. Sıfır sequens gücü yalnızca nötr hattı içeren sistemler de vardır ve sistemin dengesiz olması gerekir.

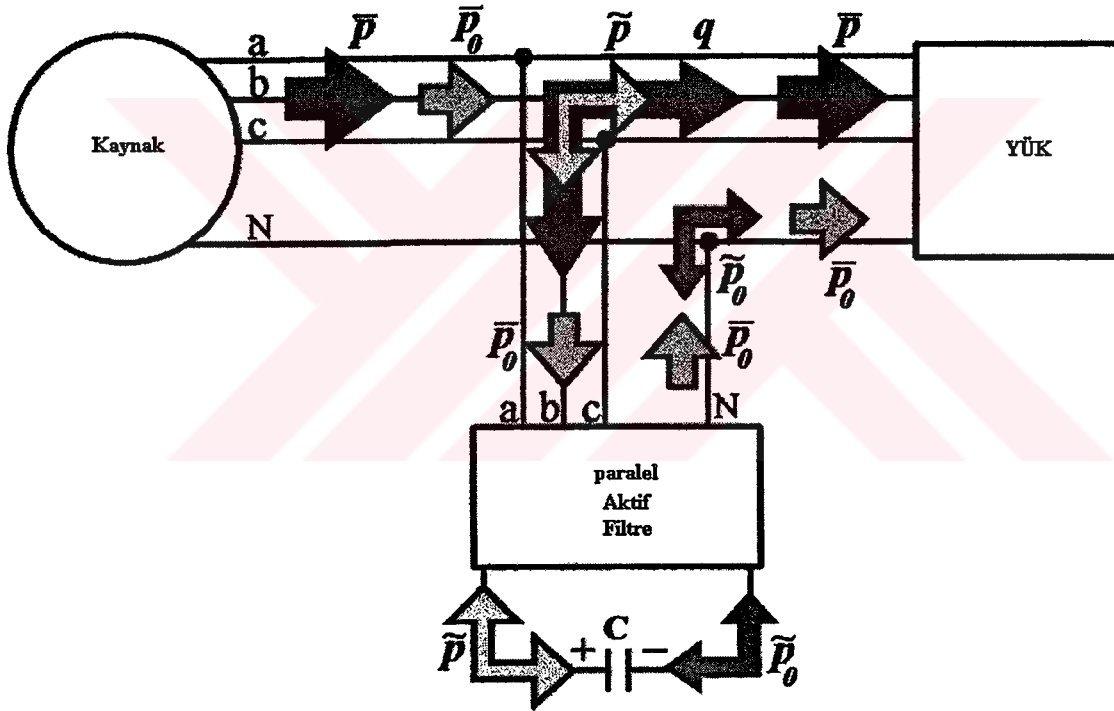
$\bar{p}$: ani gerçek gücün değeri. Kaynaktan yüke transfer edilen enerji. Yük akımının aktif temel bileşeni ile ilişkili güç.

$\tilde{p}$: ani gerçek gücün AC değeri. Kaynak ile yük arasında değiştirilen enerji . Yük akımının harmonikleri ile ilişkili güç.

q : ani imajiner güç. Yükün fazları arasında değiştirilen güç. Bu bileşenler kaynak ile yük arasında bir enerjinin transferi veya değiştirilmesini ifade etmez. Bu bileşen sistem fazları arasında dolaşan istenmeyen akımları ifade eder. Dengeli bir yük ve sinüsoidal bir kaynak olması halinde harmonikli veya harmoniksiz durumda $\bar{q}$ geleneksel reaktif güce eşittir

$(3 \times V \times I_1 \times \sin \phi_1)$. ($\bar{q}$; yük akımının temel bileşeni ile ilişkili reaktif güç. $\tilde{q}$; yük akımının harmonikleri ile ilişkili güç.)

Şekil 4.7'den de görüldüğü gibi biz hem harmonikleri hem de yükün çektiği reaktif gücü kompanse etmek istersek , sadece $\bar{p}$ istenen p-q teorisinin güç bileşeni olacaktır. Diğer büyüklükler paralel aktif filtre tarafından kompanse edilebilir. Sadece harmonikleri elemine etmek istiyorsak filtre ile $\tilde{p}$ ve $\tilde{q}$ güçlerini sağlamamız gerekir. $\bar{p}_0$ paralel aktif filtredeki kaynaktan herhangi bir güç çekmeden kompanse edilebilir . Bu büyüklük kaynaktan yüke paralel aktif filtre uçlarından ulaştırılır. Bunun anlamı akım ve gerilim sıfır sequens bileşenleri kaynaktan yüke transfer edilen önceki enerji şimdi kaynak fazlarından dengeli bir yolla ulaştırılır(Watanabe,1998).



Şekil 4.7 a-b-c koordinatlarındaki güç bileşenlerinin kompanzasyonu..

Denklem (4.14) ters çevrilirse aşağıdaki bağıntı oluşur.

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_a^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_a & -V_\beta \\ V_\beta & V_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} - \bar{p}_0 \\ q \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Sıfır sequens akım bileşenin kompanse edilmesi gerektiğinden sıfır koordinatındaki referans

akım kendisi olacaktır.

$$i_{c0}^* = i_0 \quad (4.18)$$

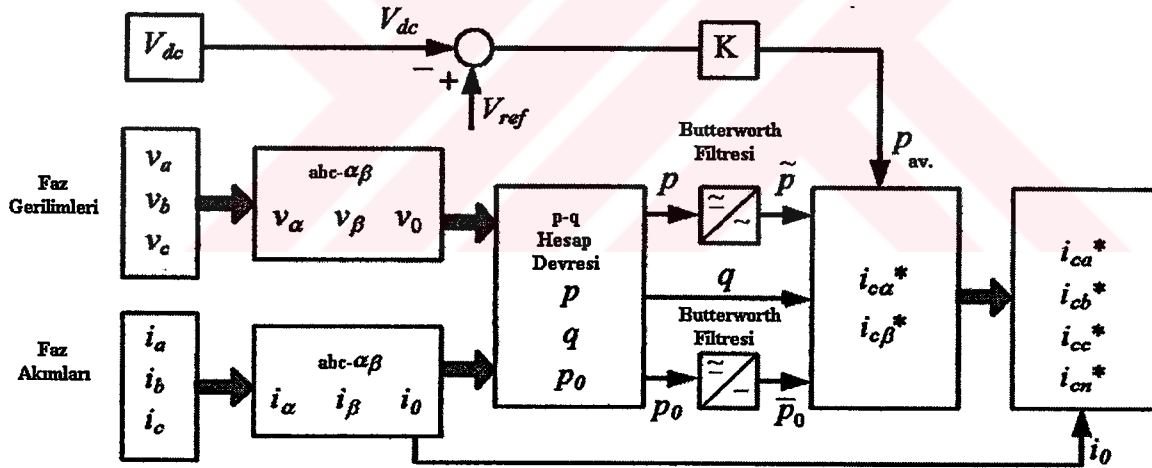
a-b-c koordinatlarındaki referans akımlarını bulmak için 4.13'deki ifadede dönüşüm yapılırsa,

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c0}^* \\ i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$i_{cn}^* = -(i_{ca}^* + i_{cb}^* + i_{cc}^*) \quad (4.20)$$

referans filtre akımları elde edilir.

Bu metodun üç fazlı, nötr hatsız sistem için kontrol blok şeması şekil 4.8'de ki gibidir. p ve q güçlerinin sabit ve değişken kısımlarını ayırmak için bir alçak geçiren Butterworth filtresi kullanılır (Akagi,1984).



Şekil 4.8 p-q teorisi uygulanmış bir paralel aktif filtre için kontrol blok şeması.

4.1.2.1 DC Kondansatör Geriliminin Kontrol Devresi

DC taraftaki kondansatörler kompanzasyonu sağlamak için düzenlice şarjlı kalmalıdır. İdeal olarak inverter devresi kayıpsız ve enerji sisteminde herhangi bir bozulma olmadığı varsayılırsa DC kondansatörlerin yalnızca bir defa (filtreye ilk enerji verildiği zaman) dolması gerekir. Gerçekte kayıplar ve sistem bozulmaları sürekli aktif durumda olan DC kondansatörleri şarj etme ihtiyacını meydana getirirler.

Şekil 4.7'den şunu çıkarmak mümkündür ki aktif filtre kondansatörü sadece $\tilde{p}$ ve $\tilde{p}_0$ 'ı kompanze etmek için gereklidir. Çünkü bu büyüklükler yüke ulaştırılmak üzere bir anlık kondansatörde saklanmalıdırlar. Ani imajiner güç (q) kondansatörün bir katkısı olmadan kompanze edilebilir. Ani imajiner gücün DC kondansatör gerilimine herhangi bir etkisi olmamasına karşın DC kondansatör gerilimi aktif güç filtre kaybını temsil eden anlık gerçek gücün p_{av} ince ayarlanmasıyla kontrol edilebilir. Zaman sabiti T ve kazancı K kontrol devresi p_{av} ' yi otomatik olarak ayarlamak için negatif bir geri besleme çevrimine sahiptir. DC kondansatör uçlarındaki gerilim referans gerilim V_{dc}^* ile çıkışacak şekilde kontrol edilir. Kontrol devresine gelen bu geri beslemeyen dolayı referans filtre akımları aşağıdaki gibi olur (Akagi,1986).

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_{av} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

4.1.2.2 DC Kondansatörün Kapasitesi

Harmonikleri tamamen elemine etmek için $\tilde{p}$ ve $\tilde{q}$ 'yi kompanze etmek gerekir. $\tilde{p}$ 'nin eliminasyonu kondansatörde gerilim dalgalanmasına sebep olur. Bunun nedeni $\tilde{p}$ DC kondansatörde depolanır. Gerilim regülasyonu ε ,

$$\varepsilon = \frac{(v_{dc \max} - v_{dc \min})}{2V_{dc}} \quad (4.22)$$

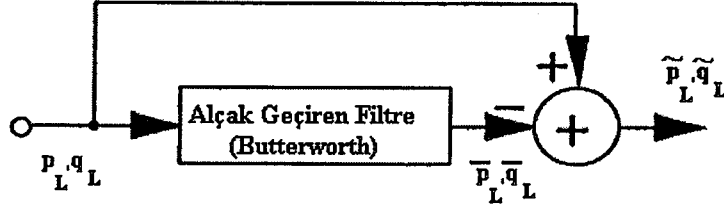
şeklinde tanımlanabilir. Burada V_{dc} , v_{dc} 'nin ortalama gerilimidir ve yaklaşık olarak V_{dc}^* ' e eşittir. $\tilde{p}$ 'nin sinüsoidal olduğu düşünülürse ($\tilde{p} = p_m \sin \omega t$), gerilim regülasyonu aşağıdaki gibi türetilir,

$$\varepsilon = \frac{p_m}{\omega \times C_d \times V_{dc}^2} \quad (4.23)$$

Denklem (4.23)'den $\tilde{p}$ 'nin frekansı ne kadar küçük olursa gerilim dalgalanmasını bastırmak için gerekli DC kondansatör kapasitesinin o kadar büyük olması gerektiği anlaşılır.

4.1.2.3 Alçak Geçiren Butterworth Filtresi

Ani gerçek ve imajiner güçlerin AC ve DC bileşenlerini birbirinden ayırmak için bu filtre kullanılır(Şekil 4.9)(Akagi, 1986). Bundan dolayı alçak geçiren filtre dizaynı bu kontrol devresinde çok önemlidir. Bununla ilgili bağıntılar aşağıda verilmiştir.



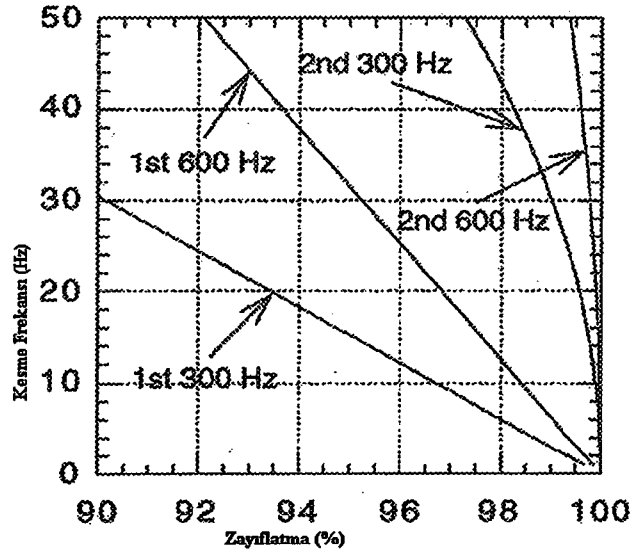
Şekil 4.9 $\tilde{p}, \tilde{q}$ hesaplama devresi.

$$\begin{bmatrix} i_{cfund,\alpha}(t) \\ i_{cfund,\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha(t) & V_\beta(t) \\ -V_\beta(t) & V_\alpha(t) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p}(t) \\ \bar{q}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2(t) + V_\beta^2(t)} \begin{bmatrix} V_\alpha(t) & -V_\beta(t) \\ V_\beta(t) & V_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}(t) \\ \bar{q}(t) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$i_{charm,\alpha}(t) = i_{c,\alpha}(t) - i_{cfund,\alpha}(t) = i_{c,\alpha}(t) - \frac{V_\alpha(t)\bar{p}(t) - V_\beta(t)\bar{q}(t)}{V_\alpha^2(t) + V_\beta^2(t)} \quad (4.25)$$

$$i_{charm,\beta}(t) = i_{c,\beta}(t) - i_{cfund,\beta}(t) = i_{c,\beta}(t) - \frac{V_\beta(t)\bar{p}(t) + V_\alpha(t)\bar{q}(t)}{V_\alpha^2(t) + V_\beta^2(t)} \quad (4.26)$$

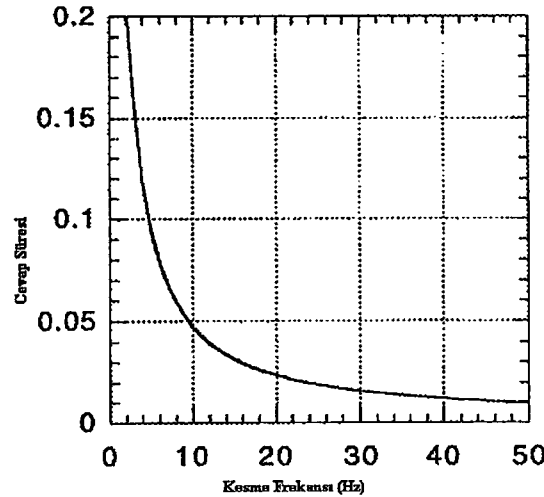
Filtre dizayn edilirken kesim frekansı ve filtrenin derecesi belirlenir. Burada birinci ve ikinci dereceden Butterworth filtresi karşılaştırıldı. Şekil 4.10 'da 1. ve 2. dereceden Butterworth filtreleri için kesme frekansının 300 Hz ve 600 Hz de zayıflatmanın bir fonksiyonu olarak değişimi verilmiştir.



Şekil 4.10 Birinci ve ikinci Dereceden Butterworth filtreleri için 300 Hz ve 600 Hz de kesme frekansın zayıflatma derecesi ile değişimi

Şekil 4.11 birinci ve ikinci dereceden Butterworth filtresi için kesme frekansının cevap süresi ile değişimini göstermektedir. Cevap süresi filtre çıkışının maksimum %5'lik hataya ayarlamak için gerekli zamandır.

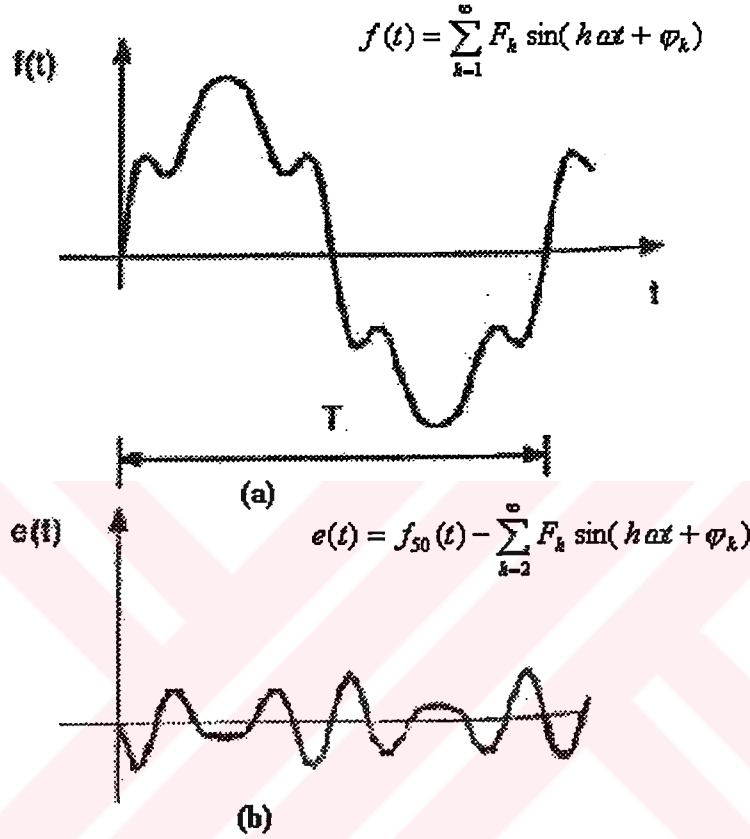
Birinci dereceden filtre yerine kullanılan ikinci dereceden Butterworth filtresi filtre karakteristiğini iyileştiriyor. İkinci dereceden filtre çok yüksek zayıflatmaya sahiptir. Şekil 4.11'ye göre birinci ve ikinci dereceden filtrelerin cevap sürelerinde bir farkın olmadığını söyleyebiliriz.



Şekil 4.11 Birinci ve ikinci dereceden Butterworth filtreleri için kesme frekansı ile cevap süresinin değişimi.

