

# TEK FAZLI DİREKT AC-AC ÇEVİRİCİDE HARMONİK ELİMİNASYONU

A. Fethi AYHAN<sup>1</sup>

Sedat SÜNTER<sup>2</sup>

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Mühendislik Fakültesi, Fırat Üniversitesi, 23279, Elazığ

<sup>1</sup>e-posta:fatih\_ayhan@hotmail.com

<sup>2</sup>e-posta:ssunter@firat.edu.tr

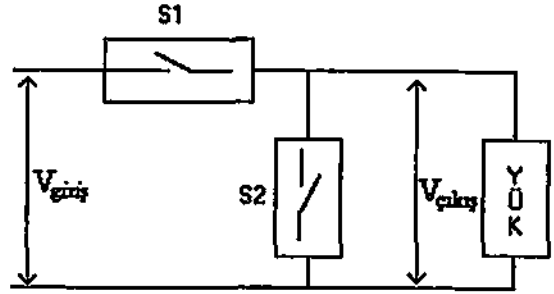
Anahtar sözcükler:AC-AC çevirici, Harmonik eliminasyonu, Anahtarlama, PSPICE

## ABSTRACT

This paper presents the harmonic elimination technique for a single phase ac-ac converter. First, the harmonic elimination technique for ac-ac converter has been described. Then, ac-ac converter feeding an R-L load has been modelled in PSPICE package program. IGBT switching devices has been used in the model. PSPICE model of the devices has been provided from their manufacturer company in order to get more realistic results. Simulation results which demonstrate a number of harmonic elimination in the output voltage for various conditions are presented.

## 1. GİRİŞ

Yakın zamanlarda katı hal güç elektroniği elemanları teknolojisinde yaşanan gelişmeler,elektriksel sistemlerin performansının düzelmesi yönünde olumlu etkiler yapmıştır. Eviriciler, çeviriciler, regülatörler, kıyıcılar ve daha birçok alanda kullanılan bu elemanların hızlı kontrollü ile, girişteki gerilimin büyüklüğü ve/veya frekansı kontrol edilebilir. Bununla birlikte bu yöntem, anahtarlanarak kontrol edilen çıkış geriliminin dalga şeklinde harmoniklerin ve dolayısıyla ilave kayıpların oluşmasına neden olur ve bu da sistem güç faktörünün azalmasına yol açar. Bu nedenle anahtarlama ile yapılan kontrolde, çıkış gerilim dalga şeklindeki ana harmoniğe yakın olan harmoniklerin büyüklüğünün minimum olması yönünde bir anahtarlama stratejisi uygulanmalıdır. [1] Çeviricinin kıyıcı modunda çalışması durumunda performansı düzeltilebilir. Bu durumda anahtarın iletim/kesim sürelerinin kontrollü ile girişteki besleme gerilimi kıyılarak istenilen çıkış gerilimi elde edilir. AC-AC çeviricinin yapısı Şekil-1'de verilmiştir. Çeviricide S1 anahtarı iletimde iken , yük üzerinde giriş gerilimi görülür ve güç kaynaktan yüke aktarılır ( $V_{yük} = V_{giriş}$ ). S1 anahtarı kesime sokulduğunda aynı



Şekil-1. AC-AC Çeviricinin Yapısı

anda S2 iletime sokularak indüktif karakteristikli akımın bu anahtardan dolaşması sağlanır. Bu durumda  $V_{yük} = 0V$  olur. Burada S2 anahtarı boşluk diyodu gibi çalışır ve sadece indüktif yükler için bu anahtara gerek duyulur. Omik karakteristikli yüklerde ise bu anahtarın kullanılmasına gerek yoktur. Çeviricinin çıkış geriliminin giriş gerilimi cinsinden ifadesi;

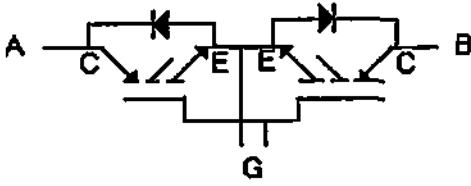
$$V_{çıkış} = d \cdot V_{giriş} \quad (1)$$

