DA MOTORUNUN TEK FAZLI DOĞRULTUCULARLA BESLENMESİ

3.1 GİRİŞ

Doğrultucular, beslendikleri alternatif akım kaynağın faz sayısıyla veya kaynağın bir periyodunda, yüke verdikleri akımdaki darbe sayısıyla sınıflandırılırlar. Bu ve bunu izleyen bölümlerde, AA kaynağından çekilen alternatif akımın dalga şeklinin simetrik olduğu yani, akımın çift harmoniklerinin ve doğru bileşeninin bulunmadığı kabulü ile sınırlandırılmıştır. Bu sözü edilen her iki akım, trafo nüvesinde simetrik doymaya ve gerilim dalga şekillerinde distorsiyona sebep olur.

3.2 TAM KONTROLLÜ DOĞRULTUCU

İki temel doğrultucunun prensip şemaları Şekil 3.1 a ve b' de verilmiştir. Her ikisinde de alan akısının kontrol şekli çizilmemiştir. Eğer alan kaynağı olarak diyotlu doğrultucu kullanılırsa, kontrol için bir alan reostası kullanılabilir. Seçilen motorun endüvi gerilimi ile şebeke gerilimi uygunsa Şekil 3.1 a'daki transformatör de kullanılmayabilir. Fakat yine de izolasyon maksadıyla tercih edilebilir. Şekil 3.1 a'daki devrede Q_1 ve Q_2 tristörleri istenilen $\alpha = \omega t$ açısında aynı anda tetiklenirler. Q_3 ve Q_4 tristörleri ise Q_1 ve Q_2 'den yarı periyot sonra aynı anda tetiklenirler. Şekil 3.1 b'deki devrede ise tristörler sıra ile tetiklenirler. Küçük gerilimli motorları küçük hızlarda çalıştırmak için Şekil 3.1 b'deki devre tercih edilir. Çünkü motorun endüvi devresine sadece bir tristör seri girmektedir. Endüvi gerilimi AA kaynağı ile tristör uç geriliminin farkı olduğuna göre, iki tristöre göre daha az gerilim düşümü olacak, dolayısıyla endüvi gerilimi artacaktır. Fakat aslında teorik olarak iki tristörde harcanacak güç kaybı bir tristörde harcanacaktır.



Şekil 3.1 Tek fazlı kontrollü doğrultucu.



Şekil 3.2 (Şekil 3.1)'deki devrenin eşdeğeri.

Şekil 3.1 b'deki trafo, Şekil 3.1 a'dakinden biraz daha büyüktür. Çünkü herhangi bir anda sekonder sargısının sadece bir yarısı akım taşımaktadır. Şekil 3.1'deki bir sistem Şekil 3.2'deki eşdeğer devre ile temsil edilebilir. Q_A tristörü Şekil 3.1 a için Q_1 ve Q_2 'nin eşdeğerini Şekil 3.1 b için Q_1 'i göstermektedir. V_{AKA} gerilimi; Şekil 3.1 a'daki Q_1 ve Q_2 tristörü uçlarındaki gerilimleri toplamını Şekil 3.1 b'deki Q_1 tristörü uçlarındaki gerilimi göstermektedir. Doğrultucunun çalışmasının izahı ve hesaplamalar, bundan böyle eşdeğer devre üzerinde yapılabilir.

Şekil 3.3 de, kutup başına ϕ akısını hasıl eden I_f alan akımlı ve α gecikme açılı motorla yüklenmiş çalışma için, eşdeğer devredeki değişkenlerin kararlı hal dalga şekilleri çizilmiştir. Kutuplardaki ϕ akısı, Ω_m sabit hızını ve endüvi emk sı E_a ' yı oluşturur;

$$E_a = k \emptyset \Omega_m \qquad [V] \tag{3.1}$$

Şekil 3.1'deki her iki transformatörün i_p primer akımı dalga şekli Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Dikkat edilirse i_a kesintilidir. Bu, tek faz tam dalga kontrollü doğrultucunun küçük güçte çalıştırılmasına tekabül eder. i_a 'nın değişimi, bu tip doğrultucuların(Şekil 3.1'deki), iki darbeli doğrultucular sınıfından olduğunu gösterir.

Şekil 3.4'te L_{a} ' nın küçük olduğu ve çalışma akımının kesintili olduğu durum için elde edilebilecek dalga şekilleri gösterilmiştir. Burada $\alpha < \eta$ olana kadar azaltılmıştır ve

$$m = \sin^{-1} \frac{E_a}{\sqrt{2} V} = \sin^{-1} m \quad [rad]$$
(3.2)

dır. Dikkat edilirse i_a akımı ancak $\omega t = \eta$ olduğu anda akmaya başlar. Çünkü bu andan itibaren tristöre pozitif gerilim gelir ve i_B , Q_A tristörü tetiklenmeden önce sıfıra düşer.

$$\sqrt{2} V \sin(wt + a) - E = R_{1} + L \frac{d_{i}}{d_{t}}$$

$$i_{kararli} = \frac{\sqrt{2}}{Z} V \sin(wt + a - \varphi) - \frac{E}{R} \qquad [A]$$



Şekil 3.3 $\alpha < \eta$ olduğu kesintili akımlı çalışma. [Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'ye ait dalga şekilleri.]