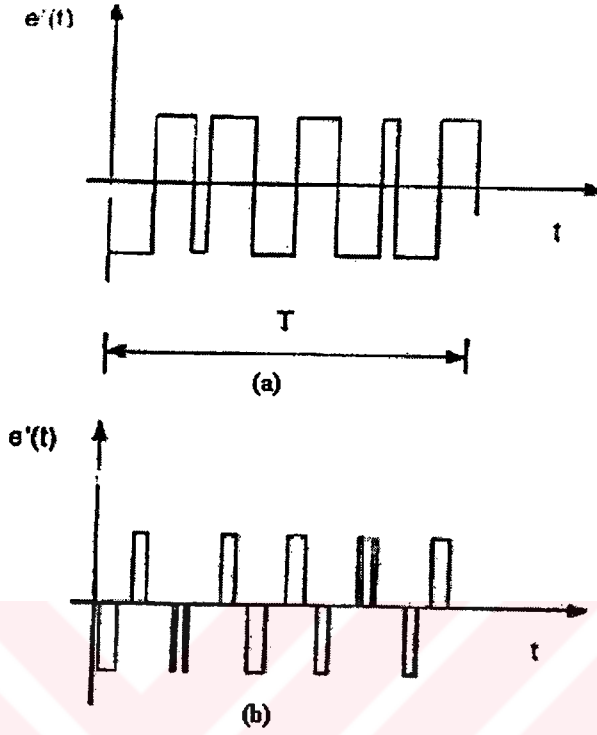
4.2 FFT Metodu

Fourier serisi metodu yük akımının harmoniklerini belirlemek için fourier serisi nümerik işlemini kullanır. Yük akımı ve şebeke gerilimindeki simetriden dolayı bir fazdaki harmonikleri tanımlamak yeterli olacaktır.



Şekil 4.12 a) Temel bileşen ve harmonikler içeren bir yük akım dalga şekli, b) Temel bileşeni filtre edilmiş yük akım dalga şekli.

Örnek olarak yük akımının şekil 4.12(a)'daki gibi olduğunu varsayalım. 50 Hz'lik bir filtre kullanılarak $e(t)$ elde edilir. Daha sonra Şekil 4.12(b)'de görüldüğü gibi $e(t)$ 'nin fourier transformu alınır. Harmonikleri yok edecek distorsiyonlu çıkış üretmek için anahtarlama fonksiyonu hesaplanır. Bu iki durum veya üç durum ile gerçekleştirilebilir (şekil 4.13). Tam anahtarlama sayısını ve doğru sinyal büyüklüğünü tanımlamak için, lineer olmayan denklemlerin çözümü ile kompanze edecek anahtarlama fonksiyonu kurulur. Lineer olmayan denklemler bazı işlem noktaları için lineerleştirilebilir. Ayrıca lineer olmayan denklemlerin sayısını azaltmak için $e(t)$ 'nin hesaplanması esnasında çeyrek dalga simetrisi varsayılabilir. Bu varsayım bazı kaynaklar için geçerli ise de gerçek güç sistemi uygulamaları için genellikle geçerli değildir.

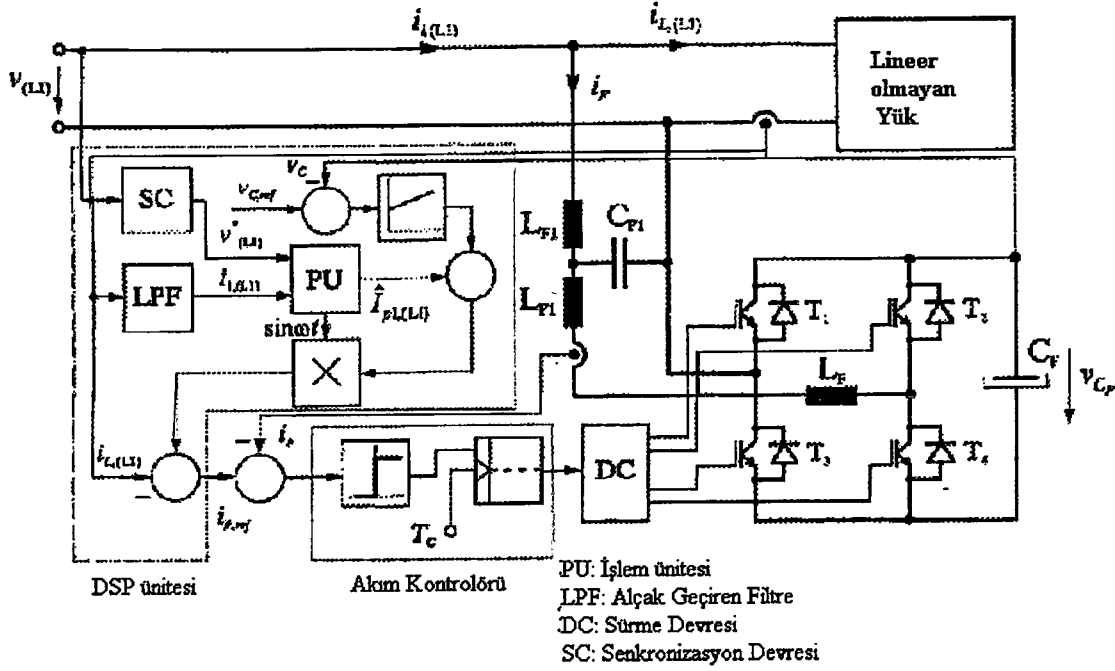


Şekil 4.13 a) İki durumlu anahtarlama fonksiyonu, b) üç durumlu anahtarlama fonksiyonu.

Bu metodun en önemli avantajı seçilmiş harmonikleri kompanze edebilmesidir. Bu özelliği aktif filtre ile pasif filtrenin bir hibrid kullanılmasını mümkün kılar. Etkili harmonik derecesi için (3. veya 5.) bir pasif filtre ve geri kalan harmonikler için bir aktif filtre uygulamak demektir. Bu çoğu uygulama için aktif filtrenin fiyat açısından en verimli kullanılma özelliğine sahiptir. Hesaplama için çok sayıda istenenin olması ve kontrol cevabının çok uzun olması bu metodun dezavantajları olarak sayılabilir.

4.2.1 FFT Metodunun Paralel Filtreye Uygulanması

Şekil 4.14'de FFT metodu uygulanmış tek fazlı bir paralel filtrenin güç devresi görülmektedir (Voncina, Nastran, 1998).



Şekil 4.14 Tek fazlı paralel aktif güç filtresi ve DSP' li kontrol ünitesi.

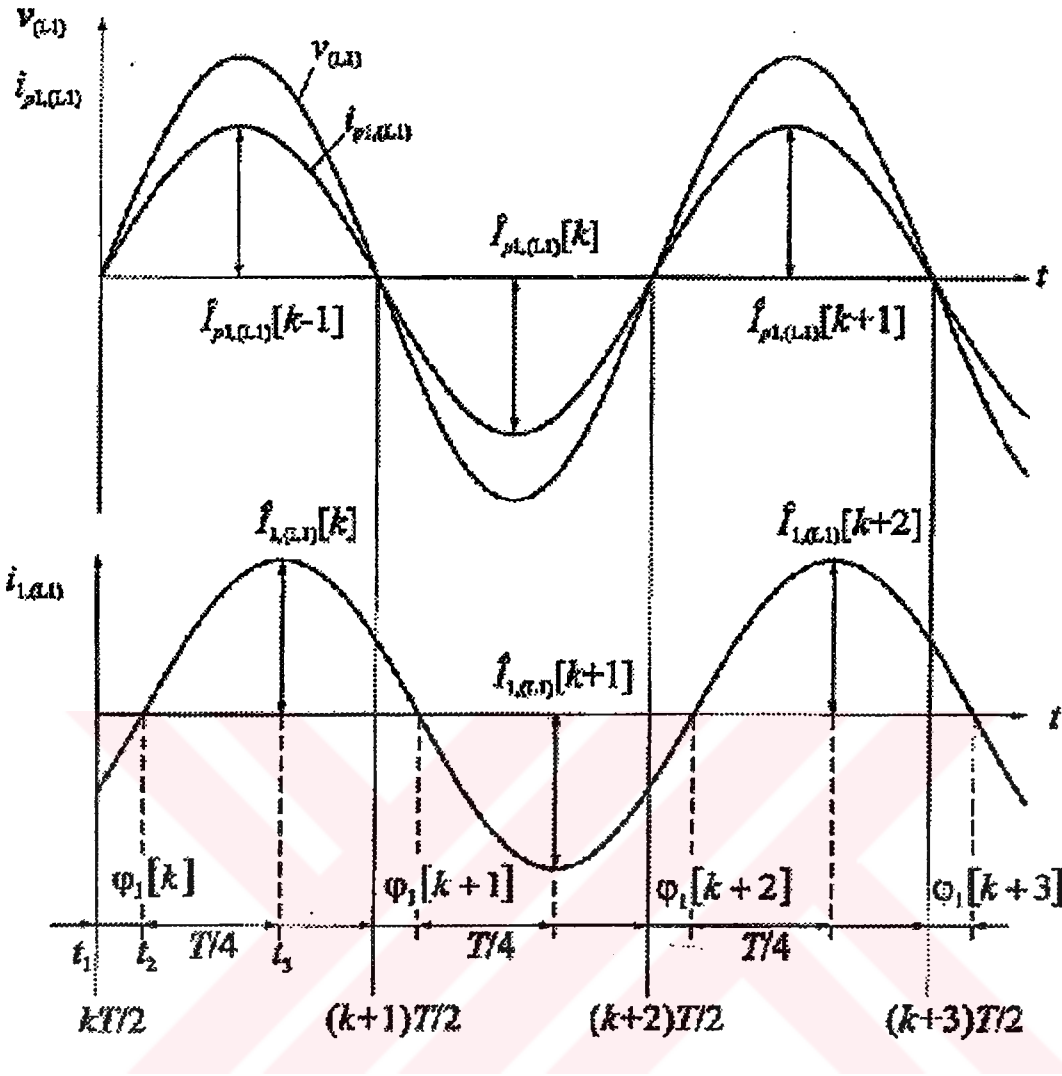
4.2.1.1 DSP Ünitesi

Filtre referans akımlarını belirlemek için şekilden de görüldüğü gibi yük akımı alçak geçiren bir filtreden geçirilerek temel bileşeni ayrılır. Bu temel bileşeni aktif ve reaktif kısımlara ayırmak için faz açısı ve genliği bilinmelidir. Faz açısı (ϕ_1) ve genliği ($\hat{I}_{1,(L1)}$) ölçmenin temel prensibi şekil 4.15'da gösterilmiştir.

$$i_F(t) = \hat{I}_{p1,(L1)} \sin \omega t - i_{L,(L1)}(t) \quad (4.27)$$

$$\hat{I}_{p1,(L1)} = \hat{I}_{1,(L1)} \cos \phi_1 \quad (4.28)$$

Filtre referans akım hesaplama algoritması şebeke gerilimin sıfır geçiş noktalarına bağlıdır. Kaynağın sinüsoidal olduğu varsayılrsa da lineer olmayan yük ve şebeke empedansından dolayı olabilecek mümkün değişimler bu gerilimi bozacaktır. Bu yüzden şebeke gerilimi bir senkronizasyon devresinden geçirilerek sinüse ayarlanır.



Şekil 4.15 Yük akımı temel bileşeninin zaman diyagramı.

İşlem kaynak geriliminin sıfır noktasından geçtiği anda başlar (t_1 anı) ve daha sonraki olaylar ve ölçümler bu an ile ilişkilidir. Yük akımı temel bileşeninin $i_{1(L)}$ sıfır geçiş noktası bu andan belli bir gecikme ile tahmin edilebilir. $(t_1)-(t_2)$ zaman aralığı içinde faz açısı φ_1 belirlenir. Yük akımının temel bileşeninin genliği (t_2) anından itibaren belli bir gecikme ile tanımlanmalıdır. Faz açısı ve genlik belirlendikten sonra yük akımının aktif bileşeni (4.29)'daki ifade ile hesaplanabilir.

$$\hat{I}_{pL(L)}[k] = \left| \hat{I}_{1(L)} \left(k \frac{T}{2} + \frac{\varphi_1[k]}{\omega} + \frac{T}{4} \right) \right| \cos(\varphi_1[k]) \quad (4.29)$$

böylece $(k+1)\frac{T}{2} \leq t \leq (k+2)\frac{T}{2}$ aralığı için yük akımının aktif temel bileşeninin genliği,

$$i_{p1,(L1)}(t) = \hat{I}_{p1,(L1)}[k] \sin \omega t \quad (4.30)$$

ifadesi oluşur. Yük akımının aktif temel bileşeni bir sonraki yarım peryotta (4.31)'deki ifadesi ile hesaplanır.

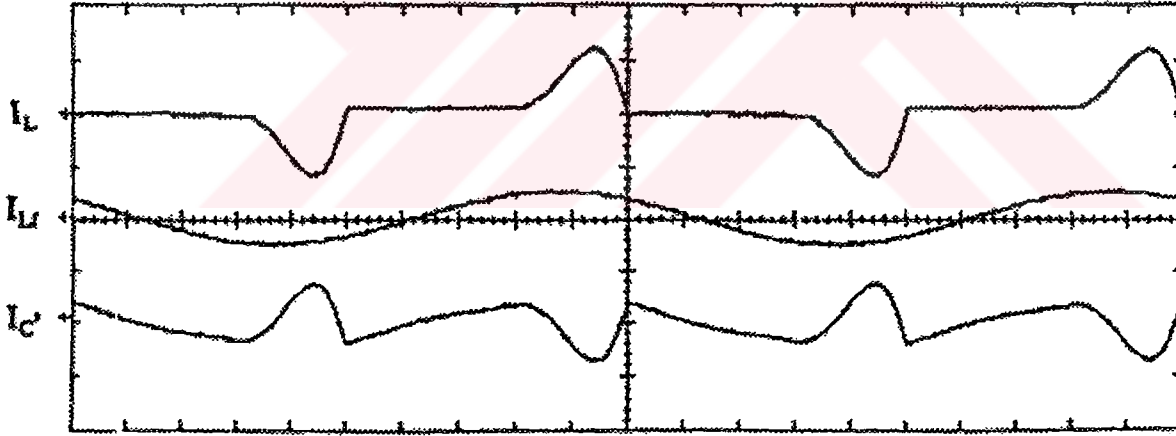
$$\hat{I}_{p1,(L1)}[k+1] = \left| \hat{I}_{1,(L1)} \left((k+1) \frac{T}{2} + \frac{\varphi_1[k+1]}{\omega} + \frac{T}{4} \right) \right| \cos(\varphi_1[k+1]) \quad (4.31)$$

ikinci yarım peryottaki $(k+2) \frac{T}{2} \leq t \leq (k+3) \frac{T}{2}$ aralığı için anlık yük akımının aktif temel bileşeni,

$$i_{p1,(L1)}(t) = \hat{I}_{p1,(L1)}[k+1] \sin \omega t \quad (4.32)$$

gibi oluşur.

Şekil 4.16'de tipik bir lineer olmayan yükün çektiği akımının (I_L) DSP ile temel bileşene ayrılmış akımı (I_{L1}) ve kompanzasyon akımı (I_c) gösterilmiştir.



Şekil 4.16 Yük akımı, bu akımın DSP ile temel bileşenine ve harmoniklerine ayrılmış dalga şekilleri.

4.2.1.2 DC Gerilim Kontrolü ve Kondansatörü

İnverterdeki kayıplardan dolayı DC gerilimi belirli bir değerde sabit tutmak gerekir. Bu durum kaynaktan filtreye doğru geçirilen ilave bir aktif hat akımı temel bileşeni ile başarılır. Bu ilave güç kaynaktan filtreye DC gerilim kondansatörlerinin kararlılığı sürdürülerek verilir.

Aktif güç filtresinin kararlı performansı kondansatör uçlarındaki gerilimin şebeke geriliminin maksimum değerinden büyük olduğu sürece başarılıdır. Kondansatör uçlarındaki gerilim filtre akımından etkilenir. Bu DC gerilim filtre aktif akımının temel bileşeni ve kondansatörden geçen ve aktif olmayan akım ile ilişkili AC bileşen ile kontrol edilebilir. İyi bir filtre performansı elde etmek için kondansatör uçlarındaki DC gerilimin değişimi sınırlanmalıdır. Kondansatörün büyüklüğünü belirlemek için filtre akımının uç gerilimi üzerindeki etkisini dikkate almak gerekir. C_F kondansatörünün uçlarındaki gerilim (4.33)'deki gibi yazılabilir.

$$v_{CF}(t) = \frac{1}{C_F} \int_{-\infty}^t i_C(\tau) d\tau \quad (4.33)$$

burada i_C C_F kondansatörünün akımıdır. i_C 'nin anlık değeri filtre akımına eşittir fakat inverterdeki anahtarların durumuna bağlı olarak değişir ($i_C = i_F$, $i_C = -i_F$ gibi). Bu yüzden i_C ile i_F arasında bir ilişki kurmak için inverter analiz edilmelidir. Basitleştirilmiş bir değerlendirme ile kondansatörün büyüklüğü aktif filtrenin AC tarafına göre belirlenebilir. Eğer filtre akımı i_F yük akımının reaktif temel bileşeni ve harmoniklerinden oluşuyor ise bu akımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_F(t) = \sum_{n=1}^{\infty} -(\hat{I}_{qn} \cos n\omega t + \hat{I}_{pn} \sin n\omega t) \quad (4.34)$$

burada $\hat{I}_{p1} \sin \omega t = 0$ 'dır.

