

YENİ BİR ADAPTİF ÖLÇME ALGORİTMASI

M.Server FIRAT

Ayhan ÖZDEMİR

MLAİ YALÇIN

SAU. Mühendislik Fak. Elektrik- Elektronik Müh. Böl., Esentepe Kampüsü/Adapazarı
e-posta: yalcin@sakarya.edu.tr

ÖZET

Güç sistemlerinde reaktif ve nonlineer elektriksel yüklerin neden oldukları akım dalga şekillerindeki bozulmalar ve bu akımların hızlı ve yüksek doğrulukta ölçülmesi tasarımcılar için önemli bir problemdir. Bu bildiriye ani akım bileşenlerini ölçmek için kullanılacak yeni bir adaptif ölçme algoritması sunulmaktadır. Bu çalışmada verilen algoritma, klasik ölçme yöntemlerinin aksine, giriş sinyalinin frekansındaki değişimlere karşı adaptiftir. Notch filtre işlevine sahip ölçme sisteminin, çıkışından alınan akım bilgisi ile referans sinyali karşılaştırılarak elde edilen hata sinyali minimize edilmektedir. Kapalı çevrim kontrol sistemi olarak çalışan ölçme sisteminde, geliştirilen algoritmadaki hata değerinin minimize edilmesi amacı ile kontrol parametreleri optimize edilmektedir. Blok olarak düşünüldüğünde, ölçme sistemi girişine uygulanan distorsiyonlu ani akım işareti sistem çıkışında bileşenlerine yüksek doğrulukta ve hızlı bir şekilde başarıyla ayrıştırıldığı görülmektedir.

Anahtar kelimeler: güç sistemleri, ölçme sistemleri, adaptif ölçme

1. GİRİŞ

Güç sistemlerinde elektriksel büyüklüklerin ölçülmesi yıllardır araştırmacıların en başta gelen konuları arasında yer almıştır. Özellikle kontrol teorisi ve dijital işaret işleme konularındaki gelişmeler, tasarımcıları klasik ölçme metodlarındaki hataların azaltılması düşüncesine yöneltmiştir. Endüstriyel kullanımı gittikçe yaygınlaşan güç elektroniği uygulamaları ve doyumsuz ferromanyetik çekirdekli yüklerin ürettikleri harmonik ve reaktif akım bileşenleri, bilindiği gibi, şebekeden çekilen toplam ani akımın şeklini önemli ölçüde bozmaktadır. Şebekede önemli ölçüde distorsiyona sebep olan bu olumsuzluklar statik VAR kompanzatorlar ve aktif filtreler gibi önlemlerle giderilmeye çalışılmaktadır. Ancak hızlı açma-kapama yapabilen yarı iletken güç anahtarları ile çalışan bu ekipmanlar, yüksek doğruluklu ve hızlı ölçme yapabilen ölçme sistemlerini gerektirir.

Sinüsoidal ve non-sinüsoidal yük bileşenleri hakkında ilk olarak Steinmetz tarafından 1908'de bahsedildiği bilinmektedir[1]. Daha sonra sırasıyla Budeanu ve Fryze şu anda bile kullanılan temel güç ifadelerini elde etmişlerdir.[2],[3] Güç sistemlerinde reaktif ve aktif akımların yoğun biçimde araştırılması 1960 sonrası dönemde başlamıştır.[4]

1980 sonrası dönemde yoğunlaşan reaktif ve harmonik akımların ölçülmesi konusunda ise, değişik metodlar üzerinde çalışılmıştır. Zaman domeninde çözümü esas alan metodlar kaynak olarak Fryze, Kursters and Moore, Page, Akagi and Nabae' nin çalışmalarından faydalanmaktadır.[3],[5-8] Bu teori son olarak Ferreri, Superti Furga ve Willems tarafından geniş bir şekilde analiz edilerek tekrar yorumlanmıştır.[7-10]

Güç bileşenlerinin ölçülmesi konusunda frekans domenindeki çözümü esas alan çalışmaların en eskisinin ise, Budeanu tarafından, akımın frekans domeninde bileşenlerine doğru ve anlamlı biçimde ayrıştırılması ise Czarniecki tarafından gerçekleştirilmiştir. [11],[12],[13]

