

# Sensörsüz Vektör Kontrol Performansını Artırmak İçin bir Yöntem An Approach for Improving Performance of Sensorless Vector Control

H. Bülent Ertan<sup>1</sup>, Tayfun Filci<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Atılım Üniversitesi, Ankara, Türkiye  
bulent.ertan@atilim.edu.tr,

<sup>2</sup>Aselsan A.Ş., Ankara, Türkiye  
tayfun.filci@metu.edu.tr

## Öz

Sensörsüz vektör kontrol yöntemleri, konum veya hız sensörü bulundurmamaları nedeni ile kimi uygulamalarda tercih edilirler. Ancak, bu tip yöntemler doğaları gereği rotor manyetik alanının yerinin tesbiti konusunda hata yaparlar. Bunun sonucu olarak bu şekilde sürülen motorların performansı, sensörlü vektör uygulamalarına göre daha düşüktür. Bu bildiri, motor akımı içinde bulunan rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin, vektör kontrol algoritması içinde kullanılabilir kadar kısa bir süre içinde belirlenmesine imkan sağlayan bir yöntem sunmaktadır. Yöntemin özü; akım içindeki oluk harmoniklerini, temel akım bileşeni üzerine bindirilmiş, genlik nodülasyonu bir sinyal olarak ele almaktır. Bu akım sinyalini demodüle ederek rotor oluk harmonik genliği belirlenebilir. Bu bilgiden rotor konumu veya hızı elde edilebilir. Bu amaçla geliştirilen yöntem bir deney motoru üzerinde uygulanmış ve elde edilen sonuçlar makalede değerlendirilmiştir.

Anahtar kelimeler: sensörsüz vektör kontrol, akım harmonikleri, rotor oluk harmoniği, konum belirleme, motor hızı belirleme

## Abstract

Sensorless vector control methods are preferred in some applications because of lack of position or speed sensor. However, such approaches are prone to error in prediction of rotor magnetic field position. As a consequence, sensorless vector controlled motors have inferior performance as compared to methods, which employ a sensor. The approach in this paper presents a method, which allows prediction of the magnitude of the rotor slot harmonics embedded in motor current, in a duration so short that they can be computed in the period in which vector control algorithm references are calculated. The essence of the presented approach is recognition of the fact that the fundamental component of motor current actually is amplitude modulated by a current component at rotor slot harmonic frequency. Using this information, rotor position or motor speed can be obtained. The method developed for this purpose is described and tested on a motor in the laboratory and the results obtained are presented.

Keywords: Sensorless vector control, current harmonics, rotor slot harmonics, position identification, speed identification

## 1. Giriş

Vektör kontrol amacı ile kullanılan yöntemler genel olarak iki gruba ayrılabilir. Bunlardan birisi “Dolaylı vektör kontrol” yöntemi, diğeri ise doğrudan vektör kontrol yöntemi olarak tanımlanmaktadır.

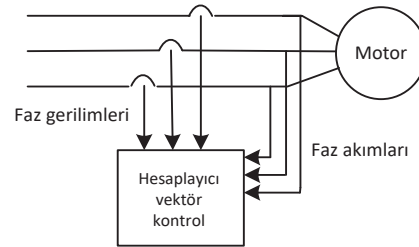
Dolaylı vektör kontrol yöntemleri akı ölçümüne gerek duymazlar. Ancak rotor şaftına konumlandırılmış bir konum ölçer kullanılmasına gerek vardır. Stator manyetik alanının konumu ve bu amaçla gereken faz akımlarının değeri; motor parametrelerinden bazıları ve moment referansı ve akı referans bilgileri kullanılarak hesaplanır [1].

Doğrudan vektör kontrol yöntemlerinde ise bir konum sensörü kullanılmasına gerek yoktur. Motoru süren eviricinin zaten, barındırdığı akım ve gerilim sensörlerinden gelen akım ve gerilim bilgisi, rotor konumunun hesaplanmasında kullanılır. Şekil 1 de şematik olarak bir asenkron motor ve rotor akısı konum hesaplayıcısı bloğu gösterilmektedir. Bu blok (1) ve (2) denklemini kullanarak rotor akısının konumunu ve genliğini hesaplar.

$$\lambda = v \quad (1)$$

$$\lambda = -[\lambda \quad (2)$$

Bu denklemlerde üstsimge “s” statordaki bir koordinat sistemine gönderme yapmaktadır. Koyu yazılmış değişkenler



Şekil 1 Sensörsüz vektör kontrol basit blok şeması

uzay vektörüdür.  $r_s$  stator fazının direnci,  $\lambda_{qds}^s$  stator sargısını bağlayan akıyı,  $\lambda_{qdr}^s$  rotor sargısını bağlayan akıyı,  $i_{qds}^s$  stator akımı, uzay vektörünü temsil etmektedir.  $L_r$ ,  $L_m$ ,  $L_s'$  sırası ile; rotor endüktansı, mıknatıslama endüktansı ve stator "transient" endüktansıdır.

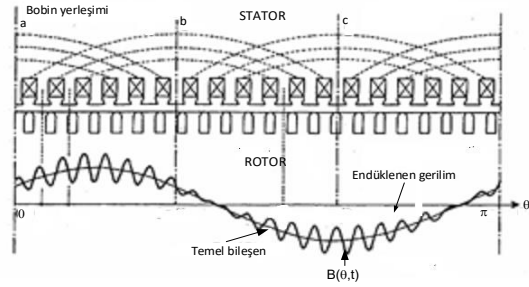
"Dolaylı vektör kontrol" (DVK) yöntemi, sıfır hıza kadar denetimi sağlayabilir. Dinamik performansı da gayet başarılı bir yöntemdir. Burada sorun motor şaftına bir konum algılayıcı yerleştirilmesi ihtiyacından doğmaktadır. Konum belirleyiciler pahalı bileşenlerdir, ayrıca ek kablaj yapılmasını gerektirirler. Bunun yanında kimi uygulamalarda mevcut bir mekanik düzenin değiştirilmesi arzu edilmeyebilir.