Kondansatör geriliminin AC bileşeninin en kötü hali yaklaşık olarak,

$$v_{CF}^* \approx f(t) \frac{1}{C_F} \times \int_{-\infty}^t \left[\sum_{n=1}^{\infty} -(\hat{I}_{qn} \cos n\omega t + \hat{I}_{pn} \sin n\omega t) \right] dt \quad (4.35)$$

olur. Burada $f(t)$ fonksiyonu dönüştürücünün düzeltme fonksiyonunu tanımlar.

$$f(t) = \begin{cases} 1 & kT < t < (2k+1)T/2 \\ -1 & (2k+1)T/2 < t < kT \end{cases} \quad (4.36)$$

($k=0,1,2,3,\dots$).

denklem (4.35)'den

$$v_{CF}^* \approx f(t) \times \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{C_F n\omega} \left[-\hat{I}_{qn} \sin n\omega t + \hat{I}_{pn} \cos n\omega t \right] \right] \quad (4.37)$$

$\hat{I}_{Fn} = \sqrt{\hat{I}_{qn}^2 + \hat{I}_{pn}^2}$, $\varphi_n = \arctan\left(-\frac{\hat{I}_{pn}}{\hat{I}_{qn}}\right)$ basitleştirme ifadeleri oluşturulursa (4.38)'deki ifade elde edilir.

$$v_{CF}^* \approx f(t) \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\hat{I}_{Fn}}{C_F n \omega} \sin(n\omega t - \varphi_n) \right] \quad (4.38)$$

Kondansatör uçlarındaki gerilim dalgalanmalarından sakınmak için gerilimin genliğine ve kondansatörün büyüklüğüne dikkat edilmelidir. Kararlı halde maksimum gerilim dalgalanması (4.39)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\Delta V_{CF}^* \approx \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\hat{I}_{Fn}}{C_F n \omega} \quad (4.39)$$

(4.39)'daki ifadeden AC gerilim bileşenin genliğinin

- Harmoniklerin frekansına ve genliğine
- Filtre kondansatörünün kapasitesine bağlı olduğu sonucuna varılabilir.

4.2.1.3 Kontrol Prensibi

Gerçek filtre akımının referans değerini en hızlı bir biçimde yakalaması için ayrık zamanlı ayarlama metodu kullanılır. Bu metodun PWM' e göre en önemli avantajı herhangi bir ek kayba neden olmayan yüksek anahtarlama frekansıdır. Bu sistemde filtre akım referans tanımlaması için yük akım ölçümü ve gerçek filtre akımının ölçümü gereklidir. Bu tip akım kontrolünde maksimum anahtarlama frekansı,

$$f_{s,max} = \frac{1}{2T_C} = \frac{1}{T_s} \quad (4.40)$$

olur. Burada T_c inverterin saat periyotudur (örneğin $10\mu s$). Hata sinyali iki noktalı bir kontrolörden geçirilerek lojik devreye kontrol sinyalleri sağlanır. Bu sinyaller daha sonra saat frekansı ile senkronize edilir ve açık veya kapalı olacak şekilde inverterdeki yarı iletken elemanlar için uygun hale getirilir. (4.40) ifadesine göre anahtarlar her bir saat frekansında açılır veya kapanırlar. Eğer filtre akımı ilk T_s aralığında referans değerine ulaşamaz ise diğer T_s anı için de açık kalır. Bu işlem referans değerine ulaşıncaya kadar devam eder. Bu yüzden anahtarların açma-kapama zamanları minimum anahtarlama zamanı T_s ' nin katları olabilir.

$$T_{on}, T_{off} = m \times T_s, (m=1,2,3...) \quad (4.41)$$

4.2.1.4 Filtre Endüktansı

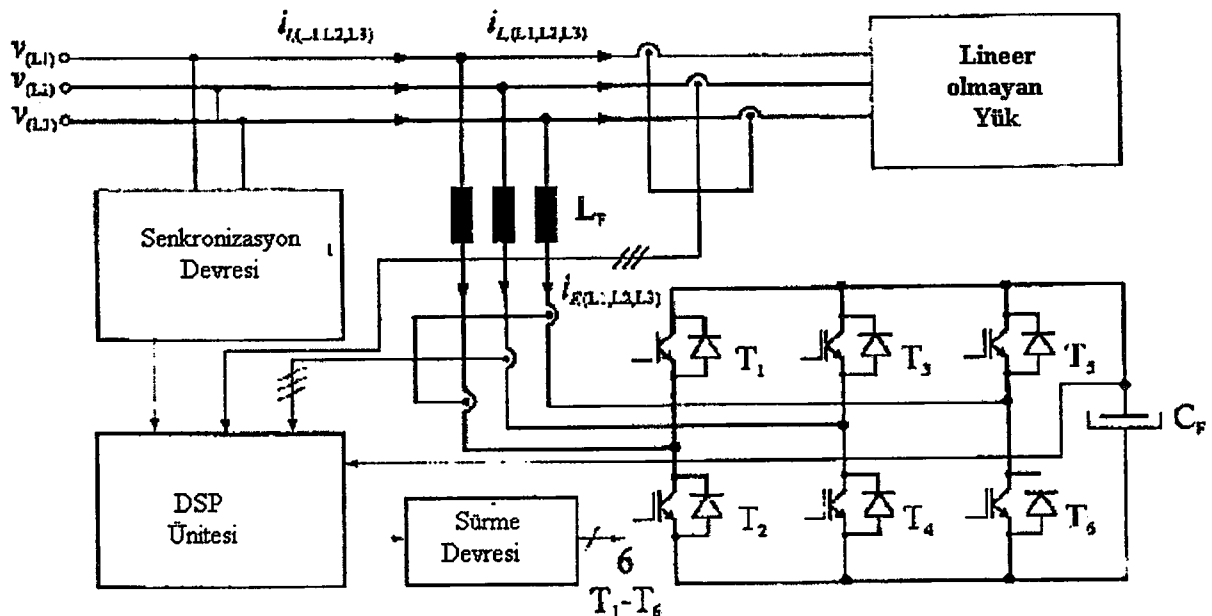
Filtre akımı ve hat akımının dalgalanması seri bağlı bobinin endüktansının dizaynına bağlıdır. Filtre referans akımının hızlı değişimlerinde hızlı cevap almak için L_f endüktansı mümkün olduğu kadar küçük tutulmalıdır. Bu sebeplerden dolayı devrenin optimum çalışması için doğru bir endüktans dizaynı gereklidir. Genel olarak filtre devresi 4.42 ifadesi ile tanımlanabilir.

$$\Delta I = \frac{\Delta T}{L_F} (\pm V_{CF} + V_{(LI)} - I_F R_F) \quad (4.42)$$

ΔT zamanı boyunca V_{CF} , V_L ve I_F 'nin sabit olduğu varsayılabilir. Akım dalgalanması ΔT , kondansatör gerilimi V_{CF} 'nin toplamı veya farkı ve hat gerilimi V_{L1} ile orantılıdır. (4.42) ifadesine göre ΔT T_s 'e eşit varsayılabilir. Gerekli filtre akımı elde etmek için V_{CF} hat geriliminin V_{L1} mutlak değerinden büyük olması gerekir. (4.42) ifadesindeki son terim ise filtre iletkenlik kayıplarını temsil eder.

4.2.2 Üç Fazlı Sistem Modeli

FFT metodunun üç fazlı bir sisteme uygulanışı Şekil 4.17'de gösterilmiştir. Kontrol bloğunun algoritması yukarıda anlatılan bir fazlı sistem ile tamamen aynıdır (Voncina, Nastran, 1998).



Şekil 4.17 Üç fazlı, DSP kontrol üniteli paralel aktif filtre sistemi.

5. AKTİF GÜÇ FİLTRE DEVRELERİ

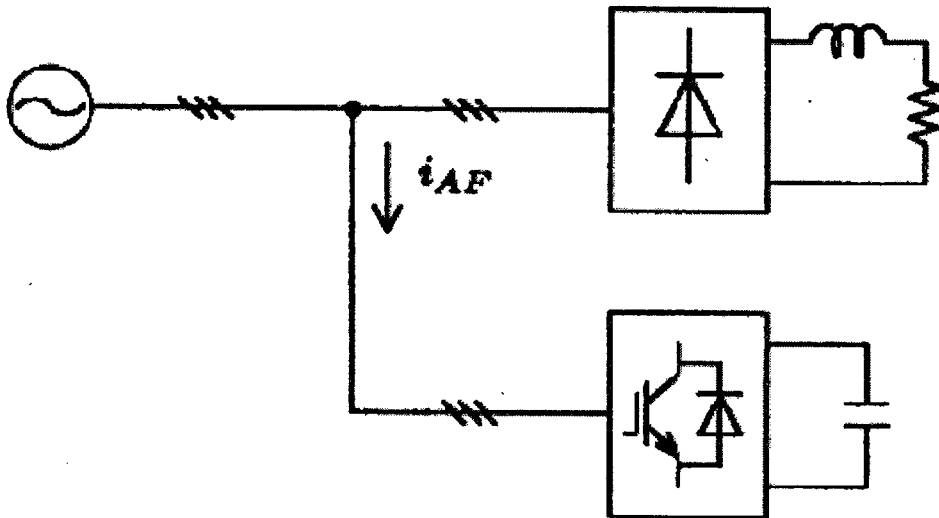
Sistem konfigürasyonuna göre aktif filtre devreleri seri ve paralel olmak üzere ikiye ayrılır. Son zamanlarda seri ve paralel filtrenin aynı devrede kullanıldığı universal aktif filtreler tanımlanmıştır. Ayrıca aktif filtrenin pasif filtre ile birlikte kullanıldığı hibrid filtre devreleri de mevcuttur (Akagi, 1996).

Aktif filtre devreleri yük ve kaynağın durumuna bağlı olarak tek fazlı, üç fazlı-nötr hatlı ve üç fazlı-nötr hatsız olmak üzere üç kısımda incelenebilir.

5.1 Aktif Filtre Türleri

5.1.1 Paralel Aktif Filtre

Uygulamada yaygın olarak kullanılan paralel aktif filtre sistemi Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Bu devre harmonik eliminasyonu ve reaktif güç kompanzasyonu için kullanılır. Şebekede harmonik akım üreten her bir bireysel lineer olmayan yükün yanına bağlanır. Harmonikleri ve reaktif gücü kompanze etmek için bağlantı noktasından şebekeye doğru zıt fazda bir kompanzasyon akımı enjekte eder.



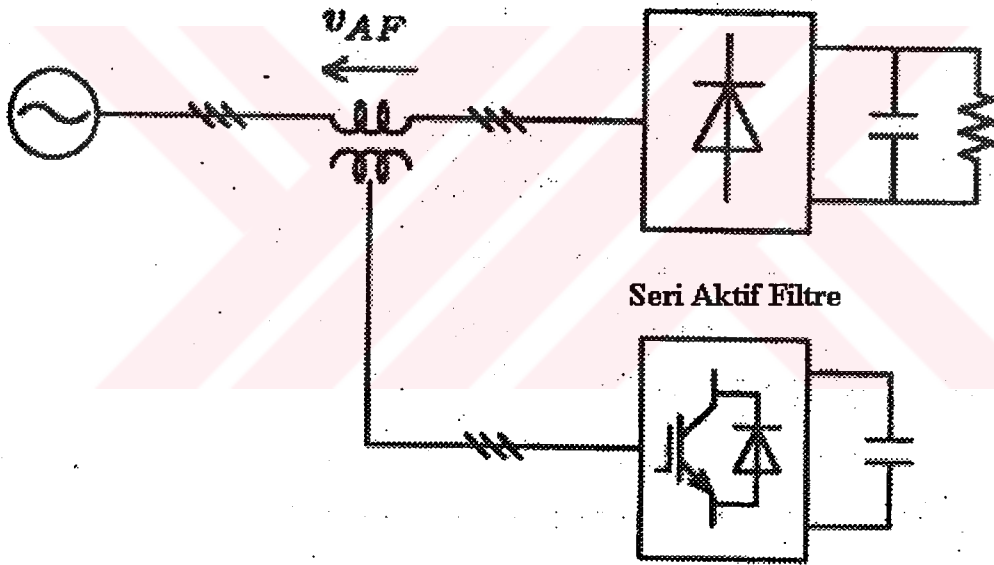
Şekil 5.1 Paralel aktif filtre.

Paralel filtrenin bağlı olduğu noktadaki gerilim V_s olarak tanımlanır ve filtre bu gerilimin temel bileşenine sonsuz bir direnç, harmonik bileşenlerine düşük bir direnç ($1/K [\Omega]$) gibi davranacak şekilde kontrol edilir.

$$i_{AF} = K \times v_{Sh} \quad (5.1)$$

5.1.2 Seri Aktif Filtre

Şekil 5.2’de temel bir seri aktif filtre devresi gösterilmiştir. Seri filtre şebekeye bir transformatör ile bağlanır. Seri aktif filtre ile gerilim harmonikleri elemine edilir ve hat veya yük gerilim regülasyonu yapılır. Üç fazlı sistemlerde negatif-sequens gerilimini azaltmak için de kullanılmaktadır. Seri filtre şebekenin başlangıç noktasına kurulur.



Şekil 5.2 Seri aktif filtre.

Seri filtre yük akımını (i_s) algılar ve daha sonra yük akımının temel bileşenine sıfır direnç ve harmonik bileşenlerine yüksek bir direnç ($G[\Omega]$) gibi davranacak şekilde kontrol edilir.

$$v_{AF} = G \times i_{Sh} \quad (5.2)$$

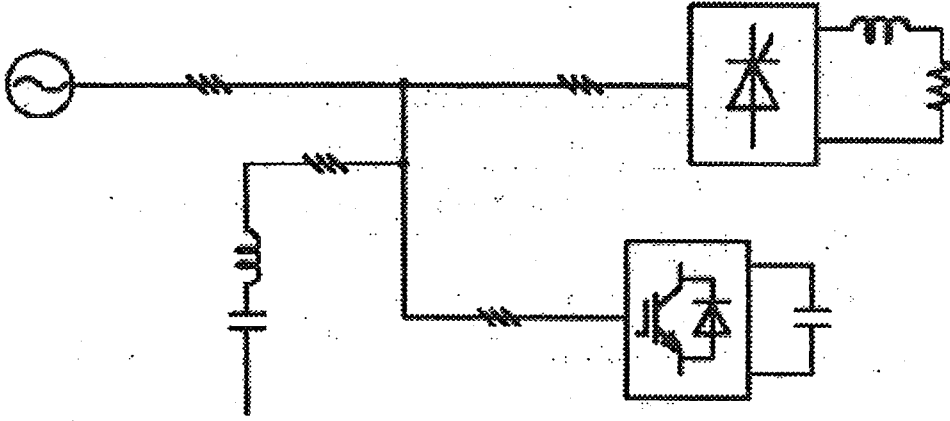
Çizelge 5.1’de paralel filtre ile seri filtre karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.1 Paralel ve seri aktif filtrelerin karşılaştırılması.

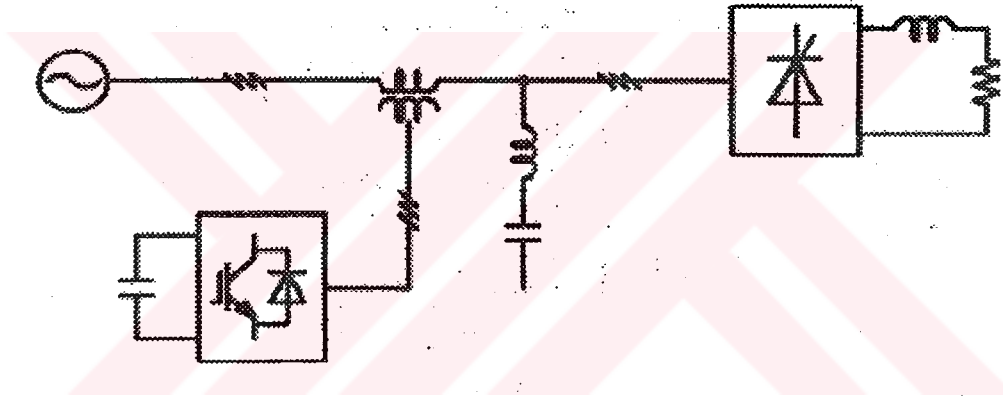
	Paralel Aktif Filtre	Seri Aktif Filtre
Temel Çalışma Prensibi	Akım kaynağı olarak çalışır.	Gerilim kaynağı olarak çalışır.
Uygulanabileceği Yükler	Endüktif ya da akım kaynağı tipi yükler ya da akım kaynakları (faz kontrollü tristörlü doğrultucu gibi).	Kapasitif ya da gerilim kaynağı tipi yüklerde ya da harmonik gerilim kaynaklarında (kondansatörlü- diyotlu doğrultucu gibi).
Kompanzasyon Karakteristiği	Kaynak empedansından bağımsız (Harmonik akım kaynağı tipi yükler için). Harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde ise yük empedansı düşük olduğunda kaynak empedansına bağımlı	Harmonik gerilim kaynakları için kaynak ve yük empedansından bağımsız. Harmonik akım kaynaklarında yük empedansına bağımlı.
İlave İşlevi	Reaktif güç kompanzasyonu.	AC gerilim regülasyonu.
Uygulamadaki Olumsuzluklar	Kapasitif ya da harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde yüke doğru akan aşırı akımlar meydana gelebilir.	Endüktif ya da harmonik akım kaynağı tipi yüklerde paralel pasif filtre ya da güç faktörü düzeltici kapasite grubu gerekir.

