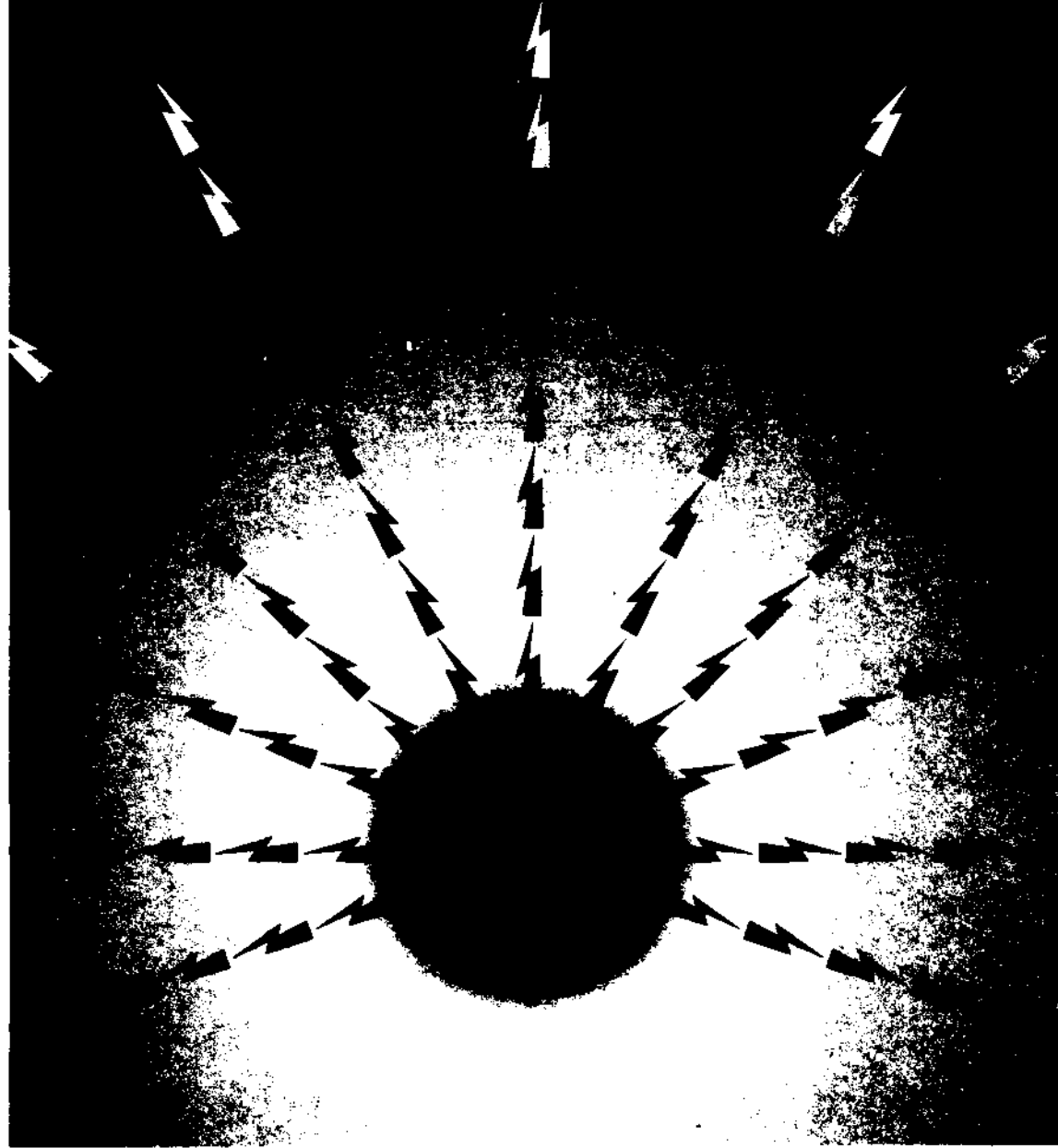


TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ
ELEKTRİK -ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

TBMMO Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresini ve Sergisini Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde gerçekleştirmiş olmaktan onur ve sevinç duymaktayız. Üniversite olarak kongreye ikinci kez evsahipliği yapmamız bizi fazlasıyla mutlu etmiştir, ama mutluluğumuz asıl geçen süre içinde Odamızın, meslek yaşamımızın ve Üniversitemizin ne kadar gelişmiş olduğunu gözlemekten kaynaklanmaktadır.

Gerçekten de ilgi alanlarımızın çeşitlenmesi, bu alanlarda belli bir beceriye ulaşılmış olması, eskiden güçlü olduğumuz dallarda da gücümüzün sürmesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendislerimizin ülke genelinde giderek daha fazla söz sahibi olmaları olgusunu yaratmaktadır. Bireysel basanlarımızın kurumlanmızı da ülke ekonomisi ve gelişmesi balamdan güçlendirmekte olduğu açıktır. Nitekim bu sektörlerde faaliyet gösteren kuruluş sayısı hızla artmaktadır. Bu sayısal gelişmenin nitelik bakımından da aynı hızla sürdüğünü görmek sevindiricidir. Kongremiz ve sergimiz bunun en somut kanıtını oluşturmaktadır.

2002Tİ yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakahyabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumlan ve Meslek Odalan arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarılı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

Tüm katılımcılara Kongre ve Sergimize vermiş olduklan güç için teşekkür ediyorum. Sizleri Üniversitemizde görmenin kıvancıyla selamlıyor saygılarımı sunuyorum.

Prof. Dr. Fatik Canatan
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

M. Mete BULUT (ODTÜ)
Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ)
Gönül SAYAN (ODTÜ)
Cemil ARIKAN (TÜBİTAK)
M. Hacim KAMOY (ASELSAN)
Hüseyin ARABUL (BARMEK)
Aydın GÜRPINAR (ENERSİS)

M. Asım RASAN (EMO)
Cengiz GÖLTAŞ (EMO)
H. Ali YİĞİT (EMO)
Kubilay ÖZBEK (EMO)
M. Sıtkı Çiğdem (EMO)
Funda BAŞARAN (EMO)
Mustafa ÖZTÜRK (EMO)

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

MİKRODENETLEYİCİ TABANLI REAKTİF GÜÇ KONTROL RÖLESİ

Koray KUTLUAY*, M. Mete BULUT**, Tolga ÇİLOĞLIT', Muammer ERMIŞ**

* : TÜBİTAK Bilgi Teknolojileri ve Elektronik Araştırma Enstitüsü
: ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Abstract

In this paper, the design and the implementation of a microcontroller based power factor controller is reported. This device measures the power factor of the system and it determines the switching patterns of the capacitor banks which brings to the measured power factor to the desired power factor setting. The microcontroller based reactive power controller is suitable only for 3 phase balanced inductive loads. Its response is 1 second max. Each capacitor is switched on and off by the microcontroller so as to give nearly equal number switchings for the capacitors having the same value. Further than these, the status of the system is continuously determined by Fourier Transform Technique and monitored in order to give an alarm for harmonic overloading and resonance risk and to protect the capacitors against resonance by disconnecting all capacitor banks. The controller has the ability of protecting the compensator against overvoltages, and excessive rise of temperature within the compensator cabinet. It is equipped also with undervoltage and very low compensator current alarm facilities. When the cabinet temperature exceeds a prespecified limit the controller energizes the fan motor if available. The defective capacitor banks are monitored and kept out of operation by the controller. Since the controller identifies all capacitor banks when it is put into service for the first time or after pressing the reset button, it is applicable to all compensators having different shunt capacitor formats such as 1:2:2.....1:1:2:2.....1:2:4:.., etc.

Giriş

Güç faktörü, elektrik enerjisinin etkin kullanımının bir ölçüsüdür. Yüksek güç faktörü elektrik enerjisinin etkin olarak kullanıldığını gösterirken, düşük güç faktörü karşılığını ödediğiniz elektrik enerjisinin tam olarak kullanılmadığının bir göstergesidir. Elektrik enerjisi en etkin olarak güç faktörünün 1 olduğu koşulda kullanılır. Bu koşulda, besleme akımı sabit sistem gerilimi için minimum düzeydedir. Böylece enerji dağıtım hatlarındaki kayıplar en aza indirilmiş olmaktadır.

Yukarıda belirtilen nedenden ötürü güç faktörünün geliştirilmesi gerekmektedir. Güç faktörünün geliştirilmesinde kullanılan çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bu yöntemlerden bir tanesi de yüke paralel kondansatör bankaları bağlamaktır.

Endüstriyel yüklerin büyük bir kısmı enerji dağıtım hatlarından endüktif akım çekmektedirler. Yani bu yükler sistemden reaktif güç emmektedirler. Reaktif (tepkin) akım bu nedenle yük ile besleme arasında gidip gelmektedir ve bu enerji herhangi bir yararlı iş için kullanılmamaktadır. Söz konusu reaktif güç akımları enerji dağıtım hatlarında enerji kayıplarına neden olmaktadır. Bu kayıpların en ekonomik yoldan en aza indirilmesinin yolu reaktif gücün yüke en yakın noktada üretilmesidir. Bu da o noktada yüke paralel kondansatör bankalarının konulması ile mümkün olmaktadır(1). Devreye paralel bağlanan kondansatör bankalarının değeri devrenin reaktif güç ihtiyacına göre değişmektedir. Tasarımı gerçekleştirilen mikrodenetleyici tabanlı reaktif güç kontrol rölesi, sistemin güç faktörünü ölçerek, önceden tanımlanmış güç faktörüne ulaşmak için kondansatör bankalarını yüke paralel olarak devreye almakta veya devreden çıkarmaktadır.

Bu bildiriye, reaktif güç kontrolünde kullanılan bir kontrol rölesinin gerçekleştirimi anlatılmaktadır.

Reaktif Güç Kontrol Rölesi Gerçekleştirimi

Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi mikrodenetleyici tabanlı olarak tasarlanmıştır. Söz konusu rölede kullanılan mikrodenetleyicinin 8 bitlik 8 kanallı ADC ve 54 sayısal girişi, 32K EPROM ve 1K RAM bellek ve çevre elemanlarını adresleme yeteneği vardır. Söz konusu mikrodenetleyici 5 MHz'lik kristal ile çalışmaktadır.

Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi kondansatör bankalarını yüke paralel olarak devreye alıp çıkarmak suretiyle güç faktörünü düzenlemektedir. Kondansatör bankalarının devreye alınması veya çıkarılması işlemi ancak sistem gücündeki değişiklik en küçük kondansatör bankasının gücünün yarısına eşit ise gerçekleştirilmektedir.

Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi kompanzasyon işlevini yerine getirmek için hat akımından ve hat geriliminden örnek almaktadır. Cihaz akım ördeğini gerilim örnekleme yaptığı fazların dışında kalan fazdan almaktadır. Bu durumda akım dalga şekliyle gerilim dalga şekli arasında 90°'lik bir faz kayması elde edilmektedir. Gerçekleştirimi tamamlanan reaktif güç kontrol rölesi akım üzerindeki frekansları süzmek için dördüncü dereceden bir

Butterworth süzgeç kullanmaktadır. Bu filtrenin kesme frekansı 83 Hz olarak tespit edilmiştir. Böylece akım sinyalinin sadece ana bileşeni elde edilmiş ve akım dalga şeklinin 90° kaydırılması sağlanmıştır. Bu yolla gerilim ve akım dalga şekilleri arasındaki faz kaymasının 0° olması sağlanmıştır.

Güç faktörünü ölçmenin iki yolu bulunmaktadır.

1. Sinyallerin büyüklüklerini kullanarak yapılan güç faktörü ölçümü : Bu yöntem 1 nolu formülün kullanılarak güç faktörünün tespit edildiği yöntemdir.

$$P = (1/T) * \int_0^T i^* * I^* di \quad (1)$$

2. Sinyaller arasındaki zaman farkını kullanarak yapılan güç faktörü ölçümü : Bu yöntem gerilim ve akım sinyalleri arasındaki zaman farkının güç faktörünü gösterdiği gerçeğine dayanan bir yöntemdir.

İkinci yöntem, gerilim ve dalga şekillerinin sıfırdan geçtikleri noktaların belirlenerek, bu iki nokta arasındaki zaman farkının bulunması ve buradan güç faktörünün hesaplanmasına dayanmaktadır. Fakat akım ve gerilim dalga şekillerinde bulunabilecek harmonikler bir dönem (period) boyunca akım ve dalga şekillerinin sıfırdan geçtikleri noktaların ikiden fazla olmasına sebep olabilmektedirler. Bu durumda güç faktörü yanlış hesaplanmaktadır. Bu nedenle tasarlanan reaktif güç kontrol rölesinde birinci yöntemin uygulanması uygun bulunmuştur.

Birinci yöntemin uygulanması için gerçek ve görünen gücün hesaplanması gerekmektedir. Tasarlanan reaktif güç kontrol rölesinde gerçek gücün hesaplanması için 1 numaralı eşitlik kullanılmaktadır.

1 nolu eşitlik ayrık sinyaller için aşağıdaki şekli almaktadır.

$$P = (1/n) * \sum_{k=1}^n I_k^* * I_k \quad (2)$$

Tasarlanan reaktif güç kontrol rölesi, 2 nolu eşitliği temel alarak, gerçek gücü hesaplamak için bir dönemi küçük zaman aralıklarına bölmekte ve her zaman aralığındaki anlık gerilim ile anlık akımı çarpmaktadır. Elde edilen bu çarpımların aritmetik ortalaması gerçek gücü vermektedir.

Gerilim ve akım dalga şekilleri aynı frekansta ise gücün frekansı gerilim frekansının iki katıdır. Bu özellikten yararlanılarak, tasarlanan reaktif güç kontrol rölesinde gerilim ve akım dalga şekilleri yarı

dalga doğrultucudan geçirilmiştir. Daha sonra bu dalga şekillerinin dönemi belli zaman aralıklarına bölünmüş ve bu zaman aralıklarındaki akım ve gerilim değerleri çarpılarak aritmetik ortalamalarının alınması yoluyla ortalama gerçek güç hesaplanmıştır.

Gerçek gücün yukarıda anlatılan yöntem ile bulunmasından sonra güç faktörünün bulunabilmesi için görünen gücün hesaplanması gerekmektedir. Görünen gücün hesaplanmasında aşağıdaki eşitlik kullanılmıştır.

$$S = \frac{V}{r_{rms}} * \frac{I}{r_{rms}} \quad (3)$$

3 nolu eşitliğin kullanılması için akım ve gerilim dalga şekillerinin rms değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Gerilim ve akımın rms değerlerinin hesaplanabilmesi için birkaç yöntem bulunmaktadır. Bunlardan bir tanesi 4 nolu eşitliği kullanarak rms hesaplanması yöntemidir.

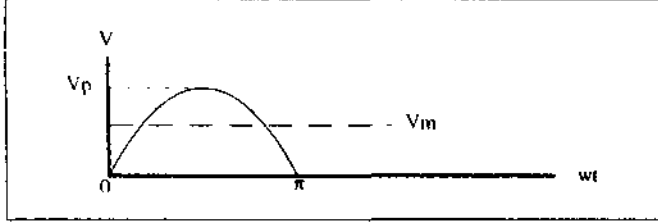
$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} \quad (4)$$

Fakat bu yöntemin kullanılması için gerilim ve akım dalga şekillerinden alınan örneklerin karelerinin alınması ve bu örneklerin ortalaması alınarak entegralinin hesaplanması gerekmektedir. Tasarlanan reaktif güç kontrol rölesinde 8 bitlik bir mikrodenetleyici kullanılmaktadır. Bu durumda alınan her örneğin karesinin alınması bu değerlerin iki byte'a çıkmasına sebep olacaktır. Daha sonra mikrodenetleyicinin bu iki byte'lık bilgileri kullanarak entegral alması işlem süresini ve yazılım uzunluğunu arttıracaktır. Ayrıca söz konusu entegralin alınmasından sonra elde edilen değer karekökünün alınması gerekmektedir. Bir karekök almak için yazılacak yazılımın çok uzun olacağı tespit edilmiştir. Bu nedenlerden ötürü gerilim akım dalga şekillerinin rmslerinin hesaplanmasında 4 nolu eşitliğin kullanılması uygun bulunmamıştır.

Gerilimin ve akımın rms değerlerinin hesaplanmasında kullanılacak bir diğer yöntem ise gerilim ve akımın tepe değerlerinin bulunarak, bu değerlerin $\sqrt{2}$ 'ye bölünmesi yöntemidir. Gerilim ve akımın tepe değerlerinin bulunmasında tepe noktası sezicisi kullanılabilir. Fakat gerilim üzerindeki harmoniklerden dolayı ölçülen gerilim değerinin gerçek tepe noktası olmama olasılığı bulunmaktadır. Bu nedenle rms hesabında bu yöntemin kullanılması da uygun görülmemiştir.

Gerilimin ve akımın rms değerlerinin bulunması için akım ve gerilim dalga şekilleri ortalama değerlerinin kullanılması kararlaştırılmıştır. Bu

nedenle akım ve gerilim dalga şekilleri yarı dalga doğrultularak, yarı dönem boyunca, 2.5 KHz'de örneklenmiştir. Şekil 1' de yarı doğrultulmuş bir gerilim dalga şekli verilmiştir. Bu dalga şeklinin ortalama değeri (V_m) 5 nolu formül kullanılarak hesaplanmaktadır. 5 nolu denklem kullanılarak yarı dalga doğrultulmuş bir dalga şeklinin tepe değerinin, ortalama değerine oranının 1.57 olduğu bulunmaktadır.



Şekil 1 -Yarı Doğrultulmuş Gerilim Dalga Şekli

$$V_m = (1 / \pi) * \int_0^{\pi} V_p * \cos wt * dt \quad (5)$$

$$\Rightarrow V_p = (V_m * \pi) / 2 = V_m * 1.57$$

Gerilimin rms değeri tepe değerinin $1/\sqrt{2}$ 'sine eşittir. Böylece gerilimin rms değeri ortalama değeri cinsinden ifade edilmek istendiğinde,

$$V_{rms} = V_m * 1.57 * (1/\sqrt{2}) = 1.11 V_m \quad (6)$$

eşitliği elde edilir. Böylece, gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi gerilim ve akımın ortalama değerlerini 1.11 ile çarparak gerilim ve akımın rms değerlerini bulmaktadır. Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi, bu noktadan sonra, 3 nolu eşitliği kullanarak, gerilim ve akım rms değerlerini çarpmakta ve görünen gücü hesaplamaktadır.

Söz konusu reaktif güç kontrol rölesi, gerçek ve görünen gücü yukarıda belirtildiği gibi hesapladıktan sonra gerçek gücü görünen güce bölerek güç faktörünü bulmaktadır.

Gerçekleştirilen cihaz, güç faktörünü ($\cos \phi$) bulduktan sonra, bu güç faktörüne karşılık gelen $\sin \phi$ değerini tespit etmektedir. Bu tespiti mikrodenetleyicinin belleğinde yer alan tabloyu kullanarak gerçekleştirmektedir. Görünen gücün $\sin \phi$ ile çarpımı sonucunda reaktif güç hesaplanmaktadır.

Reaktif güç kompanzasyon rölesi, kondansatörlerin en iyi şekilde kullanılmasını da sağlamaktadır. Bir başka deyişle sistemin ihtiyaç

duyduğu kVAR değerinde birden fazla kondansatör bankası kombinasyonu varsa en az anahtarlamayla devreye alınabilecek kondansatör bankası seçilir. Bu işlem yapılırken en az kullanılmış kondansatör bankaları dikkate alınır. Ayrıca devreye alınacak kondansatör bankasının boşalmış olma koşulu da sağlanmaktadır. Bu şekilde bütün kondansatör bankaları etkin bir şekilde kullanılmaktadır.

Geliştirilen reaktif güç kontrol rölesi kullandığı kondansatör bankalarında herhangi bir format aramamaktadır. Söz konusu cihaz devreye alındığı anda kullanacağı kondansatör bankalarının değerlerini ölçerek sınıflandırmaktadır. Bu değerleri kullanarak kompanzasyon işlevini yerine getirmektedir.

Günümüzde anahtarlama elemanlarında görülen gelişme nedeniyle bu elemanların endüstride kullanımı artmıştır. Bugün çevirgeçler ve güç kaynakları endüstrinin vazgeçilmez parçaları olmuşlardır. Anahtarlama elemanlarının endüstriye getirdiği büyük yararların yansısı dezavantajları da bulunmaktadır. Bu dezavantajlarının başında şebekeye bastıkları harmonik akımlar gelmektedir. Bu harmonik akımlar reaktif güç kompanzasyonu için kullanılan kondansatör bankaları ile rezonansa girip yüksek akımların kondansatör bankaları üzerinden akmalarına ve dolayısıyla kondansatör bankalarının hasar görmelerine ve patlamalarına neden olmaktadır.

Reaktif güç kompanzasyonu amacıyla kullanılan kondansatör bankaları yüksek fiyatlı devre elemanlarıdır. Ayrıca söz konusu kondansatör bankalarının patlamaları çevreye de büyük zarar vermekte ve bazı durumlarda ölümlere bile neden olmaktadır. Kondansatör bankalarının patlamasında en büyük rolü yukarıda anlatılan harmonik akımlar oynamaktadır. Bu nedenle günümüzde sadece kondansatör bankalarının devreye alınarak kompanzasyonun yapılması yeterli olmamakta, aynı zamanda kullanılan kondansatörlerin de korunması gerekmektedir.

Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi kompanzasyon kondansatörlerini harmonik akımlara ve rezonansa karşı da korumaktadır. Cihaz bu işlevini güç kondansatörlerine paralel bağlanan üç kondansatör yardımıyla yapmaktadır. Bu kondansatörlerin üzerinden akan akım kondansatör bankalarının üzerinden akan akımla doğru orantılıdır. Fourier teoremi uygulanarak, ana ve harmonik akımlar hesaplanmakta ve harmonik akım yüklenmesi belirlenmektedir. Akımın RMS değeri, ana akımın RMS değerini %120 oranında geçerse, mikrodenetleyici harmonik akım yüklenmesi olduğunu belirlemektedir.

Akımın RMS değeri, ana akımın RMS değerini %150 oranında geçerse, reaktif güç rölesi rezonans durumu olduğunu anlamaktadır.

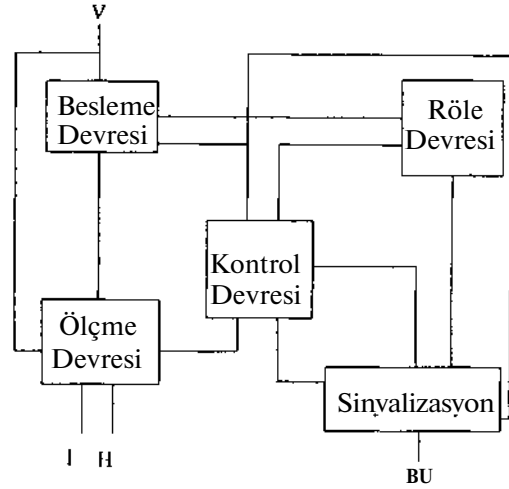
Tasarımı tamamlanan cihazda aynı zamanda beşinci ve yedinci harmonik akımları herhangi bir rezonans riskine karşı hesaplanmaktadır. Beşinci ve yedinci harmonik akımlarından herhangi birisinin, ana akımın RMS değerini %60 oranında geçmesi durumunda bir alarm verilmekte ve bu alarm durumu bir LED ile kullanıcıya bildirilmektedir.

Tasarlanan reaktif güç kontrol rölesi kondansatör bankalarını aşırı sıcaklığa karşı da korumaktadır. Cihaz sıcaklıkla doğru orantılı doğrusal gerilim seviyesi üreten LM 35 kodlu sıcaklık dönüştürücü kullanarak kutu içerisindeki sıcaklığı sürekli ölçmektedir. Sıcaklık seviyesinin 35° aşması durumunda, kutu üzerinde yer alan, fan bağlantısı için ayrılmış açık kontağı kapamaktadır. Sıcaklık seviyesinin 55° sınırını aşması durumunda alarm vermekte ve bütün kondansatör bankalarını devreden çıkarmaktadır.

Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesi yukarıda belirtilen korumaların yanısıra kondansatör bankaları aşırı ve düşük gerilime, düşük akıma karşı da korumaktadır. Ayrıca söz konusu reaktif güç kontrol rölesi arızalı kondansatör gruplarını da tespit ederek bu kondansatör bankalarını kullanıcıya bildirmekte ve söz konusu kondansatörleri sıfırlama anına kadar kullanmamaktadır.

Gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesinin yazılımı assember seviyesinde yazılmıştır. Söz konusu yazılım 14,576 kbyte uzunluğundadır. Yazılımın testi, emülatör yardımı ile, hazırlanan maket bir kompanzasyon sistemi ile yapılmış ve reaktif güç kontrol rölesinin sistemin güç faktörünü istenen düzeyde tuttuğu görülmüştür.

Şekil 2'de gerçekleştirilen reaktif güç kontrol rölesinin blok şeması görülmektedir. Blok şemadan da anlaşılacağı gibi reaktif güç kontrol rölesinin giriş işaretleri hat geriliminden(v), hat akımından(I) ve harmonikleri ölçmek amacıyla kondansatör banka akımlarından(H) oluşmaktadır. Ayrıca besleme devreleri için de hat geriliminden bir işaret daha alınmaktadır. Ölçüm devreleri aldığı bu sinyalleri işleyerek kontrol devresinin (mikrodenetleyicinin) kullanabileceği işaretler haline getirir.Kontrol devresi, ölçüm devrelerinden aldığı bilgileri değerlendirerek röle devreleri aracılığı ile kondansatör bankalarını devreye almaktadır. Aynı zamanda sinyalizasyon devreleri yardımı ile kullanıcı bilgilendirilmekte ve herhangi bir alarm durumunda uyarılmaktadır. Ayrıca



Şekil 2 - Reaktif Güç Kontrol Rölesi Blok Şeması

kullanıcı butonlar yardımı ile sistemin durumu hakkında istediği bilgiye ulaşabilmekte ve istenilen güç faktörünü ayarlayabilmektedir.

Sonuç

Piyasada çeşitli reaktif güç kontrol röleleri bulunmaktadır. Fakat bu cihazlar reaktif gücü düzenleyebilmek için, cihaza bağlanacak kondansatör gruplarının belli bir formatı olması koşulunu aramaktadırlar. Tasarlanan bu cihaz kullanılacak olan kompanzasyon kondansatörlerinde herhangi bir format aramamaktadır. Cihaz, bağlanan kondansatör gruplarının değerlerini ölçerek bu işlevi yerine getirmektedir. Ayrıca benzer cihazlarda, tasarlanan cihazda yer alan bir veya birkaç koruma özelliği bulunmamaktadır. Bunun yanısıra piyasada bulunan cihazların büyük bir kısmı yurt dışında üretilmekte ve yüksek fiyatlarla pazarlanmaktadır. Bu nedenlerden dolayı yukarıda belirtilen bütün özellikleri taşıyan ve fiyat açısından uygun bir cihazın tasarımı başlatılmış ve başarıyla tamamlanmıştır.

Kaynakça

- (1) Mandal, S. K. Basu, A. Kar, S. P. Chowdhury, "A Microcomputer-Based Power Factor Controller", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol 41, No3, June 1994.

Teşekkür

Bu araştırma ve geliştirme çalışması TÜBİTAK Bilgi Teknolojileri ve Elektronik Araştırma Enstitüsünde GEMTA AŞ. için yapılmıştır. Yazarlar bu projeyi oluşturan GEMTA AŞ. yetkililerine teşekkürlerini sunar.

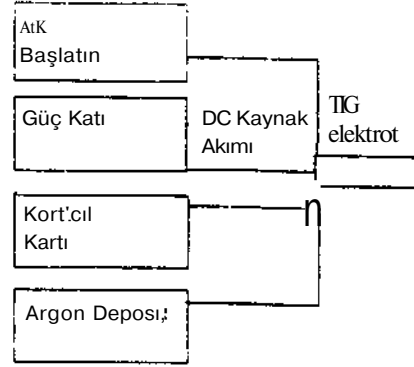
RESONANT KONVERTÖRLÜ KAYNAK MAKİNASI

Bahadır ÜZER, Amir KADIÇ, J. Ali ZENGİNCE, Aysin YELİEKİN, Özlem YILVLAZ.
EKA ELEKTRONİK KONTROL'Aİ.ETLERİ AŞ

Abstract Resent years the interest in resonant converters has increased rapidly. This paper explains the welding machine with resonant converter. In literature Resonant converter has a number of types. In this welding machine series loaded clamp voltage type series resonant converter has been used. Three phase mains is rectified and applied to the resonant converter. The output of the resonant converter is rectified. After rectification, the output is applied to the material by means of filter. Resonant converter is used for the purpose of energy conversion in high frequency. Because of high frequency conversion the size of the components will be small, filtering will be very good and welding will be perfect. Also because of soft switching RFI and EMI will be very small.

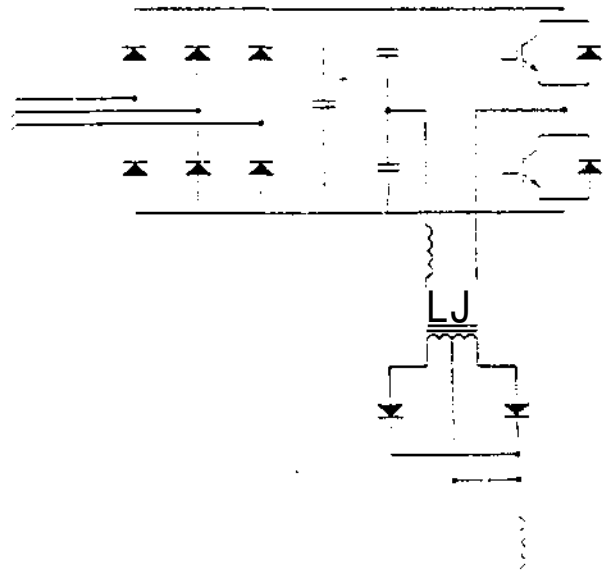
Son yıllarda, dünyada, rezonant konvertör teknolojisi artan bir hızla yaygınlaşmaktadır, özellikle anahtarlama kayıplarının ve EMI' in çok düşük olması bu teknolojiyi cazip kılmaktadır. Anahtarlama kayıplarının çok az olması, IGBT ve Bipolar Transistörlerin PWM tekniği uygulamalarına göre çok daha yüksek frekansta kullanılabilmesine imkan tanımaktadır. Frekansın yükselmesi, aynı gücün daha küçük boyutlu komponentlerle (kondansatör, indüktör, trafo vs.) aktarılabilmesini sağlar. Boyutların küçülmesi çok daha kolay taşınabilir cihazların yapılmasına olanak tanır. Resonant konvertörde anahtarlar daha az stres altında çalışarak etrafa daha az elektromanyetik dalga yaydıkları için çevreyi çok daha az kirlüten veya neredeyse kirlilemeyen cihazlar yapmak mümkün

olmaktadır. Anahtarlarda, anahtarlama kayıplarının az olması resonant konvertör tekniği ile daha verimli cihazlar yapılabileceğini göstermektedir(1). Bu teknolojinin kaynak makinasında uygulanması kaynak akımının çok düzgün bir doğru akım olarak elde edilmesini sağlamaktadır. Kaynak makinasının küçülmesi ve kullanılan parçaların küçük olması nedeni ile maliyetler düşmektedir. Kaynak akımının hassas olmasını gerektiren TIG kaynağı yapan makinanın bu uygulamanın getirdiği teknik üstünlüğü en iyi sergileyeceği düşünüldü. Bu nedenle ark başlatma ünitesine sahip dolayısı ile arkı sürmeden başlatabilen bir TIG kaynak makinası geliştirildi. Geliştirilen makina piyasadaki eşdeğerlerine oranla daha yüksek güçlere çıkabilmekte, daha hafif olmakta, daha az hacim kaplamakta ve maliyeti düşük olmaktadır.



Şekil 1 : Kaynak Makinası Blok Diagramı

Şekil 1'de EKA Kaynak Makinası'nın blok diagramı görülmektedir. TIG Elektrod kullanarak argon gazı altında kaynak yapabilen makina aynı zamanda elektrod kaynağı da yapabilmektedir. Şekil 2 de Kaynak Makinasının güç bloğu görülmektedir. Klasik bir doğrultucuda doğrultulan alternatif gerilim rezonant konvertöre girmektedir. Resonant konvertör bu doğru gerilimden çok yüksek frekansda bir alternatif gerilim elde etmekte ve bu gerilimi doğrultup kaynak akımını oluşturmaktadır. Dolayısı ile çok yüksek frekansdaki alternatif gerilimin doğrultulmasından elde edilen voltajdaki ripple çok küçük olmaktadır. Şekilden de anlaşılacağı üzere kaynak makinasında yarı köprü (half bridge) türünden seri tip bir rezonant konvertör kullanılmaktadır. Seri rezonant konvertörün en önemli özelliği; çıkışın kısa devre yapılması durumunda bile çalışabilmesidir. Bu nedenle kaynak makinası için seri tip bir rezonant konvertör seçildi.

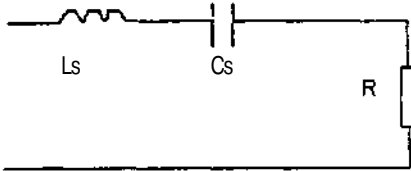


Şekil 2 Kaynak Makinası Güç Kıntı

KAYNAK MAKİNASI'NIN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Seri tip resonant konvertörün çalışma ilkesi şöyle anlatılabilir: önce şebeke doğrultulur ve de (de link) voltaj oluşturulur. Doğrultulan voltaj iki KİBT ile alternatif gerilime çevrilir. Alternatif gerilim resonant devresinin girişine uygulanır (Şekil 3). Resonant devresi bu voltajı trafo aracılığıyla izole ederek doğrultucuya uygular. Doğrultulan voltaj yüksek frekanslı ac'den elde edildiği için küçük bir kondansatörle filtre edilir. Filtre edilmiş de voltaj bir indüktör aracılığıyla kayuak yapılacak malzemeye uygulanır. İyi bir kaynak için çıkışa sabit güç uygulamak gerekmektedir. Buradaki resonant konvertör quasi resonant modunda ve sabit frekansta çalıştırıldığından doğal olarak çıkışa sabit güç uygulamaktadır. Cihaz üzerinde bir potansiyometre ile gerekli güç ayan yapılabilir. Güç ayan değiştirildikçe çıkışta akan akım da değişmektedir. Bu yüzden güç ayan yerine akım ayan kavramı daha yaygın olarak kullanılmaktadır.

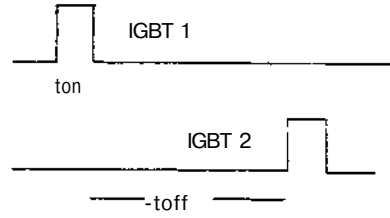
Seri Resonant Konvertörünü daha detaylı açıklaması şöyle yapılabilir: Şekil 3'de gösterilen devre. Şekil 2'deki devrenin eşdeğeridir. C_s ve L_s rezonansa giren komponentlerdir. Burada L_s indüktörü trafonun kaçak indüktörüdür. C_s ise birbirine seri olarak de linke bağlanan kondansatörlerin toplamıdır. Daha önce yapılan pek çok analizde bu iki kondansatörün toplamının rezonansa katıldığı gösterilmiştir (2). Rezonans devresine uygulanan voltaj, de link voltajının yansı kadardır. Kaynak makinasında uygulanan teknik quasi resonant çalışma tekniği olup, resonant devresine uygulanan voltajın şekli O'de dalga şekli verilmiştir.



a) Resonant Devresi Eşdeğer devresi



b) resonant devresi giriş voltajı



Transistörlere Uygulanan Voltaj

Şekil 3: Resonant Konvertörün Dalga Şekilleri

Şekil 3'deki dalga şekillerinden de anlaşılacağı gibi, çıkıştaki gücü kontrol etmek için t_{on} zamanı sabit bırakılıp, t_{off} zamanı değiştirilir. t_{off} zamanının artırılması, bir periyot için duty-cycle'in ($duty-cycle = t_{on}/(t_{on}+t_{off})$) azaltılmasına, dolayısıyla uygulanan voltajın ortalama değerinin azalmasına neden olur. t_{on} ve t_{off} zamanlarının toplamı ($t_{on}+t_{off}$) periyodu verir , periyodun tersi de frekansı verir , t_{off} zamanının artması frekansın düşmesine neden olur. Frekansın düşmesi birim zamanda iletilen enerjinin azalması anlamına gelmektedir. Frekans artırıldığında (t_{off} azaltıldığında) duty-cycle büyüyecek ve birim zamanda iletilen enerji de artacaktır. Dolayısıyla güç artacaktır. Görüldüğü gibi, frekans değiştirilerek çıkış gücünü değiştirmek mümkün olmaktadır. Kaynak makinasında frekansın değiştirilmesi tamamen kaynak yapan kişinin yetkisine bırakılmıştır. Kaynak yapan kişi ön paneldeki potansiyometre yardımıyla 1kHz'den 33kHz'e kadar istediği frekansı ayarlayabilir (çıkış gücünü istediği değere getirebilir). Ayar yapıldıktan sonra, yapılacak kaynak, hem sabit güçte hem de dalgalanmasız (çıkış voltajındaki dalgalanmanın çok az olması nedeniyle çıkış akımı da dalgalanmasıdır) bir akımda olacağı için, çok kaliteli olacaktır.

Resonant devresinden akan akım yaklaşık sinüs formundadır. Anahtarlama frekansı rezonans frekansından uzaklaştıkça, akımın şekli sinüsten uzaklaşacaktır.

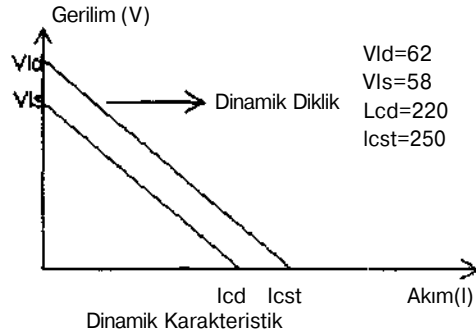
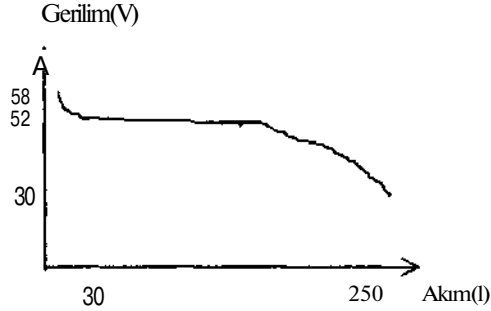
t_{on} zamanı kadar pozitif bir voltajın resonant devresine uygulandığını farzedelim. Akım önce pozitif yönde yükselir, maksimumdan geçerek sıfıra doğru gider. t_{off} süresi kadar bekledikten sonra diğer IGBT iletime sokulur. Bu defa akım negatif yönde tepe değerden geçerek sıfıra döner. Tekrar t_{off} zamanı kadar beklenir. Böylece bir periyotluk çalışma tamamlanmış olur.

IGBT'lerin tetiklenmesi esnasında devreden geçen akımın sıfıra ulaşmış ve ulaşmadığı kontrol edilmeli ve sıfıra ulaşmamışsa bir müddet daha bekleyerek sıfıra ulaşması sağlanmalıdır. Bundan anlaşılacağı üzere IGBT'ler sıfır akımda tetiklenerek turn-on kayıpları (iletime geçme kayıpları) yaklaşık sıfıra indirilmiştir. Eğer akımın sıfıra inişi kontrol edilmezse sıfırdan farklı akımlar altında

iletme geçmeler söz konusu olabileceğinden, rezonant konvertörün önemli bir avantajı yitirilmiş olur

KAYMAK MAKİNASINDA ÇALIŞMA ŞARTLARI

Geliştirilen kaynak makinası paslanmaz çelik kaynağı yapılarak denendi. Kaynak uygulayıcıları tarafından akımın titreşimsiz olması nedeni ile beğenildi. Şekil 4 ve Şekil 5 te Kaynak makinasının statik ve dinamik karakteristikleri verilmektedir. Makinanın kısa devre akımı 220 A ve statik kısa devre akımı 250 A dir. Makinanın açık devre gerilimi 62 volt ve statik açık devre gerilimi 58 voltdur



Şekil 5: Kaynak Makinasının Dinamik Karakteristiği

SONUÇLAR

Rezonant Konvertör teknolojisinin uygulanması ile piyasadaki eşdeğerlerine oranla daha ucuz daha hafif ve daha güçlü bir kaynak makinası elde edildi. Kaynak akımının titreşimsiz olması, enerji kayıplarının azalması, kaynak makinasının çevreye yaydığı gürültünün azalması bu makinanın klasik makinalara olan üstünlüğü. Bundan sonra planlanan çalışma 350, 450 amperlik makinaları tasarlayıp geliştirmek olacaktır.

KAYNAKLAR

- (1) Robert L. Steigenvald, "A comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE trans. Power Electron. vol.3.no.2.pp.174-182. April 1988.
- (2) Luigi Malesani, "Electronic Welder with High-Frequency Resonant Inverter," IEEE trans. Industry Application. vol.31.no.2. March/April 1995.

ŞEBEKE GERİLİMİ İNVERSİNİ DE KULLANAN TEK FAZLI AKIM KONTROLLÜ PWM AC KIYICININ İNCELENMESİ VE BİR UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Doç. Dr. Hacı BODUR, Arş. Gör. A. Faruk BAKAN, Y. Doç. Dr. M. Hadi SARUL
Y.T.Ü., Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Müh. Bölümü, YILDIZ/İSTANBUL

ABSTRACT

In this work, for an ac chopper supplying an ohmic inductive load, the current controlled asymmetrical PVVM method using also the negative mains voltage was analyzed with regard to the ac mains power factor and output voltage harmonics compared with currently available current controlled PVVM techniques. An application of the single phase current controlled PVVM ac chopper circuit was executed by using a microcontroller. The experimental circuit has been observed to be functioning accurately at the hysteresis band values on various load currents. Details of the experimental circuit as well as the oscilloscopic images of the various current and voltage variations are presented. For the theoretical analysis of the proposed circuit a mathematical model has been developed and a simulation program using this model has been written. By the help of simulation program, various current and voltage waveforms has been obtained and Fourier analysis for the load voltage and current has been done. The experimental and theoretical results has been found to be in good agreement. It is understood that, in current controlled PWM ac chopper circuits, the additional use of the inverse of the mains voltage brings about better results in regard to the load voltage harmonics, in addition to the good ac mains power factor conditions inherent to these circuits.