Öte yandan, yukarıda sözü edilen konum algılayıcıya ihtiyaç duyulmaması nedeni ile, birçok uygulamada, daha düşük performansa rağmen, sensörsüz doğrudan kontrol (DK) yöntemi tercih edilmektedir. Bu yöntemin diğer bir sorunu da sıfır hıza kadar motorun kontrol edilememesidir. (1) denkleminde bu durum kolayca anlaşılabilir. Hız düştükçe (1) denkleminin değeri ufalır. Denklemin sağ tarafı ise bir fark içermektedir. Stator direnç değerinin sıcaklığa bağımlı olduğu hatırlanırsa, direnç değerindeki hataların,  $\lambda_{qds}^s$  değerinin hatalı hesaplanmasına yol açacağı açıktır. Sonuç olarak çalışma frekansı 3-4 Hz civarında düştüğünde bu yöntemle başarılı bir vektör kontrol uygulamak imkansızlaşır. Bu yöntemde bir diğer sorun ise  $\lambda_{qds}^s$  hesaplanırken denklemin sağ tarafının bir integral alınmasını gerektirmesidir. Neticede integral değerinin kayması, konum belirleme hatasına yol açar. Bu unsur, DK yönteminin vektör kontrolde daha düşük performans vermesinin nedenlerinden birisidir.

Yukarıda sözü edilen sensörsüz DK yönteminin konum belirleme hassasiyeti artırılabilirse, DVK yöntemine yakın bir performans, DK yöntemi ile de elde edilebilir. Bu sorunun çözümü için, yazarların geliştirdiği bir yaklaşım bu makalenin konusunu oluşturmaktadır.

Söz konusu problemin çözümü gerçek rotor konumundan bir şekilde bilgi almayı gerektirmektedir. Bu amaçla rotorda bulunan olukların veya suni olarak rotorda oluşturulmuş referans olabilecek manyetik alanı etkileyebilecek "işaretlerin" kullanılması gerekir [2]. Rotor olukları varlığı, zaten var olmaları nedeni ile, en önemli imkan olarak öne çıkmaktadır. Rotor oluklarının konum veya hız belirleme amacı ile kullanılması halinde motor parametrelerinden bağımsız bir yöntem oluşturuluyor olması da önemli bir unsurdur.

Bilindiği gibi motor akımı rotor oluk harmoniklerini içerir. Bu harmoniklerin belirlenerek rotor kafes arızalarının belirlenmesinde yararlanılması literatürde rastlanan bir yaklaşımdır [3], [4], [5], [6]. Kimi uygulamalarda rotor oluk harmoniklerinin motor hızını belirlemek için kullanıldığına da rastlanmaktadır [7]. Ancak, var olan araştırmalar genellikle frekans spektrumu analizine dayanmaktadır. Bu tip analiz yaklaşımı, analiz mesela akım üzerinden yapıyorsa, zaman içinde bir süreli bir kayıt alınmasını ve daha sonra da harmonik analizinin yapılmasını gerektirmektedir. Bilinen en hızlı algoritmalar bile bu yöntemle onlarca mili saniye süre alabilmektedir. Bu sakıncayı giderebilen ve motorun dışına yerleştirilen bir bobin kullanan bir yöntem yakın zamanda [8], [9] yayınlanmıştır. Buradaki çalışma bu yöntemin bir benzerini kullanmaktadır.



Şekil 2 Rotor olukları nedeni ile oluşan harmonikler ve hava aralığında temel bileşen

Vektör kontrolü uygulamasında, motor, darbe genişlik modülasyonu ile üretilen gerilimlerle sürülmektedir. Bu nedenle, rotor oluk harmoniklerinin (ROH), motor farklı hızlarda sürülürken, akım içinden tanımlanabilmesi sorunu olabilir. Bu bakımdan bu makalede bir sonraki bölüm, akım içinde rotor oluk harmoniklerinin tanımlanıp tanımlanamayacağını araştırmaktadır. Daha sonra ROH'nin anlık olarak belirlenebilmesi için önerilen yöntem ortaya konulmuştur. Bir sonraki bölümde, yöntemin geçerliliğinin sınanması için oluşturulan deney ortamı verilmiştir. Deney sonuçlarının verildiği bölümde ise, motor farklı hızlarda sürülürken, akım kayıtlarına dayanarak, belirlenen konum ile bir konum kodlayıcıdan gelen rotor konum kayıtları karşılaştırılmıştır.

## 2. Rotor Oluk Harmonikleri

Burada geliştirilen yöntemi kavrayabilmek için, rotor olukları nedeni ile hava aralığında oluşan akı yoğunluğu dağılımının incelenmesinde yarar vardır. Şekil 2 de hava aralığında akı yoğunluğunun tipik görünümünde, temel bileşen üzerine binmiş rotor oluk harmonikleri izlenebilmektedir. Doğal olarak bu akı yoğunluğu dağılımı, stator bobinlerinde aynı harmonik frekanslarda gerilim endüklenmesine neden olur. Bu harmonikler (3) deklemindeki gibi ifade edilebilir [10], [11].

$$B(\theta, t) = B_1 \cos(\omega_s t) + B_r \cos \left[ \left( \frac{Z}{P} \omega_r + \omega_s \right) t - (P + Z)\theta + \psi_r \right] + B_r \cos \left[ \left( \frac{Z}{P} \omega_r - \omega_s \right) t - (P - Z)\theta + \psi_r \right] \quad (3)$$

$\theta$  : stator referans noktasına göre mekanik açı,  $\omega_r$  : rotor açısız frekansı,  $\omega_s = 2\pi f_s$ ,  $f_s =$  güç kaynağı frekansı,  $Z$ : oluk sayısı,  $P$ : kutup çifti sayısı,  $B_1$ : temel bileşen akı yoğunluğu,  $\psi_r$ : faz açısı

