

154600

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

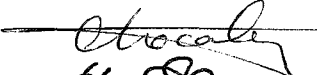

SAYISAL DENETLEMELİ PARALEL AKTİF GÜÇ
FİLTRESİ VE MATLAB&SIMULINK MODELİ

Elektrik Müh. Oruç ÖZEL

F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Tesisleri Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Mehmet UZUNOĞLU

Prof. Dr. Celal KOCATEPE 
Y. Doç. Dr. Ömer GÜL 



İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	vi
ÖNSÖZ.....	viii
ÖZET	ix
ABSTRACT	x
1. GİRİŞ	1
2. HARMONİK TANIMI VE HARMONİK BÜYÜKLÜKLERE AİT TANIMLAR-KAVRAMLAR.....	3
2.1 Sinüzoidal olmayan durumlarda Temel Elektrik Büyüklükleri	3
2.2 Enerji Kalitesi İle İlgili Büyüklükler	5
2.2.1 Akım ve Gerilimin Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD).....	5
2.2.2 Toplam Talep Distorsiyonu (TTD).....	6
3. HARMONİK ÜRETEN ELEMANLAR	7
3.1 Transformatörler	8
3.2 Generatörler	8
3.3 Ark Fırınları	8
3.4 Konverterler (Çeviriciler)	9
3.4.1 Tek Fazlı Kontrolsüz doğrultucu	10
3.4.2 Üç Fazlı, Yarım Dalga Şebeke Kontrollü Doğrultucu.....	11
3.4.3 Üç Fazlı, Tam Dalga, Kontrolsüz Doğrultucu	12
4. HARMONİKLERİN ETKİLERİ.....	15
5. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ	18
6. AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN KONTROL METODU.....	21
6.1 Ani Aktif ve Reaktif güç metodu "p-q"	21
6.2 Aktif ve Reaktif akım bileşenleri "d-q" metodu	22
6.3 Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması	23
7. SAYISAL DENETLEYİCİ	26
7.1 Aktif Filtre Kontrolünde Karşılaşılan Sorunlar ve Çözümleri.....	26
7.2 Sayısal Denetleyicinin Sistem Konfigurasyonu	27
7.3 Faz Kilitleme Çevrimi (PLL) ve Darbe Genlik Modülasyonu (PWM) çalışma prensipleri	28

7.4	A/D Biriminde Örnekleme İşlemi.....	31
8.	PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN KONTROL ALGORTIMASI	33
8.1	Paralel Aktif Güç Filtresi Kontrolü	33
8.2	Referans Sinyaller ve Faz Gerilimlerinin Senkronizasyonu.....	34
8.3	Harmonik Bileşenlerin Hesaplanması	34
8.4	Toplam DC Gerilim Kontrolü.....	35
8.5	DC Gerilimlerin Simetrisinin Kontrolü	36
9.	PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN MATLAB İLE MODELLENMESİ	37
9.1	Şebeke ve Lineer Olmayan Yükün Modellenmesi	37
9.2	Faz Kilitleme Çevrimi (PLL) Bloğunun Modellenmesi	39
9.3	ADSP ile Yapılacak Kontrol Bloğu.....	40
9.4	Histerezis Kontrol Bloğu	42
9.5	IGBT'ler ile Oluşturulmuş PWM İnverter Devresi	43
10.	SONUÇ	47
	KAYNAKLAR.....	50
	ÖZGEÇMİŞ	51

SİMGE LİSTESİ

V_n	Nominal gerilim
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_{AF}	Aktif filtre akımı
I_C^*	Aktif filtre referans akımı
i_{AF}	Filtre akımı
p_l, q_l	Lineer olmayan yüklerin aktif ve reaktif güçleri
u_i	Temel gerilimler
il_i	Lineer olmayan yük akımları
il_h^+	Ortalama güç bileşenleri pozitif bileşenin birinci harmonik akımı
$il_{nh}^+ + il_{nh}^-$	Salınan bileşenlerin negatif bileşenin birinci harmonik akımı
$\overline{p}, \overline{q}$	Ani aktif ve reaktif güçlerin DC bileşeni
\tilde{p}, \tilde{q}	Ani aktif ve reaktif güçlerin AC bileşeni
p_C, q_C	Ani aktif ve reaktif kompanzasyon güçleri
θ	Ani gerilim vektörü açısı
dq	Dönen çerçeve eksenleri
$\alpha\beta$	Sabit çerçeve eksenleri
i_d, i_q	Ani aktif ve reaktif akım
V_{tri}	Taşıyıcı sinyal
V_{dc}	DC gerilim
V_{dc}^*	DC gerilim referansı
I_{AF}^*	Aktif filtre referans akımı
E_S	AC şebeke gerilimi
I_L	Yük akımı
L_F	Filtre bobini
I_d, I_q	d-q koordinatlarında filtre akımları
I_d^*, I_q^*	d-q koordinatlarında filtre referans akımları
I_{dc}	DC akım
E_q	Şebeke gerilimlerinin d-q koordinatlarında reaktif bileşeni
$\bar{I}_{Ld}, \bar{I}_{Lq}$	d-q koordinatlarında DC aktif ve reaktif yük akımları
$\tilde{I}_{Ld}, \tilde{I}_{Lq}$	d-q koordinatlarında AC aktif ve reaktif yük akımları
C_{dc}	DC bağlantı kapasitörü
ΔV_{dc}	DC gerilim farkı
f	frekans
ωt	Faz açısı

KISALTIMA LİSTESİ

PAGF	Paralel Aktif Güç Filtresi
PWM	Darbe Genlik Modülasyonu
THD	Toplam Harmonik Distorsiyonu
AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
DSP	Sayısal İşaret İşleme
ADSP	Analog-Sayısal İşaret İşleme
A/D	Analog-Sayısal
PLL	Faz Kilitleme Çevrimi
VCO	Gerilim Kontrollü Osilatör
PD	Faz Detektörü
PF	Güç Faktörü
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
HVDC	Doğru Akım ile iletim
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
VAR	Volt Amper Reaktif
UPS	Kesintisiz Güç Kaynağı
SMPS	Anahtarlamalı Mod Güç Kaynağı
HPF	Yüksek Geçiren Filtre
R,L	Direnç, Endüktans

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 3.1	Tek fazlı, kontrolsüz doğrultucu için, a) devre şeması, b) akım ve gerilim dalga şekilleri.....	10
Şekil 3.2	Üç fazlı, yarım dalga kontrolsüz doğrultucu için şebekeden çekilen akım ve gerilimin dalga şekli.....	11
Şekil 3.3	Üç fazlı, tam dalga kontrolsüz doğrultucu için şebeken çekilen akımın dalga şekli.....	13
Şekil 3.4	Üçüncü mertebeden harmonikleri yok etmek için üçgen-yıldız bağlantı.	14
Şekil 5.1	Paralel Aktif Güç Filtresi güç devresi prensibi.....	18
Şekil 5.2	Paralel Aktif Güç filtresi blok şeması.....	19
Şekil 6.1	Sabit ve senkron referans çerçevelerinde gerilim ve akım vektörleri.....	22
Şekil 7.1	Tam dijital kontrollü Aktif Filtre	27
Şekil 7.2	PLL ve PWM birimlerinin blok diyagramı.....	29
Şekil 7.3	Sayısal kontrolörün zamanlama diyagramı.....	30
Şekil 7.4	Senkron Örnekleme Prensibi	31
Şekil 8.1	Paralel Aktif Güç Filtresinin blok diyagramı	33
Şekil 9.1	Şebeke ve yük modeli.	37
Şekil 9.2	Yük akımının dalga şekli ve THD'si	38
Şekil 9.3	Faz kilitleme çevrim bloğu iç yapısı.....	39
Şekil 9.4	Aktif filtre referans akımları hesaplama bloğu	40
Şekil 9.5	d-q dönüşüm bloğu iç yapısı	41
Şekil 9.6	Ters d-q dönüşüm bloğu iç yapısı.....	41
Şekil 9.7	Histerezis akım kontrol bloğunun iç yapısı	42
Şekil 9.8	PWM dönüştürücü ile Aktif Güç Filtresi modeli.....	43
Şekil 9.9	Toplam DC Gerilim Kontrolü Modeli	44
Şekil 9.10	DC Gerilim Simetrisi Kontrol Modeli	44
Şekil 9.11	Toplam DC Gerilim Kontrolü için Kullanılan PI Denetleyici model.....	45
Şekil 9.12	DC Gerilim Simetrisi Kontrolü için Kullanılan PI Denetleyici modeli.....	45
Şekil 9.13	Paralel Aktif Güç Filtresi Modeli	46
Şekil 10.1	PAGF'nin ürettiği akımın dalga şekli.....	47
Şekil 10.2	Şebekeden çekilen akımın dalga şekli	48
Şekil 10.3	Yük akımı, aktif güç filtresi akımı ve şebeke akımının karşılaştırması.....	49

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 IEEE Standartları 519'a göre Gerilim Harmonik Distorsiyon Sınırları..... 5



ÖNSÖZ

“Sayısal Denetlemeli Paralel Aktif Güç Filtresi ve Matlab&Simulink Modeli” adlı yüksek lisans tezimde, paralel aktif güç filtrelerinin nasıl çalıştığı ve kontrol metodu anlatılmış ve modellenmesi ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Tezimin, bu konu üzerinde çalışan araştırmacılara faydalı bir doküman oluşturulması umut ediyorum.

Tüm yüksek lisans öğrenimim boyunca beni daha verimli çalışmaya yönlendiren, tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Mehmet Uzunoğlu’na, birlikte uzun araştırmalar ve çalışmalar yaptığımız sevgili arkadaşım Elektrik Mühendisi Serkan Çapur’a, Simulink modellemesinde bana çok yardım eden Elektrik Mühendisi Ömer Çağlar Onat ve Ali Kızıl’a, tezimin redaksiyonunu gerçekleştiren sevgili kardeşim Esmâ Bike Özel’e ve benden hiçbir zaman desteğini esirgemeyen sevgili babam İsmet Özel’e en içten teşekkürlerimi sunarım.



ÖZET

Güç kalitesinin, artık her ev ve işletmede yaygın olarak kullanılan lineer olmayan elektrik cihazları ile bozulması, elektrik tesislerinin güç kalitesini bozan faktörlere karşı korunmasını gerekli hale getirmiştir. Güç kalitesinin bozan faktörlerden biri de akımın ve gerilimin dalga şeklini bozan harmoniklerdir.

Harmoniklerin eliminasyonu için yük karakterlerine göre farklı çözümler üretilmektedir. Genel itibariyle harmonik bileşenlerini standartların altında tutmak için “Pasif Filtreler” olarak adlandırılan ve seri RLC rezonans devrelerinden oluşan filtrelerin kullanılması yeterli olmaktadır. Ancak çektiği akımın karakteri çok hızlı değişen yükler için pasif filtreler yetersiz kalmaktadır. Bu tür yükler için yükün akım çekme karakteristiğine anlık cevap veren Aktif Güç Filtreleri tasarlanmıştır. Aktif Güç Filtreleri akım ve gerilim harmoniklerini anlık olarak ölçüp, elektrik şebekesinden çekilen akım ve gerilimin sinüzoidal kalmasını sağlayacak ters fazlı harmonikler üreten bir filtredir.

Bu çalışmada öncelikle harmonik, nedenleri ve etkileri açıklanmıştır. Daha sonra beşinci bölümde Aktif Güç Filtrelerinin çalışma prensibi anlatılacaktır. Aktif Güç Filtresi kontrol metodu olan $p-q$ ve i_d-i_q metotları ve karşılaştırılması altıncı bölümde açıklandıktan sonra, yedinci bölümde DSP ile bu kontrol metodunun nasıl uygulanacağı ve de uygulamada karşılaşılabilecek problemler ve çözümlerine değinilecektir.

Simülasyonu yapılacak Aktif Güç Filtresi Modelinin algoritması sekizinci bölümde anlatılacak ve dokuzuncu bölümde MATLAB SIMULINK’te yapılan simülasyonun nasıl hazırlandığı ayrıntılı bir şekilde gösterilecektir.

Onuncu bölüm olarak Aktif Güç Filtresinin çalışmasının neticeleri sunulup performansı değerlendirilecektir.

Anahtar Kelimeler: Aktif Güç Filtresi, Harmonikler, i_d-i_q metodu, DSP, PLL, MATLAB, Simulink.

ABSTRACT

Power Quality distortion is becoming widespread as a result of the usage of disturbed non-linear load, in every household and industrial working places. It is crucial to prevent electrical systems from the factors which causes this distortion. Harmonics which causes current and voltage distortion is one of the factors of power quality distortion. Several solutions can be produced for harmonics determination related to the load characteristic. In most cases, it is sufficient to keep the harmonic components under the standards by using 'passive filters' and also the filters with serial RLC resonance circuits. However, these passive filters become insufficient for loads which have rapidly changing characters. The active power filter is designed to respond instantaneously for that kind of load characteristic. Active power filter is a filter that measures current and voltage harmonics instantaneously and provides current and voltage to remain sinusoidal and generates the compensating current that cancels the harmonics in the load current.

In this study, firstly, the meaning of the harmonics is explained, then in the following chapters, the causes and effects of harmonics is discussed. In chapter 5, the operating principle of active power filters is presented. In chapter 6, the comparison of two control methods $p-q$ and i_d-i_q of active power filter is given and in chapter 7, the application of one of these control methods and the problems which could occur during the application and the probable problems' solutions will be discussed. In chapter 8, the algorithm of active power filter model which is simulated by the MATLAB SIMULINK is presented. In chapter 9, the creation of this simulation is explained in detail. In the last chapter, the consequences of the active power filter is presented and its performance is evaluated and the results of the simulation are presented.

Key Words: Active power filter, harmonics, i_d-i_q methodu, DSP, PLL, MATLAB, Simulink.

1. GİRİŞ

Elektrik enerjisinin temel bileşenleri olan akım ve gerilim alternatif olarak sinüs dalgası şeklinde ve belli bir frekans değerinde (50/60Hz) üretilmektedir. Tüm elektrik yükleri bu karakteristiğe uygun çalışabilecek şekilde tasarlanmaktadır. Ancak yarı iletkenlerin keşfi ve bunun sonucu olarak gelişen elektronik ve güç elektroniğine dayalı tüm cihazlar, karakteristikleri gereği şebekeden çektikleri akım ve gerilimin alternatifliğini ve sinüs dalga şeklini bozarlar. Bu bozulma, belirli standartların içinde kalabildiği gibi, kimi zaman da standartları aşım hem kullanıcıları hem de elektrik idaresini zarara uğratabilecek boyutlara gelebilmektedir.

Harmonikler olarak adlandırılan akım ve gerilimdeki bu bozulmalar, yüklerin karakteristiği neticesinde ortaya çıktıkları için üretilmeleri engellenememektedir, ancak harmoniklerin elektrik enerjisi dağıtım şebekesinden ayrılması, böylece diğer kullanıcıların ve şebekenin güç kalitesinin korunması sağlanır. Lineer olmayan bu elektrik yüklerinin kullanılmasının yaygınlaşması ve giderek daha fazla artması nedeniyle akım ve gerilim harmoniklerinin, standart seviyelere çekilmesi gerekmektedir.

Çoğunlukla, kullanıcıların çektikleri akımın sabit ve uzun süreli olması ve standartları aşım harmonik derecelerinin dört veya beşi aşmaması, harmonikli akım ve gerilimin pasif filtreler olarak adlandırılan “Seri rezonans” devreleri kullanılarak bastırılmasına imkan tanır. Küçük ve orta büyüklükte işletmelerin ve ofislerin çoğu bu tür elektrik yüklerine sahiptir.

Ancak, ark fırınları, endüksiyon sertleştiricileri gibi çok kısa sürede (20-100 ms) çektikleri akımın genliği değişim, periyodik olmayan, dengesiz yüklerin bulunduğu işletmeler ile büyük iş merkezleri gibi genellikle tek fazlı birçok değişik karakteristikte cihazın ve yükün üç faza dağıtıldığı binaların çektikleri dengesiz akım ve yüksek mertebeli harmoniklerin bastırılması için pasif filtreler yetersiz kalmaktadır. Bu tür yükler için, aktif filtre diye adlandırılan ve yükün çektiği akım ve gerilimi analiz edip, şebekeden çekilmek istenen harmonik bileşenlerini yüke enjekte eden filtreler kullanılmaktadır.

Aktif filtre kullanılması ile amaçlanan, elektrik dağıtım şebekesini, yüksek mertebeli harmonik bileşenlerinden, reaktif güç çekilmesinden, faz dengesizliğinden korumaktır. Böylece yükün karakteristiği nedeniyle ortaya çıkan tüm güç kalitesini bozan etkenler ortadan kaldırılmış olacaktır.

Bu çalışmada Paralel Aktif Güç Filtresi topolojilerinden biri, kontrol yöntemi ve simülasyonu açıklanacaktır. Kontrol metodu olarak seçilen “Ani Aktif ve Reaktif Akım Metodu $i_d - i_q$ ”

ayrıntılı bir şekilde anlatılmış ve “Ani Aktif ve Reaktif Güç Metodu p-q” ile karşılaştırılması ele alınmıştır. Kontrol metodunun nasıl uygulandığına dair araştırmalar incelemiş ve bu husustaki karşılaşılan sorunlara ve çözümlerine değinilmiştir.

Paralel Aktif Güç Filtresi topolojileri ile elde edilmek istenen akımın ve gerilimin çok hızlı bir şekilde bastırılmasıdır. Bu yüksek hızı elde etmek için harmoniklerin çok kısa bir hesaplama süresi ve filtrenin güç katının çok düşük bir gecikme ile cevap vermesi gerekir. FFT ile yapılan hesaplamalar, harmonik bileşenlerin analizi ve akabinde standartların üzerinde olan harmonik bileşenlerinin ters fazda üretilmesi için gerekli PWM dönüştürücü sinyallerini elde etmesini sağlamaktadır. Tüm bu analizler ve ayıklama işlemleri temel bileşene göre iki ila dört periyot bir gecikmeye neden olur (Akagi, 1984). Ani Aktif ve Reaktif Akım Metodu $i_d - i_q$ ile yapılan, her örnekleme frekansında alınan sinyalin tam sinüs dalga şekline karşılık gelen sinyali üretecek tetikleme sinyallerinin üretilmesidir. Kontrol için üç matris dönüşümü yapılmaktadır. Tüm bu hesaplamalar $3\mu s$ sürmektedir. PWM dönüştürücünün cevap süresiyle Aktif Güç Filtresinin toplam cevap süresi bir örnekleme periyodu kadar olan $50\mu s$ 'dır.