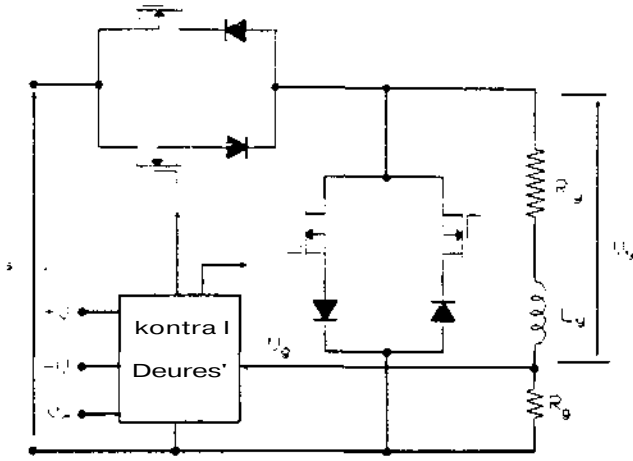
tekniklerinin kullanılması çalışmaları yoğunluk kazanmıştır. PWM metodları genel olarak simetrik ve asimetrik olarak iki gruba ayrılır. Simetrik PWM metodlarında, yük gerilim ve akımının sinüsoidal olarak yaklaştırılabilmesine karşılık, ac şebeke güç faktörü düzeltilmemektedir. Asimetrik PWM metodlarında ise, yük gerilimi şebeke gerilimine göre geri alınmak suretiyle, yük geriliminde bir miktar harmoniğe müsaade edilerek, güç faktörünün yükseltilmesi imkanı sağlanmaktadır. Normal olarak bütün PWM kontrollü ac kıyıcılarda Şekil 1'de görüldüğü gibi, birisi yüke seri ve diğeri yüke paralel olmak üzere, ters paralel bağlı kontrollü iki elemandan oluşan iki grup bağlanır. Seri grup yüke verilen gücü kontrol eder, paralel grup ise yük akımının sürekliliğini sağlar veya yükte biriken enerjiyi söndürür [2,3,4].

Güç elektroniği sistemleri özel bir donanım ile veya mikrobilgisayar ile kontrol edilebilmektedir. Kontrol sisteminin mikrobilgisayarla iyi bir şekilde tasarlanması, sistemin donanım maliyetini düşürmektedir. Mikrobilgisayar teknolojisinin gelişmesiyle üretilen mikrodenetleyicilerin, özellikle özel uygulamalarda ve yüksek sayıda üretim için üretim maliyetleri çok daha düşmektedir. Hacim ve ağırlığın düşüklüğü, düşük güç sarfiyatı, analog devrelerdeki kayma ve parametre değişimi gibi problemlerin ortaya çıkmaması, yüksek gerilim ve akım süreksizliklerinden dolayı ortaya çıkan EMI probleminin entegrasyonun sağladığı toplam ekranlama ile ortadan kalkması mikroişlemcilerin önemli avantajları olarak bilinmektedir. Güç elektroniği sistemlerinin birçoğu için uygulamaya yönelik bir yazılım modülü ihtiva eden genel bir donanım tasarlanabildiğinden, sistemdeki değişiklikler, yazılım kontrolünün esnek olmasından dolayı kolayca sağlanabilmektedir. Geçmişte donanım kontrolü ile gerçekleştirilmesi mümkün olmayan, kompleks hesaplama ve karar verme işlemleri içeren karmaşık kontrol fonksiyonları, günümüzde mikrobilgisayar ile kolayca yapılabilmektedir. Ayrıca güç elektroniği sisteminin mikrobilgisayar ile kontrolü, endüstriyel ortamlarda bir merkez bilgisayar ile uyumluluğa izin vermekte, ileri ve geri bilgi akışına imkan sağlaması ve fabrikalarda bilgisayar otomasyonuna doğru mevcut bir eğilimin bulunması ile daha da önemli hale gelmektedir [5].

1. GİRİŞ

Sabit gerilimli bir ac kaynaktan yüke verilen ac gerilimin efektif değerini değiştiren ac kıyıcılar, ısıtma, aydınlatma, ac motor hız ayarı gibi endüstriyel uygulamalarda, güç kontrolü amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır. Uzun yıllardan beri, tristör ve triyaklarla gerçekleştirilen doğal komütasyonlu ac kıyıcı devreleri ile faz kontrol tekniği kullanılarak, ekonomik ve basit bir şekilde, çok büyük güçlere kadar ac güç kontrolü yapılmaktadır. Bu şekilde yapılan güç kontrolünde, faz kontrol açısına bağlı olarak, yük gerilimi harmoniklerinin arttığı, yük akımında kesintilerin olduğu ve ac şebeke güç faktörünün düştüğü bilinmektedir [1].

AC kıyıcılarda, faz kontrol tekniğinde meydana gelen mahzurların düzeltilmesi amacıyla, yarı iletken güç elemanlarıyla paralel olarak hızla gelişen PWM



Şekil 1. Akım kontrollü asimetrik PWM ac kıyıcıların prensip devre şeması.

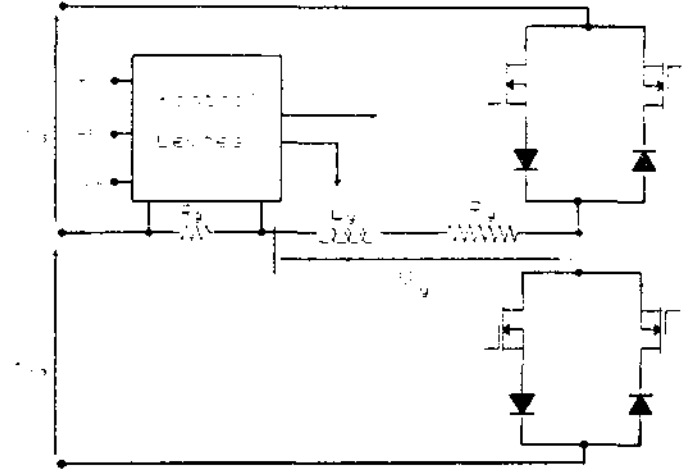
2. DEVRENİN İNCELENMESİ ve GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Bu çalışmada, mikrodenetleyici ile gerçekleştirilen ve omik-endüktif bir yükü besleyen, şebeke geriliminin tersini de kullanan akım kontrollü asimetrik tek fazlı bir PWM ac kıyıcı, giriş güç faktörü ile çıkış akım harmonikleri açısından incelenmiş ve şebeke gerilimi inversinin kullanılmadığı akım kontrollü PWM ac kıyıcı ile karşılaştırmıştır. -

Orta uçlu sekondere sahip bir transformatör ile gerçekleştirilen bu sistemde, Şekil 2'de görüldüğü gibi, yine ters paralel bağlı 2 kontrollü elemandan oluşan 2 grup kullanılmakta, gruplardan birisi ile yine yüke enerji verilmekte fakat diğeri ile yükte biriken enerji kaynağa geri gönderilmektedir. Burada ikinci grup ile yüke şebeke gerilimi inversinin uygulanması ve böylece yükte biriken enerjinin şebekeye geri verilmesi sağlanmaktadır.

Uygulama devresinde, Microchip firmasının PIC16C71 mikrodenetleyicisi kullanılmış, yüke seri bağlı küçük değerli bir direnç üzerinden alınan akım örneği mikrodenetleyici tarafından değerlendirilerek mosfetler için gerekli sürme sinyalleri elde edilmiş, yük akımının belli bir histerezis bantı içerisinde referans akımı takip etmesi sağlanmış, her bir eleman için ayrı bir sürme kaynağı kullanılmış, sürme devreleri arasında optik kilitleme sağlanarak kısa süreli de olsa kısa devrelerin oluşması önlenmiştir.

PIC17C71 mikrodenetleyicisi, 36 byte RAM, 13 adet giriş/çıkış, 8 bit 4 kanallı A/D dönüştürücü, 1 adet zamanlayıcı/sayıcı, 1Kx14 program belleği ve 1 adet kesme girişine sahip olup, bütün giriş/çıkış bacakları ayrı ayrı giriş ya da çıkış olarak tanımlanabilmektedir.



Şekil 2. Şebeke gerilimi inversini de kullanan akım kontrollü asimetrik PWM ac kıyıcıların prensip devre şeması.

Program çalışmaya başladığında gerekü ilk şartlandırmalar yapılmakta, her 100 ^s'de yük akımı okunmakta, bu akım değeri şebekenin bir periyodunda 200 örnek olarak bir tablo hainde belleğe yüklenmiş olan referans sinüs akımı ile karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırma sonucu, yük akımı belli bir histerezis bantı içerisinde kalacak şekilde, mosfetler için gerekli sürme sinyalleri üretilmektedir.

3. SİMÜLASYON ve UYGULAMA DEVRESİ SONUÇLARI

PWM ac kıyıcı devresi omik-endüktif bir yük için bir fark denklemi ile modellenmiş, bu matematiksel modele göre çalışan ve fourier analizi de yapan bir simülasyon programı geliştirilmiştir. Simülasyon programında kullanılan genel ifadeler aşağıda verilmiştir.

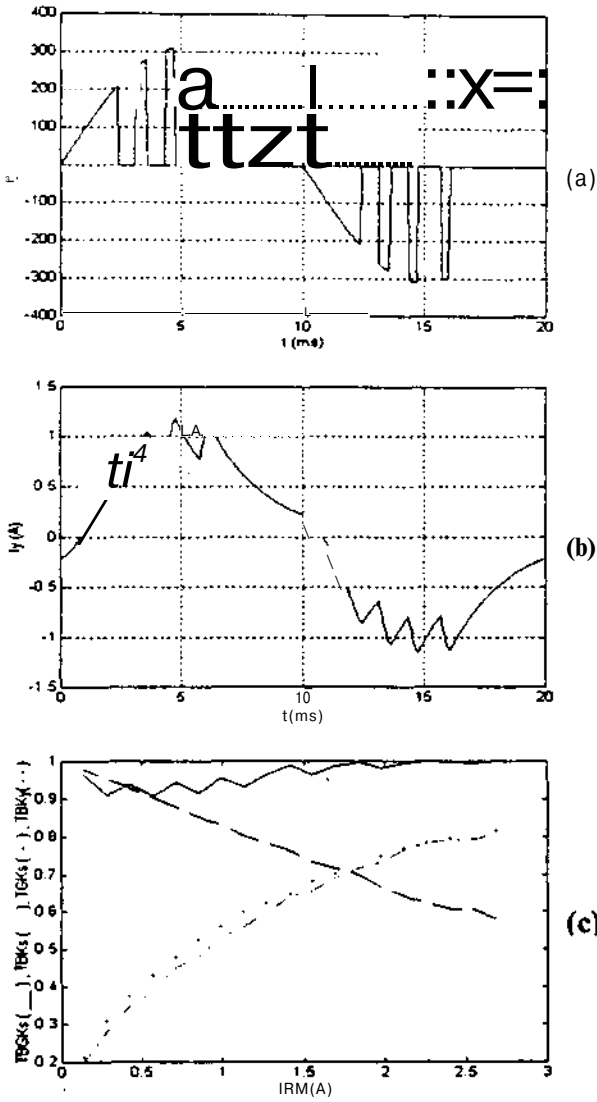
Omik-endüktif bir yük için gerilimin diferansiyel denklemi,

$$v_s(0) = L_Y \frac{di_Y(9)}{d(9)} + R_Y \cdot I_Y(6) \quad (1)$$

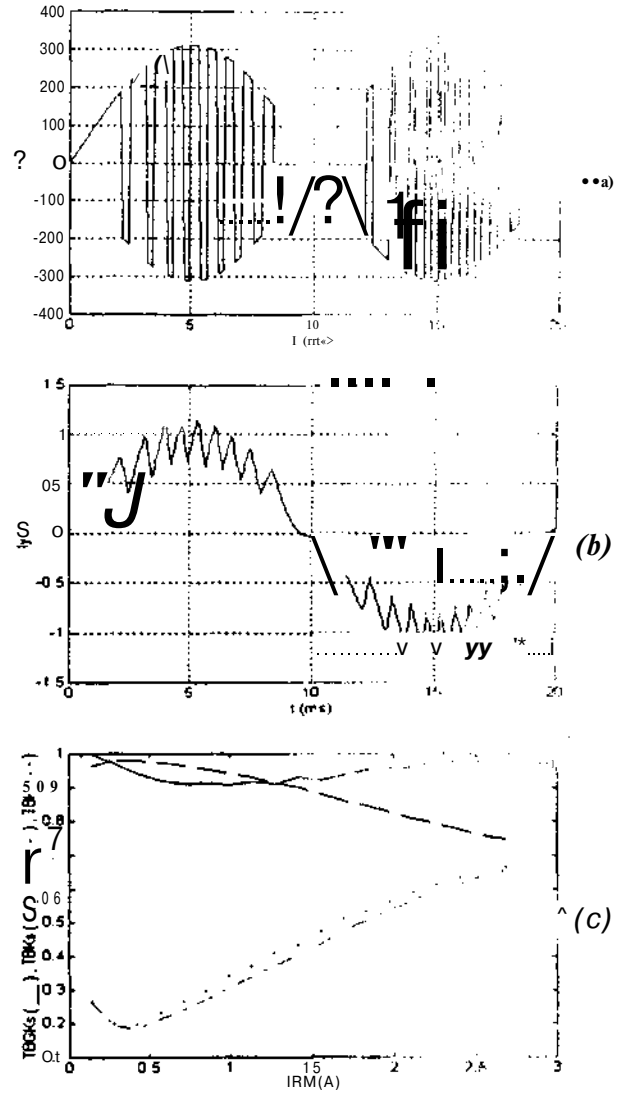
olup, bu ifadenin nümerik çözümünde kullanılan fark denklemi,

$$i_Y(k+1) = \frac{D}{L} v_s(k) + i_Y(k) \left[1 - \frac{D \cdot R}{L} \right] \quad (2)$$

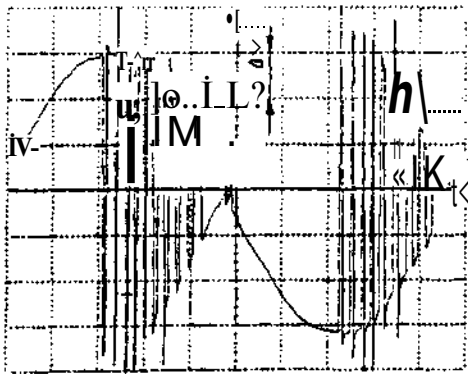
şekindedir.



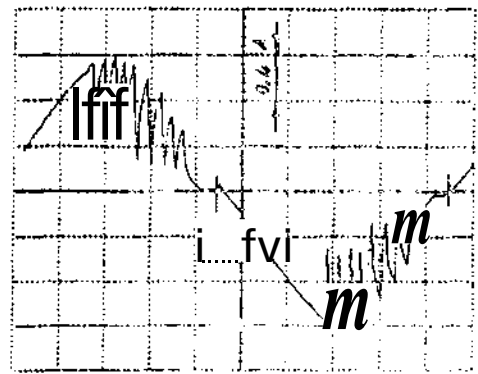
Şekil 3. Şebeke gerilimi inversi kullanılmadığında, akım kontrollü PWM ac kıyıcı devresinden simülasyon programı ile alınan, (a) yük gerilimi, (b) yük akımı ile (c) giriş temel bileşen güç katsayısı, temel bileşen katsayısı ve toplam güç katsayısı ile yük akımı temel bileşen katsayısının değişimleri.



Şekil 4. Şebeke gerilimi inversi kullanıldığı durumda, akım kontrollü PWM ac kıyıcı devresinden simülasyon programı ile alınan, (a) yük gerilimi, (b) yük akımı ile (c) giriş temel bileşen güç katsayısı, temel bileşen katsayısı ve toplam güç katsayısı ile yük akımı temel bileşen katsayısının değişimleri.



Şekil 5. Şebeke gerilimi inversinin kullanıldığı akım kontrollü PWM ac kıyıcıda yük geriliminin osiloskoptan alınan değişimi.



Şekil 6. Şebeke gerilimi inversinin kullanıldığı akım kontrollü PWM ac kıyıcıda yük akımının osiloskoptan alınan değişimi.

Bu ifadede,

$$i_R = I_{RM} \cdot \sin(\alpha > t), \quad 0 < I_{RM} < I_{YM} \quad (3)$$

olarak ifade edilen referans akımının yük akımıyla karşılaştırılması sonucu, V_s değeri pozitif ya da negatif olarak alınmaktadır. Temel bileşen güç katsayısının,

$$TBGK = \cos((\pi)) \quad (4)$$

temel bileşen katsayısının,

$$TBK = |I| / I \quad (5)$$

toplam güç katsayısının da,

$$TGK = P/S = (I / I) \cdot \cos(\alpha) = TBGK \cdot TBK \quad (6)$$

şeklinde olduğu bilinmektedir [6]. Şebeke gerilimi inversinin kullanılması ve kullanılmaması durumlarında, akım kontrollü asimetrik PWM ac kıyıcı devresinden simülasyon programı ile elde edilen değişimler, Şekil 3 ve 4'de verilmiştir. Şebeke gerilimi inversinin kullanılması durumunda devreden osiloskopa alınan değişimler de Şekil 5 ve 6'da görülmektedir. Şekil 3,4,5 ve 6'daki değişimler, 220 V, 50 Hz'lik ac gerilimde $\cos\phi = 0.8$ olan bir yük için elde edilmiştir. Ayrıca Şekil 3 ve 4'deki (a) ve (b) ile Şekil 5 ve 6'daki değişimlerde $I_{RM} = (1/2) \cdot I_{YM}$ olarak seçilmiştir.

Asimetrik PWM ac kıyıcılarda, simetrik PWM ac kıyıcılara göre, giriş güç katsayısı açısından çok iyi sonuçlar alınabilmesine karşılık, yük akımında bozulmaların olduğu bilinmektedir [6]. Bu çalışmada gerçekleştirilen şebeke gerilimi inversini de kullanan akım kontrollü asimetrik PWM ac kıyıcıda, alınan simülasyon ve uygulama devresi sonuçları incelendiğinde, giriş güç katsayısında fazla bir bozulma olmamasına karşılık, yük akımı temel bileşen katsayısında büyük çapta bir düzelmeye olduğu görülmektedir.

4. SONUÇ

Sonuç olarak, bu tür uygulamalarda kontrolün mikrodenetleyicilerle yapılmasının daha uygun ve ekonomik olduğu, akım kontrollü PWM ac kıyıcı devrelerinde şebeke gerilimi inversinin de kullanılmasıyla, ac şebeke güç faktörü yanında yük gerilimi harmonikleri açısından da daha iyi sonuçlar elde edildiği, bu sistemin endüstriyel olarak akım ya da devir sayısı geribeslemesi kullanılarak düşük güçlü ac motorların hız kontrolünde da uygulanabileceği anlaşılmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] RASHID, M. H., "Power Electronics", Second Edition, Prentice Hall, 1993.
- [2] "An Improved PWM Technique for AC Choppers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.4, October 1989.
- [3] "Reduction of Vibration and Acoustic Noise in Induction Motor Driven by Three Phase PWM AC Chopper Using Static Induction Transistors", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.4, July 1989.
- [4] "Improvement of Input Power Factor in AC Choppers Using Assymetrical PWM Technique", IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 42, April 1995.
- [5] BOSE, B.K., Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986.
- [6] BODUR, H., BAKAN, A.F., SARUL, M.H., PRAVADALIOĞLU, S., AC Kıyıcılarda Akım Kontrollü PWM Tekniğinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi, Elektrik Müh. 6. Ulusal Kong., Bursa, 1995.

GÜNEŞ PİLİ HÜCRELERİNİN MODELLENMESİNDE YENİ BİR YÖNTEM

S.PARMAKSIZ, M.GÖKAŞAN, H.KUNTMAN
istanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
80626 Maslak - istanbul

ABSTRACT

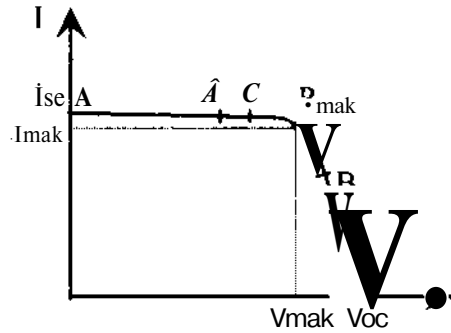
In photovoltaics, the actual curve of the solar cell current-voltage characteristic is often needed, for example, if the maximum power point is to be determined. It is convenient to use a model for the description of the nonlinear relationship between current and voltage, which depends on illumination and temperature. In this study, a new method for modelling a solar cell is proposed. The developed model is based on the equivalent circuit approach and basic electrical circuit components are utilized. With this model, the actual characteristic of a solar cell has been obtained with an error of less than 2%. The performance of the new model has been analysed over a three phase power electronics circuit operating in switching mode. For this purpose, a current controlled three-phase inverter with a three phase transformer and a R - L - E load has been considered. The IGBT's are switched using a current controlled method based on tolerance band control. All drive circuits, the power circuits, the load and the solar cell model have been simulated in PSPICE.

1. GİRİŞ

Fosil yakıtların ömürlerinin sınırlı olması ve kullanımlarının çevreye olan kötü etkilerinden dolayı alternatif enerji kaynakları yüzyılımızın ikinci yarısından itibaren önem kazanmaya başlamışlardır.