Burada d, görev periyodudur ve;

$$d = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2)$$

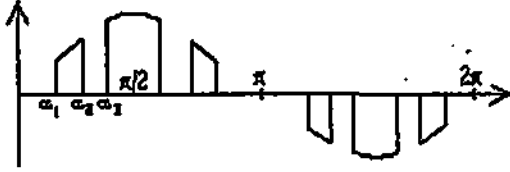
Burada  $t_{on}$ , S1 anahtarının iletimde kalma süresi,  $t_{off}$  aynı anahtarın kesimde kalma süresi ve  $T_s$ ' de anahtarlama periyodudur.

Şekil-1'deki S<sub>1</sub> ve S<sub>2</sub> anahtarları çift yönlü anahtarlardır. Günümüzde modül olarak çift yönlü anahtar bulunmadığından dolayı bu anahtarları mevcut anahtarlar kullanarak gerçekleştirmek gerekir. Çift yönlü anahtar yapısı farklı şekillerde oluşturulabilir. Bu çalışmada kullanılan çift yönlü anahtar Şekil-2'de gösterilmiştir. Bu anahtarın tercih edilme sebepleri [2]'de bulunabilir.



Şekil-2. Çift Yönlü Anahtarın Yapısı

## 2. HARMONİK ELİMİNASYONU



Şekil-3. Çıkış Gerilim Dalga Şekli

AC-AC çeviricinin kırılmış çıkış geriliminin dalga şekli Şekil-3'de gösterilmiştir. Bu işaretin harmonik bileşenleri fourier analizi ile hesaplanır. Genel olarak fourier denklemi ;

$$f(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [(a_n \cos n\theta) + (b_n \sin n\theta)] \quad (3)$$

burada  $a_0$ , işaretin ortalama değeridir. Çıkış gerilim dalga şeklinde verilen  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  ateşleme açıları.  $a_0, a_n$  ve  $b_n$  katsayıları vasıtasıyla hesaplanır;

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) d(\omega t) \quad (4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) \cos n(\omega t) d(\omega t) \quad (5)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) \sin n(\omega t) d(\omega t) \quad (6)$$

çıkış gerilim dalga şekli  $\pi/2$  etrafında simetrik ve sintzoidal fonksiyona sahip olduğundan denklem (6);

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin n(\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \sin(\omega t) \sin n(\omega t) d(\omega t) \quad (7)$$

formunu alır. Şekil-3'te gösterilen çıkış gerilim dalga şeklindeki açı değerleri;  $\alpha_1, \alpha_2$  ve  $\alpha_3$ , denklem (7) de yerine konularak denklem (8)'e ulaşılır.

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(\omega t) \sin n(\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha_3}^{\pi/2} \sin(\omega t) \sin n(\omega t) d(\omega t) \right] \quad (8)$$

Bu denklemde integral alınırsa;

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{\sin(1+n)\omega t}{1+n} - \frac{\sin(1-n)\omega t}{1-n} \right]_{\alpha_1, \alpha_3}^{\alpha_2, \pi/2} \quad (9)$$

sınır değerlerini yerine koyarak;

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{\sin(n-1)\omega t}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\omega t}{n+1} \right] \quad (10)$$

Böylece genel  $a_n$  ifadesine ulaşılır. Çeyrek dalga simetrisinden dolayı;

$$b_n = 0 \quad (11)$$

$a_1$ 'in değerini bulmak üzere denklem (8)'de  $n=1$  yazılırsa;

$$a_1 = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha_3}^{\pi/2} \sin(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) \right] \quad (12)$$

bulunur ve integral alınırsa;