Gerek zaman, gerekse frekans domenindeki söz konusu teorilerin en önemli ortak özelliği, ani reaktif güç teorisi üzerine kurulu olmalarıdır. Ayrıca üç fazlı sistemlerde distorsiyonlu akımın gerçek zaman ölçümü için analog devre kullanıldığından devrede ardışıl birkaç çarpıcı elemana ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle devre yapıları karmaşık ayarlanması zor, performansları zayıftır. Bu yöntemlerin ölçme sistemleri, kullanılan komponent parametreleri ve çalışma şartlarındaki değişimlere karşı oldukça duyarlıdırlar.

Güç bileşenlerinin ayrıştırılmasında kullanılan "band geçiren filtre(BPF)"ler ise temel bileşen sinyalinin frekans seviyesini bastırarak suretiyle reaktif ve harmonik sinyallerinin elde edilmesini sağlarlar. Filtreleme etkileri, giriş sinyalinin frekansındaki kararsızlık durumlarında kötüleşmektedir.[14]

FFT ve DFT olarak bilinen Fourier Transformu metodlarında iyi filtreleme ve hızlı ölçme yapılmasına rağmen adaptif çalışmaya elverişli değildirler. [15],[16]

Bu çalışmada ise, yeni bir adaptif ölçme algoritması verilmektedir. Herhangi bir güç devresinde ölçülmek istenen akım, çıkışta, geliştirilen bu algoritma yardımı ile aktif, reaktif ve harmonik bileşenlerine ayrıştırılmaktadır. Distorsiyonlu akım, kaynak geriliminin temel bileşeni ile örneklenmekte, referans sinyali çıkış akımı ile karşılaştırılmak suretiyle $e(k)$

hata sinyali elde edilmektedir. Geliştirilen algoritmada, $e(k)$ sinyalinin minimize edilerek optimal kontrol parametrelerinin elde edilmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla algoritmadaki optimizasyon probleminin çözümünü veren formülasyon çıkarılarak ölçme sistemi simule edilmiş ve distorsiyonlu akım sinyali çıkışta bileşenlerine ayrılmış halde elde edilmektedir.

2. TEMEL AKIM BAĞINTILARI

Bir a.c. devresinde yük uçlarındaki gerilimin ani değer ifadesi,

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin \omega t \quad (1)$$

olduğunda, endüktif karakterli yükün çektiği akım,

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

ile tanımlanır.

Pratikte ise, yükün çalışma karakteristiğine bağlı olarak, çekilen akımın şeklinin düzgün sintüs olmaması durumunda akımın yeni tanım ifadesi,

$$i(t) = \sum \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \quad (3)$$

biçimindedir.

Burada, n; harmonik bileşen derecesini,

I_n ; n. harmoniğin efektif akım değerini,

φ_n ; n. harmoniğin faz açısını gösterir.

(3)'deki akımın ani değer ifadesi harmonik bileşenler içerdiğinden akımın dalga şekli non-sinüsoyaldır. (1), (2) ve (3) denklemlerini fazörel olarak sırasıyla,

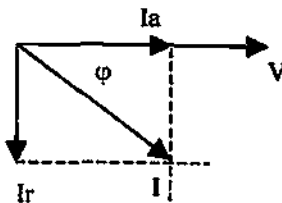
$$V = V \cdot e^{j\omega t} = V \quad (4)$$

$$I = I \cdot e^{-j\varphi} = I \cdot (\cos \varphi - j \sin \varphi) \quad (5)$$

ve

$$I = \sum I_n \cdot e^{-j\varphi_n} = \sum I_n \cdot (\cos \varphi_n - j \sin \varphi_n) \quad (6)$$

bağıntılarıyla da tanımlamak mümkündür.