 α' daki daha fazla azalma Şekil 3.5' deki dalga şekillerini meydana getirebilir. Çünkü burada i_B sıfıra düşmeden önce Q_A tetiklenmiş, Q_B komütasyona sokulmuş ve $\omega t = \alpha$ anında Q_A iletime başlamış, olup L_A , $V_{AN} > E_a$ oluncaya kadar i_a akımını uzatacak büyüklükte değildir.



Şekil 3.4 $\eta > \alpha > \beta - \pi$ kesintili akımlı çalışma [Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'ye ait dalga şekilleri]



Şekil 3.5 $\eta > \alpha (\beta - \pi) > \alpha$ kesintili akımlı çalışma [Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'ye ait dalga şekilleri]

Böylece Şekil 3.5'te gösterildiği gibi ilk yarı periyotta $\omega t = \beta - \pi$ de i_A akımı durur ve $\omega t = \eta$ de tekrar başlar. Şekil 3.4 veya Şekil 3.5'teki durumları hasıl eden α ' nın değerindeki daha aşağıya düşme sürekli akımlı çalışmayı meydana getirebilir. Bu durumu gösteren kararlı hal dalga şekilleri Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 $\alpha < \eta$ için sürekli akımlı çalışma. [Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'ye ait dalga şekilleri]

Normal AA kaynak frekansı ve motor endüktansı için oluşan bu sürekli akımlı durumlar, α' nın beklenen en alt değerin aşağısından, motorun aşırı yüklenmesinden, ya da bu ikisinin uygun düşmesiyle elde edilebilir.

Şekil 3.3'teki normal şartlardaki çalışmaya dönersek, endüvi akımı akmıyorken;

$$\boldsymbol{v}_t = \boldsymbol{E}_a, \qquad (\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\pi}) < \omega t < \alpha \tag{3.3}$$

Burada \pmb{eta} , sönme açısı veya periyot içinde \pmb{Q}_A tristörünün iletiminin durduğu noktadır.

Endüvi akımı akıyorken;

$$v_t = v_{AN} \qquad \alpha < \omega t < \beta$$

$$v_t = v_{BN} \qquad \pi + \alpha < \omega t < \pi + \beta \qquad (3.4)$$

Şekil3.2' deki devrede, (3.1) denklemini kullanarak analiz yaparsak.

$$i_{A} = i_{a} = \frac{\sqrt{2}V}{z} sin\left(\omega t - \varphi\right) - \frac{k\phi\Omega_{m}}{R_{a}} + \left[\frac{k\phi\Omega_{m}}{R_{a}} - \frac{\sqrt{2}V}{z}sin\left(\alpha - \varphi\right)\right] e^{(\alpha - \omega t)/tan\varphi} \quad (3.5)$$

$$Z = \sqrt{(\omega L_{\alpha})^2 + R_{\alpha}} \qquad [\Omega] \qquad (3.6)$$

$$\varphi = tan^{-1} \frac{\omega L_{\alpha}}{R_{\alpha}} \qquad [derece] \qquad (3.7)$$

(3.5) denklemi $\alpha < \omega t < \beta$ için geçerlidir

$$\omega t = \beta$$
 için $i_{\alpha} = 0$ (3.8)

$$\mathbf{0} = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin\left(\beta - \varphi\right) - \frac{k\phi\Omega_m}{R_a} + \left[\frac{k\phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z}\sin\left(\alpha - \varphi\right)\right] e^{(\alpha - \omega t)/tan\varphi}$$
(3.9)

olur. Eğer $k\emptyset$ dahil bütün sistem parametreleri biliniyorsa α' nın seçilen bir değeri için β ve Ω_m arasında bir bağıntı elde edilebilir. α ve Ω_m' nın seri olarak değerleri biliniyorsa β nın nümerik değerleri de belirlenebilir. Akımın sürekli olduğu sınır β değeri için;

$$\beta = \pi + \alpha$$
 dır.

Herhangi $\boldsymbol{\varOmega}_m$, $\boldsymbol{\beta}$ ve $\boldsymbol{\alpha}$ takımı için ortalama endüvi akımı, (3.5) denkleminden;

$$\overline{l_a} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_a d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\sqrt{2}V}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - \cos(\beta - \varphi) \right] - \frac{k \emptyset \Omega_m}{R_a} (\beta - \alpha) \right\}$$
$$- \frac{1}{\pi} \left\{ \tan \varphi \left[\frac{k \emptyset \Omega_m}{\overline{v_t} R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \varphi) \right] \left[e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}} - 1 \right] \right\} \qquad [A] \qquad (3.10)$$

 $\overline{l_a}$ değeri ;

$$\bar{l}_a = \frac{\bar{\nu}_t - k \phi \Omega_m}{R_a}$$
 [A] (3.11)

denkleminden bulunabilir. Burada \overline{v}_t endüvi uçlarındaki ortalama gerilimdir ki Şekil 3.3'teki dalga şeklinden bulunabilir.

$$\overline{\nu}_t = \frac{1}{\pi} \left[k \emptyset \Omega_m \left(\pi + \alpha - \beta \right) - \sqrt{2} V \left(\cos \beta - \cos \alpha \right) \right] \quad [V]$$
(3.12)

Ortalama iç moment ;

$$\overline{T} = k \emptyset \overline{l_a} \qquad [Nm] \qquad (3.13)$$

Böylelikle Ω_m 'nin her değerinde moment belirlenebilir ve belli bir α değerinde kesintili akımlı çalışma için hız-moment eğrisi çizilebilir.