Simülasyonda tüm bu hesaplamalar ayrı ayrı belirtilmiştir. Sonuç olarak, aktif güç filtrenin çalışması ile elde edilen aktif güç filtresi akımı, yük akımı ve şebekeden çekilen akımlarla karşılaştırılmış ve aktif güç filtresinin performansı değerlendirilmiştir.

2. HARMONİK TANIMI VE HARMONİK BÜYÜKLÜKLERE AİT TANIMLAR-KAVRAMLAR

Elektrik enerjisi alternatif akım ve gerilim şeklinde, belli bir frekansta (50/60Hz) üretilir ve bu alternatif akım ve gerilim şeklinin de ideal olarak sinüzoidal olması beklenir. Ancak elektrik şebekesine bağlı farklı yüklerin etkisi ile bu sinüzoidalite bozulur ve tüketicilere non-sinüzoidal bir akım ve gerilim ulaşır. Bu bozulmaya yol açan etkiyi harmonikler olarak adlandırıyoruz.

Harmonikli bir gerilim yada akımın şekli, bozulmuş sinüzoidaldir. Harmonikler bileşenlerine ayrıldığında, şebeke frekansında ve genliğinde "temel bileşen" olarak adlandırılan sinüzoidal bir işaret; şebeke frekansının tamsayı katları olan frekanslarda ve farklı genlik değerlerinde sinüzoidal işaretler olarak ifade edilir.

2.1. Sinüzoidal olmayan durumlarda Temel Elektrik Büyüklükleri

İçinde harmonik bileşenleri olan akım ve gerilim ifadelerinin matematiksel analizi Fourier Analizi yardımı ile yapılır. Akımın ve gerilimin ani değerlerinin açılımı, Fourier Analizi ile aşağıda belirtilmiştir.

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_n \sin(n\omega_1 t + \theta_n) \quad (2.1)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega_1 t + \delta_n) \quad (2.2)$$

Fourier Analizine göre Sinüzoidal bir dalga şekli tek fonksiyondur ve bu dalga şeklinde yarım dalga simetrisi vardır, bu sebeple Fourier Analizi, sabit terimi (DC bileşen), kosinüslü terimleri ve çift harmonik bileşenlerini içermez. (2.1) ve (2.2) denklemlerinde, v_n ve i_n n. harmonik geriliminin ve akımının ani değerleridir. Sırasıyla V_n ve I_n , n. mertebeden gerilim ve akım harmoniklerinin efektif değerleridir. ω_1 , temel frekansa ait açısal frekans ($\omega_1 = 2\pi f_1$); θ_n ve δ_n , n. mertebeden gerilim ve akım harmonik bileşenlerinin faz açılarıdır.

Harmonik bileşenler içeren gerilimin akımın efektif değeri,

$$V = \left(\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) \cdot dt \right)^{1/2} = \left(V_0^2 + \frac{V_{m1}^2 + V_{m2}^2 + \dots}{2} \right)^{1/2} = (V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots)^{1/2} \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denklemde V_{mn} gerilim bileşenlerinin maksimum değeri; V_n ise gerilim bileşenlerinin efektif değeridir.

Aynı şekilde harmonik bileşenleri içeren akımın efektif değeri,

$$I = \left(\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) \cdot dt \right)^{1/2} = \left(I_0^2 + \frac{I_{m1}^2 + I_{m2}^2 + \dots}{2} \right)^{1/2} = (I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots)^{1/2} \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denklemde I_{mn} akım bileşenlerinin maksimum değeri; I_n akım bileşenlerinin efektif değeridir.

Yukarıda verilen denklemlerden yola çıkılarak harmonikli sistemlerde aktif güç ifadesi,

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^N V_n I_n \cos(\delta_n - \phi_n) \quad (2.5)$$

şeklinde verilir. Bu ifadede, V_n gerilimin genliği, δ_n gerilimin faz açısı; I_n akımın genliği, ϕ_n ise akımın faz açısıdır.

Aynı şekilde harmonikli sistemlerde reaktif gücün ifadesi,

$$Q = \sum_{n=1}^N V_n I_n \sin(\delta_n - \phi_n) \quad (2.6)$$

Görünen güç ifadesi,

$$S = VI = \left[\sum_{n=0}^N V_n^2 \right]^{1/2} \cdot \left[\sum_{n=0}^N I_n^2 \right]^{1/2} \quad (2.7)$$

şeklindedir.

Ancak, akım ve gerilim harmonik bileşenleri sebebiyle ortaya, farklı bir güç olan “Distorsiyon Gücü” ifadesi çıkmaktadır. Bu güç, görünen gücün bir bileşenidir. Bu gücün varlığı ile görünen gücün genel tanımı;

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (2.8)$$

halini alır. Genel bir formülü olmayan distorsiyon gücünün değeri bu denklemden çıkarılır.

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} \quad (2.9)$$

Lineer ve tam sinüzoidal sistemlerde distorsiyon gücü yoktur.

Güç faktörünün değeri ise harmonik bileşenler içeren aktif gücün görünen güce oranıdır.

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.10)$$

Bu ifadeden de anlaşıldığı gibi güç faktörünü düzeltmek için sadece reaktif gücün kompanzasyonu yeterli olmayacak aynı zamanda distorsiyon gücünün de kompanze edilmesi gerekecektir.

2.2. Enerji Kalitesi İle İlgili Büyüklükler

2.2.1. Akım ve Gerilimin Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD)

Harmonikli akım ve gerilimin belirli standartlarda tutulabilmesi için kullanılan THD ifadeleri akımın veya gerilimin içerdiği tüm harmonik bileşenlerinin karelerinin toplamının karekökünün, temel bileşene oranı şeklinde hesaplanır. Böylece harmonik bileşenlerinin toplamının temel bileşene oranla yüzde olarak ne büyüklükte olduğu bulunur.

Gerilim için THD,

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (2.11)$$

Akım için THD,

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.12)$$

şeklinde ifade edilir.

IEEE Standartları 519 göstermektedir ki, her bir harmonik bileşeninin gerilimi temel bileşene oranla %3'den , THD ise %5'ten küçük olmalıdır. ($THD_V < \%5$) Bu standarda ait en genel ifade Çizelge 2.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 2.1 IEEE Standartları 519'a göre Gerilim Harmonik Distorsiyon Sınırları

Bara gerilimi	Tekil harmonik büyüklüğü (%)	Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD_{Vn} %)
$V_n \leq 69kV$	3,0	5,0
$69 < V_n \leq 161kV$	1,5	2,5
$161 \leq V_n$	1,0	1,5

2.2.2 Toplam Talep Distorsiyonu (TTD)

Toplam Talep Distorsiyonu (TTD), bir elektrik yüküne ait değerdir ve toplam akım distorsiyonu olarak aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$TTD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L} \quad (2.13)$$

Bu denklem, bir elektrik yükünün bir yıl süreyle çektiği maksimum akımların ortalama değerlerinin yükün temel frekansta çektiği en büyük akım değeri I_L 'ye oranlanarak hesaplanır.



3. HARMONİK ÜRETEN ELEMANLAR

Yarı iletken teknolojisinin gelişmesi ile hemen hemen her tesiste elektronik ve elektronik kontrollü cihazların ve makinelerin kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu yüklerin hepsi lineer olmayan karakterde olmaları sebebiyle elektrik enerjisi sistemlerinden harmonik bileşenli akım ve gerilim çekmektedirler. Tüm bu yükler harmonik kaynaklar olarak nitelendirilir ve aşağıdaki gibi genel bir sınıflama yapılabilir.

1. Transformatörler
 - a) Transformatör doygunluğu
 - b) Transformatör başlangıç akımları
 - c) Transformatör nötr bağlantıları
2. Generatörler
3. Ark fırınları
4. D.C. Konverterler (Çeviriciler)
5. Gaz deşarjlı aydınlatma elemanları
6. Elektronik balastlar
7. Statik VAR kompanzatörler
8. Bilgisayarlar ve network sistemleri akü şarj devreleri
9. Fotovoltaik sistemler
10. Televizyon sesleme elemanları
11. A.C. Dönen makinelerdeki MMF dağılımları
12. Kaynak makineleri
13. Akü şarj devreleri
14. Motor hız kontrol devreleri
 - a) Değişken frekanslı motor sürücüleri (Yarı iletken kontrollü cihazlar)
 - b) D.C. Motor sürücüleri
15. Anahtarlamalı mod güç kaynakları (SMPS)
16. Kesintisiz güç kaynakları (U.P.S.)
17. Doğru akım ile enerji iletimi

18. Elektrikli ulaşım sistemleri

19. Frekans dönüştürücüler

3.1. Transformatörler

Enerji sistemlerinde demir çekirdeği bulunan bobinler harmoniklerin oluşmasına yol açarlar. Bu tür elemanların en önemlisi transformatörlerdir. Bunların harmonik üretme özelliği, demir çekirdeğin mıknatıslanma karakteristiğinin lineer olmamasından, bir başka ifade ile transformatörün doymasından kaynaklanmaktadır. Transformatörün çekirdeğinin mıknatıslanma karakteristiği lineer özelliğe sahip olmadığı için, uygulanan sinüzoidal uyarma akımı sonucu sinüzoidal akı ve gerilim oluşmamaktadır.

3.2. Generatörler

En doğal harmonik kaynakları generatörlerdir. Senkron generatörlerin harmonik üretme özelliği çıkık kutbun alan şeklinden, manyetik direncin oluklara bağlı olmasından, ana devrenin doyuma ulaşması ve kaçak akımlar ile sıkı aralıklarla ve simetrik olmayan boşluklarla yerleştirilen sönüm sargılarından kaynaklanmaktadır. Dönen makineler, makine hızının ve endüvi oluk sayısının fonksiyonu olan harmonikleri üretirler. Bunu önlemek için oluk şekli, sargı yapısı, uyarma sargısı ile donatılarak gerilim eğrisinin sinüzoidal olması sağlanır. Senkron generatörlerin oluşturduğu harmonikler generatör gücü 1000 kVA'ı aşmadığı sürece dikkate alınmaz.

3.4. Ark Fırınları

Ark fırınları, geniş spektrumlu harmonikleri içeren yüklerin önemli bir örneğidir. Ark fırını bulunan işletmeler için harmonik oluşma nedeni olarak ark fırınlarındaki ateşleyici elektrotların özellikleri ve ark akım-gerilim karakteristikleri verilir. Ark fırınları geçici yüklerdir ve harmonikli çalışmaları için kolayca modellenemezler. Ark direncinin bir yarım dalga içinde dahi değişmesi, doğrusal olmaması nedeni ile şebekeden çektikleri akımların harmoniklerini, ne efektif değer bakımından ve ne de mertebe bakımından hesap yolu ile tayin etme imkanı yoktur. Zira arkın meydana gelişi, o anda tesir eden bir çok iç ve dış fiziki faktörlere bağlıdır. Ark akımında her mertebeden harmonik bulunabileceği gibi bunların değerlerinin zamana bağlı olarak sabit kalmaları beklenemez. Harmonikler ark ocağının gücüne ve çalışma safhasına bağlı olarak da değişirler. Onun için bir işletmedeki akım harmonikleri hakkında bilgi edinmek için harmonik analizörler kullanılır. Zaman zaman ark tutuşması veya sönmesi de harmonik oluşmasına neden olur. Harmonikler en üst düzeye,

ergitme safhasında ulaşırlar. Arıtma safhasında ise tamamen erimiş metal karşısında her yarım dalgada tutuşan ark her seferinde bir öncekine benzer bir durum gösterir. Bu nedenle, akım harmonikleri daha düşük düzeyde ve istikrarlıdır. Ark oluşurken, akım ile gerilim, ark ocağının gücüne, çalışma safhasına, ocaktaki malzemeye ve elektrot mesafesine bağlı olarak değişir.

Tipik bir ark fırınında 2. , 3. , 9. derecede akım harmonikleri bulunur; en büyük harmonik bileşen, temel bileşenin %30'u kadardır. Harmonik bileşenlerinin 6. ve daha büyük dereceleri için bu oran %5'in altında kalmaktadır. Harmonik dereceleri büyüdükçe genlik değerleri küçülmekte ve genlik, temel bileşene göre, örneğin 10. ve 11. dereceli harmoniklerde, %2'nin altına düşmektedir. 12. ve daha yüksek dereceli harmonikler göz ardı düzeyde kalmaktadır.

3.4. Konverterler (Çeviriciler)

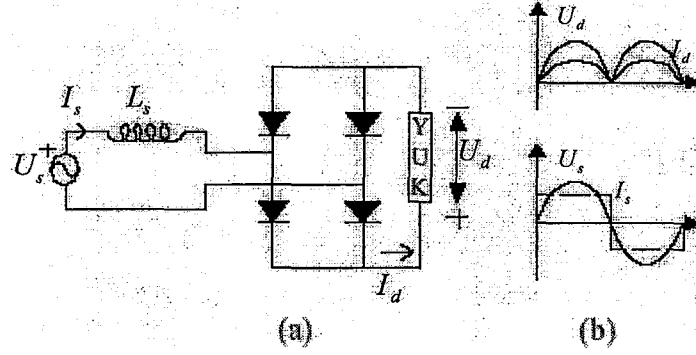
Elektronik sanayindeki gelişmeye paralel olarak günlük hayatımıza dahi giren, yarı-iletken elemanlar ile imal edilmiş cihazlar, çalışma karakteristiklerinin lineer olmaması gereği harmonik üretirler. Transformatörlerden sonra günümüzdeki ana harmonik kaynakları hat komütasyonlu konverterlerdir. Belirli şartlarda, alternatif akım ile enerji iletimine göre daha ekonomik olan doğru akım ile iletim sistemleri (HVDC), akü, fotovoltaik sistemler ve bazı endüstriyel donanımlar hat komütasyonlu konverterler üzerinden beslenirler.

Enerji sistemlerindeki başlıca harmonik kaynaklarından biri, üç ve tek fazlı hat komütasyonlu konverterlerdir. Üç fazlı ideal (dengeli) konverterlerin bir fazlı konverterlere göre avantajı, üç fazlı konverterlerin üç ve üçün katları olan harmonik bileşenlerini üretmemesidir. Üç fazlı konverterler, konverter transformatörünün primer tarafından şebekeden çekilen A.C. akım dalga şeklinin içerdiği darbe sayısı ile tanınır. Genel olarak, konverterlerin ürettikleri harmonik bileşenler $n = k \cdot p \pm 1$ ile ifade edilir. Burada k tamsayılar şeklinde artmaktadır. "p" ise konverterin darbe sayısını temsil eder. Bu ifadeden anlaşılacağı üzere, konverterin darbe sayısı arttıkça şebekeden çektiği harmonik derecelerinin sayısı azalmaktadır.

Daha geniş bir ifade ile 6 darbeli bir doğrultucuda $n = k \cdot 6 \pm 1$ olacağı için, 5. , 7. , 11. , 13. , 17. , 19. , 23. , 25. , harmonik dereceleri görülür. 12 darbeli bir doğrultucu da ise $n = k \cdot 12 \pm 1$ olacağı için 11. , 13. , 23. , 25. , ... harmonik dereceleri görülür. 9. Bölümde açıklanacak Paralel Aktif Güç Filtresi modelinde yük olarak 6 darbeli bir doğrultucu kullanılmıştır. Bu doğrultucunun çektiği harmonikli akım karakteristiği Bölüm 3.4.3'de ayrıntılı olarak açıklanacaktır.

3.4.1 Tek Fazlı Kontrolsüz Doğrultucu

Şekil 3.1’de kontrolsüz bir doğrultucu ve yükün şebekeden çektiği akım ve gerilim dalga şekli çizilmiştir. Burada yükün sabit bir I_d akımı çektiği kabul edilir. Şebeke akımının Fourier serisine açılarak harmonikleri incelenebilir.



Şekil 3.1 Tek fazlı, kontrolsüz doğrultucu için, a) devre şeması, b) akım ve gerilim dalga şekilleri.

Bir dalga şekli Fourier serisine göre aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (3.1)$$

burada,

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) d\omega t \quad (3.2)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos k\omega t d\omega t \quad (3.3)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin k\omega t d\omega t \quad (3.4)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Şekil 3.1(b)’deki şebeke akımı için Fourier katsayıları aşağıdaki gibi bulunur.

a_0 ve a_k değerleri sinüzoidal dalganın tek fonksiyon olması ve yarım dalga simetrisi özelliklerinden 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,

$$THD = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (3.5)$$

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

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

$THD = 0.4835$ olarak bulunur. ($THD_1 = \%48,35$)

3.4.2 Üç Fazlı, Yarım Dalga Şebeke Kontrollü Doğrultucu

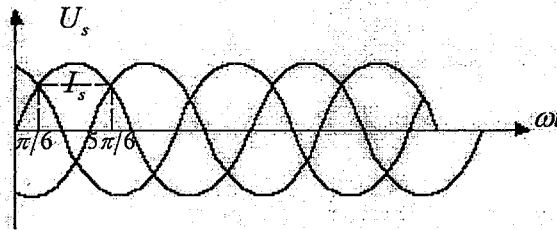
Üç fazlı, kontrolsüz, yarım dalga bir dönüştürücünün şebekeden çektiği akımın dalga şekli Şekil 3.2’te görülmektedir. Burada çıkış akımının sabit olduğu kabul edilir. Doğrultulmuş gerilimin her bir harmonik bileşeni, şebeke akımında iki farklı harmonik akımına neden olur. q faz sayısı, $k = 1, 2, 3 \dots$ olmak üzere;

$$p = s \times q \quad (3.6)$$

darbe sayısını,

$$n = k \times p \quad (3.7)$$

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



Şekil 3.2 Üç fazlı, yarım dalga kontrolsüz doğrultucu için şebekeden çekilen akım ve gerilimin dalga şekli.

