

İki Seviyeli Eviricilerde DC Bara Akımı PWM Harmonikleri

Ufuk AYHAN, Ahmet M. HAVA (ayhanufuk@gmail.com, hava@metu.edu.tr)
Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Üç fazlı eviricilerde elektrolitik kondansatörün eşdeğer seri direnci üzerinde kayıplara neden olup ısınmaya ve böylece ömür azalmasına yol açan, aynı zamanda gerilimde kırıntılara neden olan PWM kırıntı akımları anahtarlama tekniğine ve yüke bağlı olarak değişir.

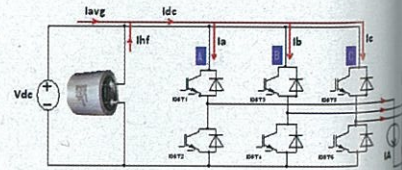
1. Giriş

Üç fazlı eviriciler, motor sürme amacı ile yaygınca kullanılır ve hem enerji verimliliğini yükseltir hem de hassas hareket kontrolünü ekonomik biçimde sağlar. Üç fazlı dc-ac eviricilerde, darbe genişlik modülasyonu (pulse-width modulation, PWM) ile yüksek frekansta anahtarlama yapılır ve bu durumda dc baradan anahtarlama frekansı ve üstünde kırıntı akımları geçer. Bu yüksek frekans akımları, dc bara kondansatöründe kayıplara ve dolayısıyla ısınmaya neden olur. Kondansatörün sıcaklığının yükselmesi ise ömrün azalmasına neden olur. Artan her 10 °C sıcaklık ile ömür yarılandığından bu duyarlılık yüksek düzeydedir [1] ve tasarımda dikkate alınmalıdır. Bu nedenle dc bara akımı harmoniklerinin bileşen değerleri ve toplam rms değeri, tasarım bilgisi olarak bilinmelidir. dc bara akımı harmonik bileşenleri ve rms değeri, yük akımının şiddeti, yük akımının dalga şekli ve harmonik dağılımı (spektrumu), yük açısı, anahtarlama tekniğinin (modülasyon yöntemi) kuvvetli fonksiyonu olarak değişir.

Şekil 1'de iki seviyeli, üç iletkenli üç fazlı evirici gösterilmektedir. Evirici çıkışının ac motor sürmeceği ve motor kaçak indüktansının nispeten büyük ve anahtarlama frekansının yüksek olacağı varsayılırsa, motor faz akımlarının ideal sinüs dalga biçimli olduğu varsayılabilir ve yük bir ideal akım kaynağı ile modellenenabilir. Böylece, dc bara akım analizi kolaylaşır. Analizlerde kullanılmak üzere, üç fazlı eviricide sıklıkla kullanılan ve çıkış gerilim seviyesini gösteren modülasyon indisi formülü denklem (1)'de ifade edilmiştir.

Denklemden M_i modülasyon indisini, V_p filtrelenmiş çıkış geriliminin tepe değerini ve V_{DC} de dc bara gerilimini temsil eder.

$$M_i = \frac{V_p}{2 \cdot V_{DC} / \pi} \quad (1)$$



Şekil 1: Üç fazlı, iki seviyeli evirici devresi

Literatürde çeşitli evirici PWM anahtarlama teknikleri bulunmakla beraber, bu çalışmada bunlar içinde yaygın kullanılanları kapsanacaktır [2]. Bu çalışmada, sinüs PWM (SPWM), space vector PWM (SVPWM), sürekli (discontinuous) PWM tip-1 (DPWM1) işaretleri [3] ve son ikisinin modülasyon işaretlerinden türetilen (üçgen taşıyıcı işaretinin periyodik olarak kutbunun değiştirilmesiyle) active zero state PWM (AZSPWM1) ve near state PWM (NSPWM) modülasyon işaretleri [4] ele alınmıştır. DC bara akımı bilgisayar benzetimi ile incelenecek, harmonik analizi ise FFT analizörü ile sağlanacaktır. Harmonikler ayrıca çift katlı Fourier integrali ile de hesaplanabilir [5].