5.1.3 Hibrid Filtre

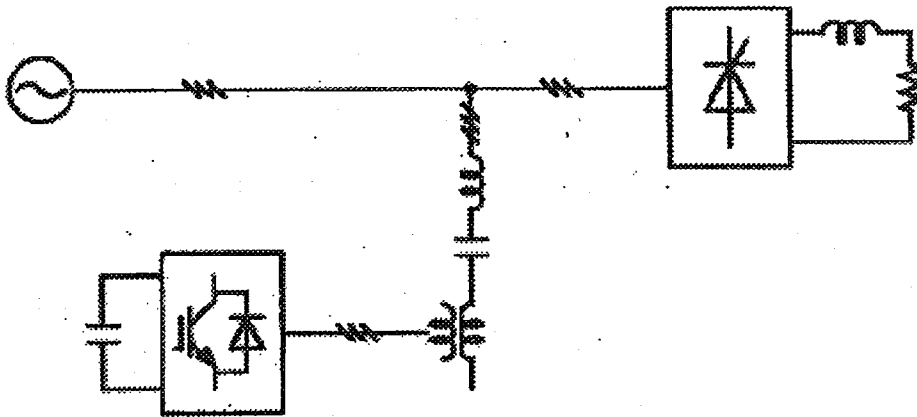
Aktif filtrelerin en büyük dezavantajları maliyetlerin yüksek olmasıdır. 3., 5. v.b. düşük dereceden etkili harmonikleri kompanze etmek için aktif filtrenin norm değeri büyür bu da maliyetini önemli ölçüde artırır. Bundan dolayı aktif filtrelerin pasif filtre ile birlikte kullanılması oldukça popülerdir. Pasif filtre bir veya birden fazla ayarlı LC' den oluşur. Bu devrede düşük mertebeli harmonikler pasif filtre diğer harmonikler aktif filtre ile kompanze edilir. Şekil 5.3, 5.4 ve 5.5'de değişik hibrid filtre devre şekilleri gösterilmiştir (Akagi,1997).



Şekil 5.3 Paralel aktif ve pasif filtrelerin birlikte kullanımı.



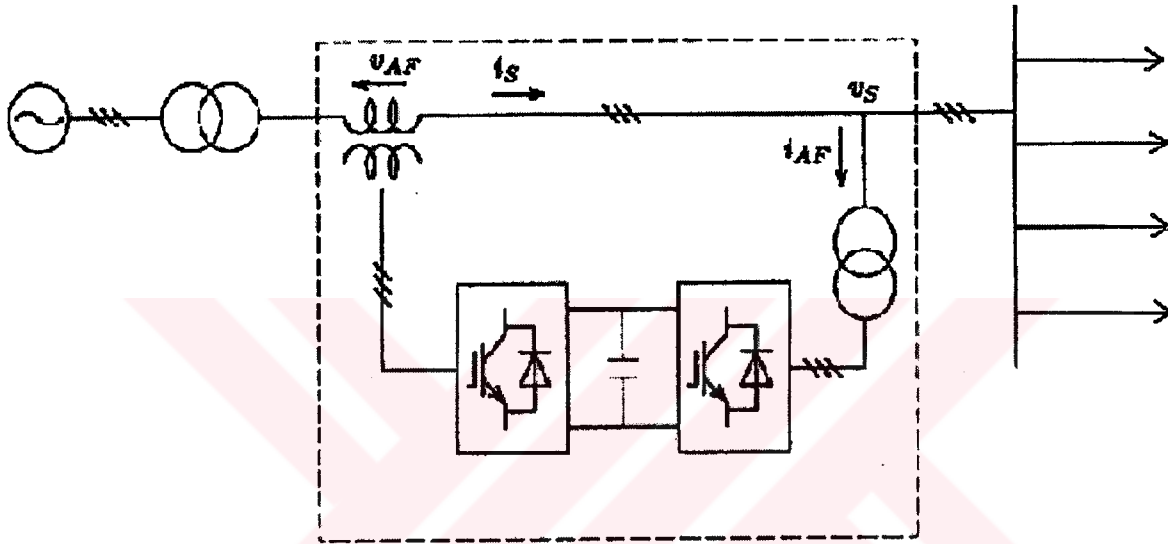
Şekil 5.4 Seri aktif filtre ile paralel pasif filtrenin birlikte kullanımı.



Şekil 5.5 Paralel pasif filtreye bağlı seri aktif filtre.

5.1.4 Universal Aktif Filtre

Universal filtre paralel filtre ile seri filtrenin bir kombinasyonudur (Şekil 5.6)(Akagi, 1996). DC kaynağı ortak kullanılır. Seri filtre performansı ile şebeke ile harmonik izolasyonu, gerilim regülasyonu , gerilim dengesizliklerinin kompanzasyonunu ve paralel filtre performansı ile harmonik akım kompanzasyonu, DC hat gerilim regülasyonunu gerçekleştirir . En büyük dezavantajı maliyetinin yüksek ve kontrol devresinin karmaşık olmasıdır.

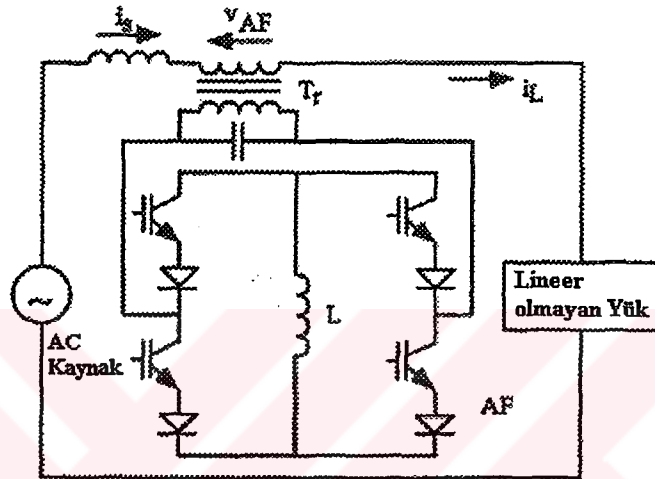


Şekil 5.6 Universal aktif filtre.

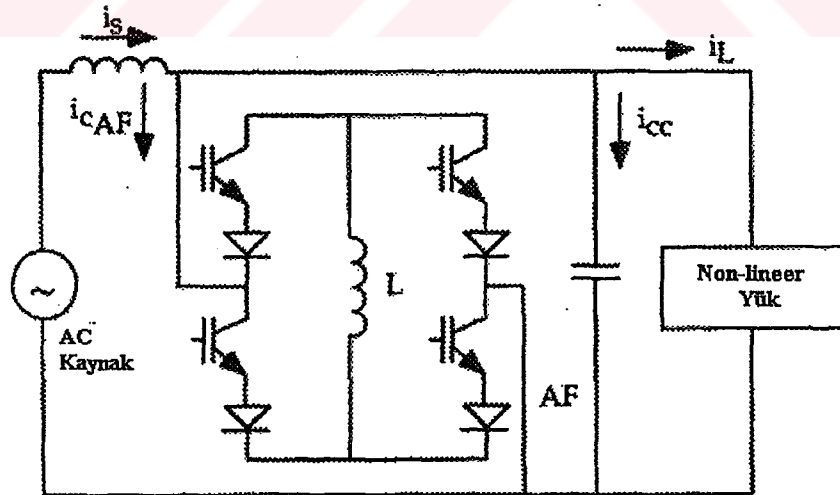
5.2 Farklı Aktif Filtre Bağlantı Şekilleri

5.2.1 Tek Fazlı Sistem

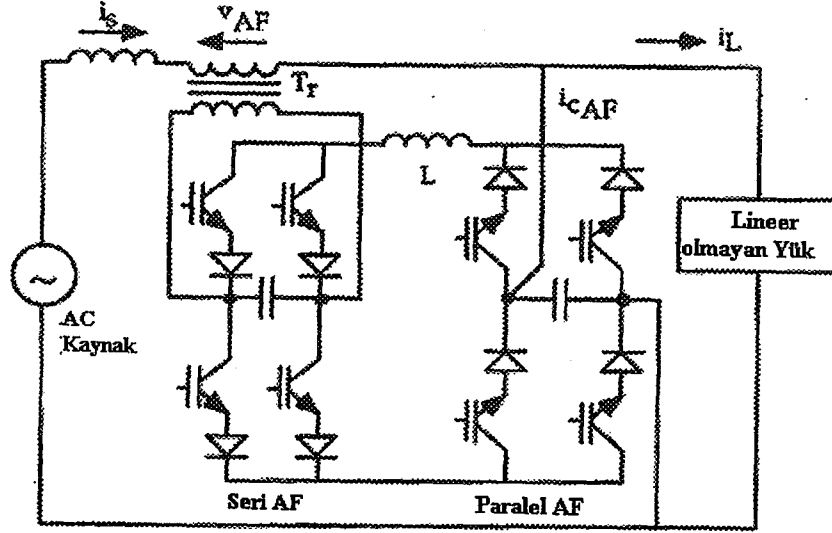
Tek fazlı sistemde Şekil 5.7, Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da görüldüğü gibi üç çeşit filtrede kullanılabilir.



Şekil 5.7 Tek fazlı seri aktif filtre.



Şekil 5.8 Tek fazlı paralel aktif filtre.

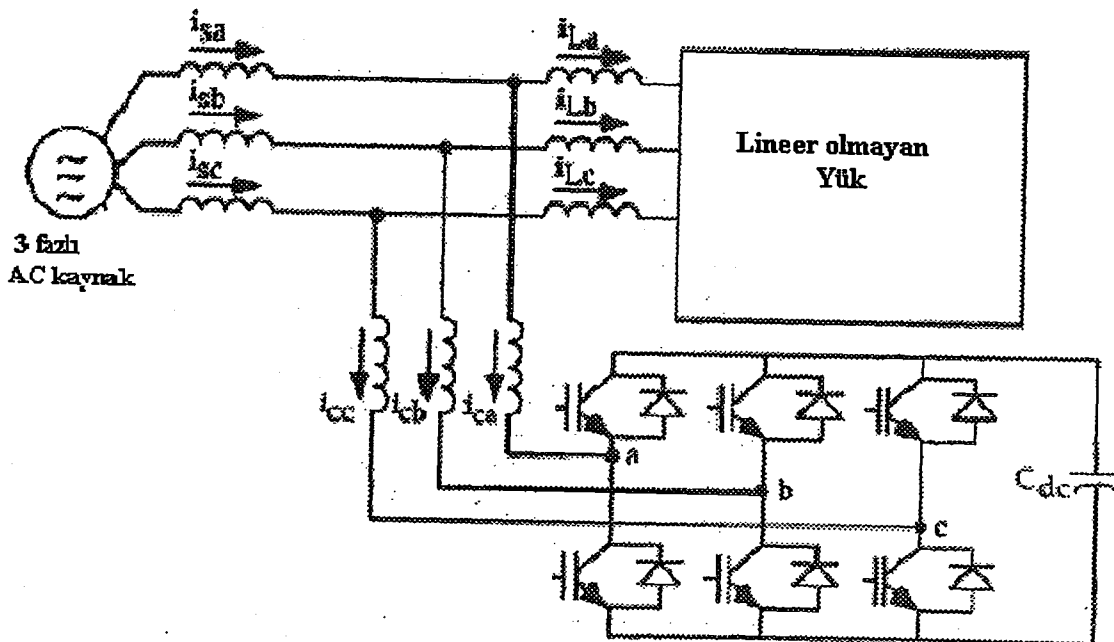


Şekil 5.9 Tek fazlı universal aktif filtre.

5.2.2 Üç Fazlı Sistem

5.2.2.1 Üç Fazlı, Nötr hatsız Sistem

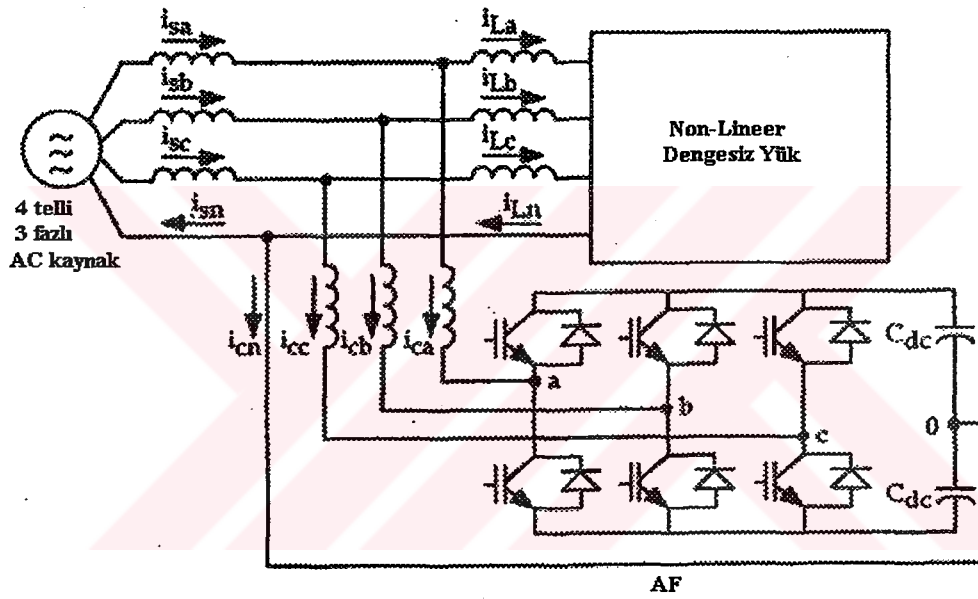
Uygulamada çok karşılaşılan güç dönüştürücülerinin kullanıldığı motor sürücüler üç fazlı , üç telli lineer olmayan yüklerdir. Bu sistemlerde üç çeşit filtre de kullanılabilir. Şekil 5.10 da üç fazlı, üç telli bir sisteme paralel aktif filtre uygulama şeması gösterilmiştir.



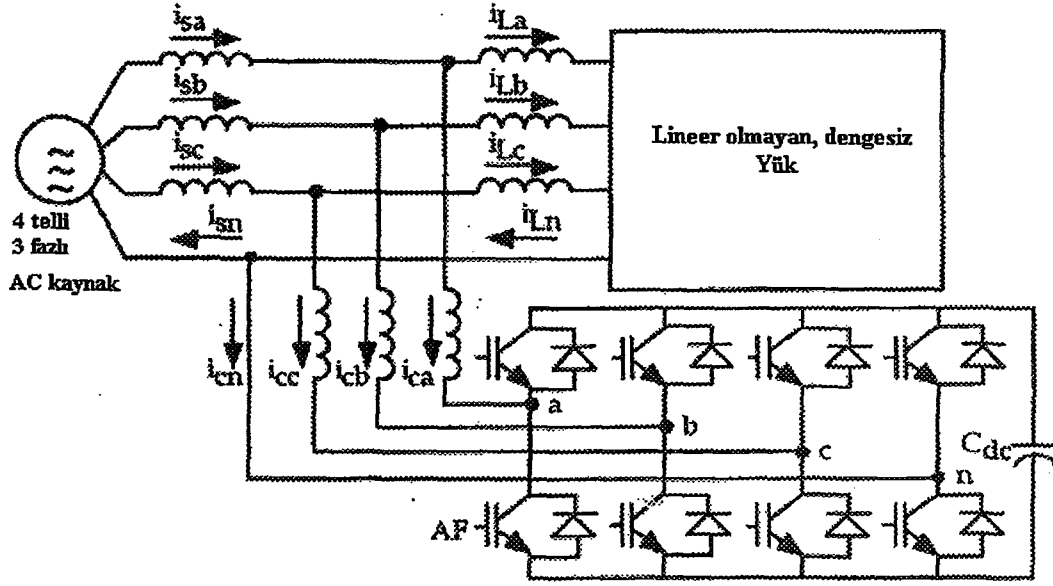
Şekil 5.10 Üç fazlı, üç telli paralel aktif filtre.

5.2.2.2 Üç Fazlı, Nötr hatlı Sistem

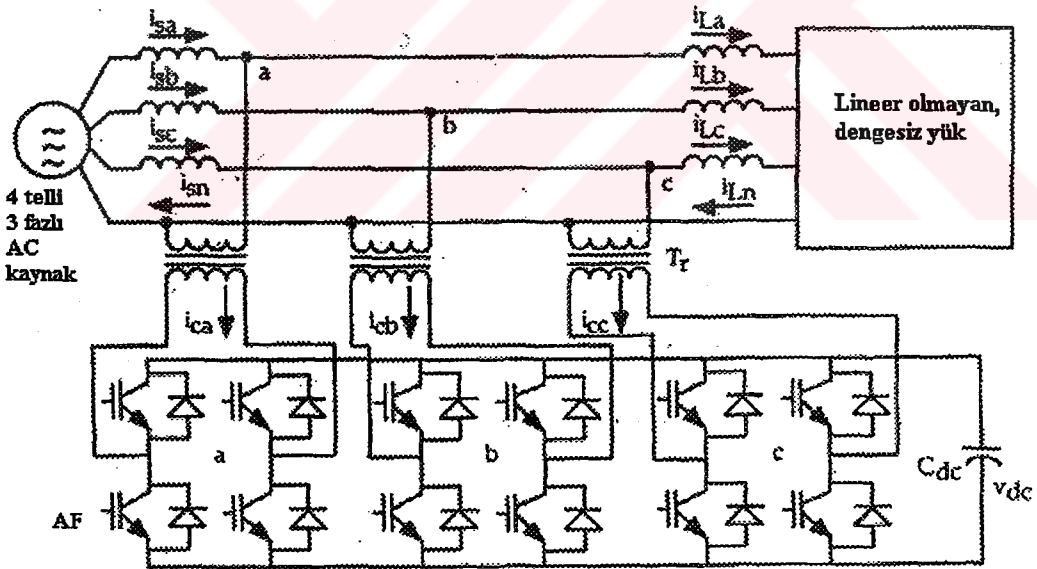
Nötr hatlı sistemlerde yük dengesizlikleri ve ilave harmonikler oluşur. Bu sistemlerde kullanılan aktif filtrelerin kontrol bloklarına ilaveler gelir ve kontrol blokları diğer sistemlere göre daha karmaşıktır. Şekil 5.11’de küçük güç uygulamalarında kullanılan bir aktif filtre bağlantı şeması gösterilmiştir. Toplam nötr akımı DC kondansatörden akacaktır. Nötr akımını dengelemek için invertere ilave bir kolun eklendiği sistem Şekil 5.12’deki gibidir. Diğer bir bağlantı şeması ise 5.13’teki gibidir. Bu bağlantı aktif filtrenin güvenilirliğini artırır ve yarı iletken elemanlar için uygun gerilim eşleşmesine izin verir.



Şekil 5.11 Üç fazlı ve dört telli paralel aktif filtre.



Şekil 5.12 Dört kutuplu, dört telli paralel aktif filtre.



Şekil 5.13 Üç köprülü, dört telli paralel aktif filtre.

6. AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNİN UYGULAMALARINDA KARŞILAŞILAN PROBLEMLER

Aktif güç filtrelerinin harmonik düzeltme karakteristiğinin kaynağın empedansından etkilenmediği düşünülür. Fakat harmonik kaynağına göre filtrenin kaynak empedansından etkilenebileceği görülür. Genel olarak akım kaynağı tipi ve gerilim kaynağı tipi harmonik kaynakları olmak üzere iki harmonik kaynağı çeşidi vardır. Akım kaynağı tipi harmonik kaynağına faz kontrollü tristörlü doğrultucular örnek verilir. Elektronik cihazlarda, AC sürücülerde, ev aletlerinde sıklıkla kullanılan diyotlu ve DC kapasiteli doğrultucular ise birer harmonik gerilim kaynağıdır.

Bugüne kadar aktif filtreler üzerine yapılan çalışmalar, daha çok harmonik akım kaynaklarına uygulanmış aktif filtrelerin performansları üzerinedir. Harmonik gerilim kaynağı gibi davranan yükler üzerine fazla araştırma yapılmamıştır. Öte yandan harmonik gerilim kaynağı gibi davranan DC kondansatörlü doğrultucular da uygulamada sıklıkla kullanılır.

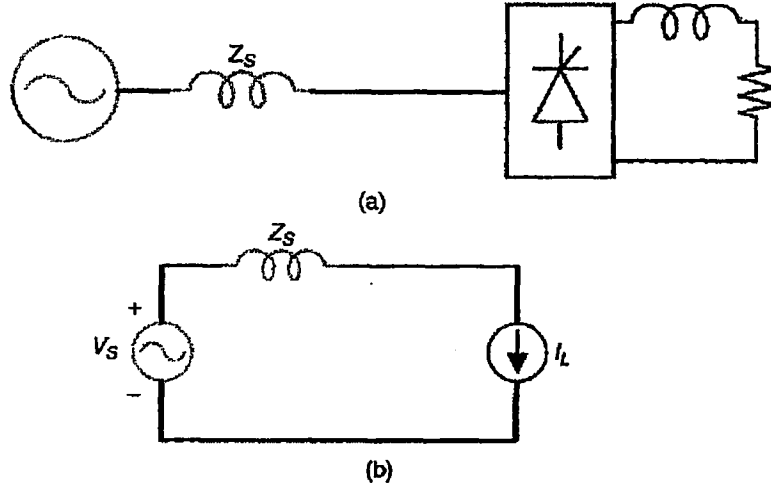
Aktif filtre uygulamalarında çeşitli problemlerle karşılaşılabilir. Harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde filtre DC taraftaki gerilimin dalgalanmasının artmasına sebep olur. Uygulamada karşılaşılan diğer bir problem de, aktif filtrenin bağlandığı noktaya aynı zamanda bir pasif LC filtresinin ya da güç faktörünü düzeltmek üzere bir kapasite grubunun bağlanması durumudur. Böyle bir durumda aktif filtrenin bağlantı noktasında görülen eşdeğer devre yük harmonik akım kaynağı olsa dahi akım kaynağı olarak görülmez. Bir paralel aktif filtre güç sistemi ya da diyotlu doğrultucuyu kompanze etmek için kullanıldığında, filtre tarafından devreye enjekte edilen akım düşük empedans gösteren tarafa doğru akacaktır. Bunun sonucunda harmonik kaynağı tamamen bertaraf edilemeyecektir. Ayrıca aktif filtre tarafından sisteme enjekte edilen akım hızla artar ve böylece aşırı akımlar oluşur.

6.1 Harmonik Kaynak Türleri

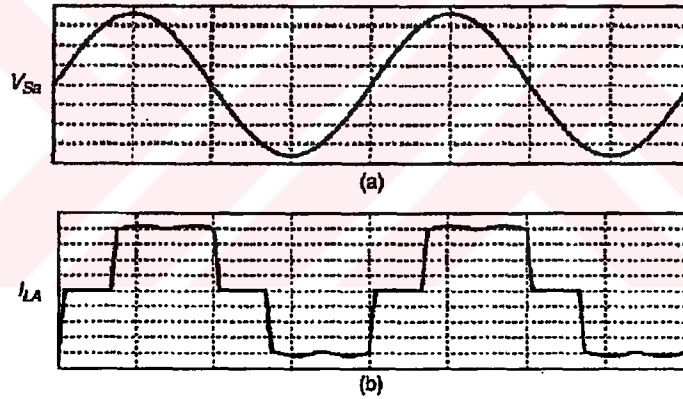
6.1.1 Akım Kaynağı Tipi Harmonik Kaynakları

Bu tür harmonik kaynakların en iyi bilinen örnekleri tristörlü dönüştürücülerdir. Akım dalgasındaki bozulma özellikle anahtarlama işlemi sonucunda oluşur. Şekil 6.1(a)'da tipik bir tristörlü doğrultucu gösterilmiştir. Şekil 6.2'de ise kaynak gerilimi ile yük akımının değişimi verilmiştir. Bu devrelerde harmonik akım içeriği ve karakteristiği AC tarafa daha az

bağımlıdır. İşte bu tür harmonik kaynakları akım kaynağı gibi davranır ve harmonik akım kaynağı olarak isimlendirilirler. Bir harmonik akım kaynağı şekil 6.1(b)' deki gibi gösterilir.



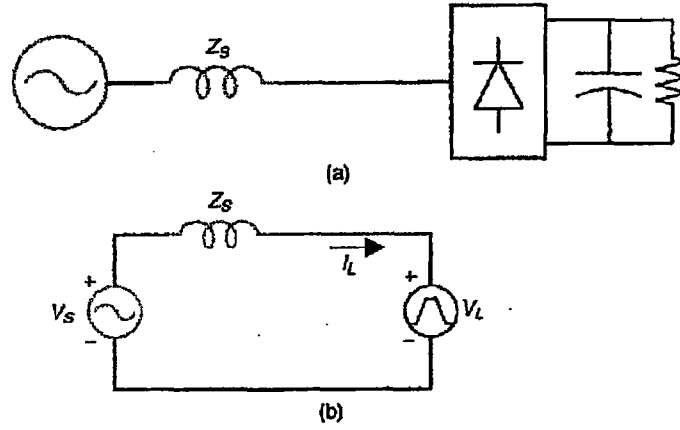
Şekil 6.1 Akım kaynağı tipi harmonik kaynağı, a) tristörlü doğrultucu ve b) eşdeğer devresi.



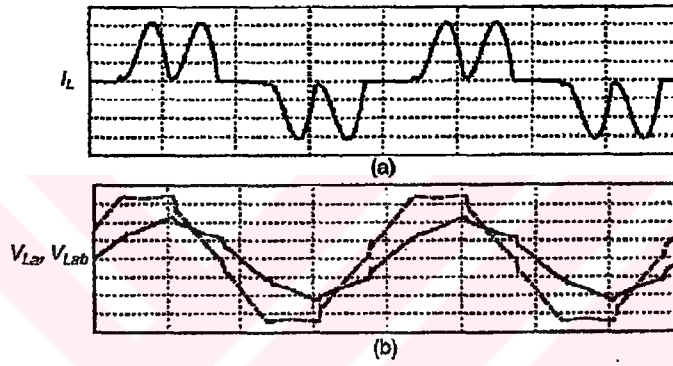
Şekil 6.2 Tristörlü doğrultucu için, a) şebeke gerilimi dalga şekli ve b-) şebekeden çekilen akımın dalga şekli.

6.1.2 Gerilim Kaynağı Tipi Harmonik Kaynakları

Uygulamalarda karşılaşılan diğer bir harmonik kaynağı tipi ise Şekil 6.3(a)'da verilen DC düzeltme kondansatörlü ve diyotlu doğrultuculardır. Buna ait akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 6.4'teki gibidir. Şekilden de görüldüğü gibi akım dalga şekli oldukça bozulmuştur. AC tarafın empedansından doğrultulmuş gerilimin çok az etkilenmesine rağmen akımın harmonik genliği çok fazla etkilenir. Şekil 6.3(b)'de diyotlu doğrultucu sisteminin eşdeğer devresi verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi burada doğrultucu harmonik gerilim kaynağı olarak temsil edilmiştir. Oluşan harmonik akımın kaynağı doğrultulan gerilimdir ve genliği doğrultulan gerilim ile AC taraftaki empedansa bağlıdır.



Şekil 6.3 Gerilim kaynağı tipi harmonik kaynağı, a) diyotlu, kondansatörlü doğrultucu ve b) eşdeğer devresi.



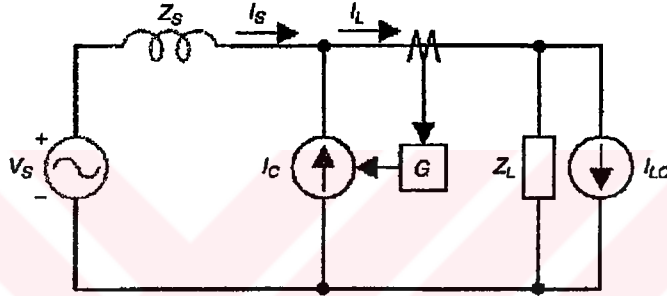
Şekil 6.4 Diyotlu, kondansatörlü doğrultucu için, a) şebeken çekilen akım dalga şekli b) faz-nötr gerilimi ve doğrultucu girişindeki faz-faz gerilimi.

6.2 Paralel Aktif Filtrenin Karakteristik Analizi

Daha önceden de belirtildiği gibi paralel aktif filtre, yükün AC sistemden çektiği harmonik akım ile aynı genlikte ancak ona ters fazda bir akım üreterek AC sisteme enjekte eden ve yüke paralel bağlanan bir PWM inverterden ibarettir. Devrenin kontrolü dedektör ve ayırıcı devreleri yardımıyla sağlanır. Genellikle bir harmonik akım kaynağı Norton eşdeğer devresiyle, harmonik gerilim kaynağı ise Thevenin eşdeğer devresiyle gösterilir. Norton eşdeğeri saf bir akım kaynağı (harmonik akım üreten) ve paralel bir $Z_L = \infty$ empedansından oluşur. Thevenin eşdeğeri ise saf bir gerilim kaynağı (harmonik gerilimleri üreten) ve seri bir $Z_L = 0$ empedansından ibarettir.

6.2.1 Paralel Aktif Filtrenin Harmonik Akım Kaynaklarına Karşı Karakteristiği

Şekil 6.5’de Norton eşdeğer devresi ile verilmiş bir harmonik akım kaynağını kompanze etmek için kullanılan paralel aktif filtrenin temel prensip devresi verilmiştir. Devrede Z_s kaynak (hat) empedansı, I_{L0} eşdeğer harmonik akım kaynağı, Z_L yük tarafındaki eşdeğer empedans ve G ise harmonik detektörü ve kontrol gecikmesi devrelerini içeren devrenin transfer fonksiyonudur. $|G|_f=0$ temel bileşeni, $|G|_h=1$ harmonik bileşenlerini ifade eder. Şekil 6.5’den aşağıdaki ifadeler elde edilir.



Şekil 6.5 Harmonik akım kaynağı için paralel aktif filtrenin temel prensip şeması.

$$I_c = G \times I_L \quad (6.1)$$

$$I_s = \frac{Z_L}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \times I_{L0} + \frac{V_s}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (6.2)$$

$$I_L = \frac{\frac{Z_L}{1-G}}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \times I_{L0} + \frac{1}{1-G} \times \frac{V_s}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (6.3)$$

Harmonikler göz önüne alındığı zaman,

$$\left| \frac{Z_L}{1-G} \right| \gg |Z_s|_h \quad (6.4)$$

olarak kabul edilebilir. Bu durumda (6.1), (6.2) ve (6.3) denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_c = I_{Lh} \quad (6.5)$$

$$I_{Sh} \approx (1-G) \times I_{L0h} + (1-G) \frac{V_{Sh}}{Z_L} \approx 0 \quad (6.6)$$

$$I_{Lh} = I_{L0h} + \frac{V_{Sh}}{Z_L} \quad (6.7)$$

(6.6) denkleminde $|1-G|_h=0$ olduğu için kaynak akımının sinüsoidal olduğu görülür. Bu nedenle (6.4) ifadesi filtrenin harmonik akımları etkisiz hale getirebilmesi için ön koşuldur. (6.4) denkleminde sadece G parametresinin aktif filtre tarafından kontrol edilebileceği, Z_S ve Z_L 'nin devre sabitleri olup değiştirilemez olduğu görülür. Ayrıca bu ifadeden filtre kompanzasyon karakteristiğinin yalnız kendi parametrelerine bağlı olmadığı aynı zamanda AC kaynak ve yük empedansına da bağlı olduğu sonucuna varılır. Diğer taraftan $|Z_L| \gg |Z_S|$ eşitliği büyük endüktansa sahip tristörlü doğrultucular gibi harmonik akım kaynakları için yazılabilir. Bu durumda (6.2) ve (6.4) denklemleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\frac{I_S}{I_{L0}} = (1-G) \quad (6.8)$$

$$|1-G|_h \ll 1 \quad (6.9)$$

(6.8) ifadesinden filtrenin kompanzasyon karakteristiğinin kaynak empedansından bağımsız olduğu görülür. Bu özellik aktif filtreyi pasif filtreden daha avantajlı kılar. (6.9) eşitliği aktif filtre için kolaylıkla sağlanabilir. Çünkü G özellikle harmonik detektörüne, kontrol gecikme devresine ve PWM inverter akımına bağlıdır. Genel olarak $|1-G|_h=0.1\sim 0.3$ olduğundan $1-|I_S/I_0|$ ile tanımlanan harmonik kompanzasyon oranı %70~%90 sınırları içindedir.

Doğrultucu tarafına paralel bir pasif filtre ya da bir kompanzasyon kapasitesi bağlandığında yük empedansı Z_L harmonikler için oldukça azalacaktır. Sonuç olarak aktif filtrenin kompanzasyon karakteristiğinin kaynak empedansından etkilenecektir çünkü $|Z_L| \gg |Z_S|$

şartı bu durumda geçerliliğini yitirir. Yük tarafına akan akım $I_{LH}-I_{L0}=\frac{V_{Sh}}{Z_L}$ olur. Eğer AC

kaynakta bir harmonik mevcut ise filtreye akacak olan bu akım devreye zarar verebilir. Devreye pasif bir filtre eklenirse, aktif filtre yük harmonik akımlarını I_{L0h} , pasif filtre de diğer harmonikleri kompanze etmiş olur. Böylece her iki harmonik de etkisiz hale getirilmiş olur. Bu yüzden genellikle pasif filtre ile aktif filtrenin birlikte kullanımı çok yaygın bir methodur.

6.2.2 Paralel Aktif Filtrenin Harmonik Gerilim Kaynaklarına Karşı Karakteristiği

Şekil 6.6'da harmonik gerilim kaynağını kompanze eden bir paralel aktif filtrenin prensip şeması görülmektedir. Devrede harmonik gerilim kaynağı Thevenin eşdeğeri ile ifade edilmiştir. Yine aynı şekilden aşağıdaki eşitlikler elde edilebilir.

$$I_C = G \times I_L \quad (6.10)$$

$$I_S = \frac{V_S - V_L}{Z_S + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (6.11)$$

$$I_L = \frac{1}{1-G} \times \frac{V_S - V_L}{Z_S + \frac{Z_L}{1-G}} = \frac{V_S - V_L}{(1-G)Z_S + Z_L} \quad (6.12)$$

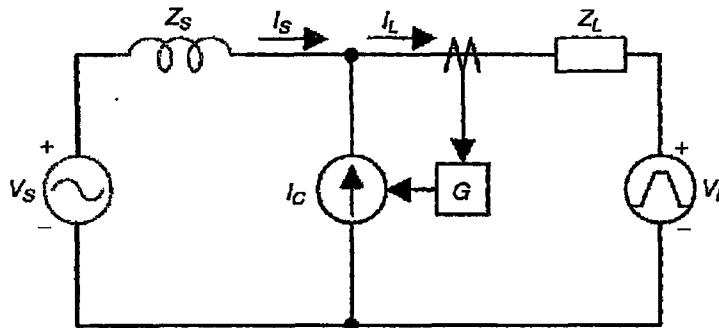
$$\left| Z_S + \frac{Z_L}{1-G} \right|_h \gg 1pu \quad (6.13)$$

(6.13) denklemi sağlandığında kaynak akımı sinüsoidal hale gelir. Bu durumda eşitlikler aşağıdaki ifadelere dönüşür.

$$I_C = I_{Lh} \quad (6.14)$$

$$I_{Sh} \approx 0 \quad (6.15)$$

$$I_{Lh} = \frac{V_{Sh} - V_{Lh}}{Z_L} \quad (6.16)$$



Şekil 6.6 Harmonik gerilim kaynağı için paralel aktif filtrenin temel prensip şeması.

(6.13) eşitliği paralel aktif filtrenin harmonik gerilim kaynağı kompanzasyonu için gerekli koşuldur. Ancak bu eşitliğin sağlanması oldukça zordur zira harmonik gerilim kaynakları

genellikle düşük iç empedansa (Z_L) sahiptirler. Örneğin büyük kapasiteli elektrolitik DC kondansatörü gibi bir yük olursa burada $Z_L \approx 0$ 'dır ve sadece kaynağın empedansı da (Z_s) (6.13)'teki eşitliği için yeterli olmaz. Bu eşitliği sağlamak için devrenin AC tarafına bir bobin eklemek gerekir. Ayrıca (6.12), (6.14) ve (6.16) ifadelerinden de görüleceği üzere,

- Paralel filtre yük tarafından görülen kaynak empedansını sıfır yapar,
- Filtre tarafından enjekte edilen akım yük tarafına akacaktır,
- Kaynak gerilimdeki bozulma (V_{sh}) yüke doğru akan büyük harmonik akımlarına sebep olacaktır.

Bu etkiler yük akımındaki harmonik akımların ve paralel filtrenin norm büyüklüğünün (VA) artmasına neden olur.