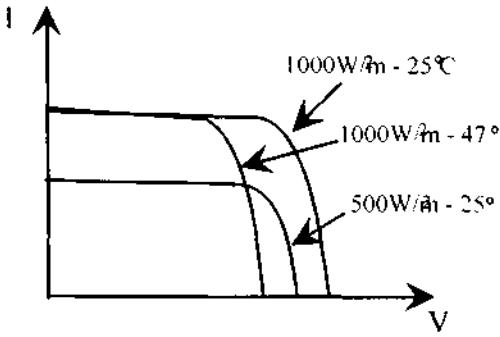
Bu alternatif kaynaklar arasında, temiz ve ucuz bir kaynak olan güneş enerjisinin ayrı bir yeri vardır.

Güneş enerjisini doğrudan elektrik enerjisine dönüştüren güneş pili hücrelerinin akım ve gerilimleri arasında Şekil. 1'de gösterildiği gibi nonlineer bir ilişki vardır. Pil hücrelerinin akım - gerilim karakteristiklerini veren bu eğri sabit akım bölgesi (A/A'), sabit gerilim bölgesi (B/B') ve dirsek bölgesi (C/C') olmak üzere üç bölgeye ayrılabilir. Bir güneş pilinin en önemli parametreleri kısa devre akımı (I_{sc}), açık devre akımı (V_{oc}) ve dirsek bölgesinde bulunan maksimum güç noktasındaki akım (I_{mak}) ve gerilim (V_{mak}) değerleridir.



Şekil. 1 Güneş Pili Hücresinin Akım-Gerilim Karakteristiği

Güneş pili karakteristikleri sabit olmayıp, ışık şiddeti ve sıcaklıkla değişmektedir. Işık şiddeti ve sıcaklığa olan bağımlılık Şekil.2'de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi kısa devre akımı I_{sc} sıcaklıktan neredeyse bağımsızdır. Açık devre gerilimi V_{oc} 'nin değeri ise sıcaklık yükseldikçe azalmaktadır.



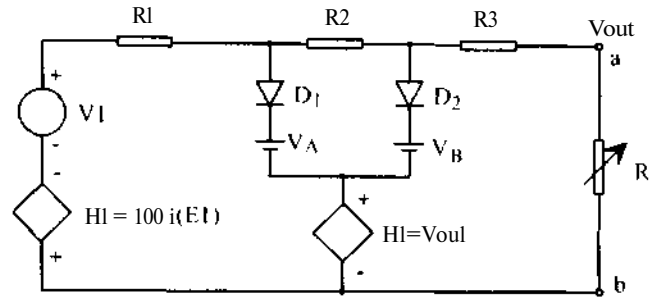
Şekil.2 Güneş Pili Karakteristiğinin Işık Şiddeti ve Sıcaklıkla Değişimi

Işık şiddeti ise hem kısa devre akımını hem de açık devre gerilimini etkilemektedir. Işık şiddeti arttıkça bu parametrelerin her ikisinin de değeri artmaktadır.

2. GÜNEŞ PİLİ MODELİ

Güneş pili düzeneklerinin değişik sıcaklık ve ışık şiddetlerinde (bilgisayar ortamında) simüle edilebilmeleri için akım ve gerilimleri arasındaki yukarıdaki ilişkileri veren modellere ihtiyaç vardır. Pillerin matematiksel olarak modellenmeleri tam anlamıyla mümkün olmamasına rağmen, bu eğriler nümerik analize dayanan yöntemlerle belirli bir yaklaşıklıkla elde edilmeye çalışılmışlardır *IM*. Güneş pillerini modellemenin bir diğer yolu ise (elektriksel) eşdeğer devre yaklaşımıdır. Literatürde, fiziksel olarak bir p-n jonksiyonundan oluşan güneş pilleri için, yalnızca jonksiyonu ifade tek diyotlu modeller 121 - 131 ve jonksiyon ile beraber geçiş bölgesindeki birleşmeleri de göz önünde bulunduran çift diyotlu modeller *IAI* bulunmaktadır.

Güneş pili hücrelerinin modellenmesinde geliştirilen model, temel elektriksel devre elemanlarını kullanarak pillerin değişik sıcaklık ve ışık şiddetlerindeki akım - gerilim karakteristiklerini elde etmeye dayanmaktadır. Bu amaç için önerilen (devre) model aşağıda verilmiştir. Model, bağımlı gerilim kaynaklarından, diyotlardan ve dirençlerden meydana gelmektedir. İki uçlu bir elemanın akım - gerilim



Şekil.3 Güneş Pili Modeli

karakteristiğini çıkarmanın en kolay yolu, elemanın uçlarına değişken değerli bir direnç koyarak, direncin değerini sıfır ile sonsuz arasında değiştirmektir. Burada da bu yol izlenerek elemanın uçlarına (a-b) değişken R direnci eklenmiştir.

Model üzerindeki elemanların işlevleri aşağıda tablo halinde verilmiştir.

Tablo.1 Model Parametreleri

Parametre	İşlevi
$R_o = R_1 + R_2 + R_3$	Çıkış Direnci
V_o	Açık Devre Gerilimi
H_I	Dirsek Noktası Düzeltme Gerilimi
D_2, V_B	Birinci Kırılma Noktasının Belirlenmesi
D_1, V_A	İkinci Kırılma Noktasının Belirlenmesi
E_1	Kısa Devre Sezme

1. Güneş Pili'nin açık devre gerilimi V_o gerilim kaynağı ile temsil edilmektedir. Bu kaynağın gerilimi sıcaklığın ve aydınlık şiddetinin bir fonksiyonudur. Her sıcaklık ve aydınlık şiddeti için yeni değer girilmelidir.

2. Güneş pili karakteristiği kademeli doğrusal yaklaşım yardımıyla elde edilmektedir. 151 - 161 Bu nedenle;

- Yapının çıkış direnci R_o , R_2 , R_3 biçiminde üç parçalı yapılmış, böylece dirsek bölgesindeki geçişin aslına uygun biçimde modellenmesi sağlanmıştır.

- D_2 , V_B elemanları ilk kırılma noktasını belirlerler.
 - DL , V_A elemanları ikinci kırılma noktasını belirlerler.
- Devreye yeni diyot ve gerilim kaynağı çiftleri ekleyip dirsek bölgesinde gerçek eğriye çok daha iyi yaklaşılabilmeye karşın, simülasyonlarda iki kırılma noktasının yeterli olduğu görülmüştür. Bu da modelin basit kalmasını sağlamıştır.
- E , gerilimle yönetilen gerilim kaynağı kısa devre sezme elemanıdır.
 - H akım kontrollü gerilim kaynağı ilk kırılma noktasında karakteristiğinin değişimini düzeltmek üzere öngörülmüştür. E , gerilim kaynağından geçen akım ile orantılı olarak olarak V , gerilim kaynağını zayıflatacak yönde hareket etmektedir. Bu sayede eğrinin sabit akım bölgesi olarak adlandırılan bölgesi elde edilmiştir.

Bütün bunlardan şu sonuçlar çıkarılabilir:

1. Dirsek bölgesi R^{\wedge} ve R_3 dirençleri ile ayarlanmalıdır.
2. Açık devre gerilimi, V , gerilimi ile ayarlanmalıdır.
3. Kısa devre akımı, V_A ve V_B gerilimleri ile ayarlanmalıdır.
4. Sabit gerilim bölgesinin eğimi, R_2 direnci ile ayarlanmalıdır.

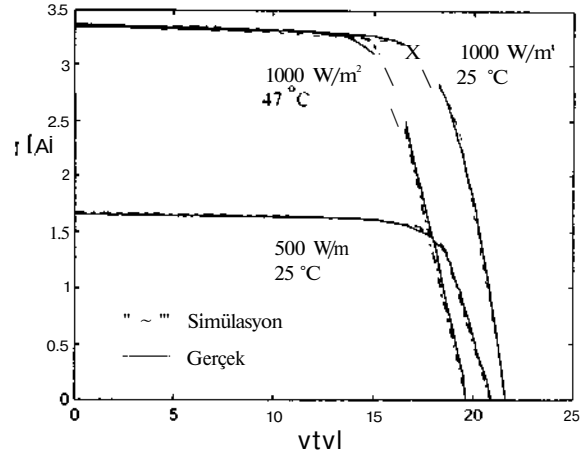
Tablo.II Standart Test Koşulları için ($S = 1000 \text{ W/m}^2$ ve $T = 47 \text{ }^{\circ}\text{C}$) Simülasyon Sonuçları ile Üretici Firmanın Katalog Bilgilerinin Karşılaştırılması

Siemens M55	Simülasyon	Üretici	% Hata
V_{oc} [V]	21.7	21.7	0.00
I_{sc} [A]	3.3517	3.35	0.05
P_{mak} [W]	53.85	53.07	1.47
V_{mak} [V]	17.26	17.4	0.80
I_{ak} [A]	3.12	3.05	2.29

Geliştirilen modelle Siemens M55 tipi güneş pili için model parametreleri belirlenmiş, farklı aydınlık

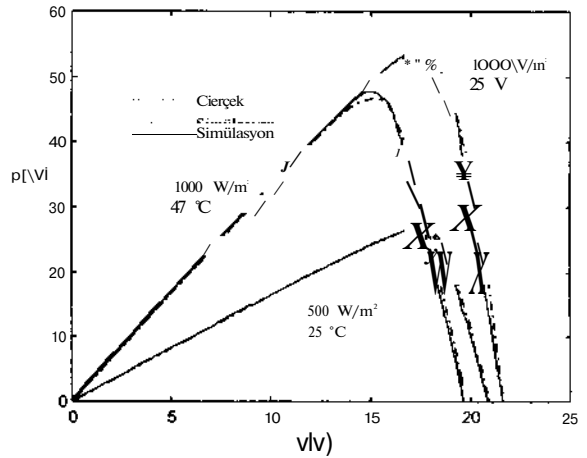
şiddeti ve sıcaklık değerleri için pil karakteristikleri PSPICE programında simülasyonlar yapılarak çıkartılmıştır. Belirlenen model parametreleri Tablo.II de görülmektedir.

Elde edilen sonuçlar deneysel sonuçlarla birlikte Şekil.4 ve Şekil.5'de verilmiştir.



Şekil.4 Değişik Test Koşulları için Simülasyon Sonuçları ile ölçü Sonuçlarının Karşılaştırılması

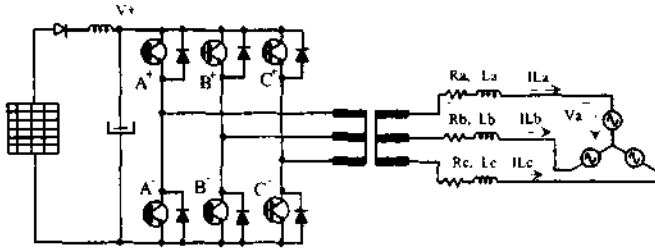
Simülasyonla elde edilen sonuçların deneysel sonuçlarla uyumlu oldukları ve anma değerleri için % 2.01 'lik hata ile ölçü sonuçlarına yaklaşıldığı belirlenmiştir.



Şekil.5 Simülasyondan Elde Edilen Güç Değerleri ile Gerçek Güç Değerlerinin Karşılaştırılması

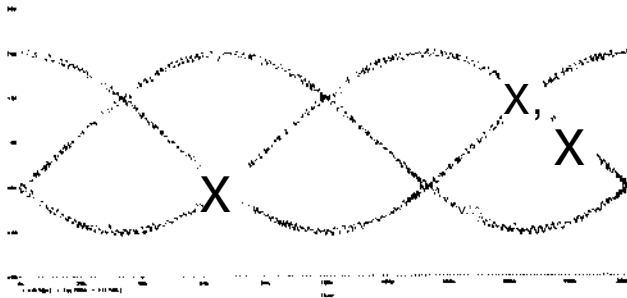
3. GÜNEŞ PİLİ MODELİNE İLİŞKİN BİR UYGULAMA

Güneş pilleri ya de olarak ya da alternatif akıma çevrilerek yüklere bağlanmaktadır. Modelin karmaşık bir devre üzerindeki çalışmasını test etmek için örnek olarak anahtarlamalı modda çalışan üç fazlı bir güç elektroniği devresi seçilmiştir.



Şekil.6 Akım Kontrollü Üç Fazlı Evirici

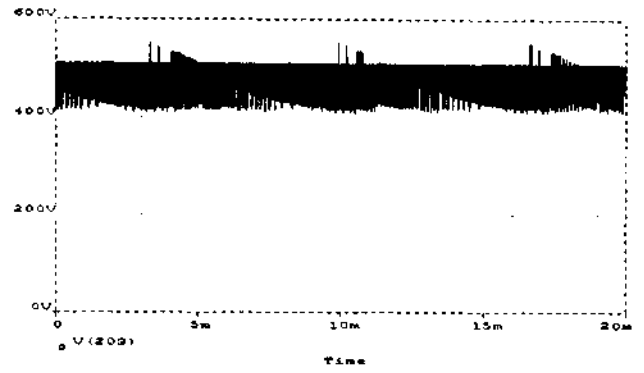
Bu amaçla akım kontrollü üç fazlı bir evirici ve bunun çıkışına bağlı üç fazlı transformatör ve R,L,E yükü ele ele alınmıştır, örnek devre Şekil.6' da verilmiştir. Şekilde yer alan IGBT' ler tolerans band kontrollü bir akım kontrol yöntemi kullanılarak anahtarlanmaktadır. Tüm sürme devreleri, güç katı, yük ve güneş pili modeli PSPICE programında simüle edilmiştir. Simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir.



Şekil.7 Güneş Pillerinden Yüke Aktarılan Akım

4. SONUÇ

Önerilen güneş pili modeli, literatürde bulunan modellere göre daha basit yapıdadır. Bu da simülasyon sorunları açısından (zaman, ıraksama) kullanıcıya yarar sağlamaktadır. Bunun ötesinde, model ölçü sonuçlarına %2 'lik bir hata sınırı içinde



Şekil.8 Pili Uçlarındaki Gerilimin Değişimi

yaklaşmaktadır; bu da literatürde rastlanan daha karmaşık yapıdaki diğer modellerin de benzer doğrulukla elemanı temsil ettikleri dikkate alındığında, vurgulanması gereken diğer bir sonuçtur. Model parametreleri, eleman karakteristikleri yardımıyla kolayca belirlenebilmektedir.

Bütün bunlar dikkate alındığında, önerilen modelin devre tasarımcısına bilgisayarla simülasyonda önemli ölçüde yarar sağlayacağı açıktır.

KAYNAKLAR

IV Ouaschnig , V. And Hanitsch , R . (1996) Numerical simulation of current - voltage characteristics of photovoltaic systems with shaded solar celis. Solar Energy Vol. 56 , No.6 , pp. 513 - 520.

121 Bishop , J. W. (1998) Computer simulation of the effects of electrical mismatches in photovoltaic celi intereonneetion circuits. Solar Cells 25 , 73 - 89.

İzi Katan , R. , Agelidis , V. G. and Nayar , C. V. (1995) PSPICE modeHing of Photovoltaic arrays. International Journal of Electrical Engineering Education , Vol. 32 , No. 4 , Oct 1995 , pp. 319 - 332

141 Overstraeten , R. J. and Mertens , R. P. (1986) Physics , Technology and Use of Photovoltaics. Adam Hilger, Bristol.

151 H. Kuntman , Simple and accurate nonlinear OTA macromodel for simulation of CMOS OTA - C aetive filters. International Journal of Electronics , Vol. 77 , No.6 , pp. 993-1006, 1994.

161 N. Tarım , B. Yenen , H. Kuntman , Simple and accurate nonlinear current conveyor macromodel , Melecon 96 , Vol. 1 , pp. 447 - 450 , May 13 - 16 , Bari , Italy , 1996.

ELEKTRİK ASİNKRON MOTORLU LOKOMOTİVİNİN HİZİNİN İDARE EDİLMESİNDE TRİSTOR CEREYAN İNVERTORUNUN OPTİMAL İŞ REJİMİ

Prof. S.M. BAĞIROV, Dr. G.M. HALİLOV
Azerbaycan Teknik Üniversitesi
Demiryolu Nakliyatı Bölümü
BAKU-AZERBAYCAN

In modern electric locomotives the high-power three-phase asynchronous motors with short-circuit rotor are widely used. At frequency control of these machines the heaviest dynamic regime is the case with critical value of load moment developed by the motor must be more than the load moment opposed to it.

At frequency control of asynchronous machine supplied from the thyristor converter the relation between the supply voltage amplitude and frequency must be so that the developed electromagnetic moment by the motor during very short time-interval would be sufficiently greater than the load moment of the shaft, as well as, would have a high transmission effect.

In this case the main purpose of optimal controlling is to investigate the problem to obtain the maximum electromagnetic moment of the locomotive engine shaft.

For this problem, it is very important to determine the amount of heat dissipation from the engine and also its permissible service-life (operation time) under this condition.

As a result, the isoperimetric problem of calculus of variations which is essentially constituted by solution of Euler's equation.

The analysis shows that the duration of engine permissible operation time under such conditions is inversely proportional to its excess moment.

Muasır elektrik lokomotivinde büyük güce malik üç fazlı asinkron motorlarından geniş istifade edilir. Böyle motorlar için en ağır dinamik rejim hızla frenlemede onun valındaki yük momentinin kritik kıymet alması halidir. Bu zaman oluşturduğu elektromagnet frenleyici momentin kıymeti, ona gösterilen ters mukavemet momentinden büyük alınmalıdır. Böyle motorun statik hız çeviricisinden idare edilmesinde hız gerginliğinin amplitudu ile hız arasında öyle nispet götürülebilir ki, motorda oluşan elektromagnet frenleyici moment küçük zaman fasılasında valdaki yük momentinden kifayet kadar büyük alınsın ve yüksek frenleme efekti oluşsun.

Bakılan halde optimal idare etmede esas maksad, elektrik lokomotivinin motorunun (EIM) valında maksimum elektromagnet momentin oluşması probleminin araştırılmasıdır.

Böyle sistem için hareket tenliği (1) :

$$M \frac{d\omega}{dt} = \frac{dM}{d\omega} - \frac{d\beta}{d\omega} \quad (1)$$

Burada $\omega = \omega_m(\beta, \gamma)$ olmakla, sağ taraftaki birinci ifade sinkron, ikinci ifade ise sürüşme dinamik momentlerini karakterize eder;

$$\beta = f_2 / f_{1n}; \quad S = \beta / \omega_m \cdot f_1; \quad f_1$$

M- elektro magnet moment; M_s- yük moment; d- eylemsizlik momenti

ω_m - nominal açı sürat; f_{1n} - nominal hız; f_1 - inverterin gerginliğinin hızı; f_2 - rotor cereyanının hızı; γ - mutlak sürüşme.

Umumi dinamik moment:

$$M = \frac{m_1 p}{9,81 \cdot 2 \pi} \cdot \frac{r_1^2}{S} \cdot (I_2^1)^2 \quad (2)$$

Öyle kıymet alınmalıdır ki, bütün hallerde $j = \frac{r_1}{r_2} \cdot \frac{I_2^1}{I_1^1} > 0$ şartı ödenilsin.

$$j = \frac{r_1}{\sqrt{(r_2^1)^2 + \beta_s^2 \cdot L_s^2}}$$

olduğunu (2) nazara alsak (2) ifadesinden alırız ki:

$$W \cdot Y + p; -i < > P_f \quad (3)$$

ve kritik moment:

$$A_{kr} = r - \frac{\phi_s^2 L - Pl - Pl - i}{((r_2^1)^2 + \beta_s^2 \cdot L_s^2) \cdot \beta_s} \quad (4)$$

(3) ve (4) ifadelerinin mukayesesinden görürüz ki, M_g=M_{kr} olması için

$$r_2^1 = \beta_s \cdot L_s$$

şartı ödemelidir. (3) ifadesini (4)-e bölssek alırız ki :

$$\frac{M_g}{M_{kr}} = \frac{2\phi_s^2 \beta}{1 + \beta^2} \quad (5)$$

Bakılan meselede f parametrisinin maksimum kıymetinde motorda ayrılabilen sıcaklık miktarının ve bu rejimde onun işleme müddetinin müeyyen edilmesi çok gereklidir.

Müddetinde motorda oluşan sıcaklık miktarı

$$Q = \int_0^T \frac{2\phi_s^2 \cdot \beta^2}{1 + \beta^2} \cdot d\tau \quad (6) \text{ veya } \frac{dQ}{dr} = \frac{2\phi_s^2 \cdot \beta^2}{1 + \beta^2}$$

müeyyen olur. Elektrik lokomotivi için yük momentinin

$$M_s = \langle \dots \rangle \quad (7)$$

olduğunu nazara alsak (1), (5) ve (7) ifadelerinden alırız ki,

$$\frac{2\phi^2/l}{1+\beta^2} = I_a \omega_n \left(\frac{d\theta_1}{d\omega_n \tau} - \frac{d\beta}{d\omega_n \tau} \right) + [\mu_n + (1-\mu_n) \cdot \theta_1^{k-1}] \quad (8)$$

Burada //,, = \sqrt{,,} / U,, - icra mekanizmasındaki nispi moment kayıpları; M_s, M_o, M_sn - uygun statik, sürtünme ve nominal yük momentleridir. K- sabit emsaldir.