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \left[ \left[ \omega t - \frac{\sin 2\omega t}{2} \right]_{\alpha_1, \alpha_3}^{\alpha_2, \pi/2} \right] \quad (13)$$

bulunur. Burada bilinmeyen olarak  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  açıları mevcuttur. Bu açıları hesaplamak için üç tane sınırlama denklemi gereklidir. Bu denklemlerin yardımı ile bilinmeyen açılar hesaplanabilir. Bu denklemler ;

$$1. a_1 = K = \frac{2}{\pi} \left[ \left[ \omega t - \frac{\sin 2\omega t}{2} \right]_{\alpha_1, \alpha_3}^{\alpha_2, \pi/2} \right]$$

$$2. a(n_1) = 0$$

$$3. a(n_2) = 0$$

Burada  $a_1$  çıkış işaretinin ana harmoniği,  $n_1$  ve  $n_2$  elimine edilecek harmoniklerdir. K ise; ana yük gerilim bileşeninin tepe değeri ile, giriş kaynak geriliminin tepe değeri arasındaki orandır. Sınırlama denklemlerinin sayısı kaynak gerilim periyodunun her çeyreğindeki anahtarlama sayısına eşittir. Bu durum, anahtarlama sayısının artırılmasıyla çıkışta daha fazla harmoniğin elimine edilmesi anlamına gelmektedir.

IGBT'lerin anahtarlama sayılarının seçiminde optimum nokta bulunmalıdır. Çünkü, çok sayıda harmoniği elimine etmek üzere anahtarlama sayısının artırılması, anahtarlama kayıplarının ve mikroişlemcinin işlem kapasitesinin artması ile sonuçlanacaktır [3]. Yani harmonik kayıplar ile yüksek anahtarlama frekansından kaynaklanan anahtarlama kayıplarını optimum bir noktada dengeleyecek şekilde hesaplamaların yapılması gerekir.

## 3. ATEŞLEME AÇILARININ BELİRLENMESİ

Bilinmeyen  $\alpha$  açılarının hesaplanmasında, sınırlandırılmış denklemlerden ( $F_1, F_2, \dots, F_n$ ) faydalanılır. Bu denklemler nonlineer olduklarından çözüme ancak sayısal teknikler kullanılarak ulaşılabilir. Newton-Raphson yöntemi ile istenilen açı değerleri bulunabilir. Yöntem aşağıdaki gibi uygulanır:

1.  $F(\alpha) = 0$  burada  $F = [F_1 F_2 \dots F_N]^T$  ve  $\alpha = [\alpha_1^0 \alpha_2^0 \dots \alpha_N^0]^T$  dir.

2.  $\alpha$ 'nın başlangıç değerleri için bir tahmin yap.  $\alpha^0 = [\alpha_1^0 \alpha_2^0 \dots \alpha_N^0]^T$

3.  $F$ 'nin başlangıç değerini hesapla.  $F^0 = F(\alpha^0)$

4. Jacobian matris formuna al.

$$\left[ \frac{\partial F}{\partial \alpha} \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_N} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_2}{\partial \alpha_N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_N} \end{bmatrix} = J^0$$

Taylor açılımına göre ;

$f(\alpha_0 + \Delta\alpha) = f(\alpha_0) + \Delta\alpha \cdot f'(\alpha_0)$  dir. Denklemi sağlayan kök olduğundan,  $f(\alpha_0 + \Delta\alpha) = 0$  dir ve bu durum genel denklemde yerine yazılırsa ;

$$0 = f(\alpha_0) + \Delta\alpha \cdot f'(\alpha_0)$$

Buradan,  $\Delta\alpha = -f(\alpha_0) \cdot f'(\alpha_0)^{-1}$  ve

$\Delta\alpha = -F^0 \cdot (J^0)^{-1}$  ile  $\alpha$ 'nın artırımı hesaplanır.

5.  $\alpha$  nm yeni değeri  $\alpha' = \alpha_0 + \Delta\alpha$  ile verilir.