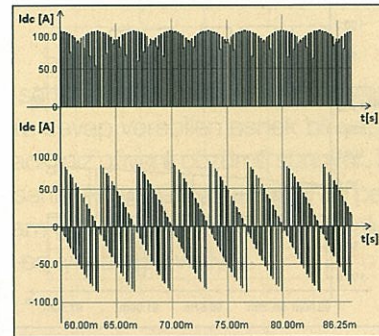
2. DC Bara Akımının Görsel İncelenmesi

Çalışmada ilk olarak benzetimle elde edilen dc bara akım dalgaları, görsel öğrenme amaçlı olarak gösterilecektir. Görsellik sağlamak amacıyla bu bölümde kullanılan benzetimde üçgen taşıyıcı işaretin frekansı 2 kHz olarak belirlenmiştir. Şekil 2'den şekil 4'e kadar üstlü altlı olarak sırasıyla, güç açısının 0° ve 90° olduğu durumlar için elde edilen I_{dc} bara akımı grafikleri SVPWM anahtarlama yöntemi için gösterilmektedir. Üç faz dengeli yüklenmeden dolayı şekillerde simetrikler mevcuttur. Şekil 2'de üstte görüldüğü gibi, yük faz açısı $\varphi = 0^\circ$ iken bara akımı sürekli pozitifdir (temel frekansta aktarılan güç aktif güçtür). Şekil 2'de altta görüldüğü gibi, yük faz açısı artırıldığında ise bara akımının zarfı negatif bölgeye

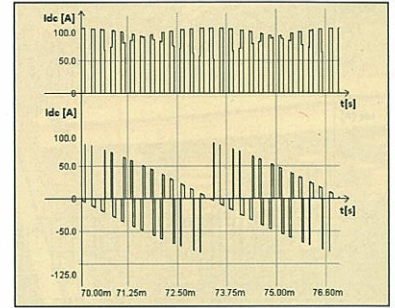
İki seviyeli eviricilerde modülasyon yöntemine, modülasyon indisine ve çıkış güç katsayısına bağlı olarak dc bara akımı harmonik spektrumu değişir.

inmektedir (temel frekansta evirici üzerinden reaktif güç dolaşımı söz konusudur). Çıkış frekansının 60° 'sinde periyodik olan dc bara akımının bir periyoduna açılıp bakıldığında şekil 3'teki PWM frekansında akım darbeleri görülür. Şekil 4'te ise dc bara akımının bir PWM periyodunda merkeze göre simetrik iki darbeden oluştuğu görülmektedir. Anahtarlama tekniği değişince bu yüksek frekans akım darbelerinin şekli de değişir.

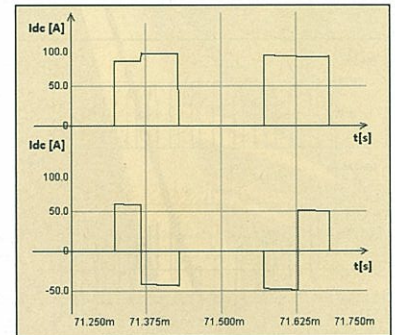
Şekil 5'ten şekil 7'ye kadar süresiz modülasyon tekniklerinin karakteristiğini yansıtan DPWM1 yönteminin ayrıntılı grafikleri gösterilmektedir. Çalışma koşulları SVPWM'deki ile aynı olup; şekil 2 ve şekil 5 birbirine benzemekte, yine şekil 3 ve şekil 6 birbirine benzemektedir.



Şekil 2: Evirici makroskopik dc bara akımları; $\varphi = 0^\circ$ (üst) $\varphi = 90^\circ$ (alt), $f=50$ Hz, $M_i=0,785$, $I_{omax}=100$ A, SVPWM

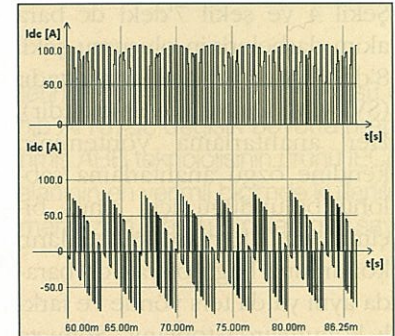


Şekil 3: Temel periyodun 60° 'sinde dc bara akımları; $\varphi = 0^\circ$ (üst) $\varphi = 90^\circ$ (alt), $f=50$ Hz, $M_i=0,785$, $I_{omax}=100$ A, SVPWM