Şekil 3.7 $\alpha > \eta$ için sürekli akımlı çalışma. [Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'ye ait dalga şekilleri]

Çalışma noktasının hız-moment eğrisi boyunca hareket etmesine sebep olan fiziksel olaylar zinciri şöyle özetlenebilir:

Eğer motor sabit hızla dönerken yük kısmen arttırılırsa, hızda azalma meydana gelir. Hız düşünce E_a düşer ve endüvi ortalama akımı $\overline{l_a}$ artar ve otomatik olarak motor iç momenti artırır. Yani α sabit kaldığı için β artar. V_t dalga şeklinde de görüleceği gibi $\overline{v_t}$, π + α – β ortalama geriliminin azalması, yeni bir denge kuruluncaya kadar E_a ' da ve hızda önemli bir azalmaya sebep olur. Bu yüzden doğrultucu büyük bir regülasyonuna sahiptir ve bu tahrikteki hız regülasyonunu artırır. Şekil 3.7'de aşırı yük momenti ve küçük α değeriyle meydana getirilen sürekli akımlı işletmenin, kararlı hal dalga şekilleri verilmiştir. Burada $\gamma = \beta - \alpha$ iletim açısı $\gamma = \pi (rad)$ dır ve;

$$\overline{\nu}_t = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos a \qquad [V] \qquad (3.14)$$

olur. Buna göre a sabit tutulurken, yük momenti daha fazla artılırsa \overline{v}_t değişmeyecektir. Fakat tahrik, hala küçük bir hız regülasyonuna sahiptir çünkü,

$$E_a = k \emptyset \Omega_m = \overline{\nu_t} - R_a \overline{l_a} \qquad [V] \qquad (3.15)$$

olup moment ve buna bağlı olarak i_a artarken, E_a azalır ve hız düşer. (3.13) (3.14) ve (3.15) denklemlerinden,

$$\Omega_m = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi k\phi} \cos a - \frac{R_a \overline{T}}{(k\phi)^2}$$
(3.16)

yazılabilir. Eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim, hız-moment diyagramında düşey eksenin kesildiği noktayı, ikinci terim ise diyagramda eğimi negatif olan doğruyu belirleyen \overline{T} katsayılı terimdir. (3.9)'dan (3.13)'e kadar olan denklemlerden görülen ve ortaya çıkan sonuç şudur ki: α 'nın herhangi bir değeri için kesintili akımlı çalışmaya ait hız-moment eğrisi elde edilebilir. Aynı a değerindeki denklem (3.16) ile verilen doğrunun sınır noktası, kesintili çalışmaya ait $\beta =$ $\pi + \alpha$ noktasıdır. Bu durumda Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te gösterilmiş olan şartların ortaya çıkarmış olduğu durumlar ihmal edilebilir. 3.16 denkleminin düz doğrusu ile kesişme noktasından ayrı olarak, fazla hesap gerektirmeden tespit edilebilen kesintili akımlı eğrinin üstünde diğer tek bir nokta, T=0 için ki noktadır. Bu noktada E_a , $\overline{v_t}$ ' nin tepe değerine ulaşır ve akım darbeleri durur. Bu durum için, (3.1) denkleminden;

$$\Omega_m = \frac{v_t}{k\emptyset} \tag{3.17}$$

Şekil 3.3'den;

 $\overline{v}_t = \sqrt{2}V \qquad \qquad \mathbf{0} < \alpha < \frac{\pi}{2}$

$$\overline{v}_t = \sqrt{2}V \sin \alpha \qquad \qquad \frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$$

dır. Şekil 3.8'de tek fazlı tam dalga doğrultucu ile tahrik edilmiş bu motora ait hız-moment karakteristikleri verilmiştir. Her bir eğri $\alpha = sb$ değerleri için çizilmiştir. Doğrultucu 270 V (60 Hz) gerilimle beslenmiş olup motor değerleri 500 dev/dak, 1 HP, $I_n = 4.1 A$, $R_a = 5,76 \Omega$, $L_a = 55 mH$ dir.

Şekil 3.3' de verilen çalışma şartlarından şekil 3.7'de gösterilen çalışma şartlarına geçiş noktası, α değeri ile $\pi + \alpha = \beta$ değerini 3.9 denkleminde yerine koymakla Ω_m nin değeri bulunabilir.

Sonra sırasıyla (3.14), (3.11) ve (3.13) denklemleri kullanılarak buna karşılık olan \overline{T} değeri bulunur. Bu nokta 3.16 denkleminden elde edilen doğrunun uzantısında bulunmaktadır. Karakteristiğin eğri olan kısmı ise (3.9), (3.11), (3.12), (3.13), (3.14) denklemlerinden hesaplanır.