6.3 Seri Aktif Filtrenin Karakteristik Analizi

Seri aktif filtre çıkış gerilimini kontrol ederek harmonik izolasyonunu sağlar. Daha öncede ifade edildiği gibi seri filtre harmonik akımına karşı yüksek bir empedans gösterir ve bu akımın yüke doğru akmasını engeller. Seri aktif filtrenin kaynak ile yük arasında harmonik izolasyonu sağlaması önemli bir özelliktir.

6.3.1 Seri Aktif Filtrenin Harmonik Akım Kaynaklarına Karşı Davranışı

Şekil 6.7'de harmonik akım kaynağını etkisiz hale getirmek için bağlanan bir seri aktif filtrenin prensip şeması verilmiştir. V_c filtrenin çıkış gerilimi olup Norton eşdeğeri ile çizilmiştir. Seri aktif filtre,

$$V_c = K \times G \times I_s \quad (6.17)$$

olacak şekilde kontrol edilirse kaynak akımı aşağıdaki ifade gibi olur.

$$I_s = \frac{Z_L \times I_L}{Z_s + Z_L + K \times G} + \frac{V_s}{Z_s + Z_L + K \times G} \quad (6.18)$$

Bu ifadelerde G harmonik akım detektörü ve kontrol gecikme devresinin eşdeğer transfer fonksiyonudur ve temel bileşen için 0 harmonikler için 1 kabul edilir. K ise ohm boyutunda (pu olarak) kazancı ifade eder. AC kaynağın gerilim distorsiyonu genellikle harmonik kaynağının akımından daha küçük olduğundan aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$K \gg |Z_L|_h, K \gg |Z_s + Z_L|_h \quad (6.19)$$

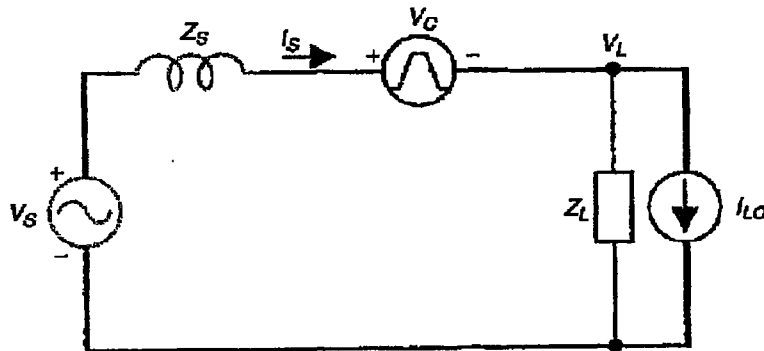
(6.19) eşitliği sağlanması halinde ise,

$$V_C \approx Z_L \times I_{Lh} + V_{sh} \quad (6.20)$$

$$I_s \approx 0 \quad (6.21)$$

eşitlikleri elde edilir ve (6.21) ifadesinden kaynak akımının sinüzoidal hale geldiğini gösterir. Seri aktif filtrenin harmonik akım kaynağını kompanze etmesi için (6.19) ifadesini gerçekleştirmek gerekir. Bu eşitlikten K kazancının büyük ve yük empedansının (Z_{Lh}) harmonikler için küçük olması gerekir. Ancak çok sık kullanılan tristörlü doğrultucularda $Z_L \approx \infty$ olduğundan bu ifade gerçekleştirilemez.

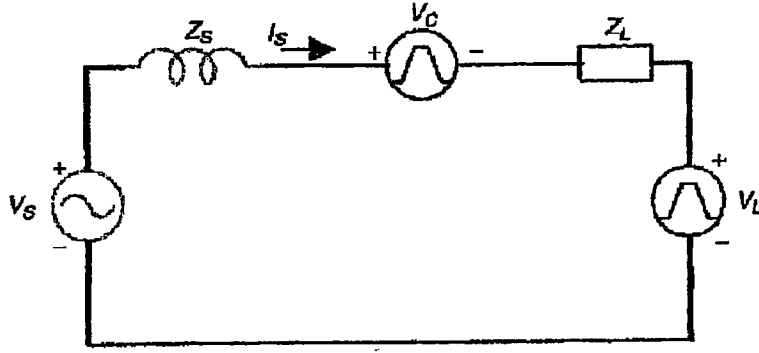
(6.20) ifadesinden gerekli filtre çıkış geriliminin (V_C) sonsuza gideceği görülür. Buradan teorik olarak seri aktif filtrenin harmonik akım kaynağını kompanze edebilmesinin mümkün olmadığı görülür. Eğer tristörlü doğrultucu ile bir paralel pasif filtre birlikte kullanılırsa, Z_L küçüleceğinden (6.19) eşitliği gerçekleşir ve gerekli V_C gerilimi de küçük bir değer alır. Bu durumda seri aktif filtre ile paralel pasif filtrenin birlikte kullanılması iyi bir metottur. (6.20) ve (6.21) ifadelerinden de görüldüğü gibi kaynak harmonikleri yük tarafında görülmez ve yük harmonikleri de kaynağa doğru akmazlar.



Şekil 6.7 Harmonik akım kaynağı için seri aktif filtrenin temel prensip şeması.

6.3.2 Seri Aktif Filtrenin Harmonik Gerilim Kaynaklarına Karşı Davranışı

Şekil 5.8’de bir seri aktif filtrenin harmonik gerilim kaynağını etkisiz hale getirmesi için gerekli temel bağlantı şeması verilmiştir. Seri aktif filtre,



Şekil 6.8 Harmonik gerilim kaynağı için seri aktif filtrenin temel prensip şeması

$$V_c = K \times G \times I_s \quad (6.22)$$

olacak şekilde kontrol edilirse kaynak akımı aşağıdaki ifade gibi olur.

$$I_s = \frac{V_s - V_L}{Z_s + Z_L + K \times G} \quad (6.23)$$

$$K \gg 1 \text{ pu} \quad (6.24)$$

(6.24) ifadesi gerçekleştirilirse aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$I_s \approx 0 \quad (6.25)$$

$$V_c \approx V_{sh} - V_{Lh} \quad (6.26)$$

(6.24) ifadesi seri aktif filtrenin bir harmonik gerilim kaynağını etkisiz hale getirebilmesi için zorunludur. Yüksek kazanç (K) elde etmek için Şekil 6.9(a)'da gösterilen histerezis karşılaştırmalı kontrolör metodu kullanılabilir. Bu durumda $K = \infty$ olur. Ayrıca Şekil 5.10(b)'de gösterilen rampa generatörlü karşılaştırmacı da kullanılabilir. Aktif filtre referans gerilimi (V_c^*) izlediği varsayılırsa kaynak akımı aşağıdaki gibi oluşur.

$$V_c^* = G(K \times I_s - V_L) \quad (6.27)$$

$$I_s = \frac{V_s - (1 - G)V_L}{Z_s + Z_L + K \times G} \quad (6.28)$$

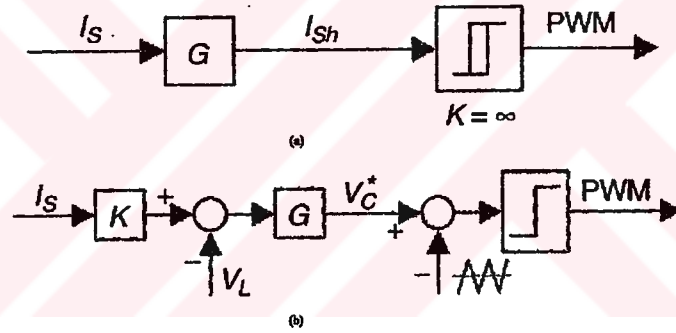
V_{sh} 'in değeri çok küçük ve,

$$|1 - G|_h \ll 1 \quad (6.29)$$

şartı sağlandığı zaman kaynak akımı sinüzoidal olur.

$$I_{Sh} = -(1 - G)V_{Lh} \approx 0 \quad (6.30)$$

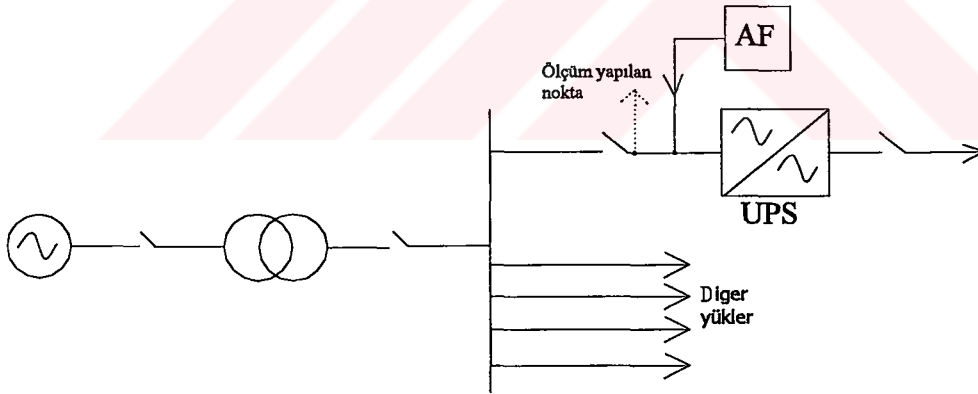
(6.29) ifadesi seri aktif filtrenin harmonik gerilim kaynağını etkisiz hale getirebilmesi için ön koşuldur. Ayrıca (6.30) eşitliğinden de filtrenin kompanzasyon karakteristiğinin kaynak (Z_S) ve yük empedanslarından (Z_L) bağımsız olduğunu sonucuna varılır. Sonuç olarak seri aktif filtre akım kaynağı harmoniklerini etkili bir biçimde kompanze edebilir. Bir seri aktif filtrenin harmonik gerilim kaynağına karşı gösterdiği kompanzasyon karakteristiği ile bir paralel aktif filtrenin harmonik akım kaynağına karşı gösterdiği kompanzasyon karakteristiği tamamen birbirinin aynısıdır.



Şekil 6.9 Seri aktif filtre için, a) histerezis kontrol metodu, b) rampa karşılaştırmalı kontrol metodu.

7. UYGULAMA

İşletmedeki üç fazlı, 80 kVA gücünde 12 darbeli bir UPS'ye paralel bağlı bir aktif filtreden ölçümler alınmıştır. Sistemin tek hat diyagramı Şekil 7.1' de görüldüğü gibidir. Harmonik ölçümleri için 25 kHz'de çalışan ve 25. dereceye kadar harmonikleri ölçebilen harmonik analizör cihazı kullanılmıştır. Bu cihaz UPS'nin girişindeki ana şaltere bağlanarak filtreli ve filtresiz ölçümler alınmıştır. Aktif filtre harmonik ve reaktif güç modu olmak üzere iki modda çalıştırılmıştır. Şebekeden çekilen her bir faza ait akım ve gerilim değerleri Çizelge 7.1,7.2 ve 7.3'te görülmektedir. Bir faza ait akım ve gerilim dalga şekilleri de Şekil 7.2,7.3 ve 7.4 teki gibidir. Filtresiz, harmonik modunda ve reaktif güç modunda alınan ölçüm sonuçları neticesindeki akım ve gerilimdeki THD' ler Çizelge 7.4'te, güç faktöründeki değişim de Çizelge 7.5'te verilmiştir.



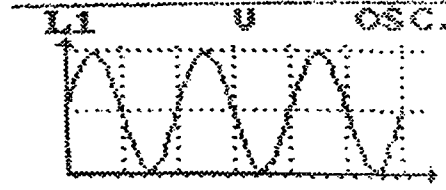
Şekil 7.1 Örnek bir endüstriyel sistemin tek hat diyagramı.

Çizelge 7.1 Filtresiz olarak her bir faz için ölçülen büyüklükler.

Harmonik Mertebe	Faz 1				Faz 2				Faz 3			
	V=217.3 A=125 PF=0.756				V=217.5 A=125 PF=0.752				V=218.4 A=116 PF=0.777			
	P=20 kW S=27kVA Q=15kVar				P=20 kW S=27kVA Q=15kVar				P=19 kW S=25kVA Q=14kVar			
	THDU=2.3 THDI=29.2 50Hz				THDU=2.3 THDI=29.3 50 Hz				THDU=2.3 THDI=28.3 50Hz			
	Gerilim		Akım		Gerilim		Akım		Gerilim		Akım	
	(V)	%	(A)	%	(V)	%	(A)	%	(V)	%	(A)	%
1	217.0	100	118	100	217.2	100	118	100	218.2	100	110	100
2	1.2	0.57	2	2.22	1.2	0.56	2	1.82	0.7	0.35	1	1.3
3	0.3	0.14	2	2.02	0.9	0.43	2	2.02	0.8	0.38	0	0
4	0.3	0.16	0	0.60	0.2	0.11	1	1.41	0.1	0.04	1	1.08
5	1.0	0.48	3	3.43	0.8	0.39	3	3.44	0.7	0.34	4	4.33
6	0.3	0.16	0	0.60	0.1	0.04	0	0.20	0.3	0.17	0	0.65
7	0.5	0.26	3	3.43	0.6	0.3	3	2.63	0.5	0.25	1	1.3
8	0.4	0.19	0	0.4	0.1	0.04	0	0.2	0.3	0.14	0	0.21
9	0.3	0.16	0	0.6	0.6	0.29	0	0.8	0.4	0.21	0	0.65
10	0.3	0.14	0	0.8	0.2	0.09	0	0.8	0.3	0.14	1	1.08
11	3.5	1.64	28	24.04	3.3	1.52	28	24.29	3.1	1.45	25	23.42
12	0.5	0.24	1	1.21	0.2	0.09	1	1.61	0.0	0.01	0	0.21
13	2.5	1.15	16	13.93	2.5	1.15	16	14.17	2.6	1.23	16	14.75
14	0.2	0.11	0	0.80	0.3	0.17	0	0.4	0.1	0.06	1	1.3
15	0.7	0.32	0	0.40	0.6	0.3	0	0.4	1.0	0.46	1	1.08
16	0.1	0.06	0	0.0	0.1	0.08	0	0.4	0.1	0.04	0	0.43
17	0.5	0.26	0	0.20	0.3	0.17	0	0.8	0.3	0.17	1	1.08
18	0.1	0.04	0	0.20	0.2	0.09	0	0.0	0.2	0.09	0	0.21
19	0.0	0.03	0	0.60	0.3	0.17	0	0.6	0.1	0.08	0	0.21
20	0.2	0.13	0	0.20	0.2	0.09	0	0.2	0.2	0.09	0	0.21
21	0.1	0.04	0	0.60	0.1	0.08	0	0.2	0.2	0.11	0	0.43
22	0.3	0.17	0	0.20	0.4	0.19	0	0.2	0.3	0.14	0	0.65
23	1.7	0.79	4	4.24	0.1	0.52	4	4.04	1.4	0.64	4	4.12
24	0.1	0.08	0	0.40	0.0	0.03	0	0.4	0.1	0.08	0	0.21
25	0.9	0.43	3	3.03	0.9	0.43	3	3.03	1.6	0.74	3	3.47



0126 RMS Peaks
 0291% THD +0234
 0500 Hz -0231
 0754 PF

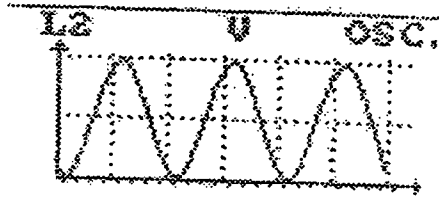


2173 RMS Peaks
 0022% THD +3071
 0500 Hz -0093
 0755 PF

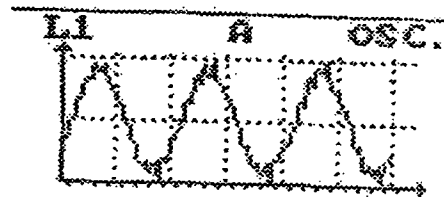
Şekil 7.2 Filtresiz olarak bir fazdan çekilen yük akımı ve faz-nötr geriliminin değişimi.

Çizelge 7.2 Aktif filtre harmonik modunda çalışırken ölçülen büyüklükler.