Denklemin (3) ROH açısız hızının, (4) denkleminde verildiği gibi, temel bileşenle aynı yönde ve ters yönde dönen iki harmonik bileşenden oluştuğunu göstermektedir.

$$\omega_{rsh} = \frac{Z}{P} \omega_r \mp \omega_s \quad (4)$$

ROH frekansı (5) teki gibidir. Rotorun devir/dakika olarak hızı ise (6) da verildiği gibi hesaplanabilir.

$$f_r = \frac{P}{Z} (f_{rsh} \mp f_s) \quad (5)$$

$$N_r = \frac{60 f_r}{P} \quad (6)$$

Devir dakika cinsinden motor hızı ROH frekansı ve besleme frekansı cinsinden hesaplanabilir [8], [9].

$$N_r = \frac{60}{z} (f_{rsh} \mp f_s) \quad (7)$$

### 3. Motor Akımında Harmoniklerin Ölçülebilirliği

Bu bölümde teorik olarak var olması gereken rotor oluk harmoniklerinin, ne derecede ölçülebilir olduğu araştırılmıştır. Daha önce de belirtildiği gibi motoru süren evirgeç, motora darbe genişlik modülasyonlu bir gerilim uygulamaktadır. Bu nedenle ROH'lerin diğer kaynaklardan gelen harmoniklere karışarak tanımlanamaz hale gelmesi söz konusu olabilir. Motor yüksüz veya yüklü olarak çalışırken de durum farklılıklar gösterebilir. Bu durumu açıklığa kavuşturmak için test motoru bir evirgeç ile sürülürken, shaftına bağlı diğer bir motor yine bir evirgeçle kontrol ederek, test motorunu yüklenebileceği bir deney ortamı oluşturulmuştur. Bu deney düzeninde yukarıdaki sorulara cevap aranmıştır. Bu amaçla 380 V, 50 Hz, 1.1 kW bir deney motoru kullanılmıştır. Bu motorun statorunda 36, rotorunda ise 26 oluk vardır. Stator akımında oluşması beklenen ROH ve harmonikleri (8) denklemden hesaplanabilir.

$$\text{Oluk Harmonik frekansı} = n \times \frac{z}{p} (f_r \pm f_s) \quad (8)$$

$$\text{Shaft hızı} = \frac{60f_r}{p} \quad (9)$$

Bu denklemlerde rotor hızı 996 d/d alındığında stator akımında oluşması beklenen ROH temel frekans çifti ve harmoniklerinin frekansı Tablo 1 de verildiği gibidir.

*Tablo 1* Deney motorunun 50 Hz besleme geriliminde rotor oluk harmonikleri (996 d/d)

	1 <sup>ci</sup> çift (Hz)		3 <sup>cu</sup> çift (Hz)		5 <sup>ci</sup> çift (Hz)	
Beklenen	433±50 Hz		1299±50 Hz		2165±50 Hz	
49.96 Hz sinus Ölçülen	381	481	1244	1344	2108	2207

*Tablo 2* Rotor oluk harmoniklerinin 50 Hz de genliği (sinüs)

Harmonik	#1	#2	#3	#4	#5
Genlik (mV)	1,8	0,76	3,3	0,14	0,099

#### 3.1. Deney Düzeni

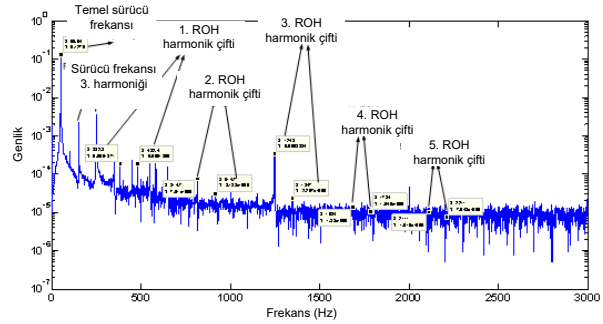
Deney düzeninde test motoru ilk olarak, 50 Hz de sinusoidal bir gerilimle sürülmüş, yüklü ve yüksüz olarak ROH'lerin temel bileşeni ve ROH harmonik bileşenleri 5. harmonik dahil genliği ölçülmüştür. Böylece evirgeç çıkışındaki darbeleri gerilimin etkisinden uzak bir ortamda söz konusu harmoniklerin varlığı ve genliği araştırılmıştır. Akım ölçümü için 100mV/A bir akım probu kullanılmıştır. Deney motoru

sürülürken akım sayısal bir osiloskop ile kaydedilmiştir. Alınan kayıtlar bilgisayar ortamında Matlab'da FFT yöntemi ile analiz edilerek çiftler halinde bulunan harmonik bileşenler belirlenmiştir.

#### 3.2. Deney Sonuçları

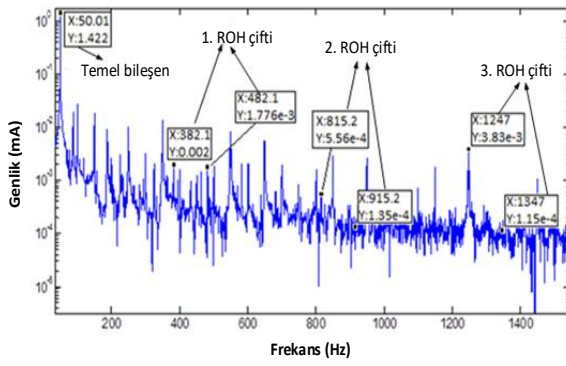
Motor boşa 49.96 Hz'de sinüs besleme gerilimi ile dönerken alınan akım kayıtlarının FFT analizi sonucu Şekil 3 te verilmiştir. Bu şekil üzerinde, belirlenen akım harmonikleri de işaretlidir. Ölçülen değerler Tablo 1'de beklenen harmonik değerleri ile birlikte verilmiştir. Bu veriler rotor oluk harmoniklerinin akım içinde gayet belirgin olduğunu ve kolaylıkla tanımlanabileceğine işaret etmektedir.