Şekil 3.8 Tek fazlı doğrultuculu tahrike ait Hız-Moment karakteristikleri

Şekil 3.8'deki kırılma noktalarından a' nın çok büyük değerlerindeki çalışma hariç nominal moment değerlerine kadar olan momentler için akımın kesintili olduğu görülür. Şekil 3.8'deki eğriler makul miktar yaklaşımının, dönüştürücü motor kombinasyonunun lineer bir transfer karakteristiği meydana getiremeyeceğini gösterir.

Kararlılık analizi gerekliyse, sistemin bir analog kompüter üzerinden simülasyonunu yapmak en iyisidir. Bu gerçekleştirildiğinde sürekli ve kesintili çalışmada dinamik davranışlar açısından çok farklar olduğu ve her iki çalışma içinde tatminkar bir dizaynının zor olduğu görülür.

Sürekli akımlı çalışma endüvi devresine bir ilave endüktans konarak sağlanabilir, fakat büyük bir endüktör bile yük ve hızın bütün durumlarında sürekli akımlı çalışmayı temin edemeyebilir. Gerekli endüktansın boyutunu oldukça azaltmak için değişik dönüştürücüler kullanılabilir fakat bu da tamamen endüktörü ortadan kaldırılmayabilir.

3.2.1. INVERTER ÇALIŞMA

Şekil 3.1'deki dönüştürücüler, sabit frekanslı inverter olarak da çalıştırılabilirler. Inverter çalışmada motor, generatör olarak çalışır ve elde edilen enerji AA kaynağına verilir, i_a akımı ters akamayacağına göre ya motorun dönme yönü ya da alan akımının yönü tersine çevrilerek i_a akımının akması sağlanır. Her iki değişiklikte de E_a gerilimi ters olacak ve çalışma noktası gerçekten şekil 3.8'deki 4. Bölgede olacaktır. Şekil 3.9'da kesintili inverter çalışmadaki dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 3.10'da ise tetikleme süresinin arttırılması halinde inverter gücünün arttığı görülmektedir.

Gerçekten inverter çalışmanın bütün durumları için tetikleme sinyallerinin uzatılması istenir. Eğer arttırılamıyorlarsa, \overline{v}_t deki ani değişme, kesintili akımlı çalışmadan sürekli akımlı çalışmaya veya tersine geçmeye sebep olur. Şekil 3.11'de sürekli akımlı çalışmaya ait dalga şekilleri verilmiştir. Burada V_{AKA} dalga şeklinde ωt_g aralığı işaretlenmiştir. t_g tristörlerin sönmeleri için yeterli zamandır çünkü

 $\omega t_g \geq \omega t_{off} + \mu$

'dır. Burada t_{off} tristörlerin sönme zamanıdır. Buna tanınan ek(süre) açı ise μ' dir.

$\alpha > \pi - \omega t_{off} - \mu$

olduğunda sürekli akımlı inverter olarak çalışma mümkün değildir. Bu şekil 3.8' de $\alpha = 180^{\circ}$ olarak işaretlenmiş. Karakteristikte bunun bir teorik sınır olduğu görülüyor ve pratikte ise;

$$\propto = 180^0 - \omega t_{off} - \mu$$

olması gerekir.







Şekil 3.10 inverter çalışmada $a > 2\pi - \eta$ iken kapı sinyallerinin genişletilmesinin etkisi



Şekil 3.11 Sürekli akımlı inverter çalışma



Şekil 3.12 İkili Dönüştürücü

<u>Örnek 3.1</u>

230 V, 850 d/dk, 2 HP, 1.49 kW, $I_a = 7.8 A$, $R_a = 2.61 \Omega$, $L_a = 19.2 mH$ verilen bir d.a motoru bir anteni tahrik için kullanılacaktır. Motor ve tahrik mekanizmasının kayıp momenti hızla doğru orantılıdır. Mekanizmanın kayıp momenti, motorunkinin iki katıdır. Motorun endüvisi şekil 3.1a' daki tipten bir doğrultucudan ve 230 V, 60 Hz den beslenmektedir. Alan akımı; $\overline{v_t} = 230 V$ ve nominal yükteki hızındaki sabit değerindedir. Motor sabit nominal hızında anteni tahrik ettiği zaman $\overline{I_a}$, $\overline{v_t}$, α' yı bulunuz.

<u>Çözüm 3.1</u>

Verilen motor için; 2 HP , 1,49 kW , $I_a = 7,8 A$, $R_a = 2,61 \Omega$, $L_a = 19,2 mH$ Nominal calışmada; *Motor* $h_{121} = 850 \ d/dk = 89.01 \ [rad/sn]$ *Giris güc*ü = $230 \cdot 7.8 = 1794$ [*W*] $\zeta_{ikis} g \ddot{u} c \ddot{u} = 2 \cdot 746 = 1492$ [W]*Bakır kayıpları* = $2,61 \cdot (7,8)^2 = 159$ [W]*Dönme kayıpları* = 1794 – 1492 – 159 = 143 [W]*Motor kayıp momenti* = $\frac{143}{89.01}$ = 1.607 [*Nm*] $E_a = 230 - 2,61 \cdot 7,8 = 209,6$ [V] $k\phi = \frac{209.6}{89.01} = 2,355$ [V/(rad/s)] $Z = \sqrt{(120\pi \cdot 19.2 \cdot 10^{-3})^2 + (2.61)^2} = 7.694$ $[\Omega]$