Şekil 3.2'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. 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 3.5'e 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,

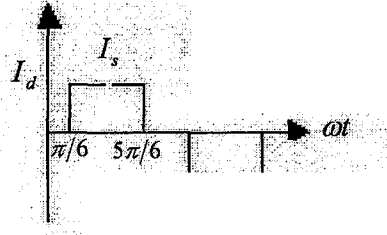
$$I_s = \sqrt{\frac{I_d^2 \times 2\pi/3}{2\pi}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

olarak bulunur. Bu ifadeler denklem (3.5)'deki yerlerine yazılır ve toplam harmonik distorsiyon,

$$THD = 1,0926 \text{ olarak hesaplanır. } (THD_I = \%109,26)$$

3.4.3 Üç Fazlı, Tam Dalga, Kontrolsüz Doğrultucu

Şekil 3.3'de üç fazlı, kontrolsüz, köprü montajı için sabit I_d çıkış akımı kabulü ile şebeke akımının değişimi verilmiştir. Burada denklem (3.6)'ya göre $p=6$ ve $k=1$ için en düşük dereceli harmonikler 5. ve 7. harmonikler olur.



Şekil 3.3 Üç fazlı, tam dalga kontrolsüz doğrultucu için şebeken çekilen akımın dalga şekli.

Şekil 3.3'deki dalga şekli Fourier serisine açılırsa Fourier katsayıları,

a_0 ve a_k değerleri sinüzoidal dalganın tek fonksiyon ve yarım dalga simetrisi özelliklerinden dolayı sifıra eşittir.

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

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

şeklinde şebeke akımını elde ederiz. Yukarıda 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 (3.5)'e 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 (3.5)'deki yerlerine yazıldığı zaman $THD = 0.3108$ ($THD_1 = \%31,08$) olarak bulunur. Bu sonuçtan da görüldüğü gibi darbe sayısı artırılırsa dalgadaki distorsiyon önemli derecede azalmış olur.

Normal olarak 3k mertebeli harmonikler bağlantı türü ile yok edilirler (Şekil 3.4). Eğer 3k mertebeden harmonikler şebekede bulunursa, aşağıdaki bağıntılarda görüldüğü gibi ana dalga fazörleri ile aynı yönde dönerler.

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

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

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

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

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

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

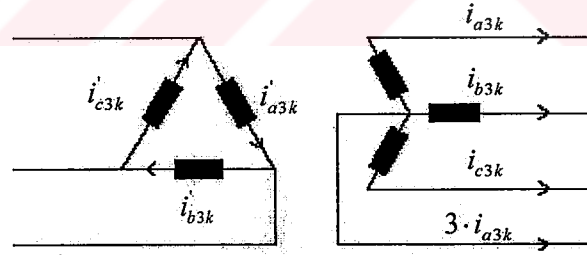
$$i_{c(3k-1)} = I_m \sin\left((3k-1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) = I_m \sin\left((3k-1)\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

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

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

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

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



Şekil 3.4 Üçüncü mertebeden harmonikleri yok etmek için üçgen-yıldız bağlantı.

4. HARMONİKLERİN ETKİLERİ

Lineer olmayan yüklerin ürettikleri harmonikler, hem akımın hem de gerilimin dalga şeklini bozarlar. Bunun neticesinde de gerek harmonik kaynaklarının ve gerekse bağlı buldukları baradan beslenen diğer yüklerin çalışmaları olumsuz yönde etkilenir.

Bir güç sisteminde gerilimin harmonik bileşenler içermesi durumunda, bundan o güç sistemine bağlı bulunan tüm yükler etkilenir. Ancak harmonik bileşenleri içeren bir akım, sadece harmonikli akım bileşenlerini üreten yükü etkiler. Gerilim üzerinde harmoniklerin oluşmasının nedeni, sistem empedansında akan harmonikli akımdır. Bu nedenle, gerilim harmoniklerinin oluşmasını önlemenin yolu akım harmoniklerinin yük tarafından şebeke tarafına geçmesini önlemektir.

Her harmonikli akımın elektrik enerji sisteminde bir soruna yol açacağı kesin olarak bilinemez. Bu harmonikli akımın, diğer yükleri önemli derecede etkilemesi için yüksek empedans yolunda veya iletişim devrelerinde akması gerekir ki, bu, aynı zamanda gerilimde de harmoniklerinin oluşmasına neden olur. Akım harmoniklerinin doğrudan etkisi ise akım yolunda bulunan elemanlar üzerinde ek ısınmalara ve kayıplara yol açmasıdır.

Akım ve gerilim karakteristiği lineer olmayan elektrik yükleri, lineer olmayan yükler diye adlandırılır. Bu lineer olmayan yükler sinüzoidal bir gerilim kaynağına bağlandıkları takdirde çektikleri akımı, sinüzoidal bir akım kaynağına bağlandıkları takdirde ise gerilimleri harmonik bileşenleri içerecektir. Bu ifadeye göre lineer olmayan bir yükün akımı ve/veya gerilimi harmonik bileşenleri içerebilir.

Sistem kaynağının empedansı yük empedansına göre genelde çok daha düşük olduğundan, sistemdeki gerilim harmonik seviyeleri bazen öngörülen standartları aşmasına rağmen çoğunlukla düşüktür. Sistemdeki akım dalga şekli hemen hemen sabittir ve doğrusal olmayan yükler sabit harmonik akım kaynakları olarak düşünülebilir.

Sonuç olarak, lineer olmayan yüklerin etkisi, özellikle sistem empedansına ve de sistem karakteristiklerine bağlıdır.

Harmonik etkilerinin incelenmesinde, THD ölçü olarak alınır. THD'nin gerilim ve akım için denklemleri (2.11) ve (2.12)'de belirtildiği üzere

gerilim için THD,

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1}$$

akım için THD,

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

şeklindedir.

THD_I , harmonik akımlarının akım yolundaki elemanlar üzerindeki etkisinin bir göstergesidir. THD_V ise, harmonik kaynağına paralel bağlı elemanlar üzerindeki etkinin bir göstergesidir. Gerilim harmoniklerinin büyüklüğü tüm yükleri etkilediğinden, güç sistemindeki standartlar genel olarak THD_V 'ye göre belirlenir. Diğer yükleri etkilemeyen ve önemli gerilim harmoniğine neden olmayan değerlerde THD_I 'ya müsaade edilir.

THD kavramı, ısınma ve kayıplar gibi etkileri de içermektedir. Yalıtım zorlanmalarının hesabında ve parazit analizinde yararlı değildir. Yalıtım zorlanmaları gerilimin tepe değerine, parazit analizi ise harmonik frekansına bağlıdır.

Yapılmış incelemeler sonucunda gerilim ve akım harmoniklerinin olumsuz etkileri aşağıdaki gibi genel olarak sıralanmıştır.

- Generatör ve şebeke geriliminin dalga şeklinin bozulması,
- Gerilim düşümünün artması,
- Kompanzasyon tesislerinin aşırı reaktif güç ile yüklenmesi ve dielektrik zorlanma sebebiyle zarar görmesi,
- Enerji sistemindeki elemanlarda ve yüklerde kayıpların artması, verimin azalması,
- Senkron ve asenkron motorlarda moment salınmalarının ve aşırı ısınmanın oluşması,
- Endüksiyon tipi sayaçların yanlış ölçmesi,
- Uzaktan kumanda, yük kontrolü vb. yerlerde çalışma bozuklukları,
- Şebekede rezonans olayları, rezonansın neden olduğu aşırı gerilimler ve akımlar,
- Koruma ve kontrol düzeneklerinde sinyal hataları,
- Toprak kısa devre akımlarının daha büyük değerlere yükselmesi,
- İzolasyon malzemelerinin delinmesi,

- Elektrikli cihazların ömürlerinin azalması,
- Güç faktörünün düşmesi,
- Sesli ve görüntülü iletişim araçlarının parazit ve anormal çalışmaları,
- Mikro işlemcilerin hatalı çalışmaları,
- Harmoniklerden kaynaklanan gürültü nedeniyle kontrol sistemlerinin hatalı işletimi,
- Başta motorlar olmak üzere diğer cihazlarda ek gürültülere neden olmasıdır.

Harmonikler, motorlar, generatörler, kondansatörler, transformatörler ve enerji iletim hatlarında ilave kayıplara neden olurlar. Bazı durumlarda da harmonikler, güç sistemi elemanlarının zarar görmesine veya devre dışı kalmalarına yol açabilirler. Ayrıca harmonikler nedeniyle sistemde birçok frekans bulunacağından, rezonans meydana gelme olasılığı artacaktır. Rezonans sonucu oluşabilecek aşırı akım ve gerilimler işletmedeki elemanlara önemli ölçüde zararlar verecektir.

5. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ

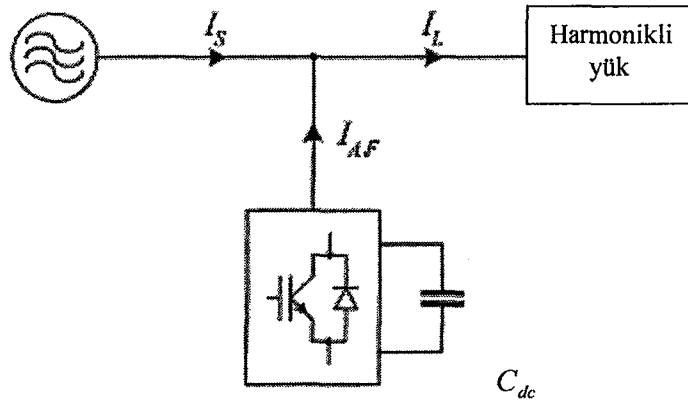
Elektrik enerji sistemlerinde sayıca artan lineer olmayan yükler orta frekansta harmonik akımları üretmektedirler. Bu harmonik akımları enerji kablolarında, transformatörlerde, elektrik makinelerinde ve kapasitörlerde ek ısınmaya sebep olurlar.

Harmonik akımlarının genellikle reaktif enerji akışına eklenmesi sonucu sistemin güç faktörü düşer. Bu yüzden, harmonik akımları kaynak empedansında yüksek harmonik gerilimleri indükleyebilir. Bu surette kaynak gerilimi bozulur. Bu etki de bilgisayarlar ve denetleyiciler başta olmak üzere tüm elektronik cihazlara hasar verebilir. Harmoniklerin diğer negatif etkileri nötr iletkeninde akım akışı, fliker etkisi, güç kaybı ve fazladan işletme maliyetleridir.

Geçmişte, farklı pasif ve aktif filtre topolojileri araştırılmış ve harmonikli yük akımlarını kompanse etmek için başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Ancak pasif filtreler, aktif filtrelere kıyasla çok daha az esnektir ve kullanımları kısıtlıdır.

Oldukça iyi sonuçlar veren aktif filtre topolojilerinden biri de paralel aktif filtrelerdir. Bu filtreler, lineer olmayan yüklerin ürettiği harmonikli akımları bastırmak ve/veya reaktif gücü kompanse etmek üzere kullanılırlar. Sonuç olarak, paralel aktif güç filtresi kaynak akımlarını neredeyse sinüzoidal ve faz gerilimleri ile aynı fazda olmaya zorlar.

Paralel aktif güç filtresinin (PAGF) temel çalışması şekil 5.1’de gösterildiği gibi sinüzoidal kaynağa bağlı bir lineer olmayan yüke paralel bağlı gerilim beslemeli altı İzole kapılı bipolar transistordan (IGBT) oluşmuş PWM dönüştürücü olarak tanımlanır. Burada “ C_{dc} ” DC kapasite PWM dönüştürücünün DC besleme kaynağıdır.



Şekil 5.1 Paralel Aktif Güç Filtresi güç devresi prensibi

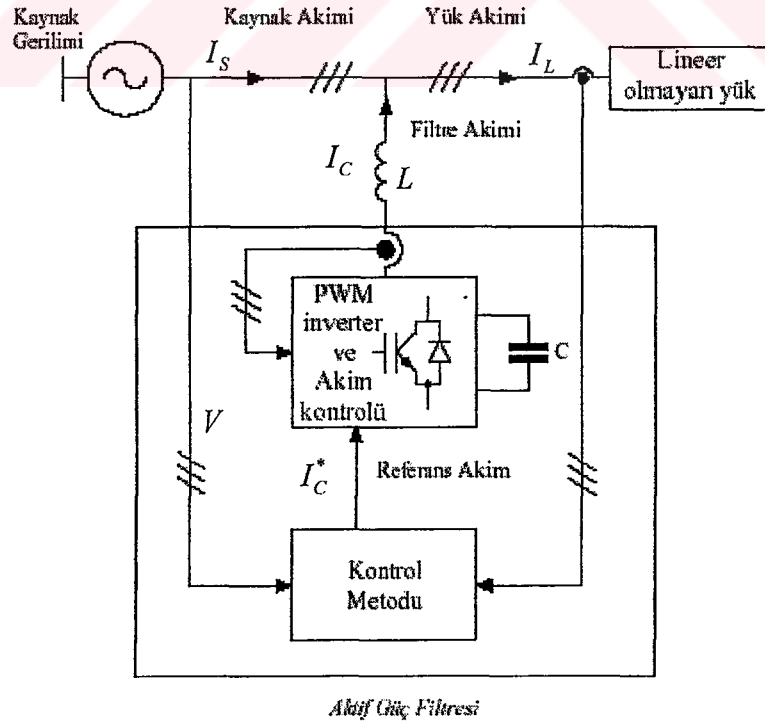
Elde edilmek istenen lineer olmayan yük sebebiyle şebekeden çekilmek istenen akım harmoniklerinin paralel aktif güç filtresi tarafından kompanze edilmesidir. Bir başka ifade ile aktif güç filtresi, lineer olmayan yükün çektiği akımdan kompanze akımı çıkarıldığında tam sinüzoidal dalga şeklinde bir akım oluşturacak bir akım üretir. Başka bir yönden bakıldığında aktif güç filtresi sinüzoidal akım dalga şekli elde etmek için oluşturulmuş lineer olmayan yüklerin çektiği akımla ters fazda akım üreten bir harmonik kaynağıdır.

Bu ifadeye göre harmonikli akımlar yine başka bir harmonik kaynağı ile kompanze edilmiş olur.

$$I_S + I_{AF} = I_L \quad (5.1)$$

Paralel Aktif Güç filtresinin nasıl kontrol edileceği tündengelim şeklinde incelendiğinde, PAGF'nin çıkış akımlarının, lineer olmayan yükün çektiği harmonik bileşenli akıma eklendiğinde, sinüzoidal akım elde edilecek şekilde olması gerektiği; bunun da PAGF'nin çıkış katı olan PWM dönüştürücüyü oluşturan altı IGBT'nin tetikleme sinyallerinin (kapı "Gate" akımlarının) nasıl kontrol edilmesi gerektiği ile bağlantılı olduğu görülür.

Bu tetikleme sinyallerinin belirlenmesi ise lineer olmayan yükün çektiği harmonik bileşenli akımın referans alındığı bir ölçüm ve kontrol algoritması neticesi ile gerçekleştirilebilir.



Şekil 5.2 Paralel Aktif Güç filtresi blok şeması

Şekil 5.2. PAGF'nin kontrol ve bağlantı şemasının en genel ifadesidir. Şemaya göre kontrol metodu referans olarak yük akımları ile şebeke gerilimini almaktadır. Burada yapılan hesaplamalar sonucunda elde edilen referans akımı I_C^* sayesinde PWM dönüştürücünün tetiklenmesi kontrol edilmektedir. PWM dönüştürücünün çıkışlarından elde edilen I_C filtre akımı L endüktansları ile yumuşatılıp lineer olmayan yüklerin uçlarına bağlanmak suretiyle filtreleme işlemi tamamlanmaktadır.

Bu çalışmada ele alınacak olan, öncelikle paralel aktif güç filtresinin kontrol metodu ve nasıl kontrol edileceğidir. İkinci olarak da, bu kontrolün pratikte nasıl uygulanabileceği ve MATLAB Simulink'te modellenmesidir.



6. AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN KONTROL METODU

Aktif güç filtreleri ile başarmak istenen, akımın harmonikli bileşenlerin bastırılması için bu akımlarla ters fazda ve aynı genlikte akımlar üretmektir. Kontrol metodu, bu akımın elde edilmesini sağlamalıdır. Harmonikli akımların analizi ve PAGF'ye uygun çalışması için geliştirilmiş ideal metod "Ani aktif ve reaktif güç metodu" diye adlandırılan metodudur. "p-q" ve " $i_d - i_q$ " şeklinde iki yaygın ve de denenmiş türü olan bu metod, PAGF'nin kontrolünün eksiksiz ve hızlı bir şekilde yapılmasını sağlar. (Akagi, 1994)

Her iki türünün de açıklanacağı metotlardan, bu çalışmada " $i_d - i_q$ " türü kullanılacaktır.

6.1. Ani Aktif ve Reaktif güç metodu "p-q"

Aktif filtre akımları i_{AF} , lineer olmayan yükün ani aktif ve reaktif güçleri pl ve ql 'den elde edilir. Bu da, temel gerilimler u_i ve lineer olmayan yük akımları il_i 'nin sabit bir çerçevede, örneğin $\alpha \beta$ bileşenlerinde (6.1) ve (6.2) denklemlerinin hesabıyla başarılır.