Şekil.1 Akım fazörü ve bileşenleri

(4) ve (5) bağıntıları Şekil.1'deki gibi fazör diyagramı ile gösterildiğinde, akımın iki dik bileşen fazörlerinin fiziksel konumları daha iyi anlaşılacaktır. Şekil.1'de

de görüldüğü gibi, akım fazörünün kaynak voltajı ile aynı fazdaki aktif bileşeni,

$$I_a = I \cdot \cos \varphi \quad (7)$$

ve voltaj ile dik doğrultudaki reaktif bileşeni,

$$I_r = -I \cdot \sin \varphi \quad (8)$$

bağıntıları ile tanımlanır ki; harmoniksiz durumda, kısaca akım bileşenleri için,

$$I = I_a + I_r \quad (9)$$

şeklindeki fazörel gösterim daha anlamlıdır.

Denklem (6)'daki harmonik içerikli ani değer ifadesindeki akım bileşenleri için de benzer şekilde,

$$I = I_a + I_r + I_h \quad (10)$$

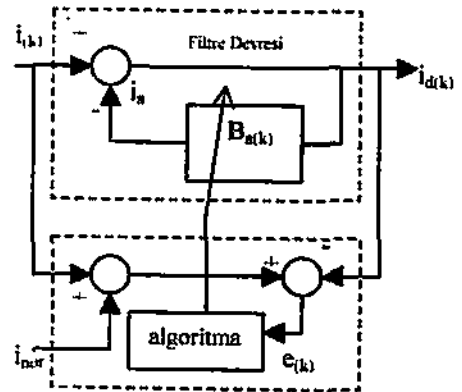
eşitliği elde edilmektedir.

3. ÖLÇME ALGORİTMASI



Şekil.2 Ölçme bloğu ve akım bileşenleri

Herhangi bir güç devresindeki akım bileşenlerinin ölçülebilmesi için kullanılacak Şekil.2'deki gibi bir ölçme bloğundaki algoritmanın gerçekleştirilmesi bu çalışmanın temel düşüncesini oluşturmuştur.



Şekil.3 Filtre devresi ve kontrol algoritmasının blok şeması

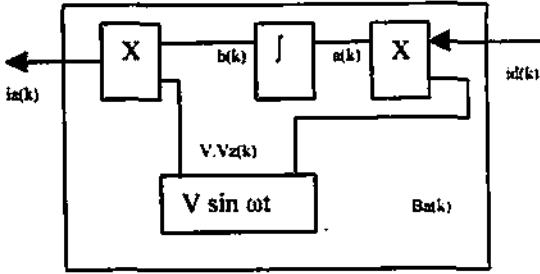
Şekil.3'de blok kontrol şeması verilen ölçme devresinde, $i(k)$ güç devresinde ölçülmek istenen akım.

$i_d(k) = i_{id}(k) - i_r(k)$ distorsiyon akımını veren çıkış sinyali. $i_a(k)$ ise akımın aktif bileşenidir. Bu durumda:

$$i_d(k) = i(k) - i_a(k) \quad (11)$$

olarak tanımlanmıştır.

Şekil.3' deki blok diyagramından da görüldüğü gibi geri besleme bloğu $B_a(k)$ giriş sinyalinin filtre edilmesi için kullanılmakta ve filtre devresi "notch filtre" olarak çalışmaktadır. $B_a(k)$ bloğunun açık şeması Şekil.4' de verilmiştir.



Şekil.4 Geri besleme bloğu $B_a(k)$ ' nin açık şeması

Notch filtre görevini üstlenen $B_a(k)$ geri besleme bloğunda referans sinyali ($V \sin \omega t$) olarak giriş sinyalini örneklemek amacıyla kullanıldığından, giriş sinyali $i(k)$ ' nin aktif bileşeni için,

$$i_a(k) = b(k) * V * Vz(k) \quad (12)$$

ve integratör giriş sinyali için ise,

$$a(k) = id(k) * V * Vz(k) \quad (13)$$

eşitlikleri elde edilir. İntegratör çıkış işareti,

$$b(k) = K_1 * [X(k) + X(k-1)] \quad (14)$$

ile tanımlanmıştır. Bu durumda Şekil.3' de filtre çıkışındaki distorsiyon akımı, (14) bağıntısı (12)'de ve (12), (11)'de yazılarak,

$$id(k) = [i(k) - 2 * K_1 * X(k-1) * V * Vz(k)] / (1 + K_1 * V^2 * Vz(k)^2) \quad (15)$$

ifadesi elde edilir.