 $\tan \varphi = \frac{120\pi \cdot 19, 2 \cdot 10^{-3}}{2,61} = 2,773 \qquad \varphi = 70,17^{\circ}$ ort. iç moment = $\overline{T} = 3 \cdot 1,607 = 4,821 \qquad [Nm]$ $\overline{I_a} = \frac{3 \cdot 1,607}{2,355} = 2,047 \qquad [A]$ $\overline{v_t} = k \phi \Omega_m + R_a \cdot \overline{I_a} = 209,6 + 2,61 \cdot 2,047 = 219,9 \qquad [V]$

Bulunan değerler (3.12 denkleminde) yerine konursa;

$$\overline{v_t} = 1,164(180 + \alpha - \beta) - 117(\cos\beta - \cos\alpha) = 219,9 \qquad (A)$$

Burada α ve β derece olarak ifade edilmiştir. (3.10) da değerler yerine konursa;

$$15,21[\cos(\alpha - 70,17) - \cos(\beta - 710,17)] - 0,4461(\beta - \alpha)$$

 $-[70,88 - 42,18 \cdot \sin(\alpha - 70,17)] [e^{(\alpha - \beta)/158,9} - 1] = 2,047$ (B)

Burada α ve β da derece olarak ifade edilmiştir.

(A) ve (B) den nümerik çözüm $\propto = 103,0^{\,o}$, $\beta = 179,0^{\,o}$ bulunur.

3.2.2 İKİLİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Önceki bölümlerde açıklandığı gibi doğrultucu motor sistemleri iki bölgede çalışabilirler (Şekil 3.8). Fakat dört bölgede de çalışma istenebilir. İkinci ve üçüncü bölgede çalışma, anahtar bağlantıları yapmak suretiyle kolaylıkla halledilebilir. Fakat bir bölgeden diğer bölgeye geçişin prüzsüz ve kesintisiz olması açısından sonuç tatminkar değildir. Geçiş şartları şekil 3.12 deki gibi iki dönüştürücü kullanarak iyileştirilebilir. Her durumda, tristörlerin tetiklenmeleri $\bar{v}_{op} = - \bar{v}_{on}$ şartını gerçekleyecek şekilde yapılmalıdır. Bu düzen gereği bu gerilimler birbirine zıttır. Eğer bir tedbir alınmazsa meydana gelebilecek büyük genlikli harmonik akımlar, iki dönüştürücünün çıkışlarını bağlayan hatlar üzerinden sirküler olarak dengelenirler. İndüktör konarak sağlanacak dengeleme bu harmonik akımları sınırlayabilir. Başka bir alternatif istenilen bölgede çalışmayan dönüştürücülere kapı sinyallerinin verilmemesi sirkülasyon harmonik akımlarını önler. Bu durumda hangi doğrultucu akım akıtıyorsa diğeri hayali olarak açık devre imajı verir ve çıkış akımının tamamı inverter endüvisi üzerinden akar. 1. Bölgeden 2. Bölgeye geçiş sürecinde meydana gelecek olaylar zinciri şöyledir(Şekil 2.6). Pozitif doğrultucunun gecikme açısı α_n , $i_a = 0$ olana kadar arttırılır. Sonra bu doğrultucunun tetikleme sinyalleri kesilir ve bundan böyle önceki gibi endüvi devresine aynı \bar{v}_t yi vermek üzere negatif doğrultucuya uygulanır. Bundan sonra $+\bar{v}_t$ geriliminde $-i_a$ akımının akmasını sağlamak için α_n gecikme açısı azaltılır.

3.3 YARI KONTROLLÜ DOĞRULTUCUYLA TAHRİK

Şekil 3.1a'daki Q_2 ve Q_3 tristörlerinin yerine diyot kullanıldığında Şekil 3.13a'daki devre elde edilmiş olur. Böylece endüvi devresi endüktansı ile birlikte Şekil 3.14'de bu düzenin eşdeğer devresi gösterilmiş ve şekil 3.15'te de devrenin dalga şekilleri verilmiştir. Bu dalga şekillerinden görüleceği gibi $\pi < \omega t < \beta$ aralığında i_a akımı, Q_4 tristörü (veya eşdeğer Q_B) tetiklene kadar azalmakta ve tetiklendikten sonra da artmaya başlamaktadır.