Nötr iletkeninin olmadığı varsayıldığından sıfır gerilim bileşeni, sıfır değerinde kabul edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$\begin{bmatrix} il_\alpha \\ il_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} il_1 \\ il_2 \\ il_3 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Ani aktif ve reaktif yük güçleri pl ve ql aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} pl \\ ql \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} il_\alpha \\ il_\beta \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Bu tanım ortalama ve salınma terimlerine ayrılabilir.

$$pl = \tilde{p}l + Pl \text{ ve } ql = \tilde{q}l + Ql$$

Dengeli ve sinüzoidal temel gerilim şartları altında ortalama güç bileşenleri pozitif bileşenin birinci harmonik akımı il_{1h}^+ 'na bağlıdır ve salınma bileşenlerinin negatif bileşenin birinci harmonik akımı $il_{nh}^+ + il_{nh}^-$ dahil olmak üzere bütün yüksek dereceli akım harmoniklerini

temsil etmektedir. Bu yüzden, “Aktif Filtre” salınma güç bileşenlerini kompanze etmelidir. Böylece temelde ortalama güç bileşenleri, yüksek geçiren filtrelerle çıkarılmasından sonra kompanze edilecek güçler $pc = -\tilde{p}l$ ve $qc = -\tilde{q}l$ 'dir. Kompanzasyon akımları (6.3) denklemindeki matrislerin tersi alınarak elde edilir. Bu akımlar (6.4) ve (6.5) denklemleri ile hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} ic_\alpha \\ ic_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} pc \\ qc \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

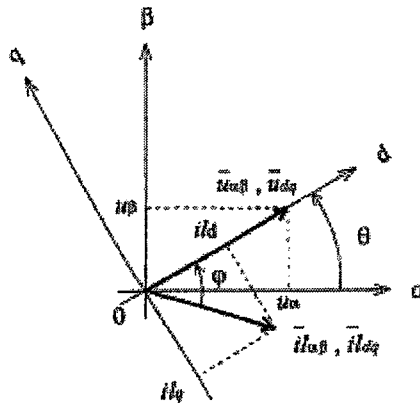
$$\begin{bmatrix} ic_1 \\ ic_2 \\ ic_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} ic_\alpha \\ ic_\beta \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Böylece harmonikli akım bileşenlerinin kompanzasyonu için gerekli akımlar elde edilmiş olur. (Soares, 2000)

6.2 Ani Aktif ve Reaktif akım bileşenleri $i_d - i_q$ metodu :

Bu metotta i_{AF} “Aktif Filtre” akımları lineer olmayan yükün aktif ve reaktif akım bileşenleri il_d ve il_q 'dan elde edilir. Ani Aktif ve Reaktif güç “p-q” metodunda belirtilen aynı yol ile temel gerilimler u_i ve bozulmuş yük akımı il_i ile $\alpha \beta$ bileşenleri hesaplanır. Ancak, dq yük akımı bileşenleri “Park dönüşümü” ne dayalı bir senkron referans çerçeveden elde edilir. “ θ ” ani gerilim vektörü açısını temsil etmektedir.

$$\begin{bmatrix} il_d \\ il_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} il_\alpha \\ il_\beta \end{bmatrix} \quad , \quad \theta = \tan^{-1} \frac{u_\beta}{u_\alpha} \quad d\theta/dt \quad (6.6)$$



Şekil 6.1 Sabit ve dönen referans çerçevelerinde gerilim ve akım vektörleri

Şekil 6.1 , gerilim ve akım uzay vektörlerini, sabit ($\alpha\beta$) ve dönen (dq) çerçevelerde göstermektedir. Dengeli ve sinüzoidal temel gerilim şartları altında “ θ ” açısı zamanın daima aynı tarzda artan fonksiyonudur. Bu dönüşüm açısı gerilim harmonikleri ve dengesizliğe karşı hassastır. Bu yüzden $d\theta/dt$ bir temel periyot boyunca sabit olmayabilir.

Denklem (6.6) dönüşümüyle, doğru gerilim bileşeni $u_d = |\bar{u}_{dq}| = |\bar{u}_{\alpha\beta}| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$ 'dır ve quadrature (çeyrek evre farkı) gerilim bileşeni daima sıfırdır. $U_q = 0$, geometrik bağıntılara dayanarak (6.6) denklemi,

$$\begin{bmatrix} il_d \\ il_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} il_\alpha \\ il_\beta \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

denkleme dönüşür.

Ani aktif ve reaktif güç yük akımları il_d ve il_q salınma ve ortalama olarak ayrı ayrı terimlerine ayrılabilir. $il_d = \tilde{i}l_d + Il_d$ ve $il_q = \tilde{i}l_q + Il_d$. Pozitif bileşen birinci harmonik akımı DC niceliklere dönüştürülür, il_{dq1h}^+ , örneğin, bu ortalama akım bileşenlerini meydana getirir. Negatif bileşenin birinci harmonik akımı $il_{dq1h}^+ + il_{dq1h}^-$ dahil olmak üzere bütün yüksek dereceli akım harmonikleri DC olmayan niceliklere dönüştürülür ve spektrada bir frekans kaymasına uğrar ve böylece, salınma akım bileşenlerini meydana getirir. Bu kabuller dengeli ve sinüzoidal temel gerilim şartları altında geçerlidir. Ortalama akım bileşenlerinin yüksek geçiren filtrelerle çıkarılmasıyla kompanze edilmesi gereken akımlar $ic_d = -\tilde{i}l_d$ ve $ic_q = -\tilde{i}l_q$ elde edilir.

Son olarak (6.8) ve (6.5) denklemleri sistem koordinatlarından aktif filtrenin çıkış katı olan PWM dönüştürücünün darbe akımları hesaplanır. (Soares, 2000)

$$\begin{bmatrix} ic_\alpha \\ ic_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} ic_d \\ ic_q \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

6.3. Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması

(6.3) denkleminde tanımlanan aktif ve reaktif güçler, gerilim ve akım uzay vektörlerinin iç ve dış çarpımıyla elde edilebilir. Çünkü, Park Dönüşümü θ açısının basit bir rotasyonudur ve gerilim ve akım uzay vektörlerinin ikisine de uygulanır. pl ve ql güçleri bu dönüşümle değişmezler. Bu sonuç reaktif gücün tüm tanımları için geçerli değildir ancak bu karşılaştırmada benimsenen tanım için geçerlidir. Park dönüşümü güç sabitliğini garanti ettiğinden iki kontrol yöntemi arasında karşılaştırma yapılabilir. Bu, aktif ve reaktif yük güçlerinin vasıtasıyla gerçekleştirilir. Bunun için referans çerçeve $u_q=0$ olacak şekilde seçilirse, yük güçleri

$$\begin{bmatrix} pl \\ ql \end{bmatrix} = u_d \cdot \begin{bmatrix} il_d \\ il_q \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

şeklinde yazılabilir. Bu denklem, U_d ve \tilde{u}_d sırasıyla ortalama ve salınma hat gerilimleri olmak üzere (6.10) denklemindeki gibi gösterilebilir. Ortalama gerilim bileşeni u_{1h}^+ , pozitif sequence'nin ilk harmonik gerilimini temsil eder. Tüm yüksek dereceden harmonik gerilimleri dengesiz olduğu gibi $u_{nh}^+ + u_{nh}^-$ salınma bileşenlerle gösterilir.

$$\begin{bmatrix} Pl \\ Ql \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p}l \\ \tilde{q}l \end{bmatrix} = (U_d + \tilde{u}_d) \cdot \left(\begin{bmatrix} Il_d \\ -Il_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}l_d \\ -\tilde{i}l_q \end{bmatrix} \right) \quad (6.10)$$

$p-q$ kontrol yönteminde (6.10) denkleminde gösterilen gerilim ve akımların ortalama değerlerinin çarpımları yüksek geçiren filtre (HPF)'ler tarafından yok edilen ortalama güç bileşenlerini verir.

$i_d - i_q$ kontrol yöntemi için filtreleme işlemi yük akım bileşenleri üzerinde gerçekleştirilir.

Dengeli ve sinüzoidal hat gerilimi altında salınma gerilim bileşeni \tilde{u}_d sıfırdır, (6.11) denkleminde, $p-q$ kontrol yöntemi için eşdeğer kompanzasyon güçleri pc_1 ve qc_1 , $i_d - i_q$ kontrol yönteminden türetilen eşdeğer kompanzasyon güçleri pc_2 ve qc_2 'ye eşittir.

$$\begin{bmatrix} pc_1 \\ qc_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pc_2 \\ qc_2 \end{bmatrix} = -U_d \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}l_d \\ -\tilde{i}l_q \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

u_d 'nin dikkate alındığı dengesiz ve sinüzoidal olmayan hat gerilimi için eşdeğer kompanzasyon güçleri (6.12) ve (6.13) denklemlerinde tanımlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} pc_1 \\ qc_1 \end{bmatrix} = -U_d \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}l_d \\ -\tilde{i}l_q \end{bmatrix} - \tilde{u}_d \cdot \left(\begin{bmatrix} \Pi_d \\ -\Pi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}l_d \\ \tilde{i}l_q \end{bmatrix} \right) \quad (6.12)$$

$$\begin{bmatrix} pc_2 \\ qc_2 \end{bmatrix} = -(U_d + \tilde{u}_d) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}l_d \\ -\tilde{i}l_q \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Bu yüzden, iki kontrol yöntemi arasındaki farkı gösteren (6.12) ve (6.13) denklemleri arasındaki fark (6.14) denklemi ile ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} pc_1 \\ qc_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} pc_2 \\ qc_2 \end{bmatrix} = -\tilde{u}_d \cdot \begin{bmatrix} \Pi_d \\ -\Pi_q \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Bu ilişki, ideal olmayan hat gerilimi altında, aktif filtrelerin performansları arasındaki farkın anlaşılmasını sağlar. (6.14) denkleminde gösterilen güçler i_d-i_q kontrol yöntemine kıyasla ek bozukluklar oluşturur ve katkıları gerilim salınmalarının ortalama akım bileşenleri ile çarpımlarından dolayı daha belirgindir. Aynı zamanda (6.12) denkleminde gösterilen gerilim ve akımların salınma değerleri aynı dereceden harmonikler içerirse $p-q$ kontrol yöntemi için ek ortalama güç bileşenleriyle sonuçlanan başka bir performans azalma faktörü ortaya çıkabilir. Sonuçta, dengeli ve sinüzoidal gerilim altında her iki yöntem de aynı performansa sahip olduğu söylenebilir. Başka gerilim şartları altında ortalama ve salınma güçler gerilim harmonikleri ve dengesiz gerilim şartları tarafından bozulabilir, öyleyse her iki yöntem de toplam harmonik eliminasyonunu tam olarak sağlayamaz. Ancak, güç bileşenlerinin belirlenmesinde karşılaşılan hataya rağmen i_d-i_q yöntemi, dengesiz ve sinüzoidal olmayan gerilim şartlarında $p-q$ kontrol yöntemine kıyasla daima üstündür. (Soares, 2000)

7. SAYISAL DENETLEYİCİ

7.1. Problemleri ve Çözümleri

Gerçek bir enerji dağıtım sistemine gerilim belirleme esaslı bir paralel aktif güç filtresi kurulduğunda, DSP (Sayısal İşaret İşleme) veya mikroişlemci kullanılan bir sayısal denetleyici, analog denetleyiciye tercih edilir. Yine de, aktif filtre kompanzasyon akımını kontrolde bir geri besleme çevrimi oluşturacağından sayısal denetleyicideki zaman ve faz gecikmeleri harmonik üretimini söndürmede düşük performans ya da en kötü ihtimalle kontrol sisteminde kararsızlığa sebep olabilecektir.

Sayısal denetleyicilerin yazılım ve donanım kurulumunu başarabilmek için,

- 1- A/D çeviricilerin çevrim süresi,
 - 2- Anahtarlamamanın yol açtığı dalgalardan kaynaklanan veri aynalaması,
 - 3- Sayısal denetleyicinin sinyal işleme ve hesap süresi,
- konularına önem vermek gerekmektedir.

Genellikle, Aktif Filtrenin güç devresi olarak kullanılan PWM Dönüştürücülerin anahtarlama frekansı 10-20 kHz arasında olmaktadır. Bu yüzden akım ve gerilim için örnekleme oranının 10-40kS/s olması gerekir. 25-100 μ s çevrim zamanlı bir A/D çeviricili sayısal denetleyicide iki örnekleme periyodu kadar gecikme olabilir. Bu iki örnekleme periyodu kadar gecikmenin birincisi analog sinyalin sayısal çevrilmesi esnasında, ikincisi ise DSP içerisinde yapılan hesaplamalar esnasında oluşur. Böyle bir zaman gecikmesi akım kontrol sisteminde istenmeyen frekans cevabına sebep olabilir.

Anahtarlama dalgaları, aktif filtrenin çıkış geriliminde ve akımında ortaya çıkar. Anahtarlama dalgaları içeren gerilim ve akım örneklendiğinde, örnekleme frekansının yarısından yüksek frekanstaki gerilim ve akım bileşenleri, aynalama yüzünden düşük frekanstaki istenen bileşenleri tahrip edecektir. Bu aynalama etkisini yok etmek için anahtarlama dalgaları, anahtarlama frekansına yakın ama daha düşük bir frekansta çalışan alçak geçiren filtre ile elimine edilir. Ancak bu alçak geçiren filtre, aktif filtrenin akım kontrol sisteminde kötü bir etki yapan faz gecikmesine sebep olur.

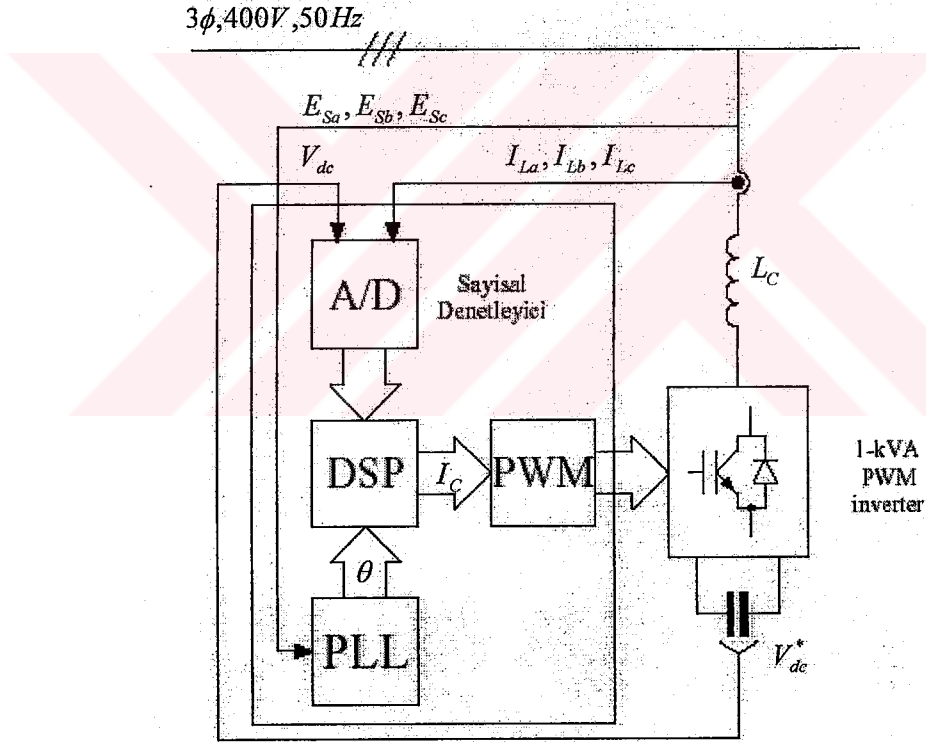
$i_d - i_q$ teorisinden (Soares, 2000) gelen koordinat dönüşümün kullanılması harmonik ayırmada yaygındır. (8.2) ve (8.4) denklemindeki koordinat dönüşümleri, hesaplanmaları için iki temel sinüzoidal sinyale, $\cos \theta$ ve $\sin \theta$ 'ye ihtiyaç duyar. Sayısal sistemde, sinüzoidal verinin önceden hesaplanıp kaydedildiği veri tabloları (Lookup table) işlem zamanını

kısaltmak için çokça kullanılmaktadır. Her örnekleme anında, kaynak geriliminin fazına karşılık gelen veri tablodan seçilir.

Örnekleme zamanı gerilim fazıyla senkronize edilmediği takdirde göz ardı edilemeyecek faz hataları meydana gelebilir. Aksi halde kompanzasyon için bir sinyal işleme veya rutin bir hesaplama gerekir.

Sayısal denetleyicide doğal olan zaman ve faz gecikmelerinin sebep olduğu yukarıda sıralanan tüm problemleri çözenin etkili bir yolu, sinyal örnekleme ve bu sinyali şebeke frekansı olan 50Hz ile senkron işlemidir. Bu yöntem ile alçak geçiren filtre, denetleyiciden çıkarılabilir. A/D dönüştürücü biriminin çevrim zamanı azaltmak için de paralel bağlı hızlı A/D dönüştürücüler kullanılmalıdır (Akagi, 2002).

7.2. Sayısal Denetleyicinin Sistem Konfigurasyonu



Şekil 7.1 Tam digital kontrollü Aktif Filtre

Şekil 7.1, sayısal denetleyicili PAGF'yi tarif etmektedir. Sayısal denetleyici akım ve gerilim örnekleme için bir A/D birimi, harmonik akımı hesaplama işlemi için örnekleme periyodu $50\mu\text{s}$ (20kS/s) olan 16 bit sabit noktalı DSP kullanılabilir. Bu amaçla "Analog Device"

Firmasınca üretilmiş bir DSP (ADSP 2101) de kullanılabilir. $1\mu s$ çevrim süresi olan A/D çevirici ile bu işlem yapıldığında, A/D çevrimi başlayıp, tüm sayısal verinin DSP'te depolanma süresi $2\mu s$ sürmektedir. [1] Böylece işlem, sayısal denetleyici örnekleme noktasından PWM dönüştürücüye gerilim referansı üretinceye kadar sadece bir örnekleme periyodu kadar gecikir. Bu da 20 kHz örnekleme frekansında $50\mu s$ gecikmeye neden olur. Bu gecikme temel frekansın $1/4000$ katı kadardır ve bu kadar bir gecikme PAGF'nin performansını etkilemez. (Akagi, 2002)

7.3. Faz Kilitleme Çevrimi (PLL) ve Darbe Genlik Modülasyonu (PWM) çalışma prensipleri

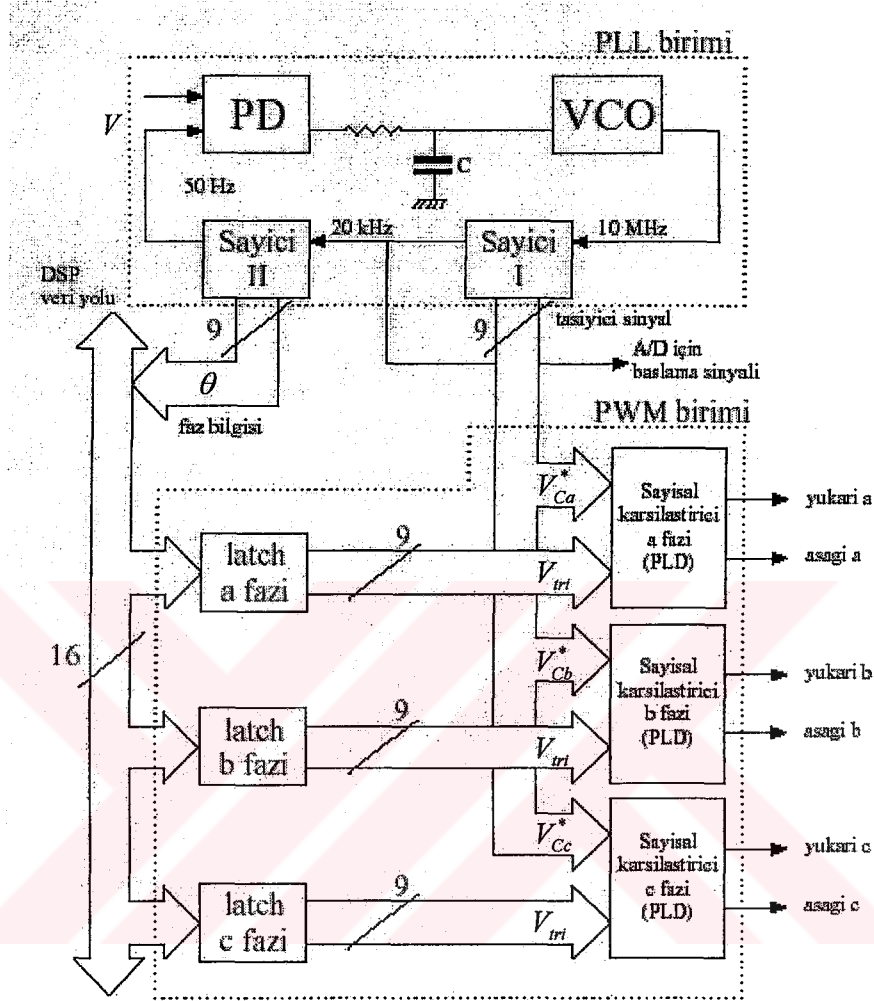
Şekil 7.2'de PLL ve PWM birimlerinin blok diyagramları gösterilmektedir. PLL birimi, bir faz detektörü (PD), bir gerilim kontrollü osilatör (VCO) ve iki sayısal sayıcıdan oluşmuştur. Birinci sayıcı, PWM birimi için, (V_{tri}) 9 bitlik taşıyıcı sinyal üreten 512 adımlık ileri-geri sayıcıdır. İkinci sayıcı ise koordinat dönüşümlerinin hesaplanması için, 9 bitlik faz bilgisini üreten (θ) 400 adımlık bir sayıcıdır. PLL birimi içinde 50 Hz'lik hat frekansı PD ile belirlenir. Faz kilitlemesinden sonra, VCO frekansı;

$$f_{VCO} = 50 \times 400 \times 512 \cong 10 \text{ MHz} \text{ olur.}$$

512 adımlık ileri-geri sayıcı konumunu ileriden geriye veya geriden ileriye değiştirdiği anda, A/D birimine 20 kHz'lik (=10 MHz/512) bir başlatma sinyali uygulanır.