Böylelikle (6) asılılığının verilmiş kıymetinde dağılmış magnit seline minimum y ≥ 0 mm) açı süratine (w < 0) mm) ve elektro magnit momente

$$(M \pm M_{max})$$

Koyulmuş <j>^2(r), 9(r) ve fi(r) mahdudiyetlerin ödenilmesi şartı ile öyle fonksiyonlar müeyyen edilmelidir ki,

$$\langle J \rangle_{min}(\theta, -p) - dz \quad (9)$$

integralı minimum kıymet alsın. Burada et-ÜT müddetinde motorun valinin dönme açısıdır.

$$J = \frac{2\phi^2 \beta}{1+\beta^2} - \mu_n - (1-\mu_n) \cdot \theta_1^{k-1} \quad \text{evez etsek, yazarız ki,}$$

$$Q = \int_0^{\omega_n} \frac{2\phi^2 \cdot \dot{\theta}_1 d - dw}{(1+\beta^2) \cdot A} \quad (10)$$

$$\alpha = \int_0^{\omega_n} \frac{d \cdot \omega_n \cdot (\theta_1 - \beta) \cdot d\omega}{\dots} \quad (11)$$

Böylelikle koyulmuş mesele sadelleştirerek Q-nun Q_k kıymetine dek artmasına (11) integralinin ödenmesi şartı ile θ_1 ekstremal kıymetin müeyyen edilmesi haline getirilir.

Varyasya usulünün izoperimetrik meselesini alırız ki, onun da esasını Eyler tenliklerinin çözümü teşkil edir.

$$//_1 - \frac{d^2}{dx} //_1 = 0$$

Burada

$$H_1 = f(\theta_1, \beta, \phi) + \lambda g(\theta_1, \beta, \phi)$$

Butenlik/y görehalledilse

$$H_1 = \frac{\lambda \cdot \omega_n \cdot (1 - \frac{2\phi^2(1-\beta^2)}{(1+\beta^2)^2}) + 4\beta \cdot \frac{-S\beta}{(S+\beta)^2} \cdot \frac{1-S}{S}}{A} + \frac{2\phi^2 \cdot (2\beta(1-\beta^2)(1+\beta^2) - \frac{2\phi^2(1-\beta^2)}{(1+\beta^2)^2} + 4\beta \cdot \frac{-S\beta}{(S+\beta)^2} \cdot \frac{1-S}{S})}{(1+\beta^2)^2 \cdot A^2} \quad (12)$$

alırız. Burada X - lagranj çokluğudur.

/\cdot(v, /, λ) ve (H; i/1. λ)-deU\ parametreöştirak etmediğinin #n. \sqrt{,} = 0 ve (12) ifadesinin sıfıra beraberleşlrsek:

$$\lambda \cdot \theta_1 \cdot \frac{1-S}{S} \cdot (1 - \frac{2\phi^2(1-\beta^2)}{(1+\beta^2)^2}) + 4\beta \cdot \frac{-S\beta}{(S+\beta)^2} + 2\phi^2 \cdot (2\beta \cdot (1-\beta^2)(1+\beta^2) - \frac{2\phi^2(1-\beta^2)}{(1+\beta^2)^2} + 4\beta \cdot \frac{4\beta S}{(S+\beta)^2}) \cdot \frac{1-S}{S} \sim 0$$

alırız.

(13) ifadesinin sıfıra beraberleşlrsek :

$$\frac{d}{dt} \langle J \rangle = 0 \quad (14)$$

burada

$$\langle \theta_1 \rangle = Ak(2/l, -1)$$

$$\langle \beta \rangle = Ak((p^2 - 2/l, S - S))$$

$$a_{,} = 2/l/p, A(2-, S^{k-1}) - Ak(2 - S^k) + 4\langle p \rangle(0 - 2/l, S + Ak.S)$$

$$\langle \theta_1 \rangle = 2AkS^k(p^2 S - 4/l, -2) + 4\langle p \rangle(20 \cdot N \cdot 2/l, -1)$$

$$a_{,} = Ak(2fi - \langle \theta_1 \rangle) - 2AkS^k - (2/l, + l) + 4\langle fi \rangle S(fi S - 2/l - 2)$$

$$a_{,} = -2AkS(2/l, + l) - 4\theta_1^k S^k(2fi + \langle \theta_1 \rangle)$$

$$a_{,} = -AkS^k(2/l + 1) ; \quad A = \omega_n \cdot \frac{l \cdot N}{S}$$

hesabatm analizi gösterir ki, motorun maksimum moment şeraitinde işleme müddeti onun güç kaynağından uzaklaşması ile ters orantılıdır.

Şekil 1 ve 2 de "9, fi, /, (?), --- ve T-in sürüşmeden c/r

asılılık eğrileri verilmiştir.

Müeyyen edimmiştir ki, motorun valinin kısmen frenlenmiş halinde (S=0,2) invertorun çıkış

gerginliğinin hızı $\omega > 0 \cdot 10^7$ -dek azaltılmalıdır. Bu halde onun valindeki elektromagnit moment 1,93 defa artır ve bu p-0,15 e uygun gelir.

Bu vaziyette motor 31 saniye işleyebilir. Hesabatm neticesi aşağıdaki cedvele geçirilmiştir.

Cedvel 1

S	fi	θ ₁	" = * $\frac{r}{r}$	(J, - p, JI	$\frac{dQ}{dr}$	r _{max}
1	2	3	4	5	6	7
0,1	0,097	0,97	1,06	0,102	0,47	138
0,2	0,146	0,73	1,89	0,276	1,27	51,0
0,3	0,175	0,59	2,80	0,518	2,40	27,0
0,4	0,202	0,50	4,00	0,808	3,75	17,4
0,5	0,220	0,44	5,20	1,144	5,25	12,4
0,6	0,234	0,39	6,67	1,56	7,10	9,2
0,7	0,244	0,35	8,30	2,02	9,40	6,9
0,8	0,253	0,32	10,00	2,53	11,70	5,6
0,9	0,260	0,29	12,00	3,12	14,40	4,5

Hesabat bilgisayarda B 80 ve B 80₀ değişen cereyan elektrik lokomotifinin HB-418-K6 motoru için yapılmıştır. Motorun tartı gücü* 790 k Vt, gerginliği 950 V, fırlanma hızı 890 devir/dak., cereyanı 880 A, yararlılık emsali 94,5 %, kütlesi 4350 kg; parametreleri r₁=0,32 Om; r₂¹=0,44 m; X_m=0,550 m; X₁=X₂¹=0,62 Om; S_n=0,047; sıcaklık tutum emsali 16,2;

Analiz neticesinde müeyyen olmuştur ki, hızla idare etmede mutlak sürüşmenin artması motorun elektromagnit momentinin artmasına moment 2,0-dan 6,6 defa artır ki, bu da motorun valindeki frenlemenin effektivliğini artırır. Aynı zamanda kayıpların intensivliyi süratle artır ve neticede bu, umumi kayıpların artmasına sebep olur.

Misal $p=0,146$ kiyometinde $\hat{=}1,46, Q=200$ KW;

$|\hat{=}0,234$ olduđunda ise $\frac{dQ}{dt} = 7,2; Q=1200$ KW

Neticede motorun sargılarının sıcaklığısıçrayışçaartır.

Müeyyen ederiz ki, $\hat{=}0,146$ kiyometinde

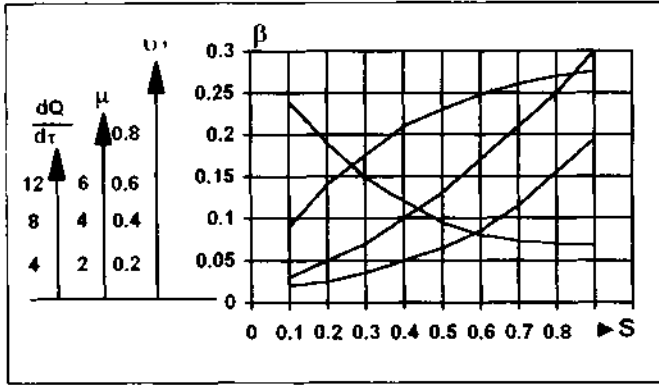
sargının kizma süretinin $\frac{130}{16,2} = 8,0$ ('I san:

$\hat{=}0,234$ kiyometinde ise uygun $\frac{1200}{16,2} = 74$ ('I san:

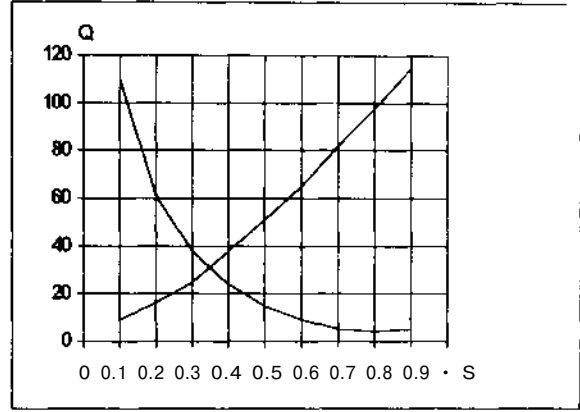
olduğunu nazara alsak, o, böyle řeraitte uygun

$\frac{130}{148}$ ve $\frac{1200}{71}$ * I.S.vc/? İşleyebilir. Bu

müddetlerden artık zaman fasılasında motorun stator sargılarının izolyasyonu faydasız hale düşü



ŞEKİL 1



ŞEKİL 2

Edebiyat:

1. S. M. Bađirov - Petrol ve kimya sanayi kurguları sisteminde hızla idarenin model ve usulleri. Tiflis, doktorluk tezi, 1989.
2. I. P. Petrov - Elektrik intikalinin optimal idare edilmesi. S. Enerji, 1971. - 144 s.
3. A. A. Efendizade, S. M. Bađirov Tristor elektrk intikalinin proseslerinin analizi Bakı: Az. ETEY eserleri, 1973, T. XX. S. 14 - 22
4. S. M. Bađirov, S. S. Voytko Asinkron motorun işe salınması ve frenlemesi rejimlerinin hesaplanması. Barı: TTU, N2, 1969. S13 - 16

INVERSE DUAL CONVERTER'İN REZONANS MODUNDA ÇALIŞTIRILMASI

B.ARİFOĞLU*, M.O.BİLGİÇ**

*Kocaeli Üniversitesi Elektrik Müh.Bölümü Anıtpark/İzmit

**TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi Gebze/izmit

Kongre Konu Başlığı: K 11 Güç Elektroniği

ABSTRACT

The DC-DC converters for high power applications are some times needed in small size and low weight. Resonant IDC may be a good solution for these purposes.

The switches in a resonant converter either turn on at zero voltage or turn off at zero current, therefore switching losses are reduced. Thyristors in that sense are good because they naturally turn-off at zero current. Since switches of resonant IDC can be turn-off at zero current it can be categorised in Zero Current Switching (ZCS) converters. Resonant IDC is capable at voltage step-up or step-down control without a transformer.

This paper presents the analysis, design and simulation of resonant mode of inverse dual converter for high-power DC-DC applications. Topologies of the Resonant IDC are used to find the analytical equations and they are used for PSpice simulation. Then, results are discussed.

I. Giriş

DA-DA çeviricilerin bazı uygulamalarında büyük güçlere çıkmak gerekmektedir. Büyük güçlere çıkarken çeviricinin fiziksel boyutunun ve ağırlığının mümkün olduğu kadar azaltılması, veriminin yüksek olması ve maliyetin düşürülmesi istenir. Rezonans DA-DA çeviriciler bu isteklerin çoğunun gerçekleştirilebilmesi bakımından üstündür.

Rezonans çeviricilerinde anahtarlamalar akımın veya gerilimin sıfır olduğu anlarda yapılarak anahtarlama kayıplarında

düşürülebilmektedir. Bu da anahtarlama elemanlarının boyutunun küçültülmesine izin verir.

Rezonans çeviricilerinde frekansın belli bir aralıkta olması gerekliliği belli başlı dezavantajını oluşturmaktadır.

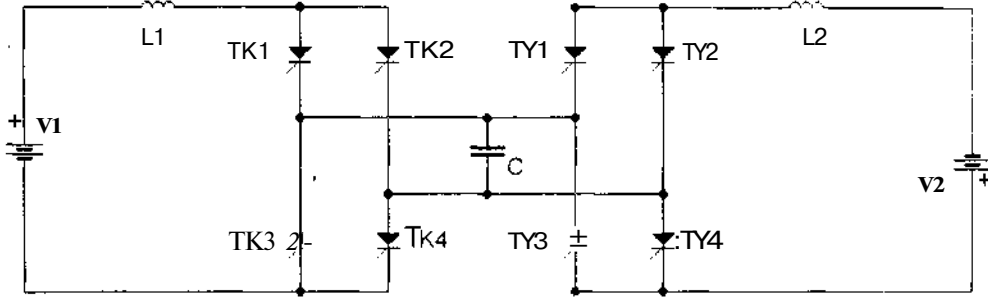
Rezonans devrelerinde akım sıfırdan geçerken kendiliğinden açılması bakımından anahtarlama elemanları olarak tristörler oldukça uygun görünmektedir.

Bu makalede Inverse Dual Converter (IDC)[1]'nin rezonans modunda çalışması verilecektir. Rezonans IDC ile hem gerilim yükseltmesi hem de gerilimin düşürülmesi mümkündür. Gerilim yükseltilmesi trafoya ihtiyaç duyulmadan yapılabilir.

Rezonans IDC akımın sıfır anlarında doğal komutasyon ile çalıştığı için sıfır akım anahtarlama (Zero Current Switching - ZCS) rezonans çeviriciler kategorisine de dahil edilebilir. ZCS çeviriciler için tanımlanan anahtarlama kayıplarının küçük olması buna bağlı olarak eleman boyutunun küçüklüğü gibi tüm avantajlar rezonans IDC için de geçerlidir.

II. IDC Çalışma Şekli

Rezonans IDC'nin çalışma şeklini anlatmadan önce IDC'nin çalışmasını inceleyelim. IDC devresi enerji yüklü süper iletken bir bobinden diğer bobine enerji aktarmak amacı ile kullanılmış olan Inductor Converter Bridge (ICB) [2,3] devresi temel alınarak geliştirilmiştir. IDC prensip şeması şekil 1'deki gibidir.



Şekil 1 : IDC Çevirici Prensi Şeması

Şekil 1'deki IDC çeviricisi kaynak kısmı (TK1,TK2,TK3,TK4) ve yük kısmı (TY1.TY2TY3TY4) olarak, iki ana bölüme ayrılabilir. Kaynak kısmı bir DA-AA çevirici gibi çalışırken, yük kısmı da AA-DA çevirici yani bir doğrultucu işlevi görür. Anahtarlar sabit aralıklar ile sürülmektedir. Kaynak kısmındaki anahtarlar darbeleri TK1TK4, TK2TK3, TK1TK4 vb. şeklinde devam ederken, aynı anahtarlar darbeleri yük kısmı için de benzer şekilde TY1TY4, TY2TY3, TY1TY4 vb. olarak uygulanmaktadır. Kaynak kısmının anahtarlar frekansı ile yük kısmının anahtarlar frekansı eşittir. Kaynak ve yük kısımları arasındaki anahtar zamanlama farkı ϕ (faz açısı) çıkış gerilimini kontrol etmede kullanılabilir.

$$V_2 = V_1(C, w, \phi)$$

IDC'deki anahtarların kontrol yöntemi L1 ve L2 'deki akımı sürekli tutacak şekildedir. Anahtarların komutasyonu AA kondansatörü C ile sağlanır. AA. hattındaki kapasitenin iki amacı vardır; enerjiyi bir taraftan diğer tarafa aktarmak ve kapasite üzerinde oluşan gerilim sayesinde komutasyonun gerçekleşmesini sağlamaktır. Çıkıştaki gerilim kontrolü ve endüktanslardaki akımların sürekliliği iki kontrol değişkeni sayesinde gerçekleşir; çevirici frekansı ve iki çevirici arasındaki faz farkı. Bu iki değişken sayesinde uygun çıkış elde edilebilir.

III. Rezonans IDC

IDC ile rezonans IDC'in şemaları aynı olmakla birlikte, kontrol sisteminde ve eleman seçiminde önemli bazı farklar vardır. Rezonans IDC'de girişteki akımın sürekliliği esas değildir. Kaynak tarafındaki bobin ile AA kondansatörü seri rezonans mantığı ile çalışmaktadır. Bu sebepten dolayı bobin değerleri IDC'deki gibi çok büyük olmak zorunda değildir. Bu da IDC'ye göre boyutun küçülmesine olanak sağlar. Rezonans IDC'de akımın sıfır geçişlerinde

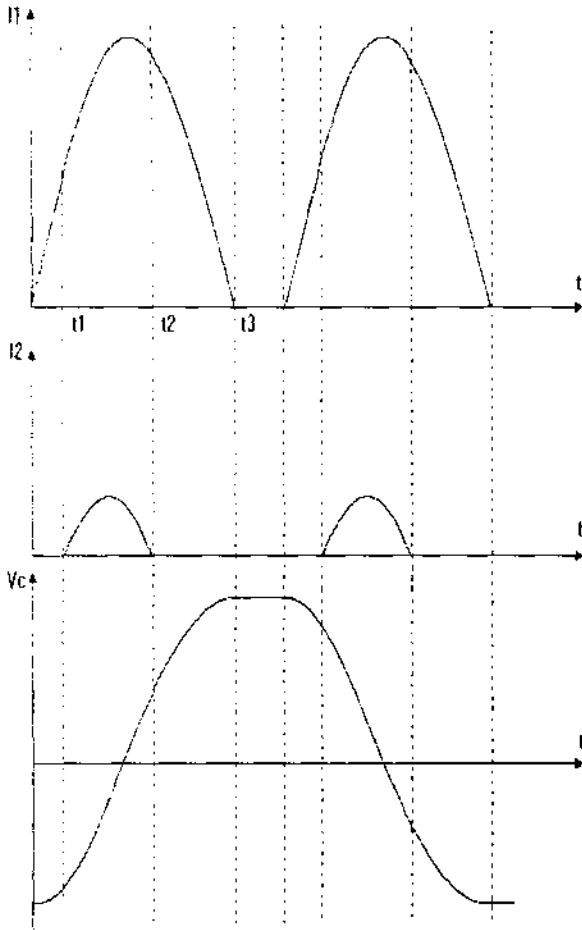
anahtarlar yapılması anahtarlar kayıplarını minimuma indirmiş olur. Dolayısı ile anahtarlar elemanlarının gücünün küçültülmesi imkanı doğar.

IDC'deki anahtarlar sırası rezonans IDC'ler içinde geçerlidir. Ancak IDC'de L1 ve L2 akımların sürekliliğinin sağlanması esas iken rezonans IDC'de akımın kendiliğinden sıfıra düşmesi esastır. IDC'deki faz açısına (ϕ) benzer şekilde Rezonans IDC'de yük tarafındaki rezonans olayı ile kaynak tarafındaki rezonans olayının başlaması arasındaki zaman farkı kontrol için kullanılabilir. Çıkış geriliminin kontrolü burada 11 'in değiştirilmesi ile sağlanır.

IV.Rezonans IDC Çalışma Prensi

Kaynak tarafındaki anahtarlar sırası TK1TK4, TK2TK3, TK1TK4 vb. şekilde ile yük kısmındaki anahtarlar sırası da TY1TY4TY2TY3TY1TY4 vb. fakat t_1 kadar bir gecikme ile devam etmektedir. Bu anahtarlar sırası ve t_1 gecikmesi ile yük tarafındaki anahtarların tetiklendiği durumda L1, L2 akımlarının ve C kondansatörü üzerinde oluşan gerilimin değişimi şekil 2'de verilmiştir.

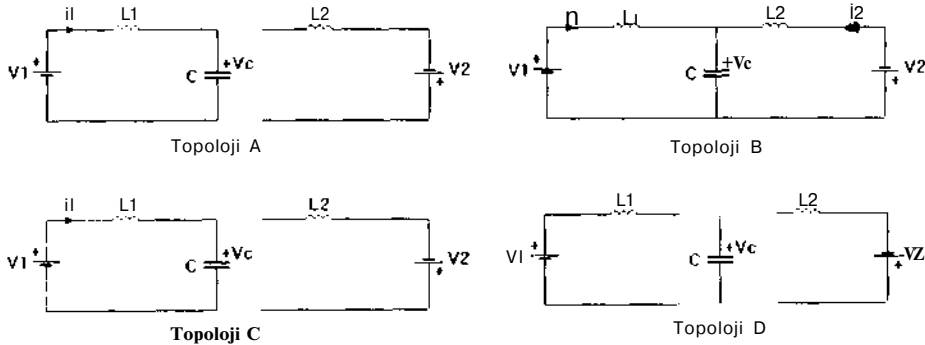
Akım ve gerilim değişimleri incelendiğinde L1 bobini üzerindeki akımın TK1TK4 anahtarlarının iletme sokulması ile başlayıp, kondansatör üzerindeki gerilimin maksimum değerine gelmesi ile sıfıra düştüğü görülmektedir. Yük kısmındaki anahtarlar ise t_1 kadar gecikme ile iletme sokulmakta ve böylece kondansatör üzerindeki enerji yüke transfer edilmektedir. Hiçbir anahtarlar işlemi yapılmaz iken kondansatör üzerindeki gerilim sabit kalır.



Şekil 2. Teorik olarak oluşması beklenen akım ve gerilim şekilleri.

Benzer şekilde TK2TK3 anahtarlarının iletme sokulması ile AA kondansatörünün üzerindeki gerilimin sıfıra düşüp ters (negatif) yönde maksimum değerine kadar dolma süreci başlatılmaktadır.

Anahtarlar sürekli olarak akımların sıfır geçişlerinde konum değiştirmektedir. Dolayısı ile bir doğal komutasyon işlevi oluşmaktadır. Bu doğal komutasyondan dolayı tristörlerin



Şekil 3. Periyodik olarak tekrar edilen topolojiler.

anahtarlama elemanı olarak kullanılması, zorlamalı komitasyon gerektirmediği için daha ekonomik bir çözüm oluşturmaktadır

V. Akım ve Gerilim Değişimleri İçin Analitik İfadelerinin Çıkarılması

Rezonans IDC 'deki anahtarlama incelendiğinde, dört ayrı topoloji karşımıza çıkmaktadır. Bunlar şekil 3'de görülmektedir.