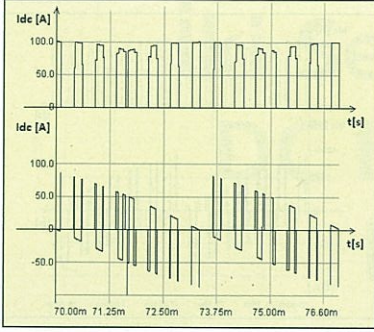


Şekil 4: Bir PWM periyotta dc bara akımları; $\varphi = 0^\circ$ (üst) $\varphi = 90^\circ$ (alt), $M_i=0,785$, $I_{omax} = 100$ A, SVPWM

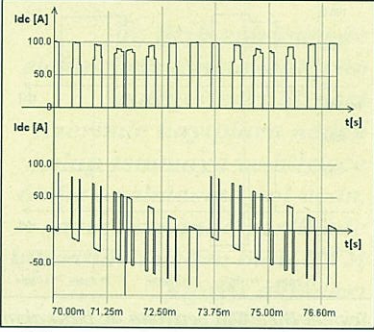
Şekil 7'de bir PWM periyodunda ise şekil 4'e göre önemli bir farklılık söz konusudur. SVPWM'de iki darbe birbirinden bir mesafede iken DPWM1'de darbeler arasında mesafe yoktur; iki darbe



Şekil 5: Evirici makroskopik dc bara akımları; $\varphi = 0^\circ$ (üst) $\varphi = 90^\circ$ (alt); $M_i=0,785$, $I_{omax} = 100$ A, DPWM1



Şekil 6: Temel periyodun 60° 'sinde dc bara akımları; $\varphi = 0^\circ$ (üst) $\varphi = 90^\circ$ (alt), $f=50$ Hz, $Mi=0,785$, $I_{omax}=100$ A, DPWM1



Şekil 7: Bir PWM periyotta dc bara akımları; $\varphi = 0^\circ$ (üst) $\varphi = 90^\circ$ (alt), $Mi=0,785$, $I_{omax}=100$ A, DPWM1

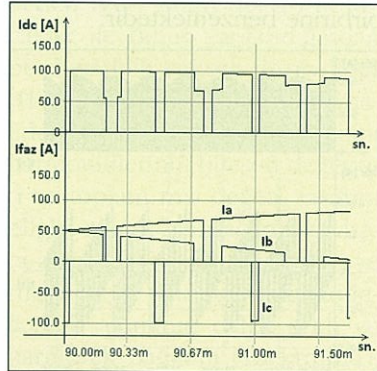
birleşip tek darbeye dönüşmüştür. Dolayısıyla dc bara akımı harmonik spektrumunda bir sonraki bölümde tartışılacağı üzere farklılıklar olacaktır.

Şekil 4 ve şekil 7'deki dc bara akım darbelerinin oluşumu şekil 8'deki görselle açıklanmaktadır (SVPWM için gösterilmektedir). Her anahtarlama yönteminin kendine özgü anahtarlama şablonu bulunduğu için sinüs biçimli faz akımları anahtarların konumuna bağlı olarak dc barada aynı ya da ters yönde ve farklı konumlarda toplanır. Sonuçta SVPWM ve DPWM1 yöntemlerinin (ve diğer yöntemlerin) dc

bara akımları birbirinden farklı olur. Bir PWM periyodunda SVPWM dc bara akımının tek darbeden oluşması ve DPWM1 de iki darbeden oluşması harmonik spektrumunu doğrudan etkiler. SVPWM'de baskın harmonik PWM frekansının iki katında, DPWM1'de de PWM frekansında olur. Bu da elektrolitik kondansatörde kayıpların ve kırıntının farklı olmasına neden olur. Grafiklerde dc bara akımının PWM periyodundaki ortalama değeri de sabit dc bara gerilimi ve dengeli yük için yük çıkış ortalama gücüne orantılı olarak sabit bir değere karşılık gelmektedir. Bu akım, doğal olarak kondansatörden geçmez, kaynaktan (doğrultucu veya aküden) gelir ve yüke gider, ortalama gücün aktarılmasından sorumludur. Dolayısıyla I_{hf} harmonik akımını, I_{avg} dc bara ortalama akımını ve I_{dc} de anlık giriş akımını temsil eder ve dc bara akım denklemi (2) deki gibi ifade edilir.