Şekil.4' de de görüldüğü gibi integral katsayısı (K_1), ve referans girişi olarak kullanılan kaynak voltajının genliği (V) ayarlandığında, sistemin

$$e(k) = i_{ref}(k) - i_d(k) \quad (16)$$

eşitliği ile tanımlanan hata sinyalini minimize etmek mümkündür. Filtre devresinin optimal şartlarda çalışmasını belirleyen performans indeksi

$$E = (1/2) * |e(k)|^2 \quad (17)$$

yardımıyla kontrol parametrelerini tanımlayan

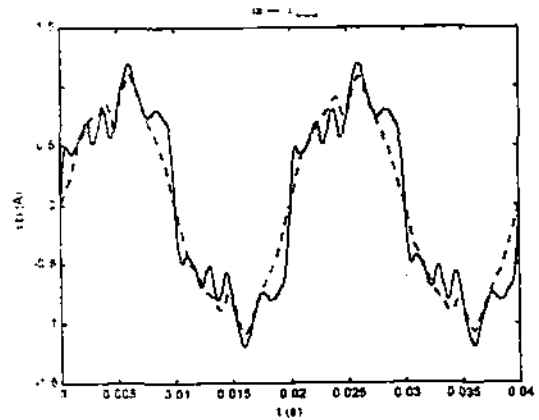
$$K_f, K_i - \beta * (dE/dK_i) \quad (18)$$

ve

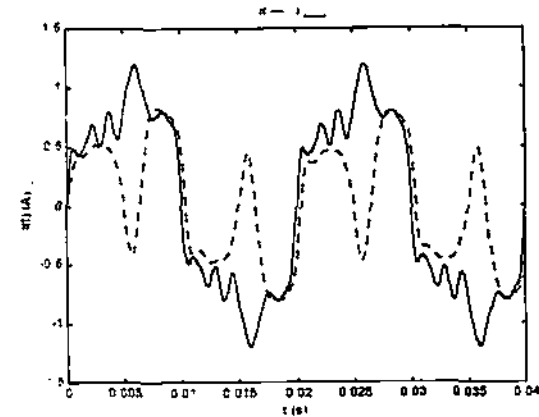
$$V = V - \beta * (dE/dV) \quad (19)$$

ifadelerinin çözülmesi ile ölçme sisteminin eğitilmesi tamamlanmış olacağından giriş sinyali $i(k)$ 'nin dalga şeklinde meydana gelecek değişikliklere karşı devre adaptif hale gelir. Burada; $\beta = 0..1$ arası değerler almaktadır.

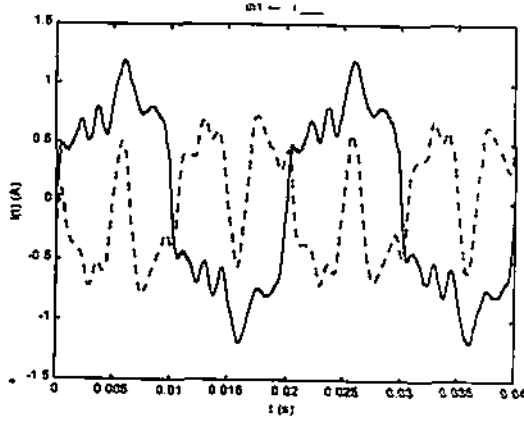
Geliştirilen simulasyon çalışması sonunda elde edilen dalga şekilleri Şekil.5 , Şekil.6 ve Şekil.7 de verilmiştir.



Şekil.5 Ölçme devresi çıkışında elde edilen giriş sinyali (i : —) ve aktif bileşeni (i_a : - - -)



Şekil.6 Ölçme devresi çıkışında elde edilen giriş sinyali (i : —) ve reaktif bileşeni (i_r : - - -)



Şekil.7 Ölçme devresi çıkışında elde edilen giriş sinyali (i : —) ve toplam harmonik bileşeni (ih :---)

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada tasarlanan adaptif ölçme algoritması ile, klasik ölçme metodlarından farklı olarak;

1. Sistem dijital tabanlı olduğundan olumsuz çevre şartlarından etkilenmeyeceği.
2. A.C. kaynak sinyalinde meydana gelecek distorsiyon ve frekans değişimlerinde ölçme sisteminin adaptif davranış gösterdiği.
3. Ölçme sistemi çıkışında, distorsiyon akımının daha hızlı ve yüksek doğrulukta ölçüldüğü.
4. Ani akım bileşenlerinin (ia, ih, ir) rahatlıkla elde edilebildiği.
5. Bu metodun "statik Var kompanzasyon" ve "aktif filtre" uygulamalarında rahatlıkla kullanılabileceği görülmüştür.