Şekil 3.13 Yarı kontrollü tek fazlı doğrultucu

Devrede tristörlerin yerini alan diyotlar tam kontrollü kesintili çalışan doğrultucularda sürekli çalışma etkisini kazandırabilirler. Şekil 3.13a'daki devrede kesintili çalışma da sağlanabilir. Fakat benzer yük şartları için akım darbelerinin süresi tam kontrollü doğrultucununkinden daha uzundur. Kesintili akım çalışmasına ait dalga şekilleri şekil 3.16'da gösterilmiştir. Şekil 3.1a'daki devrede Q_2 ve Q_3 tristörleri yerine konan diyotlarla elde edilen şekil 3.13a'daki devre de şekil 3.1a ve şekil 3.1b'deki devrelerde motor uçlarına birer diyot bağlanarak elde edilen şekil 3.13b ve şekil 3.13c'deki devreler aynı işi görürler. Motor uçlarına bağlanan diyota "serbest geçiş diyodu" denir. Çünkü bu diyot kaynak yüke enerji vermezken yük akımının devam etmesini sağlar. $\pi < \omega t < \beta$ aralığındaki endüvi devresi endüktansından depolanmış enerji, mekanik enerjiye veya devre direnci üzerinden ısıya dönüşür. Şekil 3.14'de verilmiş olan devre şekil 3.13'de verilmiş olan her üç devreye de eşdeğerdir. Şekil 3.13'deki devrelerde $V_D = -V_t$ olması gereklidir. Meydana gelen V_t her halükarda negatif olamaz. Çünkü D diyotu uçlarında pozitif bir gerilim olmayacaktır. Bu da sistemin generatör olarak çalışamayacağı anlamına gelir. Dolayısıyla bu tür çalışma şekil 2.6'daki 1. Bölgede sınırlanmaktadır.



Şekil 3.14 Yarı kontrollü tek fazlı doğrultucunun eşdeğeri

DA motorları geniş sınırlar arasında kalan kesintili endüvi akımlı çalışma, dar sınırlar arasında kalan sürekli endüvi akımlı çalışmadan da daha iyi daha çok tercih edilir olduğu için hangi şartlarda geri besleme diyotu kullanılarak sürekli akımın kazanılacağını belirlemek pratikle ilgili olan konudur. Bir tahrik devresi dizayn edileceği zaman, çalışma için istenen maksimum hız ve minimum momentin belirlenmesi beklenebilir. Her iki şart aynı anda meydana gelirse kesintili çalışmada olabilecek en kötü durum ortaya çıkar. En kötü durumdan kaçınmak için sınır durumu yani şekil 3.17'de tanımlanmış değerlere, yani akımın kesintili olduğu noktaya yükseltilmelidir.



Şekil 3.15 Şekil 3.13 ve Şekil 3.14 deki değişkenlerin dalga şekilleri (Sürekli akımlı çalışma)

 i_a ' nın darbeleri; $\propto < \omega t < \pi$, $i_a \neq 0$ olduğu noktada son bulur. i_D diyot akımı $\pi < \omega t < \pi + \propto$ aralığında akar ve $\omega t = \pi + \propto$ noktasında Q_B tetiklenmeden önce i_D ' nin sıfıra düşüp düşmeyeceği belirtilmelidir. Şekil 3.15 ve şekil 3.16'da gösterildiği gibi $\omega t = \pi$ noktasında, $i_a = I_{a\pi}$ dir. Bu sonuç şartları (3.5) denkleminde yerine konunca;

$$I_{a\pi} = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\sin\varphi - \frac{k\phi\Omega_m}{R_a} + \left[\frac{k\phi\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{Z}\sin(\alpha - \varphi)\right]e^{(\alpha - \varphi)/\tan\varphi} \qquad (3.20)$$

elde edilir. \propto ve $E_a = k \emptyset \Omega_m$ biliniyorsa $I_{a\pi}$ hesaplanabilir. i_D akımı aktığında;

$$L_{\alpha} \frac{d_{i_a}}{d_{t'}} + R_a i_a + E_a = 0$$
 (3.21)

Burada

$$\omega t' = \omega t - \pi \tag{3.22}$$

dır. (3.22)'nin başlangıç şartlarındaki çözümü;

$$i_a = I_{a\pi}$$
 $\omega t' = 0$ ise
 $i_a = i_D = \left(I_{a\pi} + \frac{E_a}{R_a}\right) e^{-\omega t' / \tan \varphi} - \frac{E_a}{R_a}$ [A] (3.23)

 $\omega t' = \alpha$ noktasında i_D akımı 0' a düştüğünde sürekli ve kesintili çalışma arasında bir sınır oluşur. Bu durum için $I_{a\pi} = I_{a\pi b}$ (Şek. 3.17) diyelim. Bu sonuç şartları (3.23) denkleminde yerine koyarsak;

$$i_{D} = 0 \quad \omega t' = a \quad \text{icin} \quad I_{a\pi} = I_{a\pi b}$$

$$I_{a\pi b} = \frac{k \emptyset \Omega_{m}}{R_{a}} \left(e^{a / \tan \varphi} - 1 \right) \qquad [A] \qquad (3.24)$$

Eğer $I_{a\pi} \ge I_{a\pi b}$ ise akım süreklidir.(3.20) ve (3.24) denklemlerinden $I_{a\pi} - I_{a\pi b} = 0$ eşitliği;

$$\frac{\sqrt{2}V}{z}\sin\varphi - \frac{k\emptyset\Omega_m}{R_a}e^{a/\tan\varphi} + \left[\frac{k\emptyset\Omega_m}{R_a} - \frac{\sqrt{2}V}{z}\sin(\alpha - \varphi)\right]e^{(\alpha - \varphi)/\tan\varphi} = 0 \quad (3.25)$$