$$I_{dc} = I_{hf} + I_{avg} \quad (2)$$

Buraya kadarki incelemeler gör-



Şekil 8: Üç PWM periyodunda dc bara akımı ve onu oluşturan faz akımlarının katkıları

sel olarak dc bara akım darbelerinin özelliklerini incelemek amaçlı olup; sadece SVPWM ve DPWM1 kapsamıştır. Diğer yöntemlerin (AZSPWM1 ve NSPWM) dc bara akım darbe şablonları da yöntemlere özgü özellikler içermekte, baskın harmonikleri de çalışma noktalarına göre değişmektedir. Dolayısıyla harmonik spektrumları incelenirken çalışma noktaları dikkate alınarak inceleme yapılacaktır.

3. Frekans Spektrumu Analizi

Çalışmanın bu bölümünde eviricilerin bazı yaygın uygulamaları için çalışma bölgeleri tanımlanacak ve bu bölgelerde çeşitli PWM yöntemlerinin harmonik spektrumları incelenecek; böylece, dc bara akım harmonikleri bakımından en başarılı yöntemler tespit edilecektir.

Eviricilerin iki yaygın uygulaması bulunmaktadır. Birincisi motor sürücü uygulaması olup, senkron veya asenkron motorlar eviricilerle sürülür. Uygulamada asenkron motorlar daha yaygın olup, sıfır hız ile anma hızı arasında geniş bir bölgede hız ayarını yapmakta kullanılırlar. Motorun çektiği mıknatıslama akımı nedeniyle güç katsayısı her zaman geride ve tam yükte tipik olarak 0.9'dan küçük olup, yük azaldıkça da güç katsayısı sıfıra yaklaşmaktadır.

Sürekli mıknatıslı tipleri gittikçe yaygınlaşan senkron motorlar ise yine sıfır hız ile anma hızı arasında geniş bir bölgede çalıştırılmakta ve hız ve konum ayarı gereken hassas süreçlerde kullanılırlar.

Sürekli mıknatısları sayesinde mıknatıslama akımı çekmezler, dolayısıyla verimleri yüksek ve tüm çalışma bölgelerinde güç katsayısı bire oldukça yakındır. Eviricilerin ikinci yaygın uygulaması dc kaynak veya yüklerin şebeke ile bağlanmasıdır.

Doğrultucu uygulamalarında şebekeden gelen güç evirici dc barasında doğrultulup yüke dc akım ile aktarılır. Yenilenebilir enerji uygulamalarında da (rüzgar, güneş, vb.) dc baradaki güç evirici üzerinden şebekeye aktarılır. Bu uygulamalarda çalışma gerilimi şebeke gerilimine yakın (modülasyon indisi yüksek) ve çalışma frekansı sabittir (50 Hz).

Güç katsayısı da birdir. Asansör gibi aktif yükü olan bazı rejeneratif motor sürücü uygulamalarında da hem şebeke hem de yük tarafında sırt sırta dc bara üzerinden bağlı iki evirici kullanılır ve her tarafın eviricisi burada anlatıldığı gibi farklı çalışma bölgelerinde çalışır. Bu çalışmada dc bara akım harmonikleri incelenirken bu uygulamalar için uygun özellikteki anahtarlama yöntemleri ve bu uygulamalardaki çalışma bölgeleri üzerinden inceleme yapılacaktır.

SVPWM yönteminin yararı, düşük modülasyonda (motor uygulamasında düşük hız düşük gerilime ve dolayısıyla düşük M_i ye karşılıktır) düşük kırırtı akımına neden olmasıdır. Bu nedenle hem asenkron hem senkron motor sürücü uygulamalarında düşük hızda kullanımı avantajlıdır. Her iki motor türünün düşük hızda sürülüşü için (bir güç kat-

sayısı ve düşük M_i), SVPWM en düşük kırırtı akımı avantajını sağlamaktadır. Şekil 9'daki dc bara akımı harmonik spektrumunda görüldüğü gibi bara akımı baskın harmoniği anahtarlama frekansının iki katındadır ($2f_c$). AZSPWM1 yöntemi ise, düşük M_i 'de SVPWM yönteminin ortak mod gerilimi az olan alternatif olup, kırırtı akımı daha fazladır.