Ayrıca, gerçekleştirilen ölçme algoritmasına "Yapay Sinir Ağları" veya "Bulanık Mantık" yöntemleri uygulanması ile de parametrelerin tesbiti mümkündür

KAYNAKLAR

[1] STEINMETZ, C. P., "Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena," Mc-Graw Publishing Comp., New-York, 1908.

[2] G. BUDEANU, "Reactive and Fictitious Power," Publication No.2 of The Rumanian National Institute. Bucharest, 1927.

[3] FRYZE, S., "Wirk-Blind-und Scheinkeistung in Elektrischen Stromkreisen mit Nichtsinustörmigen Verlauf von Strom und Spannung," ETZ Elektrotech. Z.53(1932) ,No.25, pp596-599,(P.1).

[4] "Bibliography of Power Systems Harmonics". IEEE Power System Harmonic Working Group Report, PART-I, IEEE Trans. on Power Apparatus & Systems, 1984. PAS-109, pp.2460-2462.

[5] KUSTERS, N. L., MOORE, W. J. M., "On The Definition of Reactive Power under Non-Sinusoidal Conditions," IEEE Trans. on Power Apparatus and Syst. PAS-99(1980), pp.1845-1854.

[6] PAGE, C. H., "Reactive Power in Non- Sinusoidal Situations," IEEE Trans. on Instruments and Measurement IM-29(1980), pp.420-423.

[7] AKAGI, H. KANAZAWA, Y. NABAE, A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components". IEEE Trans. on Ind. Appl. IA-20(1984). pp.625-630.

[8] AKAGI, H. ,NABAE, A., "The p-q Theory in Three Phase Systems under Non-Sinusoidal Conditions". ETEP Vol.3, No.1, pp.27-31, 1993.

[9] A. FERRERO, G. SUPERTI, FURGA, "A New Approach to The Definition of Power Components in Three-Phase Systems under Nonsinusoidal Condition." IEEE Trans. on Instr. and Meas. IM-40(1991). pp.568-577.

[10] A. FERRERO, A.P.MORANDO, R. OTTOBONI, G. S. FURGA, "On The Meaning of The Park Power Components in Three-Phase Systems under Non-Sinusoidal conditions," ETEP Vol.3, No.1, pp.33-43, Jan/Feb.-1993

[11] J. L. WILLEMS, " A New Interpretation of The Akagi-Nabae Power Components of Nonsinusoidal Three- Phase situations," IEEE Trans. Instrum. Measur.. Vol.41, No.4, pp.523-527, 1992

[12] BUDEANU, C. I., " Puissances Reactives et Fictive." Inst. Romain de L'Energie, Bucharest/Romania, 1927.

[13] CZARNECKI, L. S., "Orthogonal Decomposition of the Currents in a 3-Phase Nonlinear Asymmetrical Circuit with A Nonsinusoidal Voltage Source," IEEE Trans. Instr. a Measur. IM-37, No.1, pp.30-34, 1987.

[14] A. NAKAJIMA et. al., "Development of with series resonant circuit," IEEE PESC, Annu. Meeting, 1988, pp.1168-1173.

[15] A.A. GİRĞİS, et. all, "Measuerement and Characterization of Harmonic and High Frequency." IEEE PAS Trans. on Power Delivery. PWRD, Vol.5, No.1, pp.427-434, 1990.

[16] G. ANDRIA, L. SALVATORE, M. SAVINO, A.TROTTA. "Measurements of Power and Current Components in Unbalanced and Distorted Three-Phase Systems." ETEP Vol.3, No.1, pp.75-83. Jan./Feb.-1993.