Kayıt uzunluğu ve örnekleme sayısı yapılan ölçümlerde aranan harmoniklerin kaçırılmaması açısından önemlidir. Yapılan çalışmada, 1 saniyelik bir kayıtlar ve bu sürede 5000 örnek alınmasının, ROH nin 5. harmonik dahil tanımlanabilmesi için yeterli olduğunu göstermiştir.



*Şekil 3* 50 Hz sinüs gerilimde rotor oluk harmonikleri

Akım harmonikleri motor evirgeç ile 5Hz-90Hz frekans aralığında "darbe genişlik modülasyonlu (DGM)" bir sürücü ile sürülürken de kaydedilerek evirgeçin darbeleri çıkış geriliminin oluk harmoniklerinin tanımlanmasını engelleyip engellemediği de araştırılmıştır. Şekil 4 te 50 Hz de elde edilen akımın FFT analizi sonucu gözlenmektedir. Doğal olarak darbeleri evirgeç gerilimi nedeni ile Şekil 3 teki kayda göre spektrumda pek çok harmonik belirtildiği izlenmektedir. Ancak, rotor oluk harmonikleri yine de kolaylıkla ayırt edilebilmektedir.

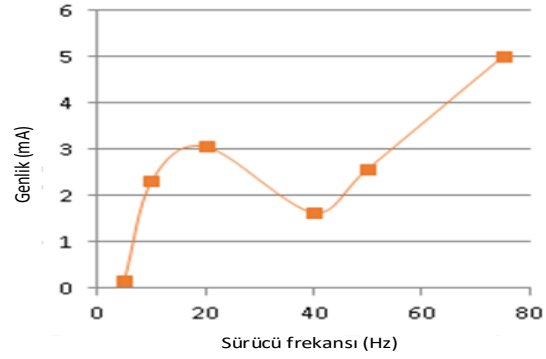


Şekil 4 Evirgeçle (DGM) sürülen motorun 50 Hz de rotor oluk harmonikleri

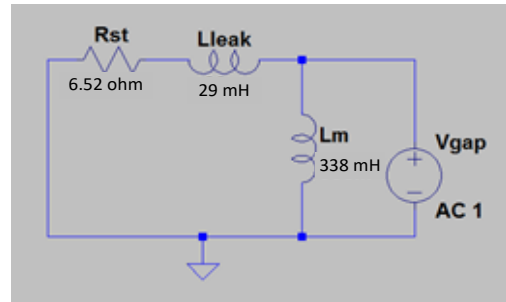
Tablo 2 de, motor evirgeç ile, 50 Hz de sürülürken elde edilen ROH frekanslarının genliği sunulmaktadır. Yapılan bu deneysel çalışmada, rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin 3. Bileşeninin daima baskın olduğu izlenmiştir. Bu nedenle buradaki amaç için rotor oluklarında oluşan harmoniklerin 3. çiftinin kullanılması kararlaştırılmıştır. Bu harmoniğin deney motoru evirgeçle sürülürken genliğinin nasıl değiştiği de incelenmiştir. Bu değişim Şekil 5 te grafik olarak sunulmuştur. Deneyde söz konusu harmoniğin genliğinin, hız düşüktüçe, ufaldığı gözlenmektedir. Bu beklenen bir sonuçtur. Öte yandan sürüş frekansı arttıkça harmonik genliğinin artması beklenirken, 20-40 Hz arasında, ilginç bir genlik düşüşü gözlenmiştir. Bu olgunun nedeni araştırıldığında bu durumun statorunda endüklenen ve akım harmoniklerini oluşturan gerilimin gördüğü, Şekil 6 da verilen, eşdeğer devreden kaynaklandığı anlaşılmıştır. Devre mıknatıslama endüktansı  $L_m$ , kaçak akı endüktansı  $L_{leak}$  ve stator fazının direnci  $R_{st}$  den oluşmaktadır. Bu devrenin kazancı gerçekten de 20-40 Hz arasında söz konusu harmonikleri bastırmaktadır.

Yapılan çalışma sonucunda, izlenen bu etkiye rağmen, rotor oluklarının, akım içinde oluşturduğu harmoniklerin, birkaç Hz sürüş frekansından başlayarak, izlenebilir genlikte olduğu belirlenmiştir.

Özetle buradaki çalışmadan şu sonuca varılabilir. Rotor oluklarından kaynaklanan akım harmonikleri ölçülebilir niteliktedir. Bu harmoniklerin frekansı vektör kontrol algoritması içinde yeterince hızlı belirlenebilirse, motorun hız bilgisi ve rotorun statora göre konum bilgisi elde edilebilir. Bu bilgi sensörsüz vektör kontrol algoritması içinde kullanılabilir.



Şekil 5 Evirgeçle sürülen motorun 3. Oluk harmoniğinin gerilim frekansı ile değişimi.



Şekil 6 Statorunda endüklenen gerilime ( $V_{gap}$ ) görünen eşdeğer devre.

Bu durumda sensörsüz algoritmanın konum veya hız hatalarından kaynaklanan sorunlar giderilerek bu tip vektör kontrol kullanan sürücülerin performansı yükseltilebilir.