Endüviden akan akım (Şek 3.17)'deki sınır şartlarına ulaştığında,

$$\overline{\nu}_t = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \left(1 + \cos\alpha\right) \qquad [V] \tag{3.26}$$

olur ve bu denklem sürekli akımlı çalışmanın her hali için geçerlidir. \bar{v}_t gerilimi, hız ve yük momenti bilindiğinde bulunabilir. α değeri ise (3.26) eşitliğini (3.25)'te yerine koyduğumuzda sürekli akım çalışma şartlarına uygun bir şekilde bulunur. (3.26) denklemi (3.13) ve (3.15) denklemleriyle birleştirilirse ortalama moment ve hız arasında bir bağıntı elde edilir.

$$\Omega_m = \frac{\sqrt{2}V}{\pi k \emptyset} \left(1 + \cos \alpha\right) - \frac{R_a \overline{T}}{(k \emptyset)^2} \qquad [rad/s]$$
(3.27)

Bu lineer bağıntı serbest geçiş diyodu olmayan devreye ait (3.16) denklemine benzemektedir.







Şekil 3.17 Serbest geçişli tek faz doğrultucunun kesintili-sürekli akımlı sınır durum çalışma

Örnek 3.2

500 d/dk, 3.73 kW, $I_n = 22 A$, $R_a = 1.33 \Omega$, $L_a = 36 mH$, $V_n = 230 V$ motor tek bölgeli tahrik için endüvi devresi yarı kontrollü bir doğrultucudan beslenmektedir. Doğrultucu 230 V - 60 Hz' lik şebekeden 230 : 300 V' luk bir trafo ile beslenmektedir. Alan akımı 230 V' luk DA kaynaktan beslenerek nominal çalışmayı sağlayacak değerinde sabit tutulacaktır. Dönme kayıpları momenti Şekil 1.3.b'deki T_B ve T_C moment parçaları ile modellenmiştir. Bu iki parça nominal hızda aynı değerdedir. Motor doğrultucudan beslendiği zaman (T_B) %50 artıyor. (Endüvi akımı harmoniklerinin meydana getirdikleri ek nüve kayıpları sebebiyle). Şekil 3.17'de gösterilen sınır durumdaki çalışma için kavrama momenti T_L 'ye karşı a ve motor hızını çiziniz.

<u>Çözüm</u>

Motor normalde D.A kaynağından beslenecektir. D.A kaynağından nominal çalışma şartlarında;

$$H_{LZ} = 500 \cdot \frac{2\pi}{60} = 52,36 \ [rad/sn]$$

$$Nominal Moment = \frac{5 \cdot 746}{52,36} = 71,24 \ [Nm]$$

$$E_a = 230 - 1,33.22 = 200,7 \ [V]$$

$$k\phi = \frac{200,7}{52,36} = 71,24 \qquad [Nm]$$

$$Giris gücü = 230.22 = 5060 \ [W]$$

$$Qikiş gücü = 5.746 = 3730 \ [W]$$

$$R_a I_a^2 = 1,33.22^2 = 644 \qquad [W]$$

$$Sürtünme kayıpları = 5060 - 3730 - 644 = 686 \qquad [W]$$

$$T_{kay} = \frac{686}{52,36} = 13,1 \qquad [Nm]$$

$$Nominal devirde \ T_B = T_C = 13,1/2 = 6,55 \qquad [Nm]$$

Doğrultucudan çalıştığında ;

$$T_{kay} = 6,55.\left(\frac{1,5.\Omega_m}{52,36} + 1\right) = 6,55.\left(\frac{\Omega_m}{34,91} + 1\right) \qquad [Nm]$$
$$Z = [(120\pi.0,036)^2 + 1,33^2]^{1/2} = 13,64 \qquad [\Omega]$$
$$\tan\varphi = \frac{120\pi.0,036}{1,33} = 10,20 \qquad \varphi = 84,4^0$$

Bilinen değerler (3.25)'te yerine konulursa;

10,74 - $\Omega_m \cdot e^{\alpha/10,20} + [\Omega_m - 10,79 \cdot \sin(\alpha - 84,4)] \cdot e^{(\alpha - \pi)/10,2} = 0$

Burada α radyan ya da derece olarak ifade edilir. Yukarıdaki denklemden Ω_m nin verilen değerleri için α ' lar bulunur. Ω_m ' e karşı gelen T_L ' ye geçilir.

n	500	400	300	200	100	50	25	d/dk
α	53 <i>,</i> 5	72,6	90,7	109,4	131,4	146,0	156,1	derece
T_L	26,0	28,1	24,9	17,8	7,4	1,0	-2,6	Nm

Elde edilen eğriler Şekil 3.18'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi en kötü durum nominal hızın biraz altındaki hızda ortaya çıkmaktadır. Motorun nispeten büyük ve küçük devirlerinde bile sürekli endüvi akımını oluşturmak için gerekli moment değeri ; nominal momentin ancak %40' ına yaklaşmaktadır.