20 kHz örnekleme frekansında bir periyot $T = \frac{1}{f}$ denkleminde $50\mu s$ olarak bulunur.

Dikkat edilirse VCO frekansı ve örnekleme frekansı her iki sayıcının adım çözünürlükleri ile sınırlandırılmıştır. Her iki frekansın da yüksek olduğu yerde, yüksek çözünürlük düşük ölçme hatası oluşur. PAGF'in örnekleme frekansı 20 kHz civarında olması planlandığında, bu yüksek örnekleme frekansında 5. , 7. , 11. ve 13. harmonik bileşenleri içeren akım ve/veya gerilimin yaklaşık $1/40960$ (%0,02) gibi çok düşük bir ölçme hatasıyla örneklenmesine imkan tanınır.

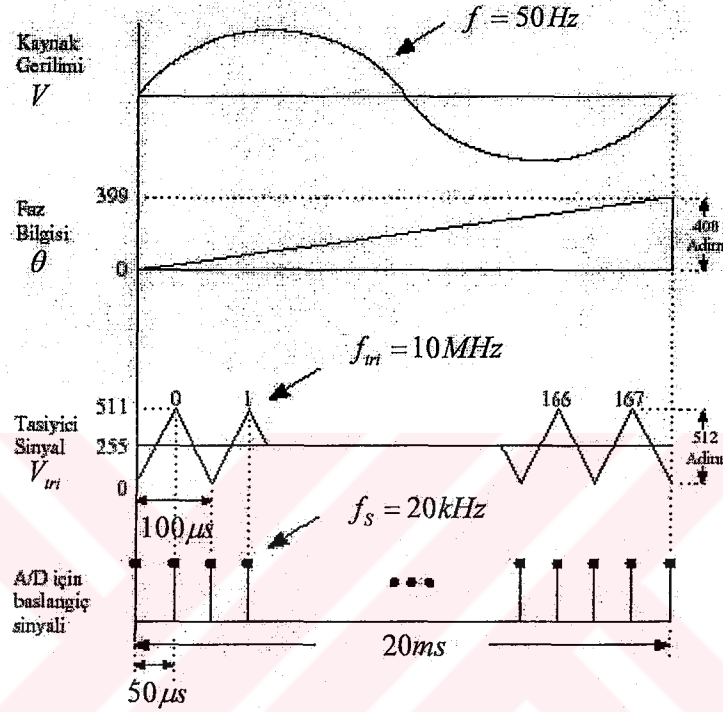


Şekil 7.2 PLL ve PWM birimlerinin blok diyagramı

İyi bir örnekleme için, örnekleme frekansının sinyal frekansının en az 10 kat kadar fazla olması gerektiği göz önüne alındığında, 20 kHz'lik bir örnekleme frekansı ile 2 kHz'e kadar olan sinyaller iyi bir şekilde örneklenir. Bu çıkarımdan, PAGF'nin 49. harmonik bileşenine kadar iyi bir kompanzasyon yapması beklenir.

PWM birimi, üç fazlı PWM anahtarlama işaretinin üretilmesi için gereklidir. PLD'ler üç sayısal karşılaştırıcının birleştirilmiş halidir. PLD, 512 adımlık ileri-geri sayıcıdan elde edilen tek üçgen taşıyıcı sinyali (V_{tri}) ile DSP'den elde edilen kompanzasyon gerilim referansı olan

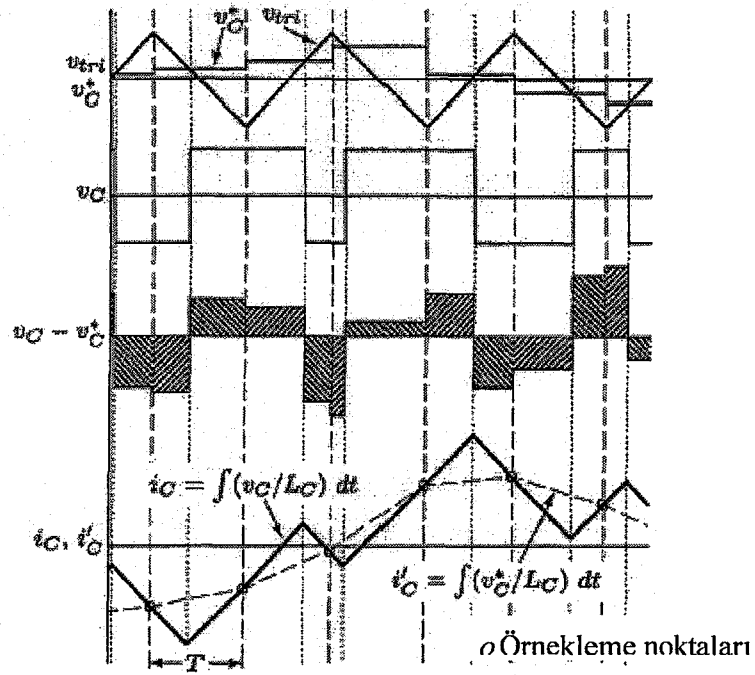
E_{Sa} , E_{Sb} , E_{Sc} 'leri karşılaştırır. PWM birimindeki ölçme hatası $1/512 \cong \%0,2$ ve örnekleme frekansı $f_{PWM} = 10kHz$ ($10MHz/1024$) alınmıştır. Üç fazlı faz kilitleme (yakalama) devresi E_q gerilimini tutmak içindir. Bu E_q gerilimi, PWM biriminde her örnekleme periyodunda yenilenir (güncellenir).



Şekil 7.3 Sayısal kontrolörün zamanlama diyagramı

Şekil 7.3, sayısal denetleyicinin zamanlama diyagramını göstermektedir. Senkron işlem, şebeke frekansı ile A/D biriminin örnekleme frekansının arasında gerçekleştirildiğinde, şebeke frekansında küçük değişimler olsa bile şebeke geriliminin bir çevrimindeki örnekleme sayısı 400'de sabitlenir. Harmonikleri belirleme için yapılan koordinat dönüşümleri için bir yazılıma ihtiyaç vardır. Bu da temel sinüzoidal verinin bir çevriminin belli bir oranına tekabül eder. Bu sebepten (8.2) ve (8.4) formüllerinin hesaplanabilmesi için $\cos \theta$ ve $\sin \theta$ verilerinin üretilmesi daha kolay ve kesin olmalıdır. Sonuçta, senkron işlem sebebiyle ne örneklemede ne de işlemde faz hatası oluşur. (Akagi, 2002)

7.4. A/D Biriminde Örnekleme İşlemi



Şekil 7.4. Senkron Örnekleme Prensi

Şekil 7.4 , A/D birimindeki örnekleme ile PWM denetleyici arasındaki senkron işlemi göstermektedir ve basitleştirmek amacıyla üç fazlı PWM sinyallerin bir fazı gösterilmiştir.

Burada, Aktif Filtre her AC uca kaynak gerilimi olmadan, yalnızca ideal bir LC endüktansı bağlandığı kabul edilmiştir (Akagi, 2002). PWM işaretlerini üretmek için DSP'den gelen gerilim referansı V_{dc}^* bir örnekleme periyodu boyunca tutulur. Sonra üçgen taşıyıcı sinyalle karşılaştırılarak aktif filtrenin aktüel çıkış gerilimi V_{dc} üretilir. Burada, bir örnekleme periyodundaki V_{dc} 'nin ortalama değerinin V_{dc}^* 'ye eşittir. Şekil 7.4'de kalın çizgi ile gösterilen I_{AF} aktif filtrenin aktüel çıkış akımıdır. Kesik çizgi ile gösterilen farazi I_{AF}^* 'dır. Şekil 7.4'te tek örnekleme periyodu incelendiğinde, harmonik geriliminin $v_C - v_C^*$ ortalama değeri her zaman sıfırdır.

Bu sebeple I_{AF} değeri I_{AF}^* 'ye her örnekleme anında eşittir ve böylece A/D biriminde aynalama etkisi oluşmaz. Sonuç olarak, A/D biriminin giriş uçlarına kurulan alçak geçiren filtre kesme frekansı örnekleme frekansından çok yüksek bir değere ayarlanabilir. Alçak geçiren filtrenin sebep olduğu faz gecikmesi aktif filtrenin performansını etkilemez.

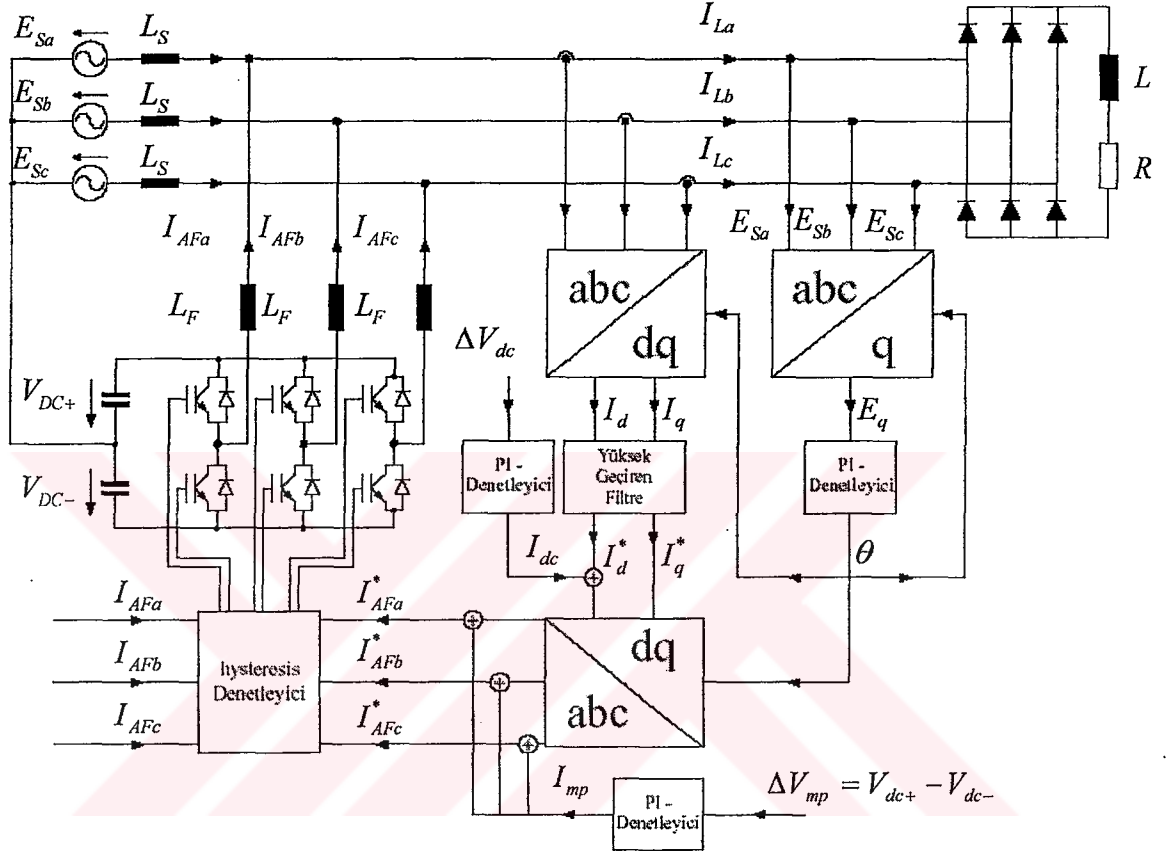
PLL ile elde edilen senkron işlemenin bir diğer faydası IGBT'lerin anahtarlama işlemi sonucu doğan elektriksel gürültüler (distorsiyonlar), örneklenen akıma engel olmaz.

Sebebi ise, Şekil 7.4'te görüldüğü gibi akımın örnekleme anı ile IGBT'lerin anahtarlama anının hiçbir zaman çakışmamasıdır. Senkron işlem sayısal denetleyicide doğal olan zaman ve faz gecikmelerini azaltmaya önemli bir katkıda bulunur. Yapılan gerçek zamanlı çalışmalar göstermiştir ki, sayısal denetleyicide harcanan toplam zaman, aktif filtrenin performansını etkilemeyecek olan $50\mu s$ kadardır. (Akagi ,2002)



8. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN KONTROL ALGORTİMASI

8.1. Paralel Aktif Güç Filtresi Kontrolü



Şekil 8.1 Paralel Aktif Güç Filtresinin blok diyagramı

Paralel aktif güç filtresinin blok diyagramı şekilde gösterilmiştir. Üç fazlı gerilim kaynağı, B6 köprü doğrultuculu omik-endüktif yükten oluşan lineer olmayan yükü beslemektedir. IGBT'lerin tetiklenebilmesi için gerekli tüm hesaplamalar ve kontrol analog sayısal işaret işleme (ADSP) kartı ile gerçekleştirilir. Yük akımları I_{La} , I_{Lb} ve I_{Lc} ölçülür ve ADSP kartına gönderilir. ADSP kartı yük akımlarının harmonik bileşenlerini I_{AFa}^* , I_{AFb}^* ve I_{AFc}^* referans aktif filtre akımlarını hesaplar. Bu sinyaller kararlılığı ve basitliği sebebiyle akım histerezis denetleyiciye gönderilir. Histerezis denetleyici darbe örneğini belirler ve bu sinyalleri IGBT'lerin sürücü kartlarına iletir. Sonuç olarak güç konverteri, filtre akımlarını I_{AFa} , I_{AFb} , I_{AFc} sisteme enjekte eder.

Filtre bobinleri olan L_F 'lere dönüştürücü (inverter) akımlarını yumuşatmak için ihtiyaç duyulmaktadır. PWM dönüştürücünün DC gerilimini sağlayan özdeş kondansatörlerin bağlandıkları orta nokta ile nötr iletkeni arasındaki bağlantı sayesinde konverter birbirinden bağımsız üç filtre akımını enjekte edebilir. DC bağlantısı (*Free Floating*) serbest değişendir ve bağlı olduğu AC sistemden beslenmektedir.

Paralel Aktif Güç Filtresinin (PAGF) kontrol bölümü tamamen ADSP' de yerine getirilmektedir. Bu kontrol, tüm sinyallerin senkronizasyonunu, yük akımlarının harmonik bileşenlerinin saptanmasını, yük akımlarının harmonik bileşenlerinin saptanması, toplam DC gerilim V_{dc} 'nin kontrolünü, V_{dc+} ve V_{dc-} gerilimlerinin simetrikliğinin sağlanmasını kapsar.

8.2. Referans Sinyaller ve Faz Gerilimlerinin Senkronizasyonu

Referans sinyalleri ile birinci faz geriliminin temel bileşenlerini senkronize etmek için E_a kaynak geriliminin faz açısı θ saptanmalıdır. Bu faz açısı ile f_1 temel frekansı PLL tarafından temin edilmektedir. Bu yüzden E_{Sa} , E_{Sb} ve E_{Sc} faz gerilimleri ölçülür ve bu gerilimlerin reaktif veya diğer bir ifadeyle q-bileşeni E_q hesaplanır.

$$E_q = \begin{pmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{Sa} \\ E_{Sb} \\ E_{Sc} \end{pmatrix} \quad (8.1)$$

θ açısı gerilim vektörünün faz açısıyla eşit olduğunda temel gerilim vektörünün q bileşeni sıfırdır. Bu yüzden faz gerilimlerinin faz açısının grafiği kavranıp θ açısının ayarlanması ile q bileşeni sıfırlanabilir.

Bu senkronizasyonun kontrolü şekli 8.1'de gösterilen dijital PI denetleyici ile gerçekleştirilir.