#### 4. Rotor Oluk Harmoniklerinin Hızlı Ölçülmesi için Bir Yöntem

Literatürde akımda mevcut rotor oluk harmoniklerinin özellikle rotor çubuklarında oluşan arızaların belirlenmesi için kullanıldığı izlenmektedir. Daha önce de sözü edildiği gibi, bu amaçla, belli bir uzunlukta akım kaydı alınarak, rotor oluklarından kaynaklanan harmonik çift FFT yöntemi ile aranmaktadır. Bu arama sürecini hızlandırmak için çeşitli yöntemlerin geliştirildiği makalelere rastlanmaktadır. Ancak, hem kayıt alınma ihtiyacı, hem de FFT yönteminin doğası nedeni ile, harmonik frekansların belirlenmesi onlarca ms alabilmektedir. Söz konusu frekans belirlendiğinde (9) denkleminde motor hızı ve konumun da belirlenmesi söz konusu olabilir. Ancak, bu işlemin yavaşlığı nedeni ile vektör kontrol amaçlı olarak bu yöntemlerin kullanılması imkanı yoktur. Bu makalede bu zorluğu aşmak için geliştirilen bir yöntem sunulmaktadır.

Şekil 2 incelendiğinde motorun hava aralığında temel bileşen üzerine bindirilmiş rotor oluk harmonikleri izlenebilmektedir. Bir önceki bölümde, bu akımın stator sargısında endüklediği gerilim nedeni ile, motor akımında da aynen bu şekilde, temel akım bileşeni üzerine akımın bindirilmiş olduğunu ve izlenebildiğini akım kayıtları üzerinden gösterilmişti. Bu durumda akım harmonikleri FFT yöntemi yerine akımın

demodüle edilmesi yolu ile de belirlenebileceği aklı gelmektedir. Bu durumda güç kaynağı frekansındaki akım bileşeni, taşıyıcı olarak düşünülebilir, rotor oluk harmonikleri ise genlik modülasyonu yapan sinyaldir.

2. Bölümde belirtildiği gibi aynen hava aralığı akısında olduğu gibi, stator akımında rotor oluk harmonikleri bir frekans çifti ile belirmektedir. Akım sinyalini  $f_{rsh}(t)$  olarak gösterirsek, genlik modülasyonlu bu sinyali demodüle etmek için taşıyıcı sinyal fonksiyonu  $f_s(t)$  ile çarpım yeterli olacaktır. Bu işlem (11) denkleminde gösterilmiştir. Bu çarpım sonucunda (12) denkleminde verilen fonksiyon elde edilecektir.

$$f_{rsh} = kf_R \pm fs \quad (10)$$

$$f_{demod}(t) = f_{rsh}(t) \times f_s(t) \quad (11)$$

$$f_{demod}(t) = A \cdot \sin(k \cdot 2\pi f_R t) + \frac{A}{2} \cdot [\sin((k \cdot 2\pi f_R - 2 \cdot 2\pi f_s)t) + \sin((k \cdot 2\pi f_R + 2 \cdot 2\pi f_s)t)] \quad (12)$$

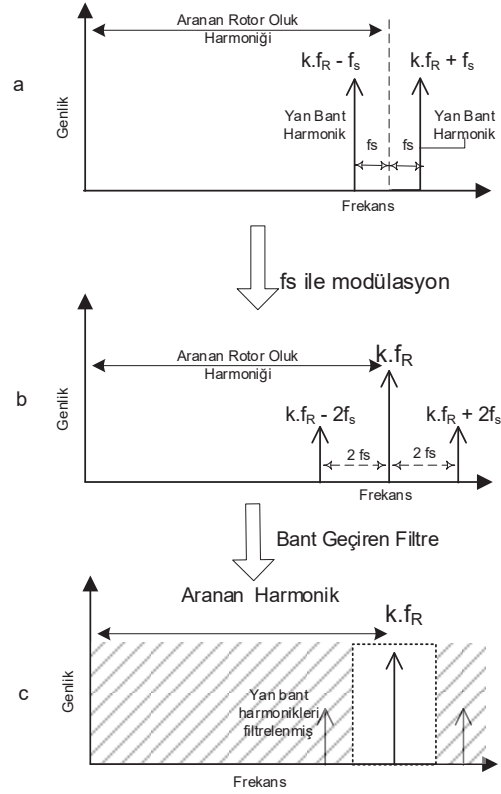
(12) denkleminde frekans alanında bakacak olursak, Şekil 7b de izleneceği gibi, rotor oluk frekansına karşı gelen  $f_r$  frekansı ve bu frekansın sağ ve solunda  $\pm 2f_s$  uzaklıkta bir çift frekans görülecektir. Bu durumda yapılması gereken, bir filtre ile frekans çiftini ve spektrumdaki istenmeyen harmonikleri elimine etmek ve merkez frekansına karşı gelen,  $f_r$  bileşenin genliğini elde etmektir (Şekil 7c).

Bu süreçte zorluklar olduğu açıktır. Merkez frekansı doğal olarak motor değişik hızlarda sürülürken veya hızlanıp yavaşlarken merkez frekans ve iki harmonik bileşen değişecektir. Bu nedenle filtre merkez frekansının her bir vektör kontrol basamağında belirlenmesi ve filtre tasarımının da değişmesi gerekir.

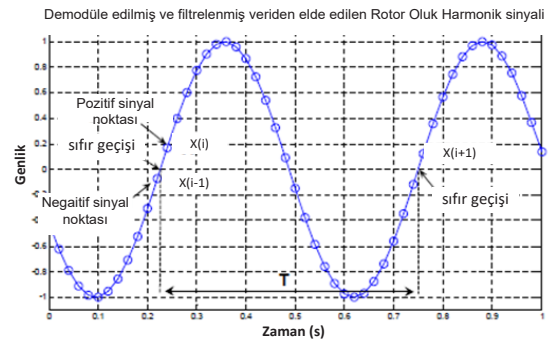
Demodülasyon işlemi çok az işlem gerektirdiğinden vektör kontrol algoritmasının her basamağı için ayrılan süre içerisinde kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Filtre parametrelerinin değişiyor olmasının gerektireceği hesaplama süresi ise, bir soraki bölümde ele alınacağı gibi, bir tablo kullanılarak aşılabilir. Bu durumda her bir vektör kontrol basamağında rotor oluk harmoniğinin genliği filtre çıktısı olarak elde edilecektir. Bu durum Şekil 8 den de izlenebilir. Bu şekildeki her bir halka vektör kontrolün bir basamağında elde edilen genliği göstermektedir. Yeterli sayıda basamaklık uygulamadan sonra ROH nin değişiminin şekli ortaya çıkar. Bu süreçte üzerinde çalışılan motorun oluk sayısına gerek duyulmaktadır. Oluk sayısı motor üzerinde yapılacak bir deneye belirlenebilir [13].