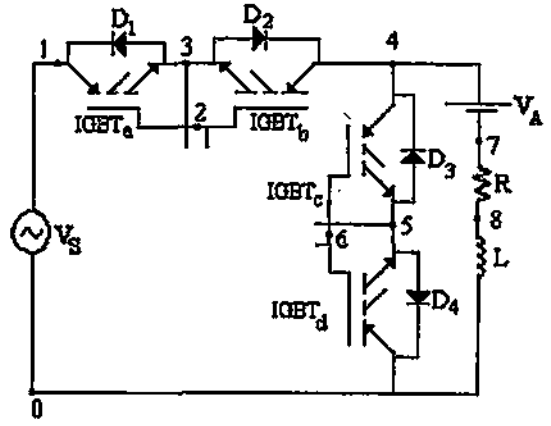
Benzer şekilde, aynı çevrim  $\alpha'$  için tekrar edilir ve yeni  $\Delta\alpha$  değeri hesaplanarak gerçek köke daha yakın olan yeni  $\alpha'$  değerine ulaşılır. İterasyona bu şekilde  $\Delta\alpha$  sıfıra eşit oluncaya kadar veya çok küçük bir değer almaya kadar devam edilir.  $\Delta\alpha$  için şart sağlandığında iterasyon sona erdirilir ve  $\alpha$  değerine ulaşılır. Çözümün yakınsaması için başlangıç değerlerinin seçimi önemlidir. Bunun için her iterasyonda yakınsama kontrolü yapılmalı ve şayet çözüm iraksıyorsa, yeni başlangıç değerleri seçilerek işlemlere yeniden başlanmalıdır. Yakınsamanın olması için ;

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \dots \leq \alpha_N \leq \pi/2$$

olmalıdır. İraksamanın olduğu durumlarda  $\Delta\alpha$ 'nın negatif değerler aldığı görülür.

#### 4. R-L YÜKLÜ AC-AC ÇEVİRİCİNİN PSPICE MODELİ

AC-AC çevirici, PSPICE paket programı ile modellenerek simülasyonu yapılmıştır. AC-AC çeviricinin devre yapısı ve PSPICE programında kullanılan düğüm numaraları Şekil-4'de verilmiştir. Devrede kullanılan anahtarların modeli gerçeğe daha yakın sonuçlar elde etmek için üretici firmalarından temin edilmiştir [4].



Şekil-4. R-L Yüklü AC-AC Çevirici

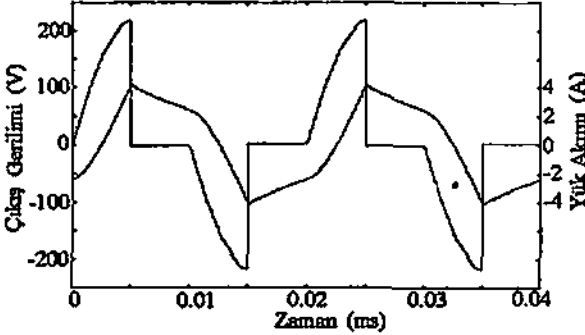
$V_A$  gerilim kaynağı, akımı ölçmek için PSPICE programının özelliğinden dolayı devreye konmuştur ve 0 V' tur. AC-AC çeviricinin PSPICE programı aşağıda verilmiştir:

```
VS 1 0 SIN(0 220V 50HZ)
VA 4 7 DC 0V
D1 3 1 DMOD
D2 3 4 DMOD
D3 5 4 DMOD
D4 5 0 DMOD
XIGBT a 1 2 3 IRGBC40U
XIGBT b 4 2 3 IRGBC40U
XIGBT c 4 6 5 IRGBC40U
XIGBT d 0 6 5 IRGBC40U
.SUBCKT IRGBC40U 71 72 74
.
. - Üretici firmadan temin edilen
. IRGBC40U modeli
.
.ENDS IRGBC 40U
.MODEL DMOD D ( IS=2.22E-15 BV=1200V
IBV=13E-3 CJO=0 TT=0)
R 7 8 10
L 8 0 100MH
.OPTIONS ABSTOL=1.00N RELTOL=0.01
VNTOL=0.01 ITLA=1400 ITL5=0
.PROBE
.four 50 V(4)
.END
```