8.3. Harmonik Bileşenlerin Hesaplanması

Yük akımlarının harmonikli bileşenleri dq dönüşümü yardımıyla üretilir. (Akagi, 1983) Bu yöntem bir uzay vektör dönüşümünü esas alır. Zamana bağımlı yük akımları I_{La} , I_{Lb} ve I_{Lc} sabit referans çerçevesinde ölçülür ve ardından dönen dq referans çerçevesinde dönüştürülür. dq sistemi AC kaynak frekansının temeli f_1 ile döner. θ faz açısı PLL ile sağlanmaktadır.

$$\begin{pmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{La} \\ I_{Lb} \\ I_{Lc} \end{pmatrix} \quad (8.2)$$

(8.2) ile elde edilen yük akımlarının dq sinyalleri I_{Ld} ve I_{Lq} DC ve AC bileşenlerine ayrılabilir.

$$\begin{aligned} I_{Ld} &= \tilde{I}_{Ld} + \bar{I}_{Ld} \\ I_{Lq} &= \tilde{I}_{Lq} + \bar{I}_{Lq} \end{aligned} \quad (8.3)$$

aktif DC bileşen \bar{I}_{Ld} , yük akımlarının aktif gücünün pozitif sequence temelini, reaktif DC bileşen \bar{I}_{Lq} , yük akımlarının reaktif gücünün pozitif sequence temelini AC bileşenler \tilde{I}_{Ld} ve \tilde{I}_{Lq} yük akımının toplam harmonik içeriğini gösterir.

dq bileşenleri yüksek geçiren filtreden geçirilerek DC bileşenler çıkarılır ve toplam harmonik içeriği elde edilir.

Histerezis kontrolör için gerekli referans sinyaller I_{AFa}^* , I_{AFb}^* ve I_{AFc}^* , dq bileşenlerin ters dönüşüm matrisiyle çarpımından elde edilir.

$$\begin{pmatrix} I_{AFa}^* \\ I_{AFb}^* \\ I_{AFc}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Ld}^* \\ I_{Lq}^* \end{pmatrix} \quad (8.4)$$

(8.4) denklemleri ile PWM dönüştürücünün tetiklenmesi için gereken referans akımlar bulunmuş olur.

8.4 Toplam DC Gerilimin Kontrolü

DC bağlantı kapasitörü C_{dc} , PAGF'nin bağlı olduğu AC sistem tarafından beslenir. Toplam DC gerilim V_{dc} , DC kapasitörden sisteme aktif güç enjekte edilerek düşürülebilir. Gerilim kaynağının saf sinüzoidal olduğunu kabul ederek, akım harmonikleri sadece reaktif güce eklenir. Bu yüzden, sabit bir DC gerilim elde etmek için güç sisteminden DC bağlantıya enjekte edilmesi gereken tek aktif güç PAGF'deki kayıplardır, özellikle IGBT'ler ve diyotlardaki iletim ve anahtarlama kayıplarıdır. Bu yüzden, eğer toplam DC gerilim V_{dc} ,

referans değeri V_{dc}^* 'den düşükse kapasitöre aktif güç enjekte edilmeli, yani akımın aktif güç d-bileşeni düşürülmelidir. DC gerilimin kontrolü bir dijital PI kontrolör ile gerçekleştirilir. Kontrolörün giriş verisi DC gerilim farkı ΔV_{dc} 'dir.

$$\Delta V_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (8.4)$$

PI kontrolörün çıkış verisi I_{dc} , akımın d-bileşeninden çıkarılır.

$$I_{Ld}^* = \tilde{I}_{Ld} - I_{dc} \quad (8.5)$$

8.5. DC Gerilimlerin Simetrisinin Kontrolü

Güç konverterinin DC bağlantısının üç bağımsız aktif filtre akımı enjekte etmeyi mümkün kılan bir orta nokta bağlantısı vardır. Konverterin düzgün çalışmasını temin etmek için dc gerilimler V_{dc+} ve V_{dc-} eşit tutulmalıdır.

Eğer üst dc bağlantı kapasitörünün gerilimi V_{dc+} , aşağı kapasitörün gerilimi V_{dc-} 'den büyükse V_{dc-} ($|V_{dc+}| > |V_{dc-}|$) aşağı kapasitörün gerilimi, güç sistemine sıfır sequence filtre akımları enjekte edilerek yükseltilebilir. Bu DC gerilimlerin simetrikliğini gerçekleştirmek için bir PI kontrolör uygulanmıştır. PI kontrolörün giriş verisi iki orta nokta gerilimi V_{dc+} ve V_{dc-} arasındaki fark ΔV_{mp} 'dir.

$$\Delta V_{mp} = |V_{dc+}| - |V_{dc-}| \quad (8.6)$$

PI kontrolörün çıkış verisi I_{mp} üç aktif filtre akımının hepsine eklenir.

$$\begin{aligned} I_{AFa}^* &= I_{AFa,eski}^* + I_{mp} \\ I_{AFb}^* &= I_{AFb,eski}^* + I_{mp} \\ I_{AFc}^* &= I_{AFc,eski}^* + I_{mp} \end{aligned} \quad (8.7)$$

9. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN MATLAB İLE MODELLENMESİ

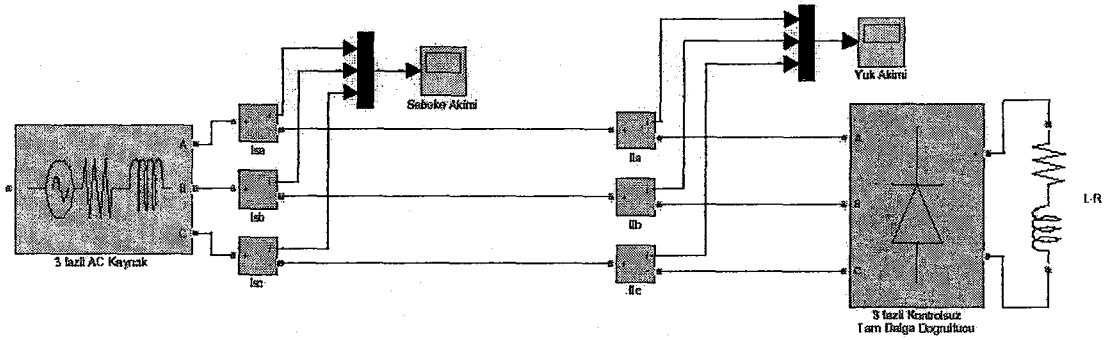
Paralel Aktif Güç Filtresinin kontrol metodunun ve performansının incelenebilmesi için MATLAB programının 7.0 sürümünün SIMULINK adlı simülasyon bölümünde deneme lisansı ile, bir modeli çıkarılmıştır. Şekil 8.1. blok diyagramı gösterilen PAGF, modellemeye,

- a- Şebeke ve lineer olmayan yük
- b- Faz kilitleme Çevrimi (PLL) bloğu
- c- ADSP ile yapılacak kontrol bloğu
- d- Histerezis Kontrol Bloğu
- e- IGBT'ler ile oluşturulmuş PWM inverter devresi

ayrı ayrı modellenmiştir. Bu blokların iç yapıları aşağıda açıklanmıştır. Tüm bloklar Simulink ve SimPower sistem blokları kullanılarak oluşturulmuştur.

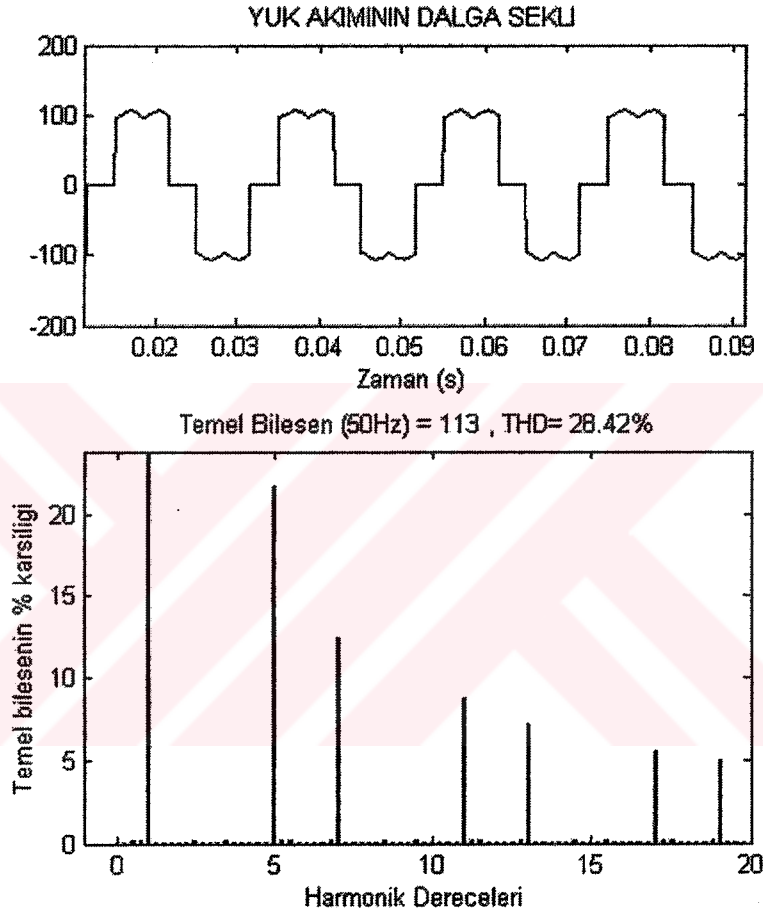
9.1. Şebeke ve Lineer Olmayan Yükün Modellenmesi

Elektrik şebekesi oluşturmak için Simulink'in Simpower sistem eklentisinde bulunan 3 fazlı AC Gerilim kaynağı kullanılmıştır. Hat empedansı için, $R = 0,01\Omega$, $L = 35\mu H$ değeri 3 fazlı AC kaynak bloğunun içine girilmiştir. Harmonik kaynağı olan lineer olmayan yük, Bölüm 3.4.3'te anlatılmış olan üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucunun DC uçlarına $R = 5\Omega$ ve $L = 2mH$ değerlerinde direnç ve endüktans şeklinde modellenmiştir.



Şekil 9.1 Şebeke ve yük modeli

Şekil 9.1’de üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucu için Üiversal 6 kollu Köprü kullanılmıştır. Modellemenin ilerleyen safhalarında yük akımı ile şebeke akımının daha kolay karşılaştırılması için yükün ve şebekenin uçlarından akımları ölçülmektedir. Buna göre yük akımının dalga şekli ve THD spektrumu Şekil 9.2’de gösterildiği gibidir.



Şekil 9.2 Yük akımının dalga şekli ve THD spektrumu

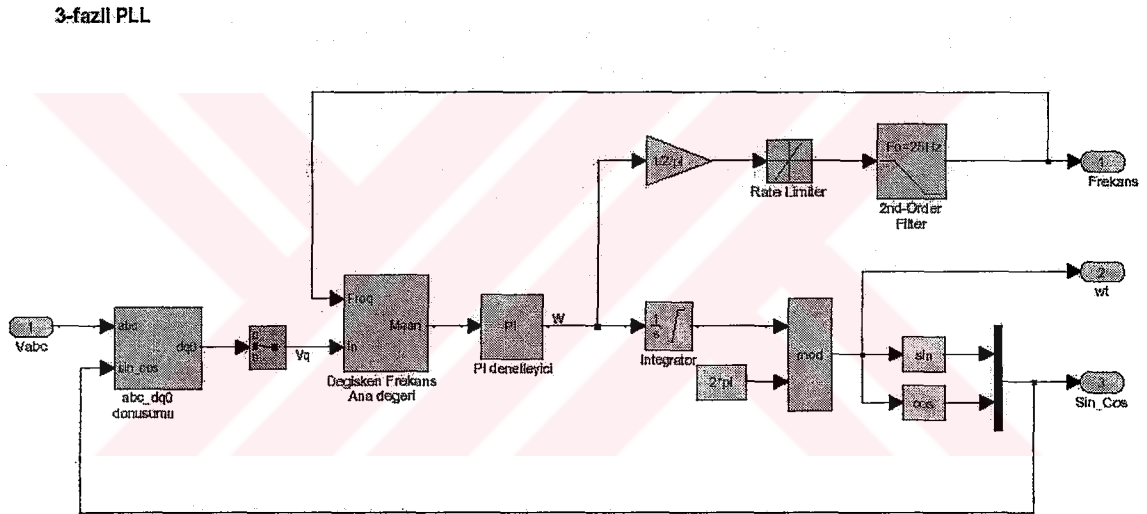
Şekil 9.2’de görüldüğü üzere yük akımının dalga şekli sinüzoidal olmayıp, kare dalgaya benzemektedir. Akımın THD’si ise %28.42 seviyesindedir. Etkin olan harmonik bileşenleri 5., 7., 11., 13., 17. ve 19.’dur.

Modellenecek PAGF ile bu dalga şeklini sinüzoidale yaklaştırmak ve THD_I değerini %5 seviyesinin altına çekmek amaçlanmaktadır.

9.2 Faz Kilitleme Çevrimi (PLL) Bloğunun Modellenmesi

Faz Kilitleme Çevrimi (PLL) Bloğunun oluşturulması için (8.1) denklemi hesaplanıp, bulunan referans gerilimi E_q 'dan faz açısı θ elde edilmelidir. Bu hesaplamalar için Simulink'te "M-Function" lar kullanılıp hesaplamalar ayrı ayrı yapılabileceği gibi, yine SimPower sistem eklentisinde bulunan 3 fazlı PLL bloğu da kullanılabilir. Genel olarak Simulink'te herhangi bir modelleme yapılırken Simulink'e ait hazır blokların kullanılması simülasyonun hatasız ve hızlı çalışması için daha iyi bir seçenektir.[2]

3 fazlı PLL bloğunun kullanılması için faz gerilimlerinin referans olarak bloğa girilmesi gerekir. Böylece bloktan sistemin aynı fazda çalışmasını sağlayan f , ωt ve $\sin \theta, \cos \theta$ değerleri elde edilir.

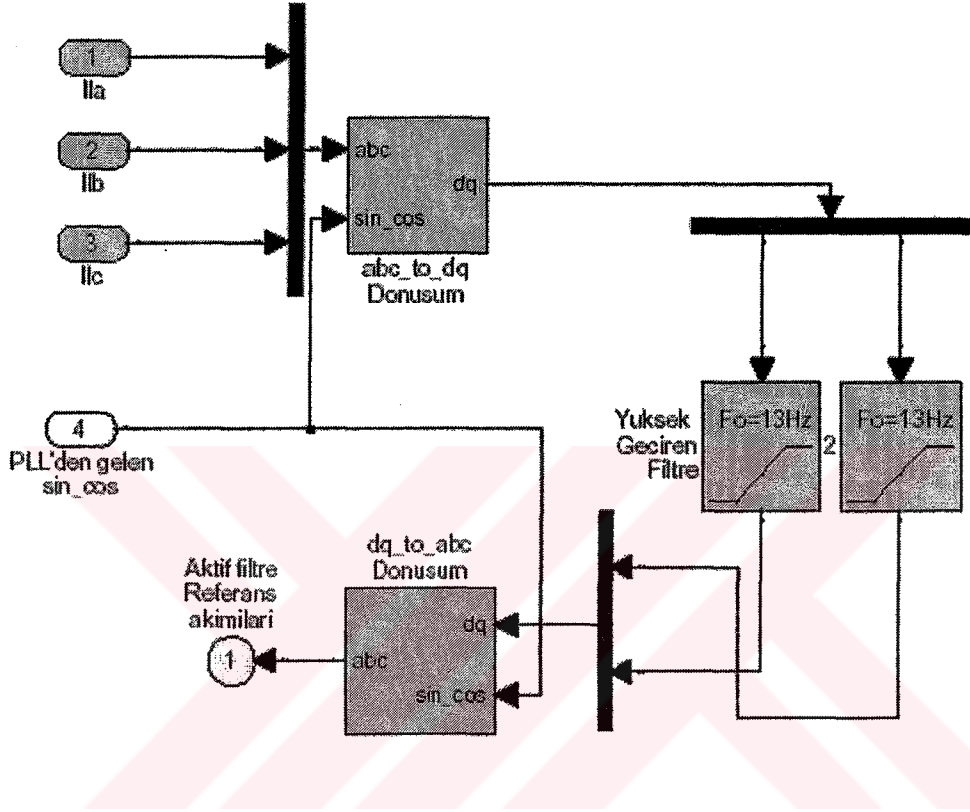


Şekil 9.3 Faz kilitleme çevrim bloğu iç yapısı

Faz Kilitleme Çevrim Bloğunu referans olarak girilen faz gerilimlerini (8.1) denklemine göre dönüştürür ve E_q bulunur. Daha sonra PI denetleyici ile ω elde edilir ve bu değer frekans, ωt ve $\sin \theta, \cos \theta$ olmak üzere üç ayrı çıkış alınacak biçimde işlenir.

9.3 ADSP ile Yapılacak Kontrol Bloğu

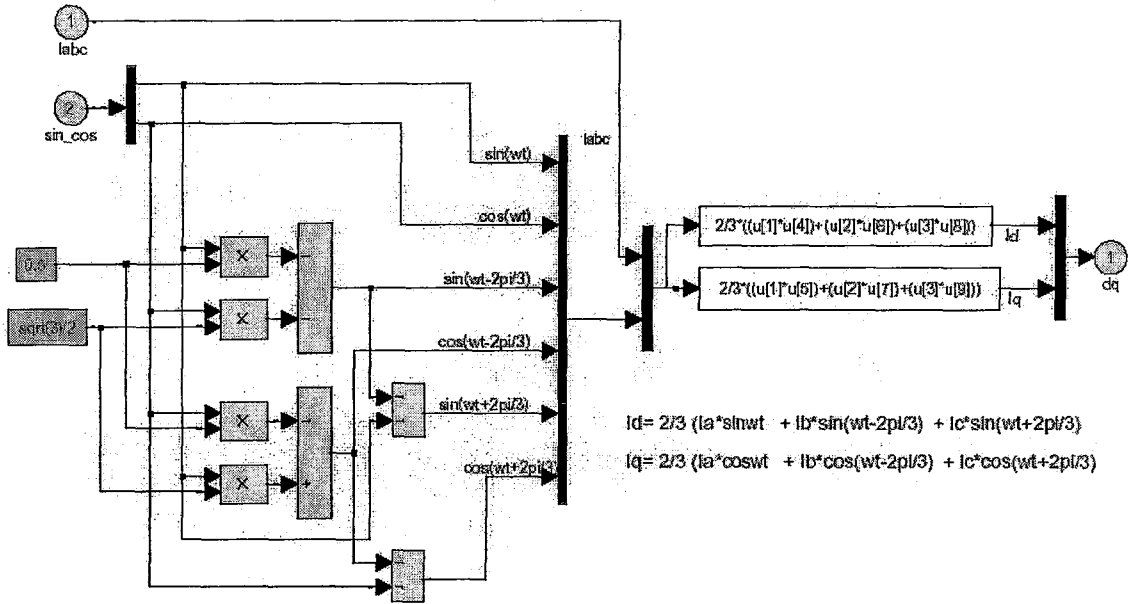
ADSP ile işlenmek istenen sinyal, harmonik bileşenli faz akımlarının önce d-q dönüşümü ile dönüştürülüp, bulunan sinyallerin yüksek geçiren filtre ile DC bileşenlerinden ayrılması ve daha sonra ters d-q dönüşümü ile aktif filtre referans akımları elde edilmiş olur.