Harmonik Mertebe	Faz 1				Faz 2				Faz 3			
	V=210.6 A=130 PF=0.789				V=214 A=117 PF=0.824				V=213.6 A=125 PF=0.804			
	P=21 kW S=27kVA Q=16kVAr				P=20 kW S=25kVA Q=13kVAr				P=21 kW S=26kVA Q=15kVAr			
	THDU=1.6 THDI=10.9 50Hz				THDU=1.3THDI=11.8 50 Hz				THDU=1.2THDI=11.5 50 Hz			
	Gerilim		Akım		Gerilim		Akım		Gerilim		Akım	
	(V)	%	(A)	%			(A)	%			(A)	%
1	206.4	100	126	100	212	100	115	100	210.3	100	122	100
2	4.4	2.17	5	4.57	5.1	2.43	3	2.7	5.1	2.47	5	4.3
3	3.6	1.78	0	0.19	3.3	1.56	0	0.62	1.9	0.92	1	0.97
4	1.1	0.54	0	0.57	1.5	0.71	1	1.45	0.3	0.18	1	1.17
5	0.0	0.0	3	2.66	1.3	0.61	1	1.45	1.4	0.68	2	2.34
6	1.4	0.71	0	0.19	1.2	0.56	1	1.45	0.6	0.31	1	1.17
7	0.7	0.35	1	1.14	1.0	0.5	1	1.03	0.4	0.21	0	0.78
8	0.6	0.32	0	0.76	0.3	0.16	0	0.62	1.1	0.53	0	0.19
9	1.0	0.51	0	0.57	0.3	0.18	0	0.62	1.1	0.55	1	0.97
10	1.2	0.61	0	0.76	0.8	0.4	1	1.03	0.2	0.13	1	0.97
11	0.9	0.44	3	2.85	0.6	0.28	3	2.7	0.2	0.1	2	2.15
12	0.5	0.27	2	1.71	0.7	0.36	2	1.87	0.3	0.15	1	0.97
13	1.3	0.63	4	3.42	0.8	0.41	5	4.57	0.9	0.47	5	4.3
14	0.2	0.1	0	0.76	0.3	0.16	0	0.83	0.9	0.43	1	1.36
15	0.6	0.32	1	0.95	0.0	0.03	0	0.2	1.2	0.57	0	0.58
16	0.6	0.3	0	0.57	0.5	0.26	0	0.62	0.1	0.05	0	0.19
17	0.2	0.1	1	1.52	0.5	0.25	0	0.41	0.2	0.1	1	1.17
18	0.2	0.13	0	0.38	0.7	0.35	0	0.41	0.0	0.01	0	0.0
19	0.1	0.05	1	1.33	0.5	0.26	2	2.07	0.2	0.11	1	1.36
20	0.2	0.13	0	0.0	0.1	0.08	0	0.0	0.1	0.06	0	0.19
21	0.2	0.11	0	0.19	0.9	0.45	0	0.41	0.2	0.11	0	0.58
22	1.0	0.51	0	0.57	0.4	0.2	0	0.41	0.3	0.16	0	0.19
23	0.0	0.03	1	0.95	0.4	0.23	1	1.24	0.9	0.43	1	1.17
24	0.1	0.05	0	0.57	0.3	0.16	0	0.2	0.6	0.3	0	0.39
25	0.3	0.17	0	0.76	0.3	0.16	1	1.03	0.3	0.15	0	0.78



2099 RMS Peaks
0013% THD +3029
0500 Hz -3034
0936 PF

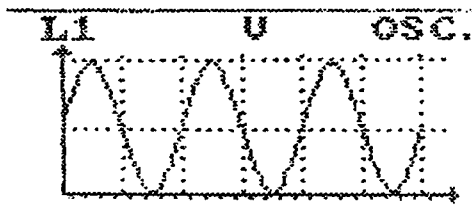


0129 RMS Peaks
0094% THD +0217
0500 Hz -0213
0807 PF

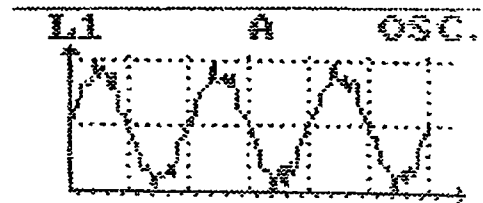
Şekil 7.3 Aktif filtre harmonik modunda çalışırken bir fazdan çekilen akımın ve şebeke geriliminin değişimi.

Çizelge 7.3 Aktif filtre reaktif güç modunda çalışırken ölçülen büyüklükler.

Harmonik Mertebe	Faz 1				Faz 2				Faz 3			
	V=205.6 A=112 PF=0.979				V=206.4 A=99 PF=0.978				V=206.6 A=104 PF=0.979			
	P=22 kW S=23kVA Q=1kVAr				P=20 kW S=20kVA Q=1kVAr				P=21 kW S=21kVA Q=1kVAr			
	THDU=1.5 THDI=14 50Hz				THDU=1.4 THDI=14.9 50 Hz				THDU=1.4 THDI=15.1 50 Hz			
	Gerilim		Akım		Gerilim		Akım		Gerilim		Akım	
	(V)	%	(A)	%	(V)	%	(A)	%	(V)	%	(A)	%
1	205.2	100	110	100	205.8	100	97	100	206.5	100	102	100
2	1.5	0.74	0	0.43	1	0.51	2	2.22	1.4	0.68	2	2.1
3	0.7	0.37	0	0.43	0.8	0.42	0	0.98	0.9	0.44	0	0.7
4	0.6	0.29	1	1.3	0.1	0.08	2	2.22	0	0.03	1	1.87
5	1.3	0.63	4	4.57	1	0.53	4	5.18	0.6	0.32	4	4.44
6	0.5	0.27	1	1.3	0.2	0.12	0	0.98	0.4	0.20	0	0
7	0.9	0.44	3	3.26	0.5	0.25	2	2.46	0.8	0.41	3	3.74
8	0.4	0.2	1	1.08	0.1	0.06	0	0.49	0.1	0.05	1	1.87
9	0.6	0.29	0	0.43	0.8	0.42	0	0.49	1.6	0.8	1	1.40
10	0.7	0.34	0	0.65	0.6	0.3	0	0.24	0.4	0.23	0	0.70
11	0.5	0.25	10	9.58	0.5	0.25	0	0.24	0.3	0.18	9	9.13
12	0.0	0.03	1	1.08	0.1	0.08	0	0.98	0.3	0.17	0	0.23
13	1.0	0.53	7	6.97	1.1	0.56	7	7.4	1.2	0.61	8	7.96
14	0.1	0.06	0	0.65	0.5	0.25	0	0.49	0.1	0.06	0	0.93
15	0.6	0.29	0	0.43	0.5	0.27	0	0.24	0.2	0.11	0	0.23
16	0.1	0.06	0	0.43	0.2	0.1	0	0	0.3	0.15	0	0.46
17	0.4	0.2	1	1.08	0.4	0.2	0	0.49	0.3	0.15	0	0.93
18	0.0	0.01	0	0.87	0.3	0.18	0	0.74	0	0.01	0	0
19	0.5	0.27	1	1.52	0.6	0.29	0	0.98	0.4	0.22	1	1.4
20	0.3	0.18	0	0.65	0.1	0.05	0	0.24	0.2	0.10	0	0
21	0.2	0.12	0	0.43	0.3	0.17	0	0.49	0.3	0.15	0	0.46
22	0.6	0.31	0	0.21	0.5	0.25	0	0.24	0.1	0.08	0	0.46
23	0.1	0.06	0	0.87	0.6	0.3	1	1.23	0.3	0.15	1	1.17
24	0.1	0.05	0	0.0	0.1	0.06	0	0.49	0.2	0.10	0	0.46
25	0.4	0.22	1	1.3	0.2	0.13	0	0.98	0.2	0.11	1	1.17



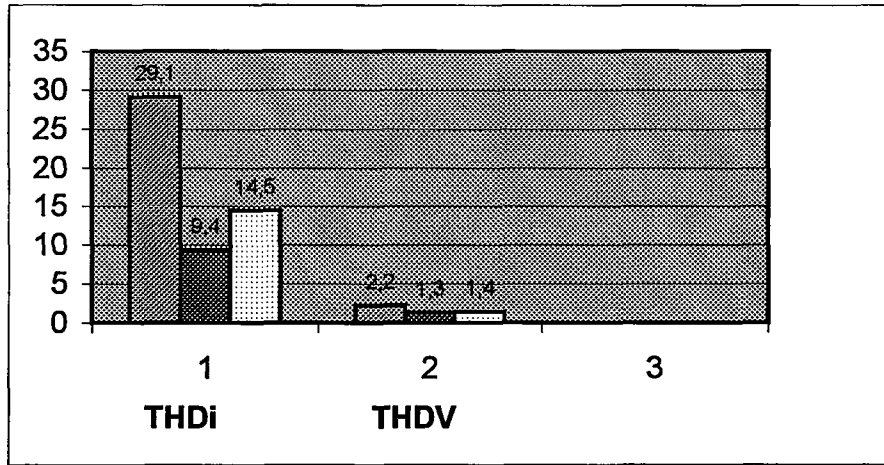
2035 RMS Peaks
0014% THD +2982
0500 Hz -2848
0980 PF



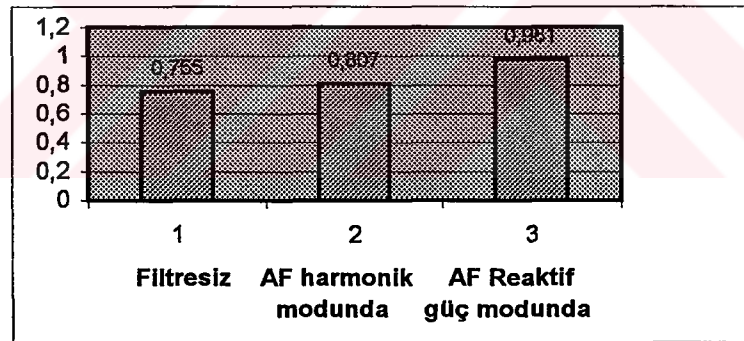
0111 RMS Peaks
0145% THD +0186
0500 Hz -0184
0981 PF

Şekil 7.4 Aktif filtre reaktif güç modunda çalışırken bir fazdan çekilen akımın ve şebeke geriliminin değişimi.

Çizelge 7.4 Filtresiz olarak, harmonik modu ve reaktif güç modu için şebeke akım ve gerilimindeki THD' ler.



Çizelge 7.5 Filtresiz olarak, harmonik modu ve reaktif güç modları için güç faktörünün değişimi.



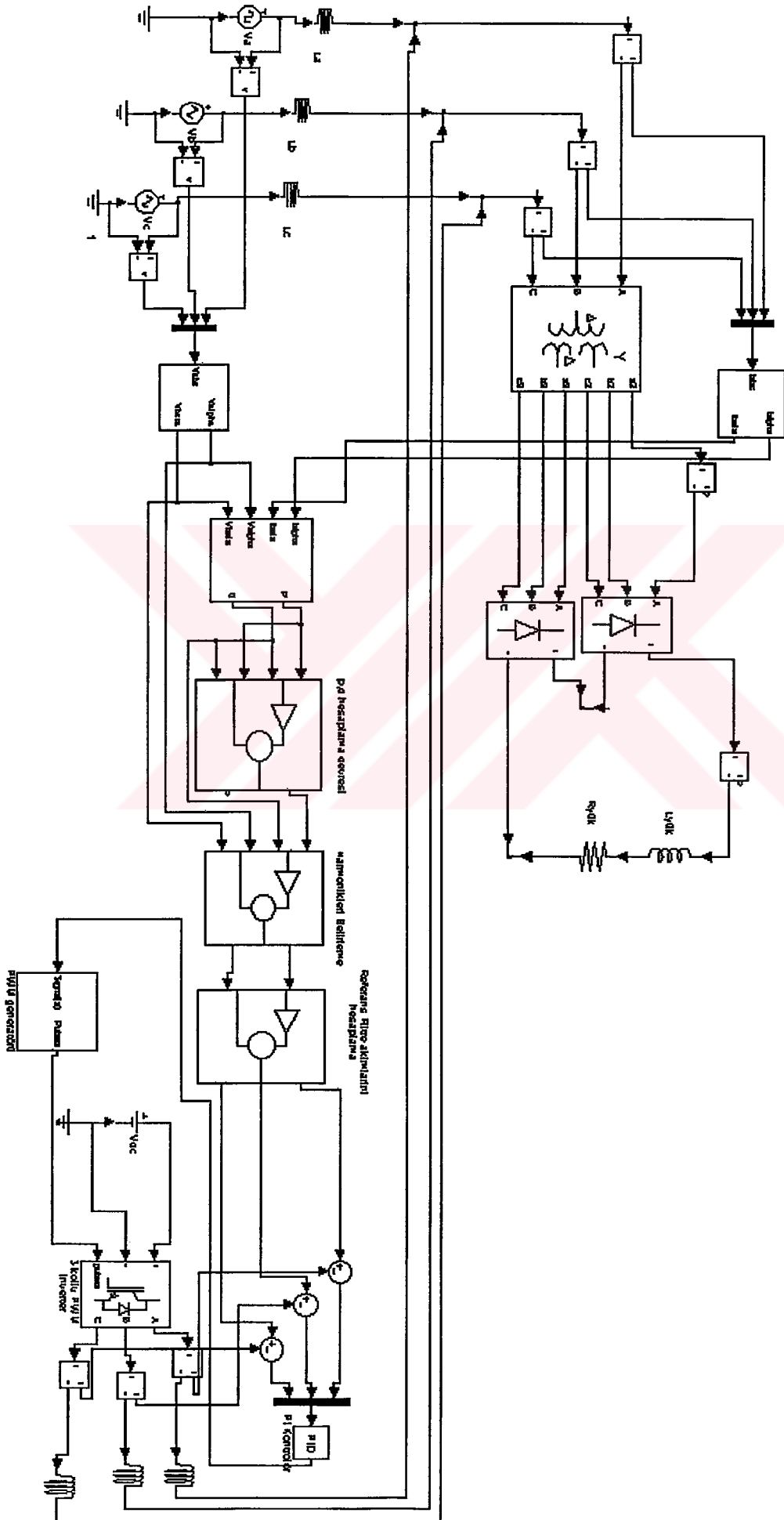
7.1 Uygulama Çalışması için Sistem Modeli

Bir paralel aktif filtrenin performansını değerlendirmek için ölçüm yapılan işletmedeki paralel aktif filtrenin bağlı olduğu sisteme benzer bir model SIMULINK 4.0 programında oluşturuldu. Şekil 7.5'ten görüldüğü gibi şebekeden 12 darbeli bir akım oluşturmak için devreye sekonder sargıları üçgen ve yıldız bağlı olan bir transformatör üzerinden iki adet seri bağlı, üç fazlı kontrolsüz doğrultucu kullanıldı. Yük olarak seri RL yükü kabul edildi. Şebekeden her bir fazdan çekilen akımların değişimi Şekil 7.6'daki gibi elde edildi. Yük akımının değişimi Şekil 7.7 ve transformatör sekonder sargılardan çekilen akımların değişimi Şekil 7.8'deki gibidir. Kullanılan devre parametreleri aşağıdaki gibidir.

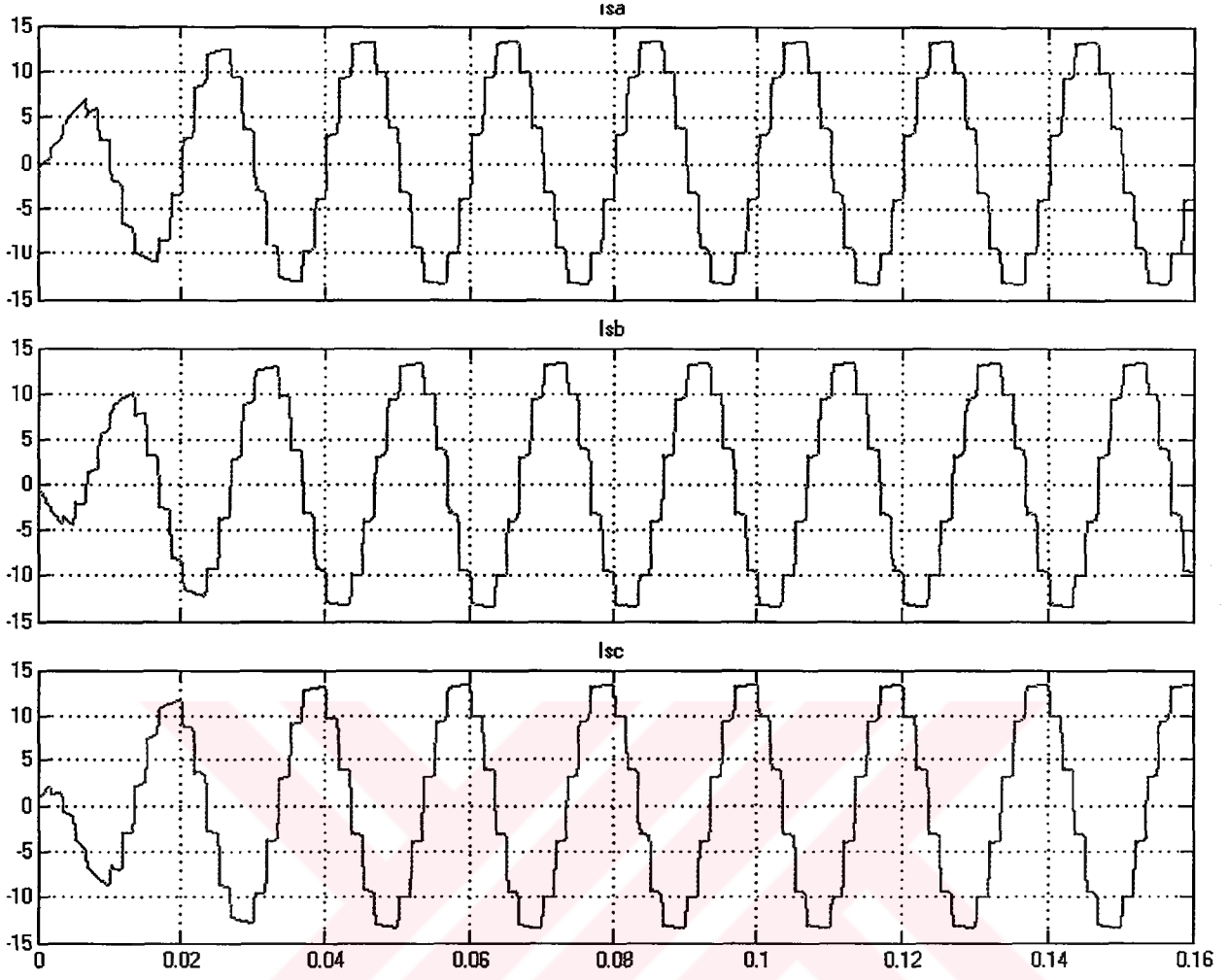
Çizelge 7.6 Simulasyon parametreleri.