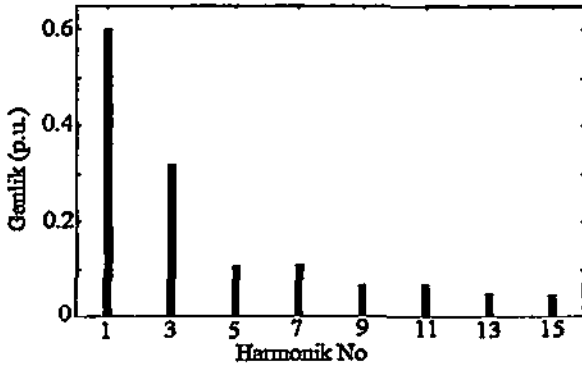
Devrede kullanılan IGBT' ler 600V,40A, 24 ns iletime girme zamanı ve 250 ns kesime girme zamanına sahiptir. Bu IGBT'lerin PSPICE modeli IRGBC40U ile tanımlanmıştır. Bu model üretici firma tarafından hazırlanmıştır ve SUBCKT ile program içerisinde bir dallanma şeklinde tanımlanmıştır. Bu tanımlama .ENDS IRGBC40U' ya kadar sürer. Aynı şekilde, diyodlara ilişkin PSPICE model DMOD ile tanımlanmıştır. IGBT'lerin modeldeki sürme işaretleri için gerekli süreler Bölüm 3'de belirtildiği şekilde önceden elimine edilecek harmonik sayısına bağlı olarak hesaplanmış ve modelde kare dalga şeklinde verilmiştir.

## 5. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Şekil-4'deki devrede  $R=10 \Omega$ ,  $L=100 \text{ mH}$ 'lik bir yük kullanılarak değişik  $K$  değerleri ve elimine edilecek harmonik sayıları için pspice simülasyonu yapılmıştır. Şekil-5,  $d=0.5$  görev periyodu ( $K=0.6$ ) için harmonik eliminasyonsuz ve tek açılı çıkış geriliminin ve yük akımının dalga şekillerini göstermektedir. Şekil-5'den de görüleceği gibi yük akımının şekli sinüs formundan oldukça uzaktır. Şekil-6 ise aynı şartlarda çıkış geriliminin frekans spektrumunu göstermektedir. Ana harmoniğe en yakın olan 3. harmoniğin genliği ana harmoniğin %53.23'ü gibi oldukça büyük bir değere sahiptir.



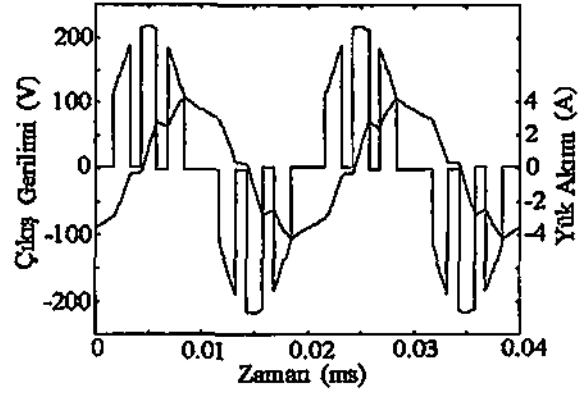
Şekil-5. Tek Açılı ve  $d=0.5$  Görev Periyodu için Çıkış Gerilimi ve Yük Akımının Dalga Şekilleri



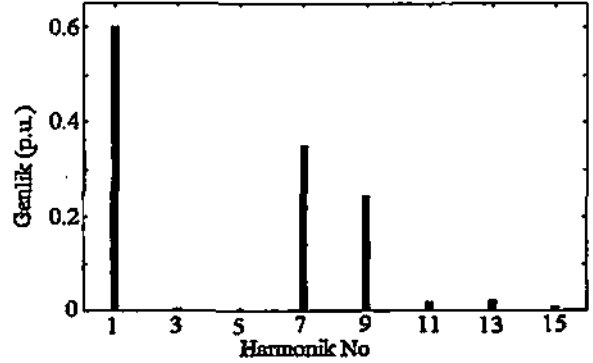
Şekil-6. Tek Açılı ve  $d=0.5$  Görev Periyodu için Çıkış Geriliminin Frekans Spektrumu

Harmonik eliminasyonu için ilk olarak çıkış geriliminin yarı periyodunda 3 pals olacak şekilde (harmonik eliminasyon sayısı=2) ateşleme açıları Bölüm.3'de belirtildiği gibi hesaplanmış ve bu açılar için pspice'da sürme işaretleri üretilerek Şekil-4'deki devrenin modeli çalıştırılmıştır. Bu tip çıkış gerilim dalga şeklindeki baskın bileşen 7.harmonik olacaktır [5]. Örnek olarak bu harmonik  $K=0.5$  için %40'lık bir değere sahiptir. Bu yüzden harmonik eliminasyonu 7 ve daha küçük bir harmoniği elimine ederek yapılmalıdır.