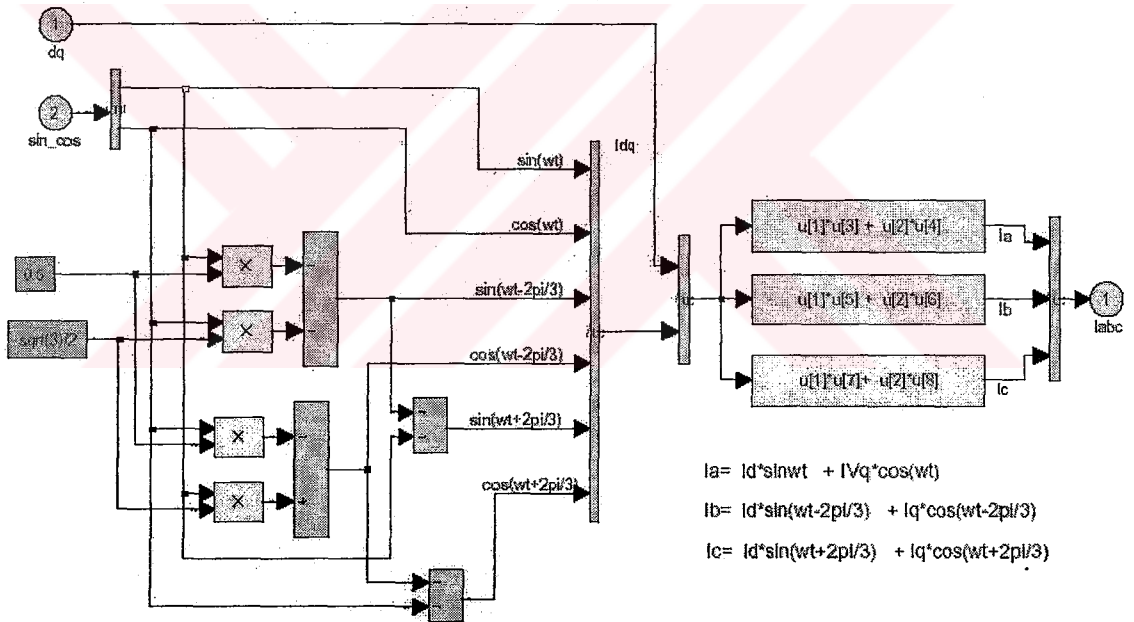
Şekil 9.4 Aktif filtre referans akımları hesaplama bloğu

3 fazlı PLL ile elde edilmiş $\sin\theta, \cos\theta$ değerleri d-q ve ters d-q dönüşüm bloklarına girilir. Bu sayede hesaplamalar esnasında ve sonucunda akım referanslarında faz kayması önlenmiş olur. Yüksek geçiren filtre sayesinde DC bileşenler \bar{I}_{Ld} ve \bar{I}_{Lq} elimine edilmiş olur. Bunun sağlanması için yüksek geçiren filtrelerin kesme frekansları 13Hz olarak girilmiştir.

Şekil 9.5 ve Şekil 9.6, (8.2) ve (8.4) denklemlerinin hesaplandığı d-q dönüşüm araçlarının blok iç yapılarını göstermektedir.



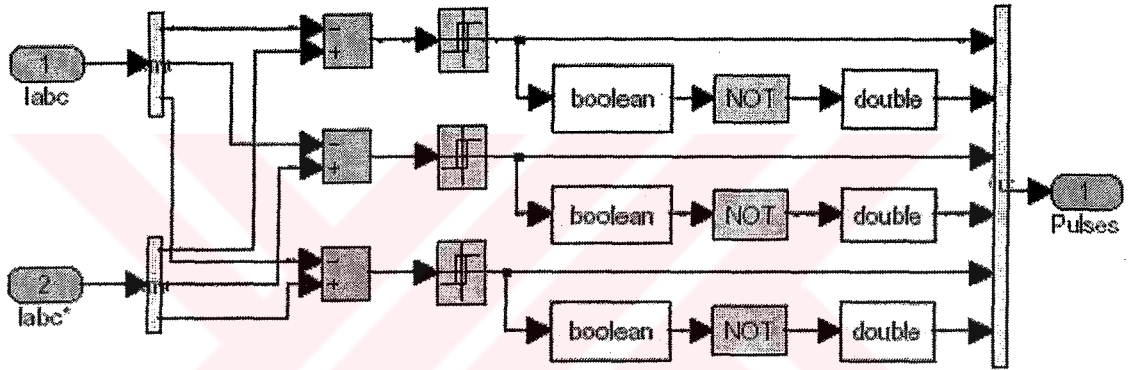
Şekil 9.5 : d-q dönüştürme bloğu iç yapısı



Şekil 9.6 : Ters d-q dönüştürme bloğu iç yapısı

9.4 Histeresis Kontrol Bloğu

ADSP bloğunun çıkışında elde edilen I_{AFa}^* , I_{AFb}^* ve I_{AFc}^* referans sinyalleri ile aktif güç filtresinin güç katı olan PWM dönüştürücü doğrudan sürülebilmektedir. Ancak aktif filtrenin daha kararlı çalışması için PWM dönüştürücü sürülmeden önce aktif filtrenin referans akımları ile filtrenin şebekeye enjekte edeceği akım bir histerisiz kontrol bloğu ile karşılaştırılır. Bu sayede aktif filtre için belli bir ölü bölge oluşturulur. PWM dönüştürücü, aktif filtre referans akımları ile filtre akımları arasındaki fark belli bir bant aralığının üzerine çıktığı esnada tetiklenmeye başlar. Böylece aktif filtre transient (geçici hal) durumlarında oluşacak kararsızlıktan korunmuş olur ve güç katının daha uzun ömürlü olması sağlanır.



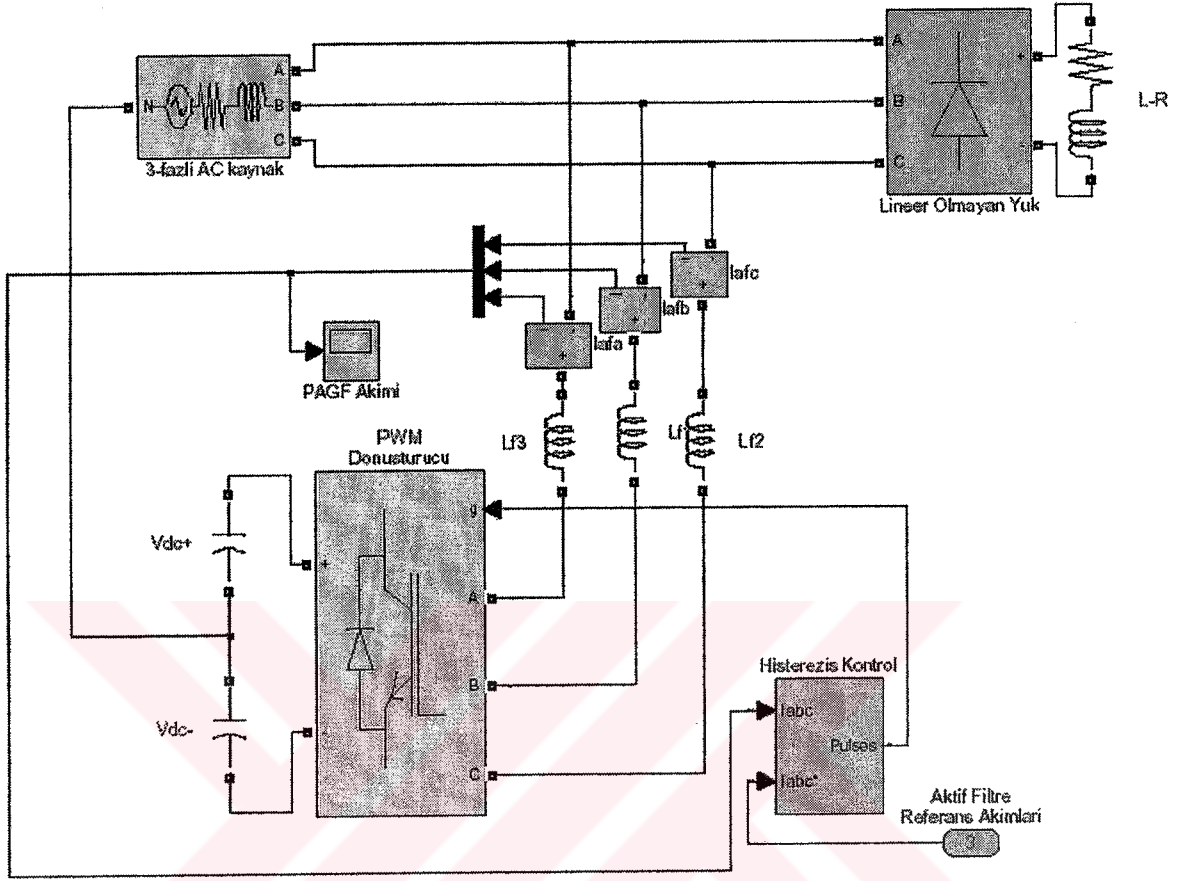
Şekil 9.7 Histeresis akım kontrol bloğunun iç yapısı

Şekil 9.7 Histeresis akım kontrol bloğunun iç yapısını göstermektedir. Bloğun girişine I_{AFa}^* , I_{AFb}^* ve I_{AFc}^* Aktif Filtre referans akımları ile I_{AFa} , I_{AFb} ve I_{AFc} Filtre akımları ile karşılaştırılır, fark istenen bant aralığının üzerinde ise röleler çıkış verir.

PWM dönüştürücünün içinde bulunan altı IGBT'nin sürülmesi için altı darbeye (pulse) ihtiyaç duyulur. Köprü şekilde bağlanmış olan bu altı IGBT sıralı olarak ikişer ikişer tetiklenmektedir. Bu tetiklemeler, iki IGBT'nin birbirlerine ters fazda bağlanmasıyla yapılır. Bunun elde edilmesi için her darbe çıkışının bir kendisi bir de tersi alınmıştır.

Histerisiz kontrol bloğunun bağlantı şekli PWM dönüştürücü ile birlikte gösterilecektir.

9.5 IGBT'ler ile Oluşturulmuş PWM Dönüştürücü Devresi



Şekil 9.8 PWM dönüştürücü ile Aktif Güç Filtresi modeli

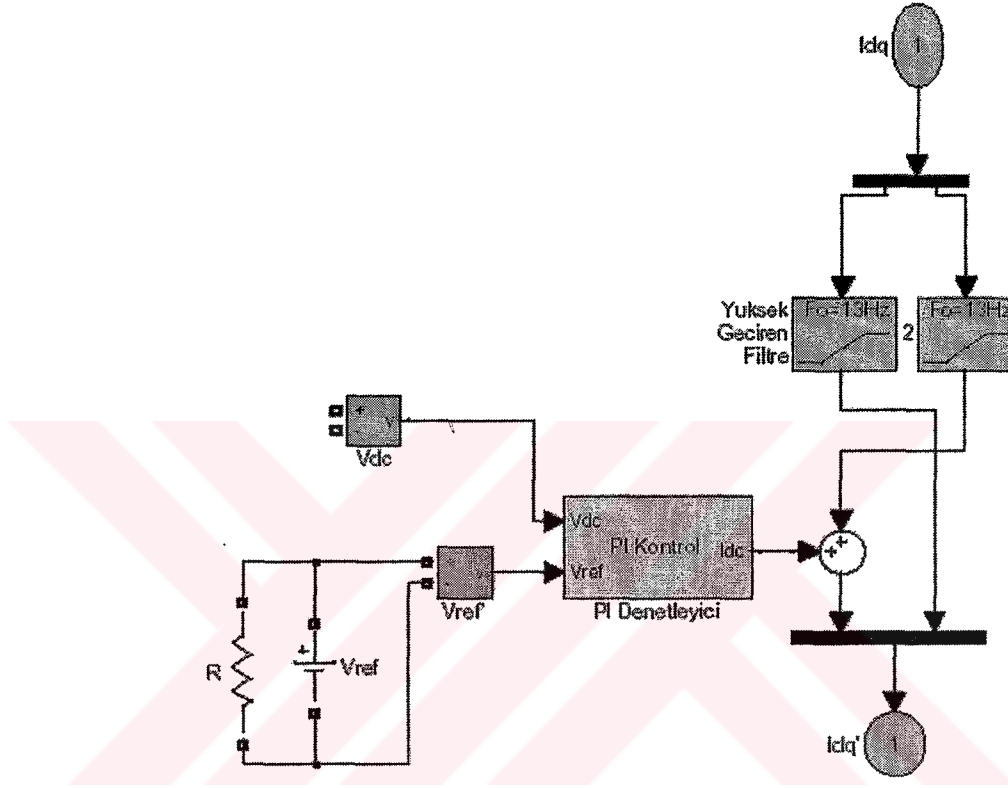
PWM dönüştürücü için yükün modellenmesinde de kullanılan “Universal Bridge (Üniversal Köprü)” aracı kullanılmıştır. Bu aracın blok seçeneklerinde köprünün oluşturulacağı yarı iletken eleman değiştirilebilmektedir. Böylece, DC gerilim ve darbe girişi ; 3 faz çıkışı olan bir blok elde edilmiş olur. PWM dönüştürücünün besleneceği DC gerilim her biri $C = 2,2mF$ olan iki paralel bağlı kondansatör ile sağlanır. Kondansatörlerin bağlandığı uç şebekenin nötr ucuna bağlanır.

PWM dönüştürücünün A, B ve C uçları aktif güç filtresinin çıkış uçlarıdır ve şebekeye paralel bağlanmışlardır. Aktif güç filtresinin şebekeye enjekte ettiği akımların yumuşatılması için filtrenin her çıkış ucuna $L_f = 1,8mH$ değerinde endüktanslar bağlanmıştır.

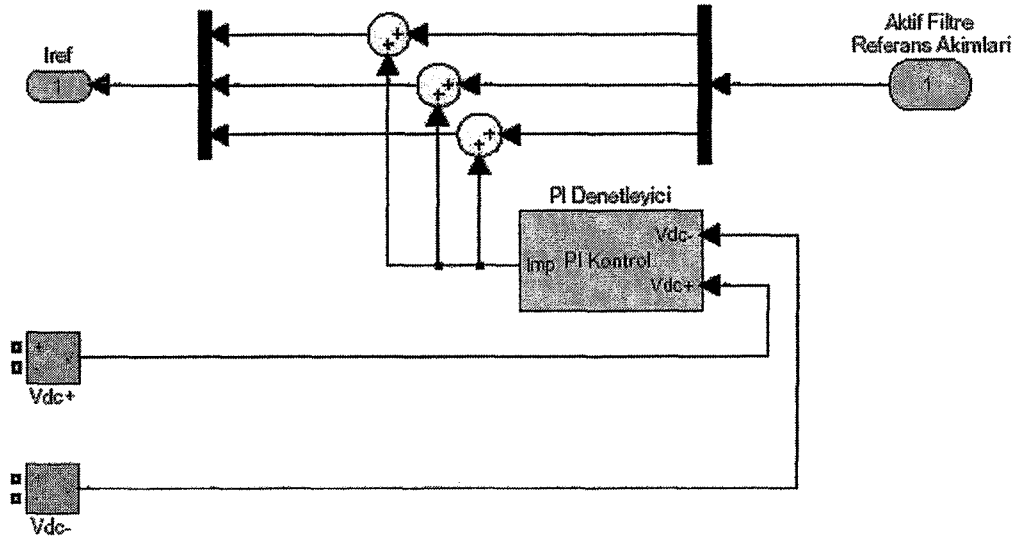
Histerisiz kontrol bloğu için gerekli filtre akımları çıkışlara bağlanmış ampermetreler ile ölçülmektedir. Yine bu ölçümler aktif güç filtresinin çıkış akımlarının gözlenmesini sağlamaktadır.

DC gerilimin üretildiği toplam kondansatör geriliminin kontrolünü ifade eden (8.4) ve (8.5) denklemleri ile kondansatörler arasındaki simetrisinin kontrolünü ifade eden (8.6) ve (8.7) denklemleri, her iki kondansatörün gerilimleri ölçülerek ayrı ayrı hesaplanmakta ve referans akımlara eklenmektedir.

Şekil 9.9 ve Şekil 9.10 toplam DC gerilim kontrolü ile Simetrisinin kontrolünün modellerini göstermektedir.

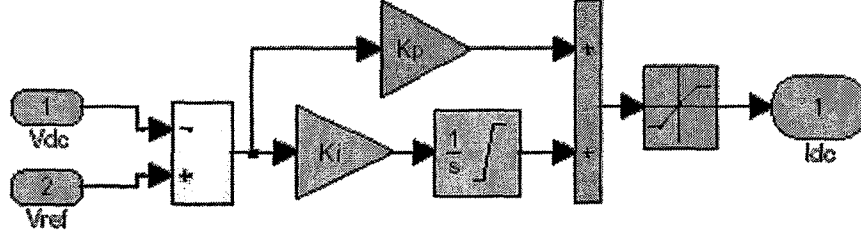


Şekil 9.9 Toplam DC Gerilim Kontrolü Modeli

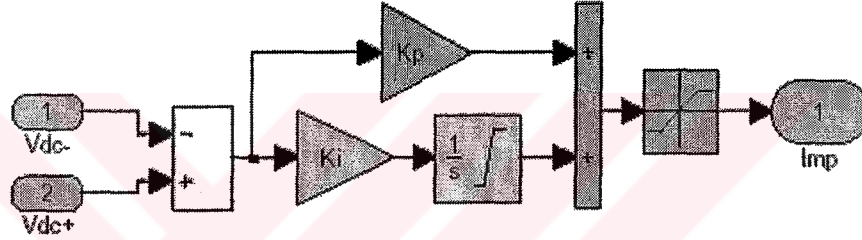


Şekil 9.10 DC Gerilim Simetrisi Kontrol Modeli

Her iki model için tasarlanmış PI denetleyicilerin iç yapıları ise Şekil 9.11 be Şekil 9.12 ile gösterilmiştir.