Şekil 8 den takip edilebileceği gibi ROH nin bir periyodu için geçen zaman algoritma içinde bellidir. Bu sürede katedilen açı ise bir rotor oluk harmoniğine karşı gelen açıdır.

$$\theta_r = \frac{2\pi}{kZ} \quad (13)$$



Şekil 7 akım içinde rotor oluk harmonikleri ve demodülasyon süreci



Şekil 8 Rotor oluk harmoniğinin genliğinin değişiminin belirlenmesi

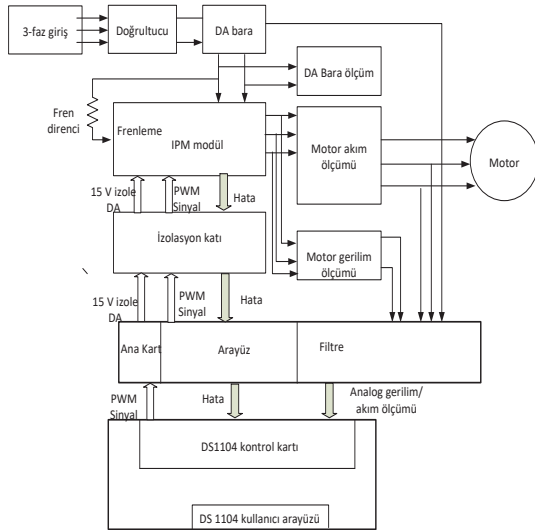
(13) denkleminde Z rotor oluk sayısı, k üzerinde çalışılan rotor oluk harmoniğinin numarasıdır.  $\theta_r$  açısı her bir ROH periyodu geçildiğinde toplandığı zaman rotor manyetik alanının konumunun takibini sağlayacaktır. Sensörsüz vektör kontrol yönteminden de bu açı belirlenebilmektedir. Ancak burada belirtilen yöntemle, gerçek konum geri beslemesi sağlanmış olmakta ve sensörsüz yöntemlerin doğasından kaynaklanan hataların düzeltilmesi imkanı doğmaktadır.  $\theta_r$  ve ROH periyodunun bulunması için geçen süre belli olduğu için rotor hızı da hatasız hesaplanabilir.

## 5. Yöntemin Uygulanması

Bir önceki bölümde tanımlanan yöntem laboratuvarında uygulanmıştır. Deney motorunu sürmek için kullanılan sürücü de laboratuvarımızda geliştirilen bir sürücüdür. Sistem donanımı dSPACE DS 1104 cihazınca denetlenmektedir. Sensörsüz vektör kontrol algoritması her 150  $\mu$ s de bir akım ve gerilimleri okuyarak vektör kontrol uygulamasını gerçekleştirmektedir. Vektör kontrol algoritması yaklaşık bu sürenin 75  $\mu$ s sini kullanmaktadır. Kalan süre rotor oluk harmoniğinin belirlenmesi için kullanılmaya uygundur. Buradaki uygulamada konum belirleme süresinin 50 $\mu$ s sınırlanması kararlaştırılmıştır.

Deney sırasında, geliştirilen konum belirleme algoritmasının doğrulanması amacı ile deney motoru şaftına bir konum sensörü monte edilmiştir. Böylece algoritmanın belirlediği konum ile gerçek rotor konumu karşılaştırılması imkanı yaratılmıştır.

Demodülasyon sürecinin en önemli bileşeni filtreleme işlemidir. Bu makalede filtre konusunda detaya girilmeyecektir. Filtre olarak, hesaplama süreci avantajı nedeni ile, "Infinite Impulse Response" (IIR) tipi bir filtre kullanılmıştır. Uygulamanın 150  $\mu$ s lik vektör kontrol adımı içinde gerçekleştirilmesi ve filtrenin değişen şaft hızı ile uyum göstermesi belli aralıklarla filtre parametrelerinin bir tablo halinde hafızada saklanması ve uygun filtre parametrelerinin bu tablodan okunması ile gerçekleştirilmiştir. Uygun filtre yapısının oluşturulması ve algoritmanın işlemesi sırasında filtre parametrelerinin seçimi uygulaması [12] numaralı referansta açıklanmıştır.



Şekil 9 Deney düzeni yapısı

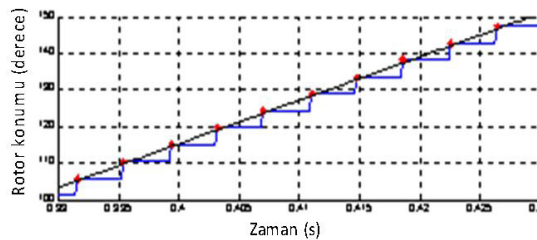
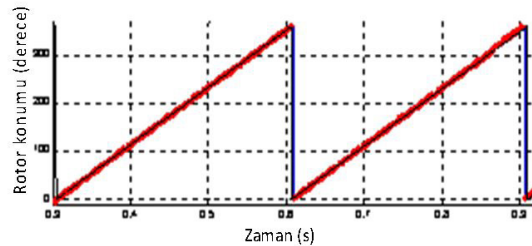
Şekil 8 de izleneceği gibi ROH nin zamana karşı değişimi elde edildikten sonra, değişimin periyodunun belirlenmesi gerekmektedir. En basit yöntem dalga şeklinin sıfır geçişinin belirlenmesidir. Sıfır geçişinin belirlenmesi ile bir periyod içerisinde 2 defa rotor konumu belirlenmiş olmaktadır. Bu şekilde sensörsüz vektör kontrol algoritmasına gerçek konum bilgisi aktarılabilir. Bu bilginin hangi sıklıkta aktarılması olacağı doğal olarak oluk sayısına ve motorun çalışma hızına bağlıdır. Burada tanımlanan algoritmanın, çözünürlüğü daha da artırılabilmesi için tepe noktalarından geçişlerin de belirlenmesi uygulanabilecek bir başka yöntemdir.