$V_a = 380 \text{ V}$	$V_{dc} = 700 \text{ V}$
$L_h = 500 \mu\text{H}$	$L_f = 10 \text{ mH}$
$R_{yük} = 10 \Omega$ $L_{yük} = 1 \text{ H}$	Filtrede kullanılan eleman: IGBT
Transformatör: 135 kVA, 380/220 V $f = 50 \text{ Hz}$	$f_T = 1080 \text{ Hz}$

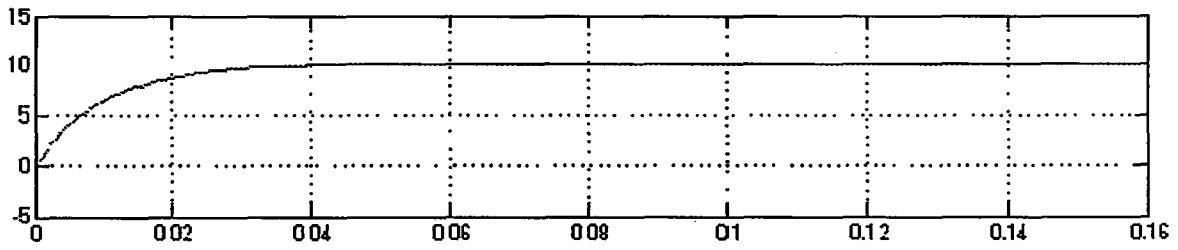
Oluşturulan paralel aktif filtre modelinde harmonik belirleme ünitesinde p-q kontrol metodu kullanılmıştır. Akım kontrol devresinde ise üçgen dalga metodu uygulanmıştır. Ayrıca p-q algoritmasında tanımlanan AC,DC bileşenleri birbirinden ayırmak için ikinci derecen kesme frekansı 300 Hz'e ayarlı alçak geçiren Butterworth filtresi kullanıldı. Aktif filtrenin şebekeye enjekte ettiği akımların değişim Şekil 7.9'daki gibi elde edilmiştir. Bunun sonucunda şebekeden çekilen akımların değişimi Şekil 7.10'daki gibi oluştu.



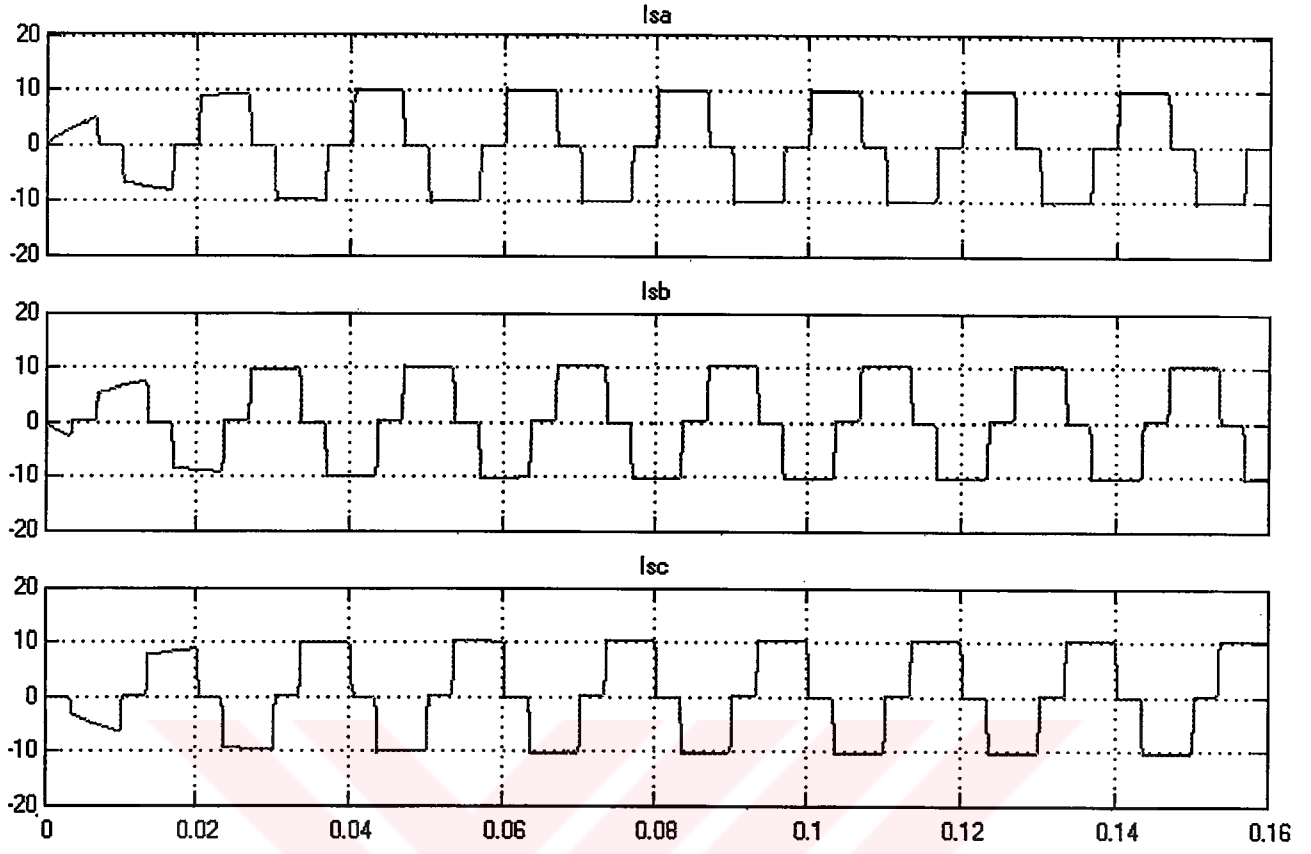
Şekil 7.5 Paralel aktif filtre performans değerlendirilmesi için oluşturulan simülasyon devresi



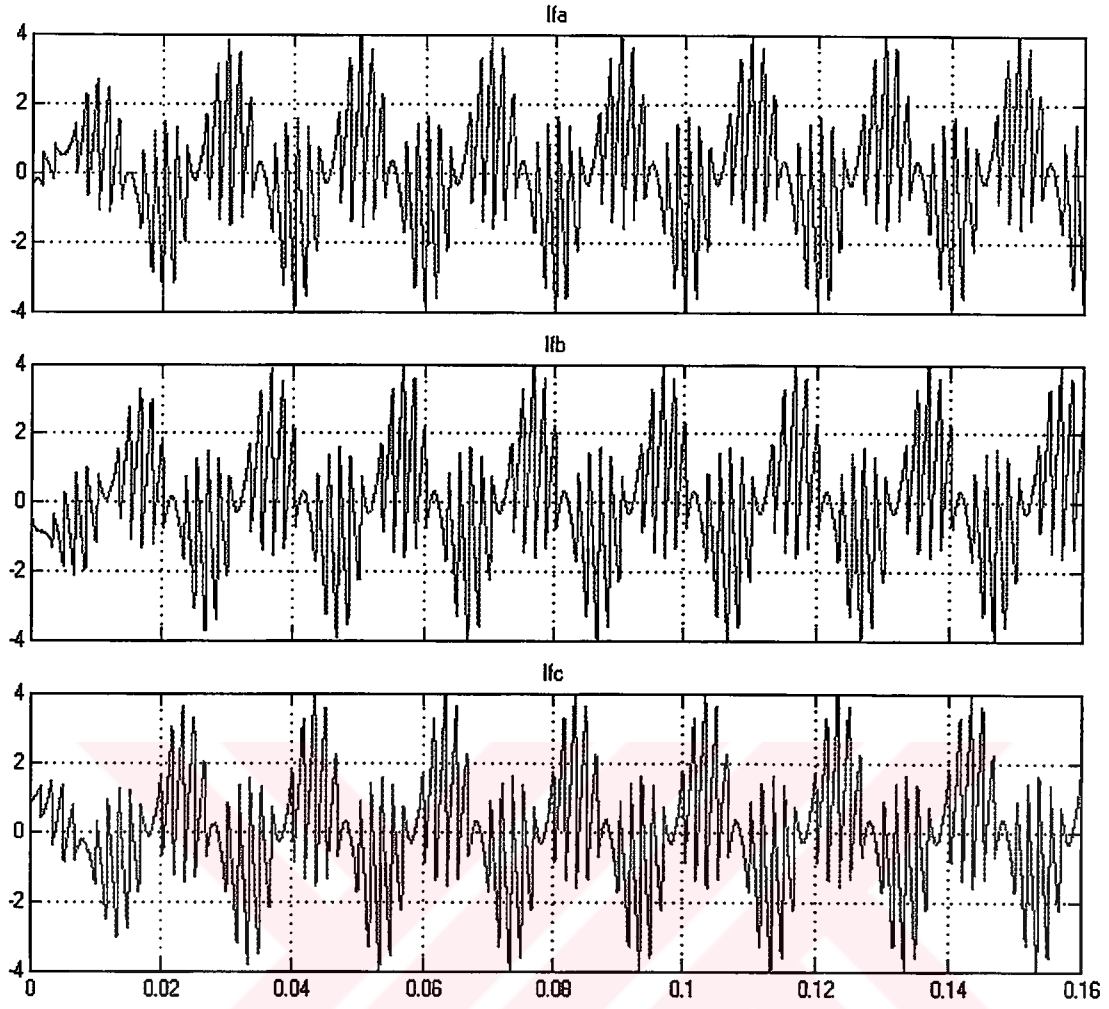
Şekil 7.6 Simulayonda oluşturulan 12 darbeli doğrultucunun şebekeden her bir fazdan çektiği akımların değişimi.



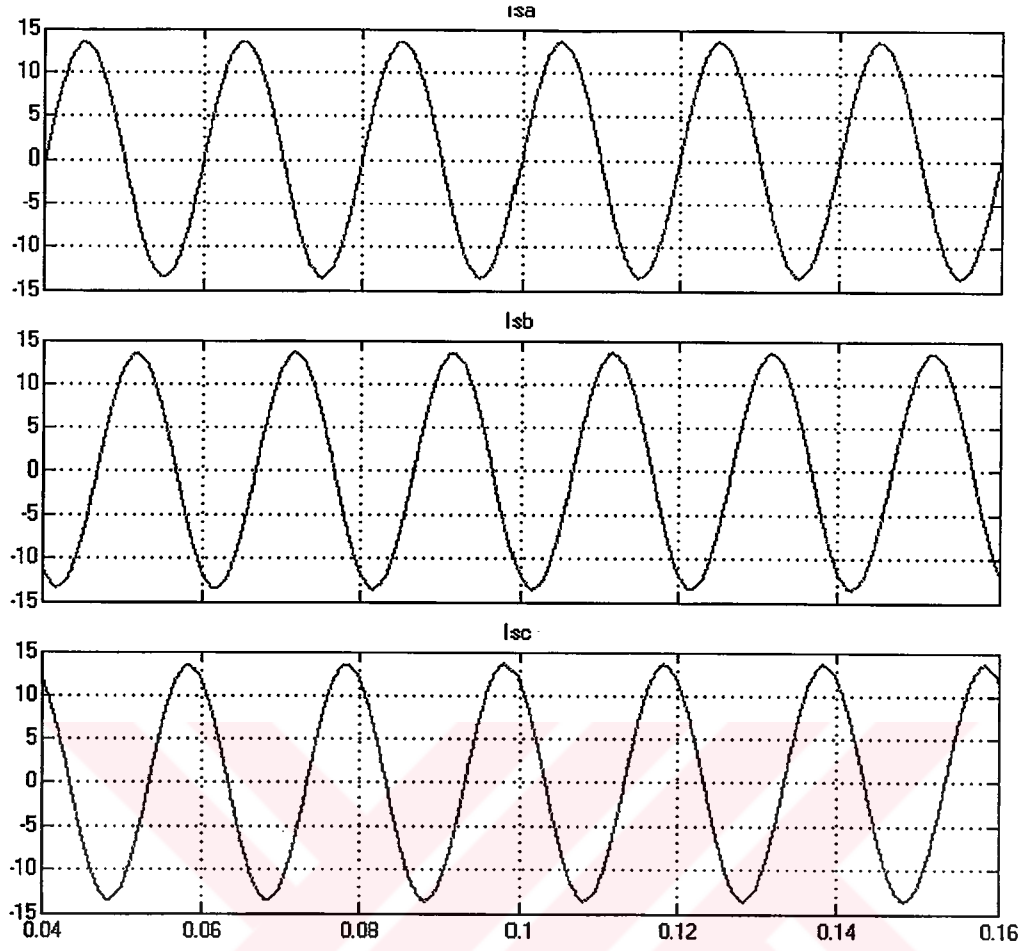
Şekil 7.7 Yük akımının değişimi.



Şekil 7.8 Transformatörün sekonder sargılarından çekilen akımların değişimi.



Şekil 7.9 Her bir faza enjekte edilen filtre akımlarının değişimi.



Şekil 7.10 Filtre çalışırken şebekeden her bir fazdan çekilen akımların değişimi.

8. SONUÇLAR

Pratik çalışmalardan elde edilen sonuçlardan görüldüğü gibi, paralel aktif filtre şebeke akımındaki THD'yi %29.1'den %9.4'e ve şebeke gerilimdeki THD'yi de %2.2'den %1.3'e düşürmüştür. Bu THD değerleri de standartlarda belirtilen değerlerin altındadır. Ayrıca alınan ölçüm sonuçlarından görüyoruz ki paralel aktif filtre reaktif güç kompanzasyonunda mükemmel bir iyileştirme yaparak güç faktörünü 0.75'den 0.98'e yükseltmiştir.

Simülasyon sonuçlarından görüldüğü gibi, harmonik belirleme ünitesinde sunulan p-q kontrol metodu ile THD %0'a düşürülerek akım dalga şeklindeki bozulmalar tamamen giderilmiştir. Ayrıca akım ile gerilim arasındaki faz farkı da sıfıra düşürülerek güç faktörünün bir yapılmıştır. Ancak simülasyonda kullanılan aktif filtre ideal kabul edilmiştir. Bu da filtrenin şebekeye enjekte edilen akım dalga şeklinde ve şebekeden çekilen akım dalga şeklinde iyileştirmelere yol açar dolayısıyla sonuçlar değerlendirilirken bu kriterinde göz önünde bulundurulması gerekir. Ölçüm alınan paralel aktif filtre FFT metodu ile harmonikleri belirlemektedir. Burada yükün sabit olduğu dolayısıyla harmoniklerin periyodik olduğu düşünülürse FFT kontrolün yavaş cevap etkisi bir faktör değildir. Ölçüm sonuçlarından görüldüğü gibi FFT metodu ile bu aktif filtre istenen bir miktarda harmonikleri elemine etmektedir.

Yük akımında ani değişiklikler olmadığı zaman aktif filtre çok verimli çalışır. Yüksek frekanslı harmonik bileşenlerinin çok olduğu sistemlerde aktif filtrenin verimliliği düşer.

p-q kontrol metodu bütün harmonikleri kompanze etmeye çalışırken FFT kontrol metodu ile sadece istenen harmonik bileşenler yok edilir.

Sonuç olarak paralel aktif filtrenin lineer olmayan bir yükün ürettiği harmonikleri elemine ettiği gösterilmiştir. Sunulan kontrol metodunun gerçekliği simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır. Bu çalışma gösteriyor ki paralel aktif filtre lineer olmayan yüklerin oluşturduğu harmoniklerin kontrolü ve reaktif gücün kompanzasyonu için geniş bir uygulama alanına sahiptir.

KAYNAKLAR

- Akagi, H., Nabae, A., Kanazawa, Y., (1984) "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, No. 3, May/June.
- Akagi, H., Nabae, A., Atoh, S., (1986) "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 3, May/June.
- Akagi, H., Tsukamoto, Y., Nabae, A., (1990) "Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 1, January/February.
- Akagi, H., (1996) "New trends in Active Filters for Power Conditioning" Industrial Applications Vol. 32, No:6 November.
- Afonso, J., Couto, C., Martins, J "Active Filters with Control Based on the p-q Theory"
- Duke, R.M., Round, S.D., (1993) "The Steady-State Performance of a Controlled Current Active Filter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No. 3, April
- Grady, W.M., Samotyj, M.J., Noyola, A.H., (1990) "Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, July.
- Gülgün, R., (1999) "Güç Elektroniği", 2.Baskı, YTÜ EL.DK-99.0457, İstanbul.
- Joos, G., Moran, L., Ziogas, P., (1991) "Performance Analysis of a PWM Inverter VAR Compensator" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, July.
- Malesani, L., Mattavelli, P., Buso, S., "Dead-Beat Current Control for Active Filters" Proc. IECON'98, Aachen, Germany, Aug.31-Sept.4.
- Malesani, L., Mattavelli, P. Buso, S., (1999) "Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters" IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 35, No: 3, May/June.
- Mattavelli, P., (2001) "A Closed-Loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No:1, January/February.
- Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P. "Power Electronics Converters, Applications, and Design", second edition, JOHN WILEY & SONS, INC. 1995.
- Moran, L.A., Dixon, J.W., Wallace, R.G., (1995) "A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, August.
- Nastran, J., Cajhen, R., Seliger, M., Jereb, P., (1994) "Active Power Filter for Non-Linear AC Loads" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 1, January.
- Nava-segura, A., Carmona-hernandez, M., (1999) "A detailed Instantaneous Harmonic and Reactive Compensation Analysis of Three-Phase AC/DC Converters, in abc and α - β Coordinates." IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No:3, July.
- Petersson, A., Ottersten, R., (1997) "Analysis and Control of a Shunt Active Power Filter"

- Paice, D.A., "Power Electronics Converters Harmonics", first edition, IEEE, INC.1996.
- Singh, B., Chandra, A., Al-haddad, K., (1998) "Active Power Filter for Harmonic and Reactive Power Compensation in Three-Phase, Four-Wire Systems Supplying Non-Linear Loads" ETEP Vol. 8, No: 2, March/April.
- Singh, B., Chandra, A., Al-haddad, K., (1999) "Computer-Aided Modeling and Simulation of Active Power Filters" Electric Machines and Power Systems.
- Singh, B., Chandra, A., Al-haddad, K., (1999) " A review of Aktif Filter for Power Quality Improvement" Industrial Electronics Vol. 46, No:5, October.
- Voncina, D., Nastran, J., (1998) "Parallel Active Power Filter for Single-and- Three-phase Non-Linear Loads" Electrical Engineering Research Journal Vol. 81, No: 4, November.
- Watanabe, E.H., Aredes, M., (1995) "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, July.
- Watanabe, E.H., Barbosa, P.G., Santisteban, J.A., (1998) "Shunt-Series Active Power Filter for Rectifiers AC and DC Sides" IEE Proceedings Elec. Power Application, Vol. 145, No:6, November.
- Watanabe, E. H., Hanitsch, R., Rolim, L.G.B., (1998) "Novel Control Strategy for Grid-Connected DC-AC Converters With Load Power Factor and MPPT Control"