Şekil-7'de  $K=0.6$  için ve 3.&5. harmonik eliminasyonlu çıkış geriliminin ve yük akımının dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil-8 ise aynı şartlarda çıkış geriliminin frekans spektrumunu göstermektedir.



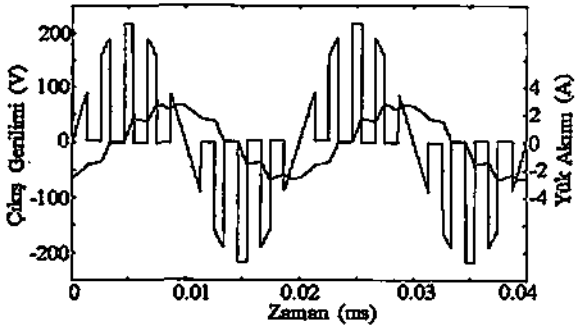
Şekil-7.  $K=0.6$  ve 3.&5. Harmonik Eliminasyonlu Çıkış Gerilimi ve Yük Akımının Dalga Şekilleri



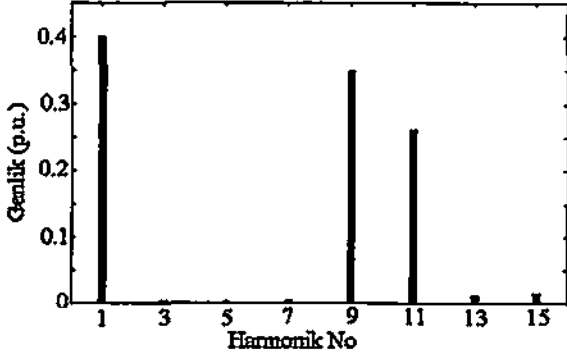
Şekil-8.  $K=0.6$  ve 3. & 5. Harmonik Eliminasyonlu Çıkış Geriliminin Frekans Spektrumu

Buradan da görüldüğü gibi 7. harmonik oldukça baskındır ve ana harmoniğin  $K=0.6$  değeri için %58.6'sı kadardır. Sistem tek fazlı olduğundan en yakın ilk iki harmoniği elimine etmek daha uygun olduğundan burada 3. ve 5. harmonikler elimine edilmiştir. Fakat 3-fazlı sistemlerde üç ve üçün katı harmonikler yük üzerinde görülmediğinden eliminasyona, en yakın olarak 5. harmonikten başlamak gerekir.

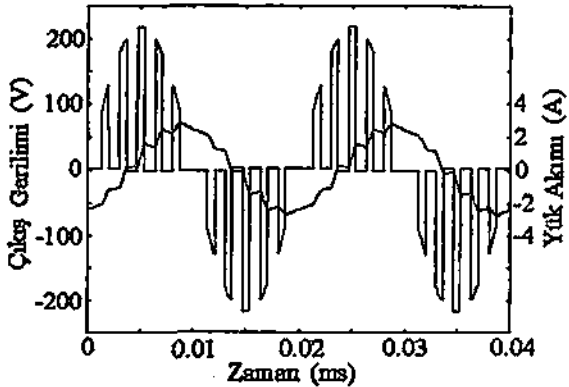
Şekil-9,  $K=0.4$  için 3.&5.&7. harmonik eliminasyonlu çıkış gerilimin ve yük akımını dalga şekillerini göstermekte ve Şekil-10 ise bu duruma ait yük geriliminin frekans spektrumunu vermektedir. Burada da 9. harmonik baskın gözükmemektedir. Fakat bu harmoniğin frekansı ana harmonikten oldukça uzak olduğundan yükün indüktansı bu harmoniği yeterince filtre etmekte ve dolayısıyla Şekil-9'da da görüldüğü gibi yük akımındaki etkisi oldukça azalmaktadır.  $K=0.4$  için ve 3.&5.&7.&9. harmonik eliminasyonlu çıkış gerilimi ve yük akımının dalga şekilleri Şekil-11'de gösterilmiştir. Bu dört harmonik eliminasyonunun olumlu etkisi, yük akımının sinüs formuna oldukça yaklaşmasından daha iyi görülmektedir. Şekil-12 ise aynı koşullarda çıkış geriliminin frekans spektrumunu göstermektedir.