Bu makale için yapılan deneylerde sadece sıfır geçişlerinin belirlenmesi yeterli bulunmuştur. Sıfır geçişini belirlemek için ROH harmonik gerilimin işaret değiştirmesini gözlemek yeterlidir. İşaret değişimi sonrasında gerçek sıfır geçiş noktasını belirlemek için interpolasyon yöntemi kullanmak düşünülebilir. Ancak bir sonraki bölümde kullanılan algoritma işaret geçişinin belirlendiği basamağı sıfır geçiş noktası olarak kabul edilen basit bir algoritmadır.

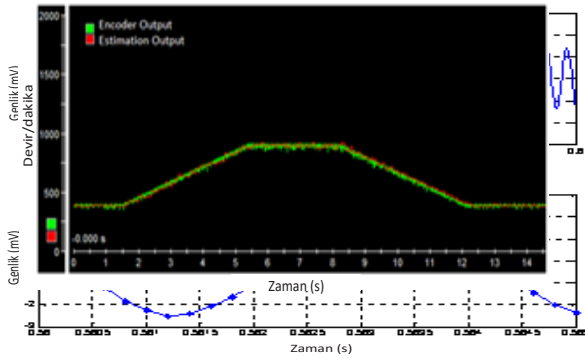
## 6. Deneyler ve Bazı Sonuçlar

Önceki bölümlerde açıklanan algoritmanın ne derecede görevini başardığını belirlemek için bir dizi deney yapılmıştır. Deneylerde, motor V/f kontrollü bir sürücü ile çalıştırılmış, şafta monte edilmiş bulunan "encoder" çıktısı dSPACE "denetim aracı" ile kaydedilmiştir. Burada geliştirilen algoritma laboratuvarımızda geliştirilmiş olan, Bölüm 5'te kısaca tanımlanan, sürücü üzerinde çalıştırılmıştır. Böylece hem encoder, hem de algoritma çıktısı eş zamanlı olarak elde edilebilmiş ve karşılaştırılmıştır.

Önce motor sabit hızda 10-75 Hz arasındaki frekanslarda sürülerek deneyler yapılmıştır. Bu deneyler, motor çeşitli seviyelerde yüklenerek tekrarlanmıştır. Daha sonra motor hızı deney sürecinde değiştirilerek algoritmanın hız değişimlerini takip etme yeteneği de incelenmiştir. Bu makalede sadece motor 10 Hz'de sürülürken elde edilen sonuçlar sunulmuştur



Şekil 11 Motor 10 Hz de sürülürken rotor konumu değişimi. Alt Şekil; konum ölçer ve algoritmadan belirlenen konum (Noktalar ölçülen değerdir.)



Şekil 10 Motor 10 Hz de sürülürken 3. rotor oluk harmonik  $t$  ve alttaki şekilde, büyütülmüş bir periyot ve kestirilen nok

Şekil 10'da, üst şekilde, deney sırasında motor 10 Hz de sürülürken motor akımından belirlenen ROH akımının 3. Harmonik bileşeninin zamana göre değişimi, izlenmektedir. Alt şekilde ise bu harmoniğin genliğinin algoritma tarafından belirlenmiş değişimi eş zamanlı ekseninde verilmiştir.

Şekil 10'dan; yer yer ROH 3. Harmonik genliğinin küçüldüğü izlenmektedir. Ancak burada sunulan deney için, bunun bir sorun teşkil etmediği gözlenmiştir. Yapılan deneyler ROH genliğinin 5 Hz besleme frekansının altında izlenemez hale geldiğini göstermektedir.

Şekil 11'de ise deney motoru 10 Hz de sürülürken konum belirleyiciden alınan rotor konum bilgisi ve algoritmadan elde edilen konum bilgisi birlikte gösterilmiştir. Elde edilen sonuç her iki konum çıktısının birbirinden ayıramayacak kadar yakın olduğunu göstermektedir.

Algoritma konum çıktısı ve ölçülen konum alt şekilde büyütülmüş olarak gösterilmiştir. Burada gözlenen basamaklı konum kestiriminin nedeni; 150  $\mu$ s boyunca bir önceki konumun sabit kaldığı varsayımı ile şekillerin çizilmiş olmasıdır. Bu şekillerden algoritmanın rotor konumunu hassasiyetle belirleyebildiği gözlenmektedir. Motor yüklü ve

Şekil 12 Motor hızlanırken ve yavaşlarken alınan hız kayıdı. Algoritma çıktısı ve konum belirleyici birlikte.

yüksüzken yapılan tüm deneylerin de benzeri sonuçlar verdiği izlenmiştir.

Şekil 12 de ise motorun hızı değişirken algoritma çıktısı ve konum belirleyiciden alınan çıktı birlikte gösterilmektedir. Şekilden izlendiği gibi her iki konum çıktısı birbirinden ayıramayacak kadar yakındır.

## 7. Sonuçlar

Bu bildiriye, rotor oluk harmonikleri nedeni ile akım içinde oluşan ve ölçülebilen harmoniklerin genlik değişiminin, anlık olarak, nasıl belirlenebileceğini gösteren bir yöntem açıklanmıştır. Yöntemin özü rotor oluk harmonik akımının, akımın temel bileşeninin genliğini modüle ettiği gözlemdir. Bu durumda akım sinyali kolayca demodüle edilebilmektedir.