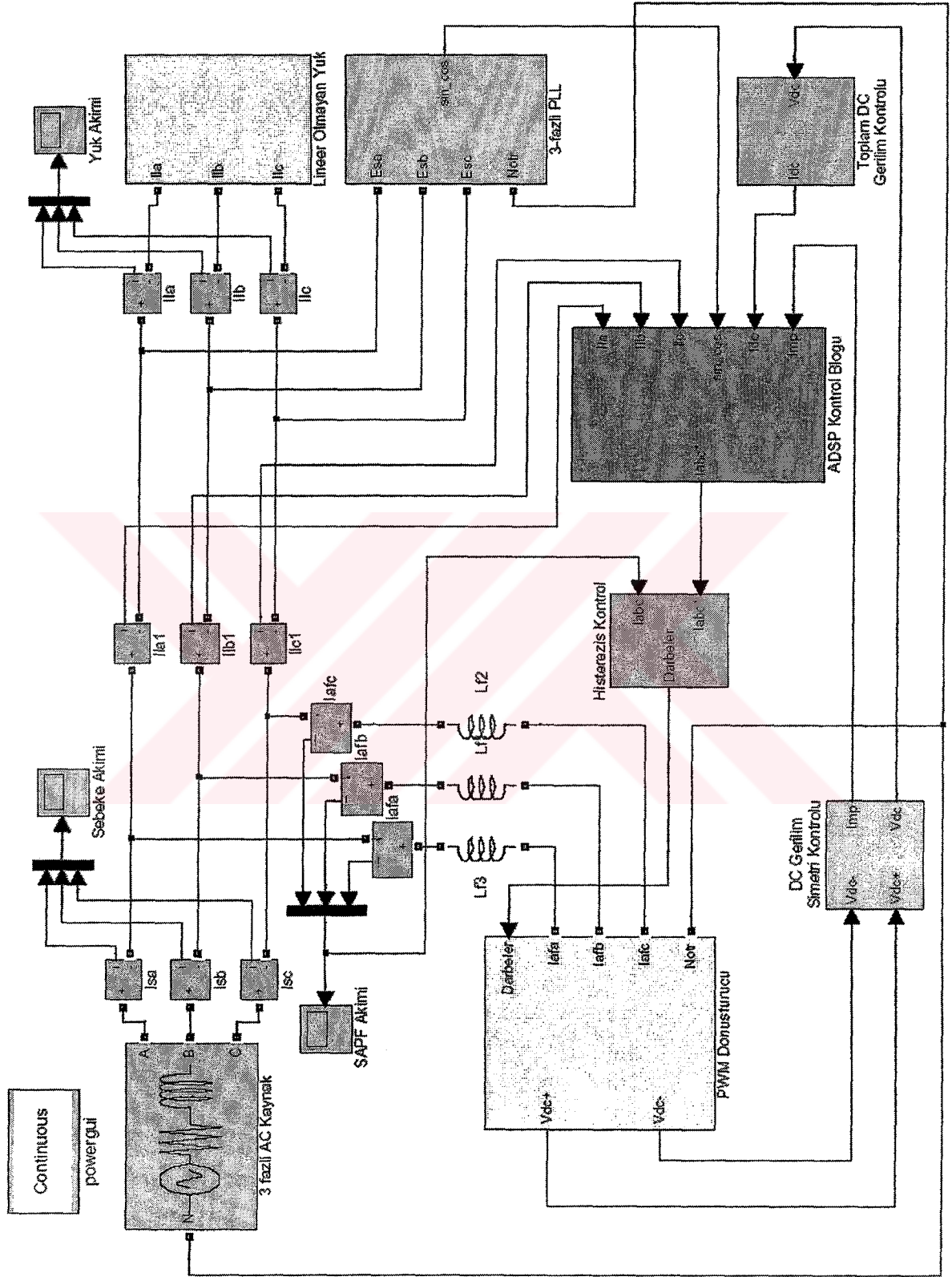
Şekil 9.11 : Toplam DC Gerilim Kontrolü için Kullanılan PI Denetleyici modeli



Şekil 9.12 : DC Gerilim Simetrisi Kontrolü için Kullanılan PI Denetleyici modeli

Toplam DC gerilim kontrolü için gereken DC referans gerilimi bağımsız bir DC gerilim kaynağı kullanılarak elde edilmiştir. Bir R direnci ile çalışması sağlanan DC gerilim kaynağının genliği $V = 700VDC$ 'dır.

Tüm DC gerilim kontrollerinin de eklenmiş olduğu Paralel Aktif Güç Filtresi modeli Şekil 9.13'te gösterilmektedir.



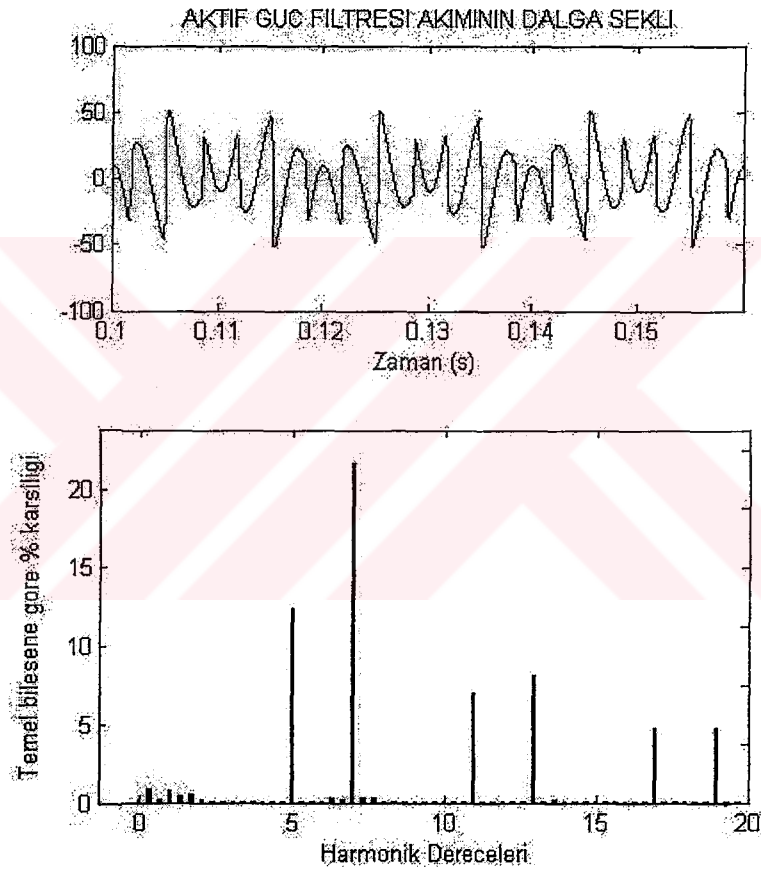
Şekil 9.13 Paralel Aktif Güç Filtresi Modeli

10. SONUÇ

Oluşturulan PAGF'sinin çalışmasının ve performansının değerlendirilmesi için yük akımı ile şebekeden çekilen toplam akımın karşılaştırılması gerekmektedir. Bu sayede Paralel Aktif Güç Filtresinin, harmoniklerin bastırılmasında gerek kontrol metodu ve gerekse modellenme olarak ne kadar etkin olduğu değerlendirilebilecektir.

Modelde kullanılan, 3-fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucunun çıkış uçlarına bağlı direnç ve endüktanstan oluşan lineer olmayan yükün çektiği akım Şekil 9.2'de gösterilmiştir.

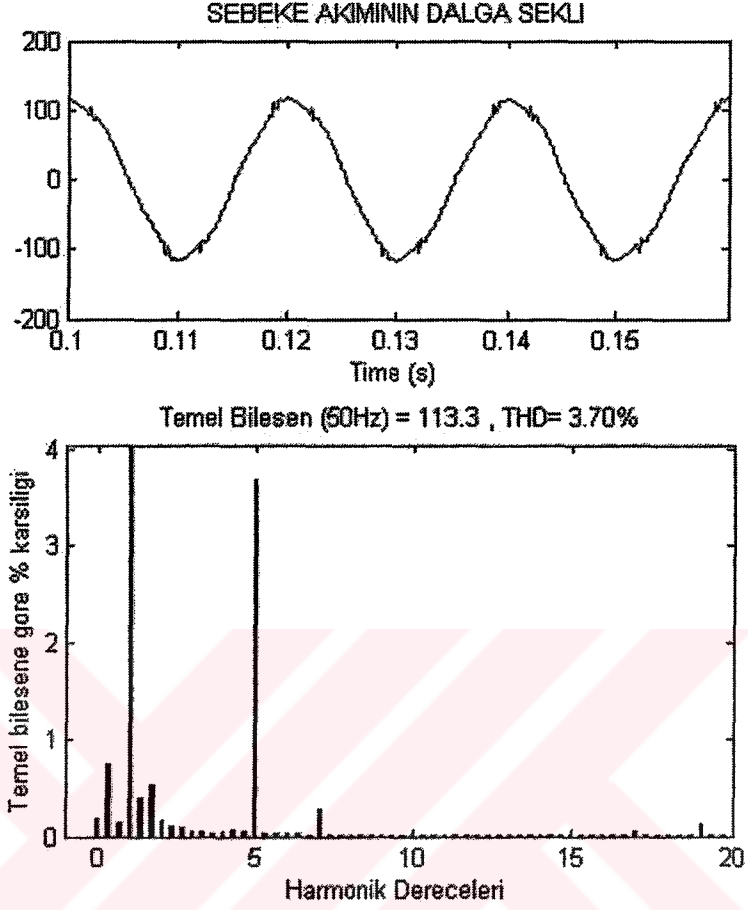
Şekil 9.2'de gösterildiği üzere yük akımının $THD_1 = \%28,42$ 'dır. Bu THD_1 'yi azaltmak için PAGF'nin ürettiği akımın dalga şekli ise Şekil 10.1'de gösterilmiştir.



Şekil 10.1 PAGF'nin ürettiği akımın dalga şekli

Şekil 10.1'de görüldüğü üzere PAGF'nin ürettiği akım, lineer olmayan yükün çektiği harmonik dereceleri olan 5., 7., 11., 13., 17. ve 19. dereceden harmonik akımları içermekte, temel bileşeni içermemektedir.

Modellenen Paralel Aktif Güç Filtresinin çalıştırılması neticesinde şebekeden çekilen akımın dalga şekli Şekil 10.2’de gösterildiği gibi sinüzoidale yaklaştırılmıştır.



Şekil 10.2 Şebekeden çekilen akımın dalga şekli

Şekil 10.2’de görüldüğü üzere, şebekeden çekilen akımın toplam harmonik distorsiyonu %3.70 seviyesine düşmüştür ve böylece elektrik şebekesi, lineer olmayan yükün çektiği harmonik bileşenlerinden büyük ölçüde arındırılmıştır.

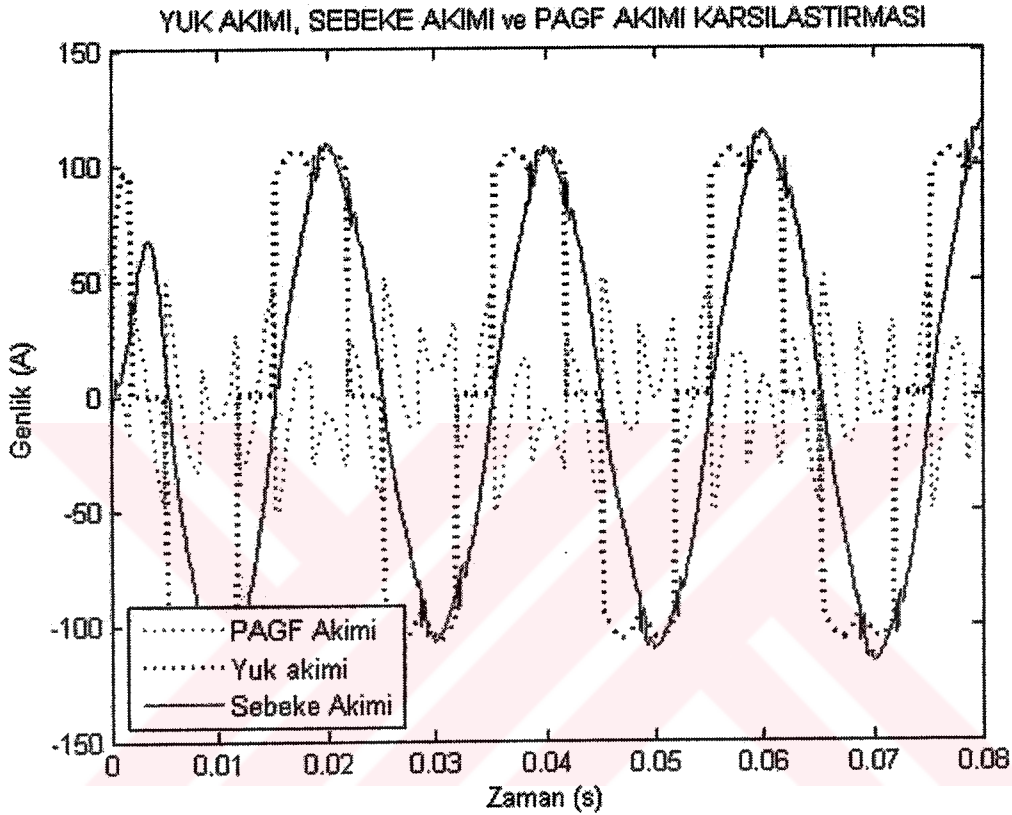
Lineer olmayan yükün çektiği akımın temel bileşen genliği olan $I_L = 113A$, aktif güç filtresinin bağlanması ile şebekeden çekilen akımın temel bileşen genliği $I_S = 113.3A$ ’dır. Bu küçük farka aktif güç filtresi neden olmaktadır.

Şekil 10.1’de görüldüğü üzere aktif güç filtresinin ürettiği akımın 5. harmonik bileşeninin genliği, Şekil 9.2’de görülen lineer olmayan yükün çektiği 5. harmonik bileşeninin genliğinden daha azdır. Bu farkın sonunda Şekil 10.2’te de görülebileceği gibi şebekenin çektiği akımda 5. harmonik bileşeni bulunmaktadır. Bu neticeye göre simülasyonu yapılmış aktif güç filtresinin 5. harmonik bileşenini tam olarak kompanze edemediği söylenebilir. Ayrıca, aktif güç filtresinin temel bileşen frekansına yakın frekanslarda çok küçük genliklerde

alt harmonikler üretmesi neticesinde Şekil 10.2'den de görülebileceği gibi şebekenin çektiği kompanze edilmiş akımın dalga şekli üzerinde çentikler oluşmaktadır.

Modellenen faz kilitleme çevrimi bloğu, faz gecikmelerini tam olarak önlemektedir.

Şekil 10.3 yük akımı, aktif güç filtresi akımı ve şebeke akımının aynı fazda olduklarını göstermektedir.



Şekil 10.3 Yük akımı, aktif güç filtresi akımı ve şebeke akımının karşılaştırması

Çalışmanın sonucunda, Paralel Aktif Güç Filtresinin $i_d - i_q$ metodu ile kontrolünün harmonik akımlarını büyük ölçüde bastırdığı ve bunu gerçekleştirirken faz kaymasını iyi bir şekilde önlediği ve de akımın temel bileşeninin genliğini değiştirmedeği gözlenmiştir.

Şekil 10.3'te de görüldüğü gibi aktif güç filtresinin düşük cevap verme süresi, lineer olmayan yüklerin çekecekleri akımın karakteri her periyotta değişse bile, doğru harmonik filtrelemesi yapılabileceğine işaret eder.

Ancak kullanılan kontrol yöntemi, alt harmonikler diye adlandırılan, yani temel bileşen frekansından daha düşük frekansta harmonikler ile örnekleme frekansının yarı frekansından daha büyük frekansta harmoniklerin bastırılmasında yetersiz kalmaktadır. Bunların dışındaki tüm harmonik bileşenleri, harmonik standartlarının altında bir değere başarıyla indirilmektedir.

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.

Jacobs, J., Detjen, D., Karipidis, Claus-Ulrich, Doncker, (2004) "Rapid Prototyping Tools for Power Electronic Systems: Demonstration With Shunt Active Power Filters" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 19, No. 2, March.

Akagi, H., Jintakosonwit, Fujita, (2002) "Control and Performance of a Fully-Digital-Controlled Shunt Active Filter for Installation on a Power Distribution System" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 17, No. 1, January.

Yuan, X., Merk, W., Stemmler, H., Allmeling J., (2002) "Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters With Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol, 38 No.2 March/April.

Soares, V., Verdelho, P., Marques, (2000) "An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 15, No. 4, July.

Akagi, H., Yamasaki, T., Fujita, H., (2000) "A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March.

Peng, F. Z., Ott, Adams, (1998) "Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November.

Kim, H., Blaabjerg, F., Jensen, B., Choi, J., (2002) "Instantaneous Power Compensation in Three-Phase Systems by Using p-q-r Theory" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September.

Akagi Hirofumi, Wada Keiji, Fujita Hideaki, (2002) "Considerations of a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection for Installation on a Long Distribution Feeder" IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 38, No. 4, July/August.

Kocatepe, C., Uzunoğlu, M., (2003) "Elektrik Tesislerinde Harmonikler" 1. Baskı, Birsen Yay. ISBN 975-511-354-1

Wakileh, George J., (2001) "Power Systems Harmonics, Fundamentals, Analysis and Filter Design" 1. Baskı, Springer, ISBN 3-540-42238-2

Uzunoğlu, M., Kızıl, A., Onar, Ç., (2003) "Her yönüyle MATLAB" 2. Baskı, Türkmen Kitabevi, ISBN 975-6392-07-X

Arrilaga, J., Bradley, D.A., Bodger, P.S., (1985) "Power System Harmonics" 1. Baskı, John Wiley & Sons, ISBN 0-471-90640-9

INTERNET KAYNAKLARI

[1] www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/88076770adsp21xx.pdf

[2] www.mathworks.com

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 24.10.1978

Doğum yeri Üsküdar

Lise 1989-1996 Cağaloğlu Anadolu Lisesi

Lisans 1996-2001 Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2002-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Tesisleri A.B.D.

Çalıştığı kurum

2003-... Aktif Elektromekanik Ltd. Şti.
Elektrik Mühendisi