Şekil 3'de her bir topoloji için bulunacak i_1, i_2 ve V_c gerilimlerinin kolay hesaplanması için yük tarafındaki kondansatör ve direnç yerine DA gerilim kaynağı konulmuştur. Çözülendiğinde aşağıda belirtilen ilk şartlara göre sonuçlar şöyledir.

Başlangıç şartları: $i(0^+) = 0, V_c(0^+) = -V$

Topoloji A için; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C}$

$V_c(t) = V_1 + (V_c(0^+) - V_1) \cos \omega_0 t_1$

$i_1(t_1) = [V_1 - V_c(0^+)] \sqrt{C/L_1} \sin \omega_0 t_1$

Topoloji B için; $a^2 = (L_1 + L_2)/(L_1 L_2 C)$

$V_c(t_2) = (1/aC) i_1(0^+) \sin a t_2 + V_c(0^+) \cos a t_2 + ((L_2 V_1 - L_1 V_2)/(L_1 + L_2))(1 - \cos a t_2)$

$i_2(t_2) = i_1(0^+) (L_1/(L_1 + L_2))(1 - \cos a t_2) + (V_c(0^+)/(a L_2)) \sin a t_2 + ((V_1 + V_2)/(L_1 + L_2)) t_2 + \{(V_1 + (V_2 L_1/L_2))/(L_1 + L_2)\} (1/a) \sin a t_2$

$i_1(t_2) = i_1(0^+) [(L_1/(L_1 + L_2)) + (L_2/(L_1 + L_2)) \cos a t_2] - (V_c(0^+)/(a L_2)) \sin a t_2 + V_1 / [(t_2/(L_1 + L_2) + (L_2 \sin a t_2)/(a L_1 (L_1 + L_2))) + V_2 / [(t_2/(L_1 + L_2) - (L_2 \sin a t_2)/(a L_1 (L_1 + L_2)))]$

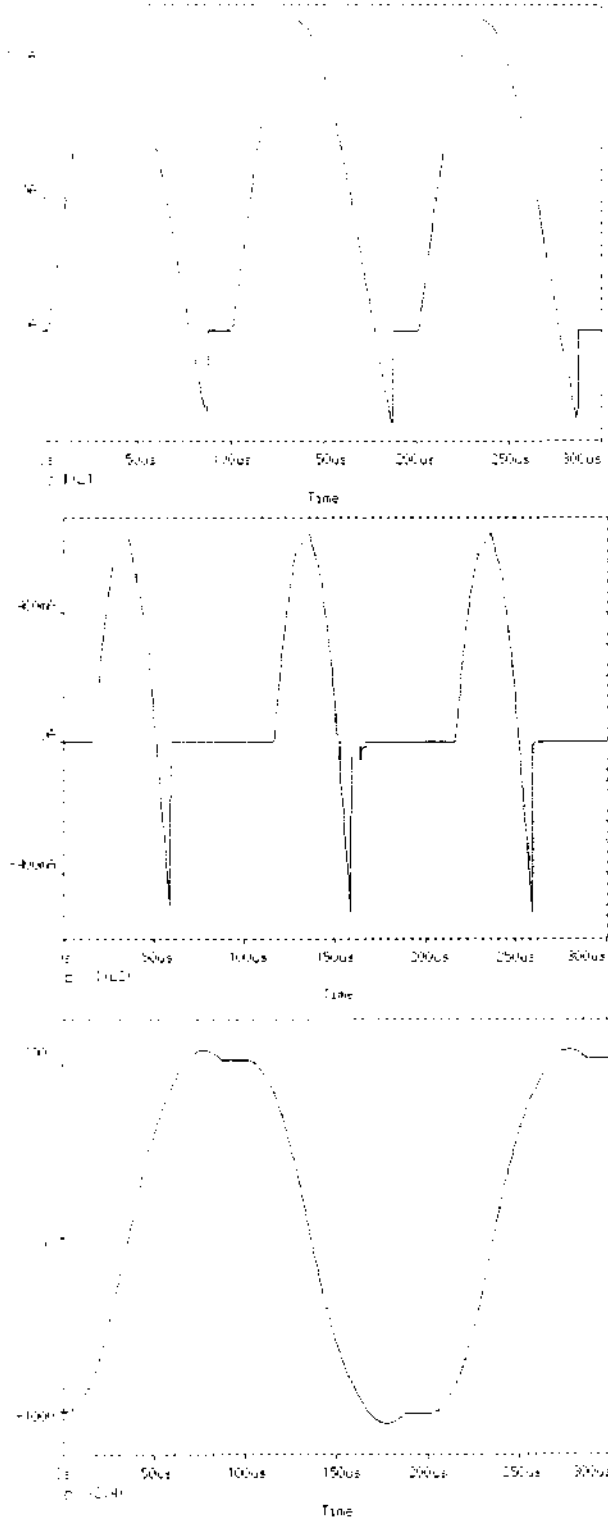
Topoloji C için; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C}$

$V_c(t_3) = V_1 + \sqrt{L_1/C} i_1(0^+) \sin \omega_0 t_3 (V_c(0^+) - V_1)$

$\cos \omega_0 t_3$

$i_1(t_3) = i_1(0^+) \cos \omega_0 t_3 + [V_1 - V_c(0^+)] \sqrt{C/L_1} \sin \omega_0 t_3$

Yukarıdaki denklemlerle sırayla dört topoloji için ardarda değişimler çizildiğinde Şekil 2 'de verilen değişimlerin aynısı elde edilmiştir.



Şekil 4. PSpice 'da elde edilen şekiller.

VI. Rezonans IDC 'nin PSpice 'da Modellenmesi

Şekim'deki IDC prensip semasındaki V2 gerilim kaynağının yerine paralel bir RC devresi konup PSpice 'da modellendiğinde i_{L1} , i_{L2} ve V_e değişimleri Şekil 4 'de gösterilmektedir. Devrenin modellenmesinde aşağıdaki değerler kullanılmıştır.

$$V1=20V.$$

V2 kaynağı yerine konan; $R_y=39\Omega$ $C_y=2200\mu F$

$$L1=L2=1.1mH$$

$$C=0.6\mu F$$

$$t_r=15\mu s$$

$$f=5kHz$$

PSpice çıktılarındaki i_{L1} , i_{L2} ve V_e şekilleri incelendiğinde rezonans IDC'de teorik olarak oluşması beklenen akım ve gerilim şekilleri ile aynı olduğu görülür.

VII. Sonuç

Inverse Dual Converter (IDC)'ün daha önceki çalışmalardan farklı olarak rezonans modunda çalışması incelendi. Ayrıca rezonans modunda çalışması ile ilgili olarak oluşan topolojiler göz önüne alınarak matematiksel ifadeler çıkarıldı. Elde edilen durum denklemleri bilgisayarda (PSpice) incelenerek, kararlı halde oluşan genlik ifadeleri bulundu. IDC'nin rezonans modunda çalıştırılmasında, çıkış genliğinin tetiklenme açısı ve frekansla kontrol edilebileceği görüldü.

KAYNAKLAR

[1] M.Ehsani, I.Husain, M.O.Bilgiç, "Inverse Dual Converter (IDC) for High-Power DC-DC Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, pp.216-223, April 1993.

[2] M.O.Bilgiç, M.Ehsani, "Analysis of ICB by Means of State Space Averaging Technique", IEEE-PESC Conf.Rec.pp.116-121, April 1988.

[3] M.Ehsani, R.L.Kustom, R.W.Boom, "One-phase dual converter for two-quadrant power control of superconducting magnets", IEEE Trans.Magn.,Vol. MAG-21, No:2, pp. 1115-1118, March 1985.

Kullanılacak akümülatörler için araçta bulunan kasa oolununun bir kısmının kolaylıkla kullanılabilmesi diğer bir seçim nedenidir. Elektrikli aracın günlük hayatta insan taşıma yerine mal ve koli dağıtım amacıyla kullanılması tasarım hedeflerinden biridir.

Araçtan petrol yakıtlı motor, sıvı yakıt deposu, egzost gazı gurubu, şarj alternatörü, marş motoru ve ateşleme gurubu sökülüştür. Sökülen bu ısı motoru temel elemanları yerine uygun kapasitede seçilmiş elektrik motoru mekanik bağlantı arabirimleri kullanılarak takılmıştır. Sökülen parçalar 950 kg. olan toplam araç ağırlığını 200 kg. kadar hafifletmektedir. Araçta kullanılmayacak olan -benzin, soğutma suyu, yağın bulunmaması aracın ağırlığını 70 kg. kadar daha azaltmaktadır. Aracın standart beş hızlı dişli kutusu, avak pedallı kavrama düzeni, önden çekişil motor ve rot sistemi ve hidrolik fren gurubu değişiklik yapılmadan kullanılmaktadır. Bu durum özel sürücü eğitimi gerektirmeden aracın kolaylıkla kullanılabilmesini sağlamaktadır. Aracın standart dişli kutusu değerleri Tablo. 1 de verilmiştir.

Tablo. 1: Araç mekanik dönüşüm oranları

1. vites dönüşüm oranı (n_1)	3,308
2. vites dönüşüm oranı (n_2)	1,913
3. vites dönüşüm oranı (n_3)	1,267
4. vites dönüşüm oranı (n_4)	0,927
5. vites dönüşüm oranı (n_5)	0,717
Genel vites dönüşüm oranı (n_g)	4,118
Geri vites dönüşüm oranı (n_a)	2,923
Tekerlek yarıçapı (r)	0,28 m

2.2. Elektrik motorunun seçilmesi.

Araçta fırçalı ve fırçasız doğru akım motorları, anahtarlamalı relüktans motoru ve asenkron indüksiyon motoru gibi elektromekanik enerji dönüştürücülerinin kullanılması olasıdır. Motor ve motoru beslemede kullanılan evirici teknolojilerinin uygunluğu ve maliyet düşüklüğü asenkron indüksiyon motorunun seçilmesinde belirleyici olmuştur. Motorda rulmanlı yataklar dışında sürtünme oluşturan parça bulunmaması , yapı basitliği ve küçüklüğü asenkron motorun diğer seçim nedenleridir. Seçilen motor 24 hp değerinde, düşük rotor dirençli, üç fazlı bir motordur. Motorun özdeğerleri Tablo.2 de verilmiştir.

2.3. Güç sürücü 3-fazlı eviricinin seçimi.

Kullanılan üç-faz asenkron indüksiyon motorunun sürülmesi için dört bölgede çalışabilen, 3-fazlı , PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) mikroişlemci kontrollü, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) çıkış katlı, akım kontrollü bir evirici seçilmiştir. Eviricinin maksimum akımı (I_{max}) 300 Amperdir. Evirici, mikroişlemci kontrol birimi tarafından kontrol edilmektedir. Evirici-motor sisteminde hız ve akım

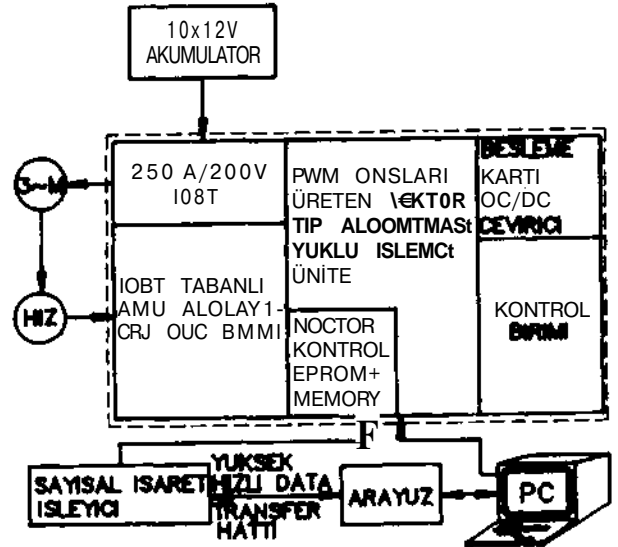
algılayıcıları kullanılarak geribesleme sağlanmaktadır. Hız bilgisini almak için basit yapıda tek foto-elemanlı bir algılayıcı kullanılmıştır. Akım bilgisi iki adet Hall-etkili algılayıcı aracılığı ile elde edilmektedir.

Tablo.2: Motor özdeğerleri

Motor gücü (P_m)	18 kW
Motor momenti (T_n)	29 Nm
Motor gerilimi, üçgen bağlantı ($U_{m\Delta}$)	100 V
Motor akımı, üçgen bağlantı ($I_{m\Delta}$)	137 A
Motor hızı (v_m)	5910 d/d
Motor frekansı (f_m)	200 Hz
Rotor endüktansı (L_r)	1,5 mH
Stator endüktansı (L_s)	1,5 mH
Magnetasing endüktansı (L_m)	1,5 mH
Rotor direnci (R_r)	15,3 mohm
Stator direnci (R_s)	15,1 mohm
Motor ağırlığı	32 kg

2.4. Mikroişlemci tabanlı kontrol biriminin yazılım ve donanım tasarımı.

Aracın kullanma durumlarındaki kontrol, emniyet, gösterge parametreleri mikroişlemci tabanlı bir kontrol birimi ile yönetilmektedir. Araçta kontrol parametresi olarak motor hızı, anlık akım düzeyleri, aracın çeşitli durumları (kapalı, açık, hareketsiz, ilen yönde hareketli, düşük akümülatör düzeyi v.b.) gibi değerler göz önüne alınmaktadır. Emniyet parametreleri olarak akümülatör, fren basıncı, yardımcı akümülatör düzeyi gibi değerler ölçülür. Göstergedeki ışıklı uyarılar için yine kontrol biriminin kullanılması düşünülmüştür. Kontrol sistemi ana hatları Şekil.2 de gösterilmiştir.



Şekil.2: Kontrol sisteminin genel hatları.

Aracın yazılımı bir kişisel bilgisayardan arayüz ile kontrol birimine yüklenebilmekte ve gerektiğinde okunabilmektedir. Araç yazılım ile yüklendikten sonra

kontak anahtarları açılarak standart bir petrol yakıtlı araç gibi kullanılabilir.

Mikroişlemci kartı üzerinde bellek olarak EPROM ve RAM birimleri bulunmaktadır.

2.5 Enerji kaynağının seçimi.

Enerji kaynağı olarak akümülatörler kullanılmıştır. Kullanılması olası akümülatörlerin en önemli değerlendirme faktörleri maliyet ve enerji/ağırlık oranlarıdır. Çeşitli olası akümülatör cinsleri arasında elektrik enerjisi kaynağı olarak sızdırmaz tip jel yapılı kurşunlu akümülatörler seçilmiştir. Kullanılan araç karkası, hedeflenen en büyük araç ağırlık değeri ve bir dolumdaki kullanım süresi gibi faktörler akümülatör kapasitesini belirlemede etkili olmuştur. Kullanılan akümülatörlerin imal edilen en büyük kapasitede olanları seçilmiştir.

Akümülatör sayısı evirici ve motor gerilimine uygun toplam 120 volt elde edilecek şekilde 10 adet olarak belirlenmiştir. Toplam akümülatör enerji kapasitesi 12 kW-saat değerindedir. Akümülatör enerji/ağırlık oranı 30 Watt/kg dir.

2.6 Araç yardımcı birimlerinin tasarımı.

Elektrikli araçta kullanılan yardımcı birimler başlıca fren basınç kaynağı oluşturan elektrik motorlu bir pompa, akümülatör doldurma imkanı sağlayan dış bağlantı, yazılım yüklenebilmesini sağlayan arabirim

ve aracın yardımcı akümülatörünü doldurmada kullanılan birimlerden oluşmaktadır. Yardımcı birimlerin ağırlık olarak azaltılması, kullandıkları elektrik enerjisinin optimizasyonu ilendeki geliştirme aşamalarının konularını oluşturmaktadır.

2.7. Elektrikli sistemlerin araç ile tümleştirilmesi.

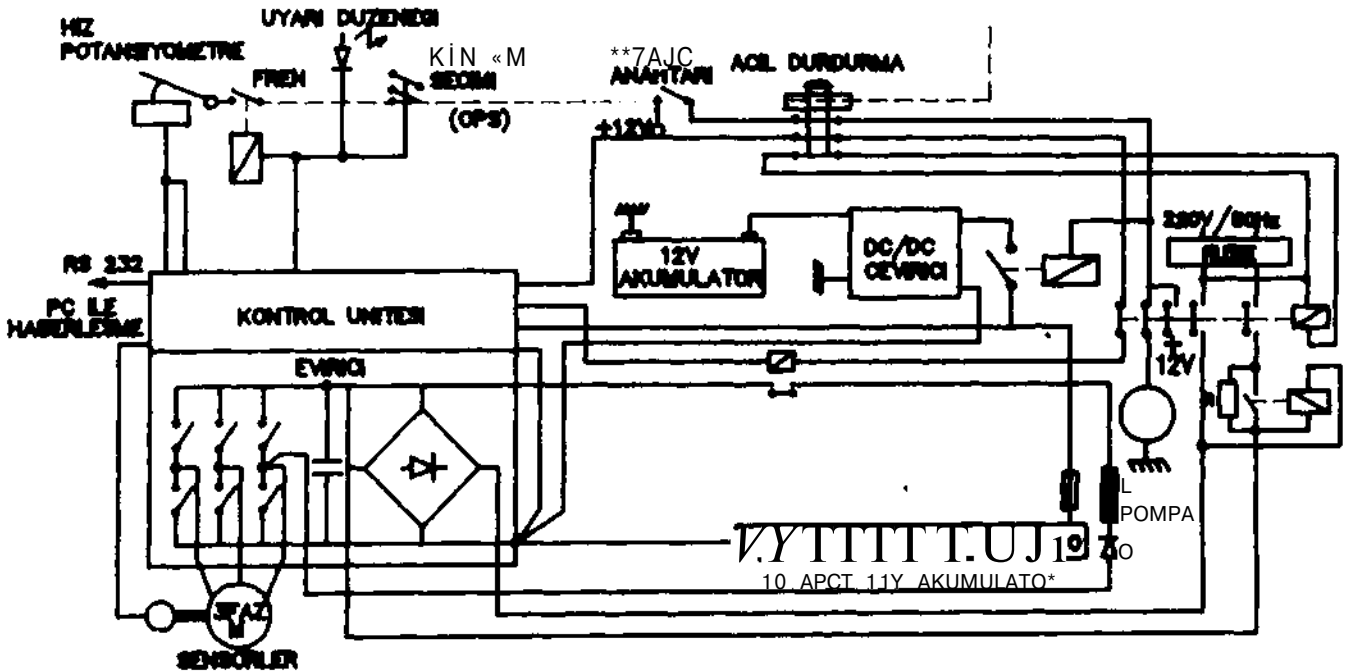
Elektrik motorunun gövdesi ve mih doğrudan dış kutusuna sökülen pistonlu motorun bağlandığı şekilde uygun bağlantı elemanları yapılarak bağlanmıştır. Boş durumdaki motor bölmesinde evirici, motor yakınına takılmıştır. Kontrol birimi ve evirici aynı kabinedir. Akümülatörlerin yerleştirilebileceği değişik bölgeler bulunmakla birlikte ağırlık merkezi, kolay değiştirme gibi nedenler ile yük kasasında sürücü bölümü arkasına takılmışlardır. Aracın aydınlatma ve sinyal sistemi değişiklik yapılmadan kullanılmaktadır.

3. ELEKTRİKLİ ARAÇ ÜZERİNDE DENEMELER VE ELDE EDİLEN VERİLER

Elektrikli araç yol ve statik konum deneylerinden geçirilmiştir. Elde edilen bazı sonuçlar ve benzin motorlu benzer araç ile karşılaştırmaları Tablo.3 ve Tablo.4 de verilmiştir.

Tablo.3: Elektrikli ve benzin motorlu araçların karşılaştırılması (4 vites konumunda)

Benzin motoru maksimum moment	94	Nm
Benzin motorlu araç maksimum hız	135	km/sa
Elektrik motoru maksimum moment	68	Nm
Elektrik motorlu araç maksimum hız	100	km/sa



Şekil.3: Elektrik ve elektronik devre şeması.

Tablo 4: Elektrikli aracın performans değerleri.

Araç maksimum ağırlığı	1200 kg
Elektrik motorundan alınan maksimum moment	68 Nm
50 km/saat hıza erişme süresi	10 s
Maksimum hız	110 km/sa
Tam dolu akü. ile erim	90 km
Maksimum kalkış eğimi	23 %
100 km de tüketilen enerji	12-18 kWsa.
Akümülatör doldurma süresi	5 saat

Yol deneylerinde alınan sonuçlar Tablo.5 ve Tablo.6 da verilmiştir.

Tablo. 5: Yol deneylerinden alınan sonuçlar.

1. vites kalkış sürtünme momenti	7 Nm
1. vites maksimum momentde kalkış eğimi	14 %
Maksimum araç hızı	110 km/sa
Maksimum araç hızı (uzun süreli)	90 km/sa

Tablo. 6: 3. vitesde deney sonuçları.