Demodülasyon işlemi bu bildiriye açıklandığı gibi 50  $\mu$ s gibi bir sürede tamamlanarak harmonik akımın genliği elde edilebilmektedir. Bu nedenle yöntem vektör kontrol algoritmasının bir basamağı içinde çalıştırılabilmekte ve rotor oluk harmonik genliğinin nasıl değiştiği elde edilebilmektedir. Bu değişimin tepe değeri ve sıfır geçişleri belirlendiğinde rotor konumunun zaman içinde nasıl değiştiği ve dolayısı ile motor hızı da elde edilebilmektedir. Bu bilgi sensörsüz vektör kontrol yönteminin kullanıldığı sürücüler için çok önemlidir. Çünkü gerçek rotor konumu bilgisinin anlık olarak elde ediliyor olması, sensörsüz vektör kontrol yöntemlerinin konum belirleme hatası zaafını gidermekte kullanılabilir. Böylece bu tip yöntemleri kullanan sürücülerin performansı sensör kullanan sürücülerle karşılaştırılabilir hale getirilebilir.

Geliştirilen yöntemin zaafı konum belirlemekte kullanılan harmoniklerin genliğinin motor hızı düşüldükçe düşmesidir. Sonuç olarak burada yapılan çalışmadan belirlendiği gibi, 5 Hz besleme frekansının altında yöntem uygulanamamaktadır. Bu sorun zaten sensörsüz yöntemlerin (sinyal enjekte edenler hariç) genel zaaftır. Sensörsüz sürücü kullanan uygulamalarda, zaten çok düşük hızlarda işletme söz konusu değildir.

Sensörsüz sürücü performansının burada sunulan yöntemle ne ölçüde iyileştirilebildiği başka bir makalede ele alınacaktır.

## Kaynaklar

- [1] Novotny D.W., T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1998.
- [2] Jansen P.L, Lorenz R.D. "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", IEEE transactions on industry applications, vol. 31, no. 2, 1995.
- [3] Cilia, J.; Asher, G.M.; Bradley, K.J.; , "Sensorless position detection for vector controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage," Industry Applications Conference, 286-292, 1996.
- [4] V. Kokko, "Condition monitoring of squirrel-cage motors by axial magnetic flux measurements," Doktora tezi, Oulu Üniversitesi, 2003.
- [5] M.D. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," Doktora tezi, Department of Electrical and Communications Engineering Helsinki Teknoloji Üniversitesi, 2006.
- [6] Nemeç, M.; Drobnic, K.; Nedeljko, D.; Fiser, R.; Ambrozic, V.; , "Detection of Broken Bars in Induction Motor Through the Analysis of Supply Voltage Modulation," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.8, 2879-2888, Aug. 2010.
- [7] O R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M.Sumner, K.J. Bradley," Performance of FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector for Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Proc.-Elkctr. Power Appl., Vol. 143/3, 258-268, May 1996.
- [8] Ozan Keysan, H. Bülent Ertan, "Real Time Speed & Position Estimation Using Rotor Slot Harmonics" IEEE

- Trans. Industrial Informatics, paper No: 10.1109/TII.2012.2210231, 2013.
- [9] Keysan O. "A Non-Invasive Speed and Position Sensor For Induction Machines Using External Search Coils", Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Y, Lisans tezi, 2009.
- [10] 18 M. Ishida, K. Hayashi, Ueda M. "A Speed Detection Method of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Rotor Slot-Harmonics in the Air Gap and its Application to Slip-Frequency Control" Trans. IEEE Japan, Vol. 99B, 1979.
- [11] Ishida M., Iwata K. "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Transactions on Industry Applications Vol.IA-20, No.3, 575-582, May-June 1984.
- [12] Filci, T., "Prediction of rotor Position From Rotor Slot Harmonics Existing in Motor Stator Current", Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Şubat 2016.
- [13] Keysan O., Ertan H. B. "Determination of Rotor Slot Number of an Induction Motor Using an External Search Coil", FactaUniversitatis, Ser.:Elec. Energ. Vol. 22, no.2, 227-234, August 2009.





**Prof. Dr. Bülent Ertan**

Lisans ve Yüksek Lisans derecelerini Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden sırası ile 1971 ve 1973 yıllarında almıştır. Doktora derecesini ise 1977 yılında Leeds Üniversitesi'nde tamamladığı çalışması ile almıştır. Aynı yıl ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde göreve başlayan Dr. Ertan 1983 yılında Doçent 1988 yılında profesör ünvanını almıştır.

1995-1998 yılları arasında ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanı yardımcılığı, 1999-2000 yılları arasında ODTÜ Mühendislik Fakültesi Dekan Yardımcılığı görevlerini yürütmüştür. Bir çok endüstri destekli araştırma yürüten Dr. Ertan 2000 yılında TUBITAK BİLTEN (şu anda UZAY) Enstitüsü Müdür yardımcılığı görevinde bulunmuştur. 2000-2008 yılları arasında bu enstitüde Akıllı Enerji Dönüşümü Grubunun koordinatörü olarak çalışmıştır. 2000 yılında ODTÜ Mustafa Parlar Eğitim ve Araştırma Vakfı'nın Mütevelli Heyeti Başkanlığında bulunan Dr. Ertan halen bu vakfın yönetim kurulunda görev yapmaktadır.

Çalışmalarını, elektrikli otomobil konusunda ve rüzgar enerjisi sistemleri için motor ve alternator tasarımı, dönüştürücü ve kontrol sistemi tasarımı, vektör kontrollü sürücüler, sinus çıkış üreten dönüştürücüler üzerinde sürdürmektedir. EMO, IET ve IEEE üyesidir.



**Tayfun Filci**

ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2013 yılında mezun olmuştur. Y. Lisans çalışmasını yine ODTÜ de aynı bölümde 2016 yılında tamamlamıştır. Halen Aselsan A.Ş. de görev yapmaktadır.