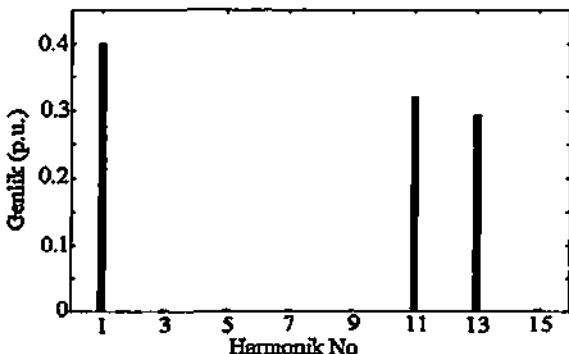
Şekil-9.  $K=0.4$  ve 3.&5.&7. Harmonik Eliminasyonlu Çıkış Gerilimi ve Yük Akımının Dalga Şekilleri



Şekil-10.  $K=0.4$  ve 3.&5.&7. Harmonik Eliminasyonlu Çıkış Geriliminin Frekans Spektrumu



Şekil-11.  $K=0.4$  ve 3.&5.&7.&9. Harmonik Eliminasyonlu Çıkış Gerilimi ve Yük Akımının Dalga Şekilleri



Şekil-12.  $K=0.4$  ve 3. & 5. & 7. Harmonik Eliminasyonlu Çıkış Geriliminin Frekans Spektrumu

## 6. SONUÇLAR

Bu çalışmada tek fazlı bir direkt ac-ac çeviricide harmonik eliminasyon tekniği kullanılmıştır. Bu teknik yardımıyla hesaplanan ateşleme açıları kullanılarak istenilen sayıda harmonik eliminasyonu yapılmıştır. ac-ac çeviricinin modeli pspice ile kurulup devre simule edilmiştir. Harmonik eliminasyonu olmaksızın tek ateşleme açılı olarak devre simule edilmiş ve harmonik içeriğinin oldukça fazla olduğu, yük akımının dalga şeklinden ve harmonik spektrumundan görülmüştür. Aynı şartlarda devrede, harmonik eliminasyon tekniği uygulanarak en yakın ilk iki harmonik elimine edilmiş ve bir önceki durum ile kıyaslandığında oldukça iyi bir sonuç alınmıştır.

Elimine edilecek harmonik sayısının artırılması anahtarlama kayıplarının artışına sebep olacaktır. Ayrıca elimine edilecek harmonik sayısı arttıkça kullanılacak mikroişlemcinin hızı da artacaktır. Bu nedenle elimine edilecek harmonik sayısını belirlerken bu kısıtlar göz önüne alınarak iyi bir optimizasyon yapılmalıdır.

Bu çalışmanın pratik aşaması devam etmekte olup ileride sunulacaktır.

## KAYNAKLAR

- [1] Khaled E. A., Adel L. M., Microprocessor Based Harmonic Elimination in Chopper Type AC Voltage Regulators, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 5, No. 2 pp. 191-200, 1990.
- [2] Sünter, S., Clare, J. C., Development of A Matrix Converter Induction Motor Drive, MELECON'94, Antalya, Apr 12-14, pp. 833-836, 1994.
- [3] Sünter, S., Altun, H., A Method for Calculating Semiconductor Losses in The Matrix Converter, MELECON'98, Tel-Aviv, May 18-20, pp. 1260-1264, 1998.
- [4] IGBT Designer's Manual, International Rectifier, 1999.
- [5] Mohamadein, A. L., Addoweesh, K. E., Evaluation of The Performance of The Copper Type AC Voltage Controllers, Intern. Journ. of Electronics, Vol. 67, pp.669-683, 1989.