Elektrikli aracın hızı	90 km/sa
Elektrik motoru devri	4450 d/d
Elektrik motoru momenti	21,5 Nm
Elektrik motoru çıkış gücü	10 kW

5-SONUÇ

Güncel alışılmış teknolojiler ile elektrikli bir karayolu aracının amaçlanan performans değerlerini sağlayacak şekilde yapımının mümkün olduğu gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar ve yapılan prototip kullanılan yöntemlerin daha ileri gelişmeler sağlamaya son derece uygun olduğunu göstermektedir, ileri aşamalarda elektrikli araçlarda geliştirilecek unsurlar belirlenmiştir. Gözönüne alınması gerekli olan başlıca unsurlar arasında aracın yapısal olarak hafifletilmesi, amaca uygun basitlikte dişli kutusu geliştirilmesi, akümülatörlerin aracın yolcu ve yük tarafından kullanılmayan bölümlerine yerleştirilmesi, kullanılan elektronik evirici ve kontrol ünitesinin sarsıntı ve nem gibi ortam şartlarına dayanıklı duruma getirilmesi düşünülebilir.

Üretici firmalar ve araştırma grupları tarafından akümülatörlerin kapasitesi sürekli geliştirilmekte ve daha düşük ağırlık/kapasite değerlerinde akümülatörler kullanıcılara sunulmaktadır. Prototip aşaması tamamlanmış olan elektrikli araçta 30Wsaat/kg değerinde akümülatörler kullanılmıştır. Güncel teknolojiler içinde 58 Wsaat/kg değerinde akümülatörlerde bulunmaktadır. Enerji/ağırlık oranı bakımından akümülatörlerin gelişmesi ve elektrikli otomobil yada karayolu aracında kullanılması veya

hibrit enerji kaynaklarının elektrikli araçlarda kullanılması daha ileri gelişmeler sağlayacaktır.

Prototipi geliştirilen elektrikli araç bir pick-up (kamyonet) olarak şehirçi trafiğinde kullanılmaya uygundur. Bu uygulamalarda dur-kalk kullanımı yaygındır. Günlük araç kullanımı 100 km'yi aşmamaktadır. Dağıtım amaçlı hizmetlerde geliştirilen elektrikli aracın yakıt verimi benzeri standart petrol yakıtlı araçların çok üzerindedir. Önemli kazanımların bir diğeri elektrikli araçta çevre kirletici egzost dumanları bulunmamasıdır. Diğer bir kazanım ise son derece sessiz olan elektrikli aracın gürültü kirliliğine yol açmamasıdır.

KAYNAKÇA

- 1- B. Premzel, K. Jezernik. "Low cost AC drive controller for electric cars", EVS-11, Florance, pp.12-06(1-12), 1992
- 2- Hoppecke operation instructions for stationary sealed cells and batteries usw dry.
- 3- Teihn & Co. Elektromechinenbau data sheet for motors.

HARMONİKLERİN ENERJİ KALİTESİNE ETKİSİ ve HARMONİKLERİN AZALTI MAS I

Mehmet BAYRAK

Sakarya Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Esentepe/SAKARYA

Ömer GÜL

İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü
Maslak / İSTANBUL

ABSTRACT

The Vower Quality' term has been used to describe the variation of the voltage, current and frequency on the power system. The power quality problems are voltage sags, voltage swells, momentary interruption, oscillatory transients, waveform notching, unbalance and harmonic distortions.

Harmonic distortion is caused by non-linear elements connected to the power system such as electric arc furnaces, fluorescent lamps, computers, switch mode power supplies, battery charges, static VAR compensators, variable frequency motor drives, electronic ballasts and DC converters. The growing use of power electronic applications has increased the fraction of nonsinusoidal currents and voltages in buildings and utility networks. The strongest sources of harmonic distortion are variable frequency drive type loads.

When the harmonic currents flow in the power system they can cause problems such as voltage distortion, parallel resonances with power factor correction capacitor, power transformer heating and overload, electric meter errors, power cable failures, telephone and communication line interference and pulsating mechanical torques resulting from the induced negative sequence voltage harmonics.

There are several solutions to reduce harmonics including derating, passive filters and harmonic filtering or current compensation methods which use active devices. Passive filters consisting of a bank of tuned LC filters and (or) a high pass filter are widely used to suppress harmonics. However, these filters are designed to filter specific harmonic components, they are not adaptable to successfully filter varying harmonics. In this study, a three phase full wave uncontrolled and a single phase full wave uncontrolled converter w'rth RL load are simulated using PSpice program. Simulation results show that the harmonic distortions are extremely reduced by adding passive filter to the converters.

1. GİRİŞ

Elektrik güç sistemlerinde enerji kalitesi tanımı, şebekenin gerilim ve frekansındaki değişmeler ile şebekeden çekilen akımdaki dalga şekli bozulmaları ve bunların neden olduğu gerilim dalga şekli bozulmalarının belirtilmesi amacıyla kullanılır. Yıldırım gibi atmosferik dış olaylar ile açma-kapama olayları sonucu şebeke geriliminin aşırı yükselmesi, kısa devre olayları veya büyük güçlü elektrik motorlarının devreye girmesi sonucu gerilimin kısa süreli düşmesi ve harmonikler enerji kalitesini etkilemektedir [1].

Elektrik enerjisi iletimi ve dağıtımını çoğunlukla radyal hatlarla yapılmaktadır. Uzun radyal hatların empedansı büyük olduğundan, hat sonlarında gerilimin nominal değerinde tutulması zor olmaktadır. Bu tür hatlardan beslenen dinamik yükler gerilimin genlik ve dalga şeklini bozarak enerji kalitesini etkilemektedir ve bunun sonucu olarak komşu diğer tüketicilere olumsuz etki yapmaktadır. Ayrıca bazı tüketicilerin ürettiği harmonikler ile dengesiz yükler sonucu gerilimde oluşan dalga şekli bozulmaları aynı hattan beslenen tüketiciler açısından sorun oluşturmaktadır. Bu nedenle, enerji kalitesini etkileyen faktörlerin en önemlisi harmoniklerdir.

2. HARMONİK KAYNAKLARI ve ETKİLERİ

Elektrik enerji sistemlerinde lineer olmayan yükler 1970 yılından beri, özellikle 1980 yılından itibaren, yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Şebekede harmoniklerin oluşmasına neden olan lineer olmayan bu yükleri şöyle sınıflandırabiliriz :

- Doğrultucular,
- Doğru akım motor sürücüleri,
- Alternatif akım motor hız kontrol devreleri,
- Kesintisiz güç kaynakları,
- Ark fırınları,
- Statik reaktif güç kompanzasyonu,
- Frekans dönüştürücüler,
- Statik motor yol alma devreleri,
- Elektronik balastlar,
- Anahtarlamalı güç kaynakları.

Yukarıda belirtilen yüklerin toplam güç olarak yaklaşık % 70'ini elektrik motorları oluşturmaktadır [2] Yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler sonucu güç elektroniği devreleri endüstride yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu gelişmelere orantılı olarak endüstriyel tesislerdeki motorlar yarıiletken elemanlardan oluşan sürücü devreler ile kontrol edilmektedir. Güç elektroniği sürücü devrelerinin motor kontrolünde kullanımı klasik yöntemlere göre % 20-50 arasında enerji tasarrufu sağlamanın yanında motorların düzenli hızlanması, yavaşlaması ve sabit hızda dönmesi sağlanabilmektedir. Fakat bu üstünlüklerinin yanında şebekeden büyük ölçüde harmonik akımı çekmesi ve bunun sonucu olarak şebeke geriliminin dalga şeklini bozması gibi sakıncaları vardır. Elektrik motorları beslediği gerilimin dalga şeklindeki bozulmalardan önemli biçimde etkilenir. Gerilimdeki harmonikler motorun magnetik devresinde harmonik akısının akmasına ve bunun sonucu olarak motorda harmonik momentinin üretilmesine neden olur. Motor veriminin azalması, aşırı ısınmalar ve motorun çıkardığı istenmeyen sesler motorun beslediği gerilimin harmonik içermesi sonucu oluşmaktadır. Ayrıca harmonikler transformatörün demir ve bakır kayıplarını arttırarak aşırı ısınmalarına, kablo ve kondansatörlerin dielektrik malzemelerinin bozulmalarına, dolayısıyla elektriksel ömürlerinin azalmasına neden olmaktadır. Bu nedenle lineer olmayan yüklerin oluşturduğu harmoniklerin derecelerinin, oranlarının ve şebekedeki etkilerinin iyi bilinmesi gerekir.

Evlerde ve bürolarda bilgisayar kullanımının ve bir fazlı elektronik elemanların sayılarının hızlı bir biçimde artması, bu yükleri besleyen kabloların ilave harmonik akımları ile yüklenmelerine neden olmuştur. Büyük çoğunluğu tam dalga diyotlu doğrultucu olan bu yükler şebekeyi üçüncü harmonik ile yüklemektedir. Üçüncü harmonik herbir fazda aynı faz açısında olduğundan, fazların dengeli yüklendiği kabul edilirse nötr iletkeninden faz iletkeninin üç katı kadar 3. harmonik akımı akar. Bunun sonucu olarak nötr iletkeni aşırı ısınır.

3. ENERJİ KALİTESİ İLE İLGİLİ TANIMLAR

Enerji sistemlerinde harmoniklerin belirli bir düzeyde tutulması için ulusal ve uluslararası standartlar [3] getirilmiş ve bu standartlara nasıl uyulacağı konusunda aşağıda belirtilen tanımlar verilmiştir [4].

3.1. C Faktörü (Crest Factor)

En basit harmonik tahmin etme yöntemi olan bu katsayı, akım veya gerilimin tepe değeri ile temel bileşenin efektif değeri (True RMS) arasındaki oranı tanımlamak için kullanılır. Dalga şeklinin saf sinüs olması durumunda bu oran 1.414'tür.

$$C \text{ Faktörü} = \text{Tepe Değer} / \text{Temel Bil. Ef. Değ.}$$

3.2. Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD)

Sinüs formundan uzaklaşmış herhangi bir dalga şeklinin harmonik içeriğini bulmak için birçok yöntem vardır. Böyle bir dalga şeklinde toplam harmonik distorsiyonu, akım veya gerilimdeki yüzde olarak harmonik oranını belirtir. Akım için THD

$$\% \text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{I_1} \quad (1)$$

bağıntısıyla verilir. Benzer şekilde bu oran gerilim için de yazılabilir. Toplam harmonik distorsiyonu birçok uygulamalarda harmonik miktarını belirlemek amacıyla yaygın olarak kullanılır. Birçok ülkede orta ve alçak gerilimli şebekelere bağlanan tüketicilerin oluşturabileceği maksimum harmonik oranı % THD şeklinde sınırlandırılmıştır.

3.3. K Faktörü

K faktörü harmoniklerden kaynaklanan transformatör kayıplarının belirlenmesinde kullanılan önemli bir katsayıdır. Bu katsayı aynı zamanda transformatörlerin dayanabileceği harmonik akımlarını harmonik derecesi ve oranı ile birlikte belirtmektedir

$$K = \hat{I} \sum_{h=1}^{\infty} X(\text{pu})^2 \cdot h^2 \quad (2)$$

Doğru akım motorlarının hız kontrolünde ve diğer uygulamalarda kullanılan doğrultucu devreler genellikle karakteristik harmonikler üretirler [5]. Bu harmonikler ile akım bileşenleri doğrultucu türüne göre değişir ve

$$h = kn \pm 1 \quad I_h = \frac{I_1}{h} \quad (3)$$

bağıntısıyla verilir. Burada;

- h : Harmonik derecesini,
- k : Sabit sayısı.
- n : Doğrultucu devrenin darbe sayısını,
- I₁ : Akımın temel bileşenini.
- I_h : Harmonik akımını

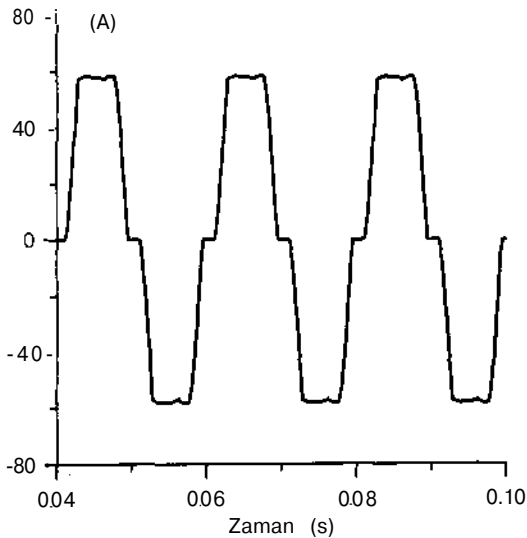
gösterir. Örnek olarak 6 darbeli doğrultucu yukarıdaki bağıntılara göre 5,7,11,13,... harmonikleri üretir. Akımın temel bileşeni % 100 kabul edilirse. 5 harmonik % 20 ve 7. harmonik % 14.3 oranında olur

4. HARMONİKLERİN AZALTILMASI

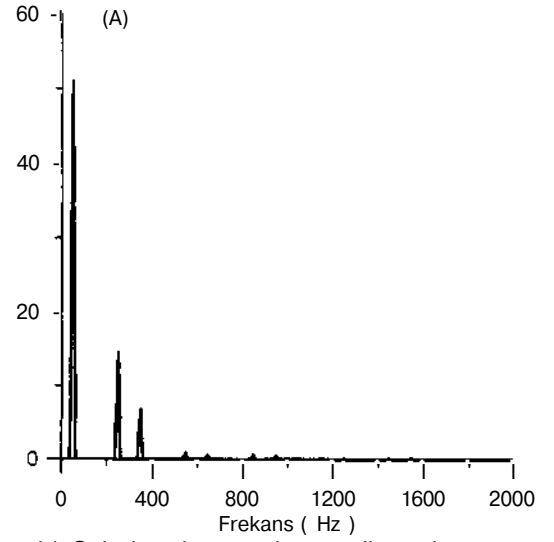
Elektrik güç sistemlerinde enerji kalitesini artırmak amacıyla şebekedeki harmonikleri belirli bir düzeyde tutmak için bazı önlemlerin alınması gerekir. Şebekede açma-kapama ve diğer olaylardan oluşan bozucu etkiler harmonik üretmezler. Harmoniklerin büyük çoğunluğu tüketiciler tarafından oluşmaktadır. Bu nedenle şebekedeki harmonikleri azaltmak için tüketicilerin oluşturduğu harmonikleri azaltmak yeterli olur. Bu amaçla aktif ve pasif filtreler kullanılır. Aktif filtrelerin maliyeti pahalı ve kontrolü karmaşık olduğundan, karakteristik harmonik üreten tüketiciler için uygun değerlerde R, L ve C elemanlarının seri bağlanması ile oluşan pasif filtrelerin kullanılması yeterli ve ucuz olur. Ark fırınları gibi hızlı değişen yükler için aktif ve pasif filtreler birlikte kullanılır. Bunun yanında darbe genişlik modülasyonlu (PWM) motor sürücü devrelerine seri bobin bağlanması sonucu akım harmoniklerinin büyük oranda azaldığı Tablo 1'de görülmektedir [5].

Tablo 1. PWM motor sürücüsünün oluşturduğu akım harmonikleri

Harmonikler	% Harmonik Distorsiyonu (Seri Bobinsiz)	% Harmonik Distorsiyonu (Seri Bobinli)
1	100.0	100.0
3	5.2	1.9
5	71.9	25.0
7	43.1	11.0
11	9.3	7.5
13	5.7	5.0
17	6.5	4.4
19	2.0	3.2
23	3.2	2.6
25	1.8	2.0
THD	85.2	29.6

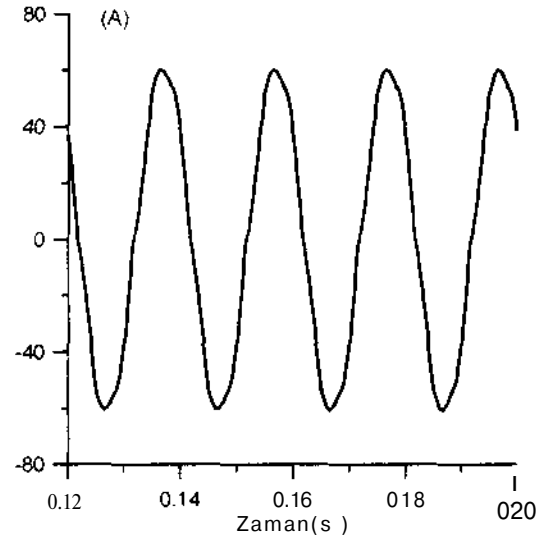


a) Şebekeden çekilen akımın dalga şekli

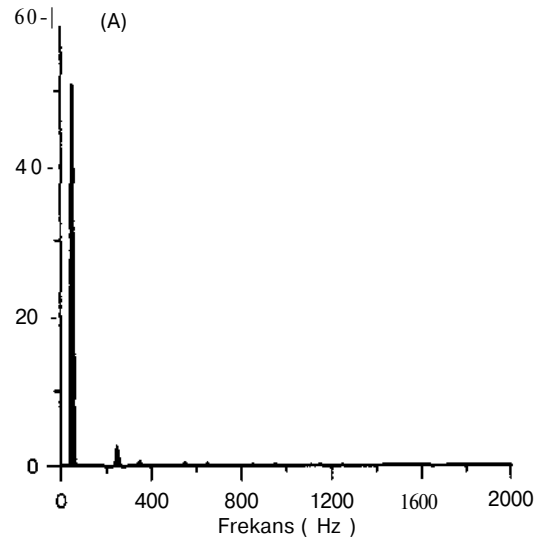


b) Şebeke akımının harmonik spektrumu

Şekil 1: Filtresiz üç fazlı tam dalga doğrultucu

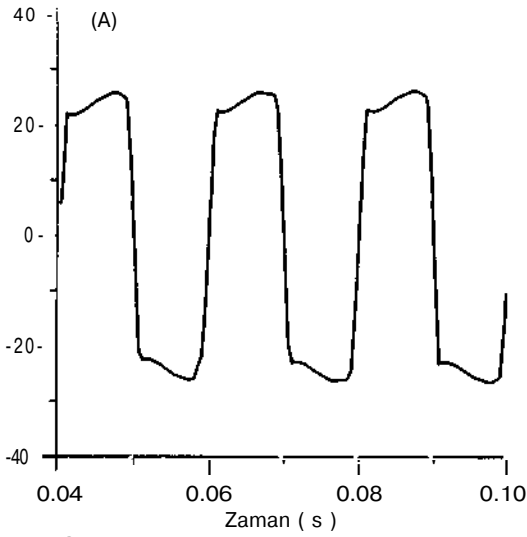


a) Şebekeden çekilen akımın dalga şekli

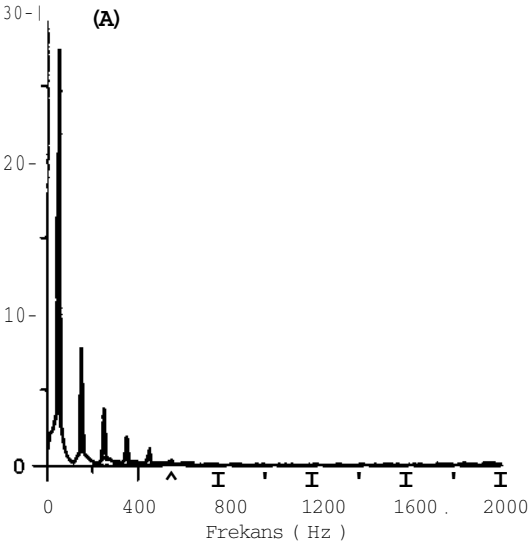


b) Şebeke akımının harmonik spektrumu

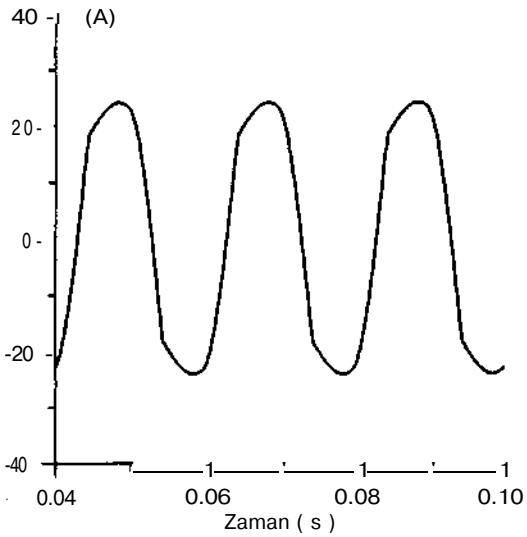
Şekil 2: Filtreli üç fazlı tam dalga doğrultucu



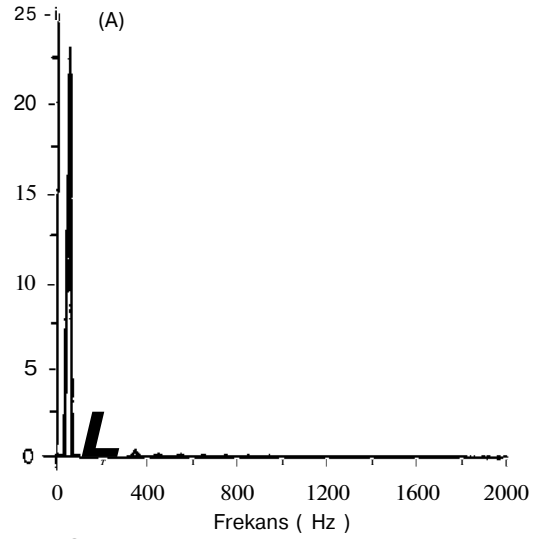
a) Şebekeden çekilen akımın dalga şekli



b) Şebeke akımının harmonik spektrumu
Şekil 3. Filtresiz bir fazlı tam dalga doğrultucu



a) Şebekeden çekilen akımın dalga şekli



b) Şebeke akımının harmonik spektrumu
Şekil 4. Filtreli bir fazlı tam dalga doğrultucu

5. SONUÇ

Bu çalışmada, harmoniklerin enerji kalitesine etkileri hakkında genel bilgi verilerek, güç elektroniği devrelerinin oluşturduğu harmonikler PSpice paket programı yardımı ile incelenmiş, örnek olarak seçilen ve direnç ile endüktanstan oluşan yükü besleyen 6 darbeli 3 fazlı kontrolsüz bir doğrultucu ile bir fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucunun şebekeden çektiği akımı sinüsoidal forma getirebilmek için ayrı ayrı pasif filtre tasarımı yapılmış ve bu filtrelerin harmonikleri büyük ölçüde azalttığı PSpice programı ile yapılan bilgisayar benzetimleri sonucu görülmüştür.