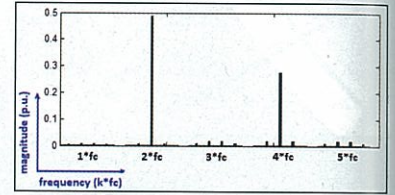
Şekil 10'da görüldüğü gibi AZSPWM1 harmonikleri anahtarlama frekansında (f_c) kuvvetli harmonik bileşenlere neden olur. Bu nedenle, şekilde belirtilen çalışma koşulunda bara akımı harmoniği rms değeri SVPWM'e göre oldukça yüksektir ve kondansatörü ısıl olarak zorlar.

DPWM1 yönteminin avantajı yüksek modülasyonda düşük anahtarlama kayıplarına ve düşük kırırtı akımına neden olmasıdır. Bu özelliğiyle sürekli mıknatıslı senkron motor ve asenkron motorun yüksek hızda sürülüşünde, yenilenebilir enerji kaynakları ve doğrultucuların şebekeye bağlanmasında (yüksek M_i , düşük φ) kullanılır. Şekil 11 yüksek M_i ve bir güç katsayısı durumunda (senkron motor veya şebeke bağlantılı evirici) harmoniklerin anahtarlama frekansında baskın olduğu görülmektedir.

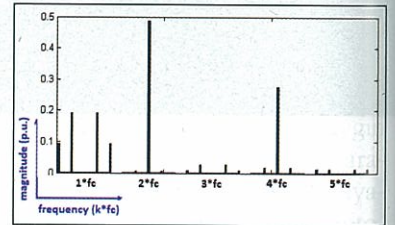
Şekil 12 ise güç katsayısının azaldığı (senkron motor uygulaması vb.) duruma karşılık gelip, güç katsayısının değişmesi ile harmonik spektrumu pek değişmemektedir. DPWM1 yöntemi

mine alternatif olan NSPWM yöntemi hem düşük ortak mod gerilimlerine neden olmakta hem de düşük anahtarlama kaybına neden olmaktadır [4], [5]. NSPWM'de, yüksek güç katsayısı ve yüksek M_i 'de kırırtı akımı tüm yöntemlerdekinden azdır. Bu özelliğiyle, yüksek M_i ve düşük φ 'de DPWM1'den de daha iyi başarımla sergilemektedir.

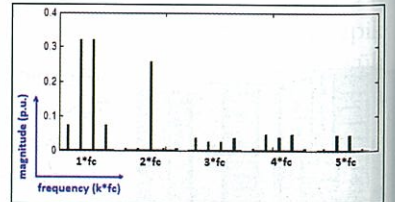
Şekil 13'te görüldüğü gibi, yüksek M_i ve yüksek güç katsayısı bölgesinde NSPWM'in harmonik akımı en az olup, f_c ve $2f_c$ de baskındır. Şekil 14'te görüldüğü gibi, güç katsayısının azalmasıyla



Şekil 9: SVPWM I_{dc} spektrumu
 $M_i = 0.3$, $\varphi = 0^\circ$

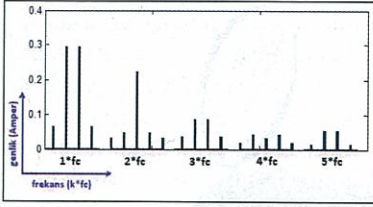


Şekil 10: AZSPWM1 I_{dc} spektrumu
 $M_i = 0.3$, $\varphi = 0^\circ$

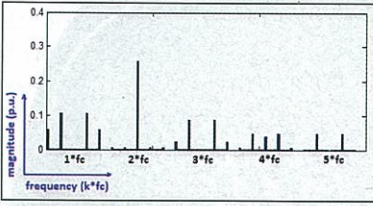


Şekil 11: DPWM1 I_{dc} spektrumu
 $M_i = 0.7$, $\varphi = 0^\circ$

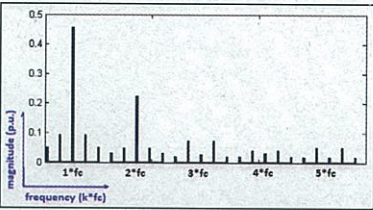
la harmonik miktarı büyük değişim (artış) gösterir. Dolayısıyla şebeke bağlantılı eviriciler ve