KAYNAKLAR

- [1] REID, E. W., ' PowerQuality Issues-Standards and Guidelines', IEEE Trans on IA, Vol 32 No 1, May/June 1996.
- [2] PHIPPS, J. K., et all,'Power Quality and Harmonic Distortion on DistributionSystems', IEEE Trans on IA, Vol 30, No 2, March/April 1994.
- [3] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Power Systems, ANSI/IEEE Standard 519, 1992.
- [4] MASSEY, G. W., ' Estimation Methods for Power System Harmonic on Power Distribution Transformer \IEEE Trans on IA, Vol 30 No 2, 1994.
- [5] GRAY, J. W., HAYDOCK, J. F.,' Industrial Power Quality Considerations When Installing Adjustable Speed Drive Systems ', IEEE Trans on IA, Vol 32, No 3, May/June 1996.

GÜÇ TRANSFORMATÖRLERİNİN MODELENMESİNE YENİ BİR BAKIŞ

A d n a n K A V P M A Z . Ö m e r G İ L L

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü.
80626-İstanbul

ABSTRACT

The paper presents a new approach for modeling of the power transformers in three-phase networks. The proposed method assumes that all phases have similar topologies and graphs. It is shown that this technique successfully takes the various connection groups into account and reduces the computational time.

GİRİŞ

Elektrik enerji sistemleri, üretim, iletim ve dağıtım olmak üzere üç bölümden oluşmaktadır. Ekonomik ve güvenilir bir işletme elde etmek üzere şebekeler aralarında birleşerek enterkonnekte sistemleri oluşturmakta, böylece nitelikleri ve boyutları giderek büyüyen şebekelerin planlanması ve işletilmesi sırasında ortaya çıkan sorunlar da giderek karmaşık bir hale gelmekte ve bu sistemlerin analizinde bilgisayar kullanımı zorunlu olmaktadır. Bu tür problemler genellikle, A büyük boyutlu bir kare matris olmak üzere

$$A \cdot x = b \quad (1)$$

biçiminde cebrik bir denklem sisteminin çözümü gerekmektedir.

Şebekelerin boyutlarının büyümesi çeşitli basitleştirici yöntem arayışlarını da beraberinde getirmektedir. Bunlardan biri de simetrik bileşenler yöntemidir. Bu yöntemle yapılan analizde, simetrik üç-fazlı enerji sistemlerinin dengesiz yüklenmesi durumunda, sistem birbirinden bağımsız olan bir fazlı üç ayrı sisteme ayrılarak analiz edilmektedir.

Eğer üretim ve yükler dengeli ya da dengeli sayılabilirse, bu dönüşümde sadece tek fazlı analize karşı düşen pozitif bileşen sistemi ortaya çıkmaktadır.

Üç-fazlı sistem simetrik yapıda değilse, simetrik bileşen yönteminin kullanılması ile birbirinden bağımsız olan bu bir fazlı sistemler elde edilememektedir. Bu durumda simetrik bileşenler yöntemi ile çözüm, faz değerleri ile yapılan çözümden daha basit olmadığından, bu yöntemin kullanılması anlamını yitirmekte ve çözüm için faz bileşenlerinin kullanılması daha uygun olmaktadır.

Şebekenin üç-fazlı analizinde hem düğüm sayısı hem de eleman sayısı, bir fazlı incelemeye göre, üç kat artmaktadır. Bu durum, özellikle büyük boyutlu şebekelerin analizinde önemli bir problemdir. Bu nedenle üç fazlı sistemlerin analizinde bilgisayar bellek ve işlem sayısında, dolayısıyla bilgisayar zamanında ekonomi yapmak amacı ile birtakım

yöntemler verilmiştir. Bu çalışmalarda, faz bileşenleri ile yapılan analizde ekonomi yapmak amacıyla üç - fazlı elemanları bir fazlı bir eleman olarak ifade eden kompond eleman kavramı kullanılmaktadır. Bu yöntemle üç-fazlı elemanların matematiksel modeli olan 3x3 boyutundaki ifadeler, sanki bir fazlı elemanmış gibi düşünülerek sistem bir fazlı olarak analiz edilmektedir. Bu şebekenin çözümünden sonra üç-fazlı elemanlara tekrar dönüşüm yapılarak analiz tamamlanmaktadır. Ancak kompond eleman kavramı transformatörler için kullanılmadığından, içinde transformatör bulunan sistemlerin çözümünde bu yaklaşımın avantajı önemli miktarda azalmaktadır./1/

Transformatör içeren sistemlerin faz bileşenleri ile analizinde en etkili yöntemlerden biri olarak bilinen taz koordinatları yöntemi /2,3,4,5 / ise, işlem sayısı ve bellek ekonomisi bakımından kullanışlı değildir.

Faz bileşenleri ile yapılan analizde sistemi oluşturan elemanlardan transformatörü faz koordinatları metoduyla ve diğer elemanları kompond eleman kavramı ile modellemek etkili bir yöntem olarak sunulmaktadır./1,4,5/

Ayrıca büyük boyutlu şebekelerin simetrik bileşenler veya faz bileşenleri ile yapılan analizlerinde, Parçalama ve Yeniden Birleştirme "Diakoptics" yöntemi kullanılarak ekonomi yapılabilmektedir./6,7/

Diğer bir yaklaşım ise; üç fazlı sistemlerde her fazın, diğer fazlarla aynı grafa sahip bir devre oluşturduğu ve a,b,c fazlarının aynı yapıda birer devre oldukları gerçeğini esas alan çalışmalardır. /7,8/

YENİ YAKLAŞIM:

Üç-fazlı enerji sistemlerinin, fazlarının kendi içinde, topolojisi diğer fazlarla aynı olan bir devre oluşturması yaklaşımına uygun olarak primitif admitans matrisi aynı faza ait elemanlar birbirini takip edecek şekilde sıralanmış ve

$$y_{iP}^{ahc} = \begin{bmatrix} V_{iP}^{aa} & y_{iP}^{rah} & Y_{iP}^c \\ v_{iP}^{eba} & v_{iP}^{bb} & V_{iP}^{bc} \\ y_{iP}^{ca} & y_{iP}^{cb} & y_{iP}^{ct} \end{bmatrix} \quad (2)$$

biçiminde elde edilmiştir. Burada, Y_{iP}^{abc} üç-fazlı elemanın primitif admitans matrisini, Y_{iP}^a , Y_{iP}^{bh} ve Y_{iP}^c alt matrisleri her fazın kendi primitif admitans

matrislerini göstermekte olup, Y_{11}^{ab} , Y_{11}^{ac} , Y_{11}^{ba} , Y_{11}^{bc} , Y_{11}^{ca} , Y_{11}^{cb} , Y_{11}^{aa} , Y_{11}^{bb} , Y_{11}^{cc} , Y_{11}^{ab} ve Y_{11}^{ba} alt matrisleri ise fazlar arasında kuplajları(magnetik bağları) gösteren primitif admitans matrisleridir.

Önerilen bu yeni yöntem uygun olarak, temel kesitleme matrisi oluşturulurken de aynı faza ilişkin baralar birbirini takip edecek şekilde düzenlenmiş ve temel kesitleme matrisi,

$$Q_t = [U^T Q_{abc}] \quad (3)$$

olarak elde edilmiştir. Bara admitans matrisi ise

$$Y_{HARA}^{abc} = \frac{1}{V_{abc}} \frac{Y_{abc}}{I_P} V_{abc}^T \quad (4)$$

veya

$$Y_{HARA}^{abc} = \begin{bmatrix} Y_{HAKA}^{aa} & Y_{HAKA}^{ab} & Y_{HAKA}^{ac} \\ Y_{HAKA}^{ba} & Y_{HAKA}^{bb} & Y_{HAKA}^{bc} \\ Y_{HAKA}^{ca} & Y_{HAKA}^{cb} & Y_{HAKA}^{cc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

biçiminde elde edilmektedir. Burada, Y_{HARA}^{abc} , üç-fazlı elemanın bara admitans matrisi, Y_{HARA}^{aa} , Y_{HARA}^{bb} ve Y_{HARA}^{cc} her fazın kendi bara admitans matrislerini göstermekte, Y_{HARA}^{ab} , Y_{HARA}^{ba} , Y_{HARA}^{ac} , Y_{HARA}^{ca} , Y_{HARA}^{bc} ve Y_{HARA}^{cb} ise fazlar arasında kuplajları gösteren bara admitans matrisleridir.

Faz bileşenleri ile elde edilen bu bara admitans matrisinden, enerji sistemlerinin analizinde çok kullanılan, simetrik bileşen bara admitans matrisi de elde edilebilmektedir. Ancak literatürde bilinen haliyle simetrik bileşenler için kullanılan dönüşüm matrisini kullanmak bu yöntem için mümkün olmamaktadır. Bu nedenle simetrik bileşenlere dönüşüm matrisi de bu yaklaşım için, yeniden düzenlenmiştir. Örneğin Üç sargılı bir transformatör için dönüşümdeki U birim matrisinin boyutu 3*3 olmak üzere, yeniden düzenlenmiş dönüşüm matrisi,

$$T_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

biçiminde olmakta ve dönüşüm sonucu simetrik bileşen bara admitans matrisi

$$Y_{DARA}^{abc} = \frac{1}{K_g} Y_{BAKA}^{abc} - I_{sg} \quad (7)$$

şeklinde elde edilmektedir. Dönüşüm sonucunda simetrik bileşenle ifade edilen Bara admitans matrisi,

$$Y^A H = \begin{bmatrix} T y^T & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (8)$$

biçiminde blok diagonal bir yapıda elde edilmektedir.

ÜÇ FAZLI TRANSFORMATÖR MODELİ:

Üç-fazlı transformatör modelinin elde edilmesinde temel alınan bir fazlı transformatörün bu yolla elde edilen modeli literatürde verilen model ile aynı olmaktadır. /1,2/

Üç fazlı transformatörün, önerilen yöntem uygun olarak, modellenmesinde primitif admitans matrisi,

$$Y_p^{abc} = \begin{bmatrix} Y_p & -Y_m & Y & Y & Y & Y \\ -Y_m & Y & Y & Y & Y & Y \\ Y & Y & Y & -Y_m & Y & Y \\ Y_m & Y & Y & Y & Y_m & Y \\ Y & Y & Y & Y & Y & -Y_m \\ Y & Y & Y & Y & -Y_m & Y \end{bmatrix} \quad (9)$$

biçiminde düzenlenmiştir

Burada, literatürde olduğu gibi Y_p transformatörün her bir fazının primer admitansını, Y_s her bir fazının sekonder admitansını, Y_m ise aynı fazların primer ve sekonder sargıları arasındaki kuplajı, Y farklı fazların primer sargıları arasındaki kuplajı, Y_m farklı fazların primer ve sekonder sargıları arasındaki kuplajı, Y^h farklı fazların sekonder sargıları arasındaki kuplajı göstermektedir. Bu primitif admitans matrisi; denklem (2) de verilen biçimdedir.

Üç fazlı transformatörlerin genel halde temel kesitleme matrisi,

$$Q_t = [U^T 0] \quad (10)$$

biçiminde olup, burada görülen Q kesitleme matrisi üç fazlı transformatörün bağlama grubuna bağlı olarak değişmektedir.

Yıldız noktasının topraklı olması durumunda Q matrisi içinde, Q(j) gibi bir matris ortaya çıkmakta olup, Q matrisi genel halde,

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{abc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

biçiminde ifade edilebilmektedir. Q_{abc} üç fazlı transformatörün bağlama grubunun yıldız veya üçgen bağlı olmasına göre değişmekte ve Q_{abc} genel anlamda

$$Q_{abc} = \begin{bmatrix} U & 0 & i & q \\ q & T & U & 0 \\ 0 & T & q & U \end{bmatrix} \quad (12)$$

biçiminde görülmektedir. Burada, q transformatörün bağlama grubunu (yıldız veya üçgen) yansıtan matris olup, n, üç fazlı transformatörün sargı sayısını göstermek üzere, n*n boyutundadır. U n*n boyutunda birim matrisidir. Yıldız noktasının topraklı olması

durumunda ortaya çıkan Q_d matrisi genel durumda ise

$$Q_d = [q_{d1} \ q_{d2} \ q_{d3}] \quad (03)$$

biçiminde olup burada, q_{ij} yıldız noktalarının topraklı olup olmadığını göstermektedir. Boyutu topraksız yıldız noktası sayısı, m olmak üzere, q_{ij} matrisi $m \times n$ dir.

(4) ve (11) eşitlikleri kullanılarak, trafo için

$$Y_{BARA}^{abc} = \begin{bmatrix} Q \\ Q_d \end{bmatrix} Y_P^{abc} [Q_{abc}^T \ Q_d^T] \quad (14)$$

biçiminde elde edilebilir. Yada açık olarak, genel halde bu bara admitans matrisi,

$$Y_{BARA}^{11v} = \begin{bmatrix} Q_{abc} \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_{abc}^T & Q_{abc} \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_d^T \\ Q_d \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_{abc}^T & Q_d \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_d^T \end{bmatrix} \quad (15)$$

biçiminde elde edilir. Bara admitans matrisi faz baraları ve Yıldız noktası dikkate alınarak bölünlenip

$$\begin{aligned} Y_1 &= Q_{abc} \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_{abc}^T \\ Y_2 &= Q_{abc} \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_d^T \\ Y_3 &= Q_d \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_{abc}^T \\ Y_4 &= Q_d \cdot Y_P^{abc} \cdot Q_d^T \end{aligned} \quad (16)$$

tanımları yapılacak olursa, topraksız yıldız noktası akımının sıfır olması sonucu, bara admitans matrisinde topraksız yıldız noktası indirgenerek, bara admitans matrisi

$$Y_{BARA}^{11v} = Y_1 - Y_2 \cdot Y_4^{-1} \cdot Y_3 \quad (17)$$

biçiminde verilebilmektedir.

Transformatörün birinci tarafının üçgen bağlı olması durumunda faz kayması ihmal edilerek 1,3,5 inci sütun ve satır elemanları; transformatörün ikinci tarafının üçgen bağlı olması durumunda 2,4,6 inci sütun ve satır elemanları $a=\sqrt{3}$ bölünmektedir

Transformatörün simetrlili bileşen bara admitans matrisi de, (7) eşitliği kullanılarak (8) de verilen yapıda elde edilmektedir.

ÖRNEK:

Yıldız(topraklı)/üçgen bağlı bir transformatörün uç denklemlerinin elde edilmesinde Q matrisi,

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

biçiminde, bara admitans matrisi de,

$$Y_{BARA}^{11v} = \begin{bmatrix} Y_1 & (Y_2 \cdot Y_4^{-1} \cdot Y_3) & Y_3 & (Y_4 \cdot Y_4^{-1} \cdot Y_4) & Y_4 & 0 \\ (Y_2 \cdot Y_4^{-1} \cdot Y_3) & 2a \cdot Y_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_3 & 0 & Y_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_4 \end{bmatrix} \quad (19)$$

biçiminde elde edilmektedir.

Transformatörün ikinci tarafının üçgen bağlı olması durumunda faz kayması ihmal edilerek bara admitans matrisinin 2,4,6 inci sütun ve satır elemanları $u=\sqrt{3}$ e bölünmektedir.

Transformatörün simetrlili bileşen bara admitans matrisi, (7) eşitliği kullanılarak

$$Y_{BARA}^{11v} = \begin{bmatrix} Y_1 - Y_2 \cdot Y_4^{-1} \cdot Y_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2a \cdot Y_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_4 \end{bmatrix} \quad (20)$$

biçiminde verilmektedir

Burada elde edilen simetrlili bileşen devrelerine ilişkin uç-denklemlerinin her bileşen için 2×2 boyutunda bir matris olması ve bileşenlerin bir birinden bağımsız olarak görülmesi bakımından literatürde verilen (21) modellerden daha net bir sonuçtur. $\dot{I}M$

$$Y_{BARA}^{11v} = \begin{bmatrix} Y_1 + 2Y_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_2 \cdot Y_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_4 \cdot Y_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_4 \end{bmatrix} \quad (21)$$

SONUÇ :

Burada verilen transformatör modeli her fazın diğer fazlarla aynı grafa sahip bir devre oluşturduğu ve a,b,c fazlarının aynı yapıda birer devre oldukları gerçeğini esas alan yeni yaklaşımla tüm sistemin modellenmesi çalışmasının bir parçasıdır. Burada verilen transformatör modeli literatürde çok bilinen ve özel bağlama gruplarına uygulanan faz koordinatları yönteminin kullanıldığı yerlerde kullanılabilir. Bu yaklaşımla bulunan simetrlili bileşen bara admitans matrisi literatürdekinden daha düzenli ve anlamlıdır. Ayrıca aşağıda da verildiği gibi Q matrisinin elde edilmesine yönelik ilginç sonuçları vardır.

Yukarıda, transformatörlerin uç denklemleri eldesi için yeni yaklaşıma uygun olarak verilen algoritma her zaman geçerlidir.

Burada elde edilen diğer bir sonuç da en çok kullanılan bağlama gurubları için (Yıldız / yıldız, Yıldız(topraklı) / yıldız, Yıldız(topraklı) / yıldız(topraklı), Yıldız(topraklı) / Üçgen, Yıldız / Üçgen, Üçgen / Üçgen) Q matrisinin elde edilmesidir.

q matrisinin boyutunu aynı faza ait sargı sayısının (n) belirlediği ve eğer birinci taraf üçgen bağlı ise, matrisin 1.1 elemanının, -1, yıldız bağlı ise,

O değerini aldığı ve ikinci taraf üçgen bağlı ise, matrisin 2.2 elemanınının, -1, yıldız bağlı ise, O değerini aldığı ve diğer elemanlarının ise sıfır olduğu görülmektedir.

Topraksız yıldız noktası sayısı m ise q^* matrisi $m \times n$ boyutundadır. Birinci taraf topraksız yıldız bağlı ise, q_{ij} matrisinin birinci elemanı, -1, ikinci taraf topraksız yıldız bağlı ise ikinci eleman, -1, ve her iki taraf da topraksız yıldız bağlı ise 2×2 boyutlu matrisin 1.1 ve 2.2 elemanlarının her ikisi de -1 dir.

Tablo 1 En çok kullanılan bağlama grupları için q^* ve q matrisleri tablosu

Bağlama Grubu	q	q^d
Yıldız(t)/ Yıldız(t)	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	-
Yıldız(t)/Yıldız	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}$
Yıldız/Yıldız	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$
Yıldız(t)/ Üçgen	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	-
Yıldız/ Üçgen	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$
Üçgen/Üçgen	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	-

Görüldüğü gibi, Q matrisinde değişen bağlama grupları için sadece q ve q^* matrisleri değişmektedir.

Bu sonuçlar transformatorlerin 6 farklı bağlama gurubuna ait faz bilşenleri bara admitans matrisi ve simetrik bileşenler bara admitans matrisinin elde edilmesi için yapılan bilgisayar programında da kullanılmıştır. Algoritmada her bir bağlama grubu için Q matrisi doğrudan Bilgisayar programı için bağlama grubuna ilişkin sorulara verilen cevaplarla Q matrisi oluşturularak sonuçlar elde edilmiştir.

KAYNAKLAR:

- [1] Arrillaga, J., Arnold C.P., Computer Modelling of Electrical Power Systems, John Wiley & Sons, New-York, 1983.
- [2] Laughton M. A., Analysis of unbalanced polyphase networks by the method of phase coordinates, Proc. IEE., Vol 8, August 1968
- [3] Chen M-S, Dillon WE, Power system modeling, proceedings of IEEE, Vol.62, No.7, pp 901-915, July, 1974
- [4] Chen T.-H, Chang J.-D, Models of grounded mid-tap open-wye and open-delta connected transformers for rigorous analysis of a distribution system, IEE

Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 142, No 2, pp 82-88, March 1995

[5] Chen T.-H, Kuo H.-Y, Network modelling of traction substation transformers for studying unbalance effects, IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 142, No.2, pp 103-108 March 1995

[6] Kaypmaz, A., Elektrik Şebekelerinin Çok-uçlu Eleman Kavramı yardımıyla incelenmesi, (Doktora Tezi) İ.T.Ü. Müh. Mim. Fakültesi Matbaası, 1981.

[7] Gül Ö., Büyük boyutlu şebekelerin diakoptics yöntem ile kısa devre analizi, Y.lisans Tezi, ocak, 1995

[8] Kaypmaz, A., Yücel H. L., Üç Fazlı Şebekelerin Yeni Bir Yaklaşımla Modellenmesi, Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal Kongresi, İzmir, 1993.