Sekil 12: DPWM1 I_{dc} spektrumu
 $M_i = 0.7$, $\varphi = 30^\circ$



Sekil 13: NSPWM I_{dc} spektrumu
 $M_i = 0.7$, $\varphi = 0^\circ$



Sekil 14: NSPWM I_{dc} spektrumu
 $M_i = 0.7$, $\varphi = 30^\circ$

senkron motorlar için en iyi çözümlü oluştururken, asenkron motor uygulamalarında harmonik miktarı f_c 'de baskın olur diğer yöntemlerinki ile karşılaştırılabilir.

Yöntemlerin karşılaştırmalı değerlendirilmesi tablo I'de verilmiştir. Tablo I'de sağdaki sütunlardan görüleceği üzere, dc bara akımının harmonik bileşenleri,

Üç fazlı eviriciler, motor sürme amacı ile yaygınca kullanılır ve hem enerji verimliliğini yükseltir hem de hassas hareket kontrolünü ekonomik biçimde sağlar.

ortalama gücü taşıyan ortalama akım ile karşılaştırılır boyuttur. Bu da dc bara akımının kıpırtısının yüksek olup, kondansatörde eşdeğer seri direnç üzerinde ısı kayıplara ve ömür azalmasına kuvvetli etken olduğunu göstermektedir.

Tablo I'den de görüldüğü gibi, düşük M_i , düşük φ bölgesinde en düşük harmonik-rms akım değerini SVPWM yöntemi oluştururken, yüksek M_i , $\varphi = 0$ bölgesinde en düşük harmonik-rms değerini NSPWM yöntemi oluşturmaktadır.

Yüksek M_i bölgesinde φ açısı sıfırdan artıkça, azalan harmonik-rms değeri ile DPWM ön plana çıkmaktadır. Bu bilgiler ışığında, uygulama türüne göre, dc bara kondansatörü boyutlandırması yapılabilir.

Örnek olarak, düşük rms değerli harmonik akımı yaratacak

PWM yönteminin kullanıldığı bir uygulamada, daha küçük sığalı bara kondansatörü kullanılabilir veya seçilen kondansatörün ısınmaması ve ömrünün uzaması sağlanabilir.

4. Sonuç

İki seviyeli eviricilerde modülasyon yöntemine, modülasyon indisine ve çıkış güç katsayısına bağlı olarak dc bara akımı harmonik spektrumu değişir. Bu çalışmada çeşitli önemli uygulamalar dikkate alınarak dc bara akım harmonikleri incelenmiş ve tasarım için önemli bilgiler elde edilmiştir. DC bara kondansatör tasarımında ve evirici için modülatör seçiminde bu bilgiler dikkate alınmalıdır.

5. Kaynakça

- [1] S. G. Parler, Jr., P.E., "Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors," *IEEE Power Electronics Society Newsletter*, cilt. 16, no. 1, s. 11-12, Şubat 2004.
- [2] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, cilt. 14, no. 1, Ocak 1999, s. 49-61.
- [3] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm," *IEEE Transactions on Industry Applications*, cilt. 34, no. 5, s. 1059-1071, Eylül/Ekim 1998.
- [4] A. M. Hava and E. Ün, "Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-phase Voltage Source Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, cilt. 24, no. 1, pp. 241-252, Jan. 2009.
- [5] U. Ayhan, A.M. Hava, "İki Seviyeli Eviricilerde DC Bara Akımı Harmoniklerinin İncelenmesi," *ELECO 2010, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu*, 2-5 Aralık 2010, Bursa

PWM Yöntemi	M_i	Φ ($^\circ$)	I_{hf} (rms) [A]	I_{avg} [A]
SVPWM	0.3	0	41,01	28,64
AZSPWM1	0.3	0	46,31	28,64
DPWM1	0.7	0	39,20	66,83
NSPWM	0.7	0	25,50	66,83
DPWM1	0.7	30	37,38	57,87
NSPWM	0.7	30	40,25	57,87

Tablo 1: PWM Yöntemleri DC Bara Akımı Karşılaştırması