Şekil 3.18 Örnek 3.2'ye ait değişimler

3.3.1 SERBEST GEÇİŞLİ FAYDALI FRENLEME

Bölüm 3.3'te tarif edilen çeviricilerin dezavantajları Şekil 2.6'daki 4. bölgedeki faydalı frenlemeye izin vermemesidir. Eğer serbest geçiş diyotluda sürekli akımlı çalışmanın üstünlüğü faydalı frenleme ile birleştirilebilecek olursa tek fazlı doğrultucudan (veya 2 çeviricili olarak bunun gibi 2 doğrultucudan) elde edilen en iyi tahrik düzeni sağlanmış olur. Bu tahrik, çifter çifter yerine köprü tipi doğrultucunun 4 tristörünün münferit olarak kontrol edilmesiyle elde edilebilir. Bu çeviriciyi incelemek için (Şekil 3.19) tristörleri tekrar numaralamak ve motor endüvisini modelleyerek her bir devre elemanını göstermek elverişlidir. Şekil 2.6'daki 1. bölgedeki çalışmaya ait devre değişkenlerinin dalga şekilleri Şekil 3.20'de verilmiştir. Bütün kapı sinyalleri 180[°] süreli trenlerden ibarettir. Şekil 3.20'de gösterilen pozisyonlarda Q_2 ve Q_4 tristörleri için bunlar sabit kalır. Q_1 ve Q_3 tristörleri için, bunlar çeviricinin çalışmasını kontrol eden lojik devreler vasıtasıyla aynı anda ωt ekseni boyunca hareket ettirilebilirler. Q_1 tristörü $\omega t = \alpha$ gecikme açısında iletime sokulan referans aygıt olarak alınır. Böylece Q_3 ; $\omega t = \alpha$ anında tetiklenir.



Şekil 3.19 : Şekil 3.19'daki devrenin değişkenlerine ait dalga şekilleri ($\overline{v_t} > 0)$



Şekil 3.20 Faydalı frenlemenin yapılabildiği serbest geçişli devre

Çalışma, kaynak geriliminin bir periyodu esnasında meydana gelen olaylar zinciri sıralı bir şekilde şöyle açıklanır.

 $\omega t = 0$ ' da Q_3 ve Q_4 serbest dolaşım akımını akıtır.

 $\omega t = \alpha$ ' da Q_1 iletime girer, Q_3 komütasyona girer. Q_1 , Q_4 motoru beklemek üzere iletimdedir.

 $\omega t = \pi$ ' de v_{AB} negatife giderken Q_2 iletime , Q_4 kesime girmekte, Q_1 ve Q_2 serbest dolaşım akımını iletmektedir.

 $\omega t = \pi + \alpha$ ' da Q_3 iletime , Q_1 komütasyona girmekte, Q_2 ve Q_3 ise motoru beslemek üzere iletimdedir.

 $\omega t=2\pi$ ' de Q_3 iletimde, Q_2 komütasyondadır ve sonunda yeni periyot tekrar başlamaktadır.

 Q_1 ve Q_3 ' ün kapı sinyalleri $\alpha = \pi - \omega t_9$ olana kadar sağa kaydırılabilir. Denk. 3.26, bu ilk çalışma bölgesi için α ile \bar{v}_t arasındaki bağıntıyı verir.

Şek. 3.21, Şek. 2.6'daki 4. bölgedeki çalışmaya ait devre değişkenlerinin dalga şekillerini gösterir. Şemada Q_1 ve Q_3 ' ün sinyalleri sabittir, buna karşın Q_2 ve Q_4 ' ün sinyalleri ωt ekseni boyunca hareket ettirilebilir.

 Q_2 tristörü şimdi $\omega t = \alpha$ da i_{G2} sinyalinin başlamasıyla referans aygıttır. Çünkü i_{G1} ve i_{G3} sinyalleri $\omega t = \pi$ ve $\omega t = 2\pi$ ' den ωt_9 kadar önce başlar, ωt_9 aralığı Q_1 iletimde iken Q_3 ' ü komütasyona sokmak için ve Q_2 iletimdeyken Q_4 ' ü komütasyona

sokmak için elverişlidir. ωt_9 aralığı $\omega t_{off} + \mu$ 'yü aşmamalı veya eşit olmamalıdır. Burada t_{off} tristörlerin kesime geçme zamanı olarak verilir. μ ise emin olma açısıdır. Kaynak geriliminin negatif periyodu esnasında meydana gelen olaylar zinciri ise şöyledir:

 $\omega t=0$ ' da Q_2 ve Q_3 iletimdedir çünkü $v_t<0$, olup, çevirici ; AA kaynağını endüvi devresinden besler.

 $\omega t = \alpha - \pi$ anında Q_4 iletimdedir. Q_2 komütasyondadır. Q_1 ve Q_4 akım akıtmaktadır, dolayısıyla AA kaynağına enerji verilmektedir.

 $\omega t = \alpha$ anında Q_2 iletimde, Q_4 komütasyondadır. Q_1 ve Q_2 serbest dolaşım akımını akıtmaktadır.

 $\omega t = 2\pi - \omega t_9$ anında Q_3 iletime sokulmakta, Q_1 komütasyona sokulmaktadır ve sonunda yeni periyot tekrar başlamaktadır.



Şekil 3.21. Şekil 3.19' daki devrenin değişkenlerine ait dalga şekilleri ($\overline{v}_t < 0$).

 Q_2 ve Q_4 ün kapı sinyalleri teorik olarak α açısı $\omega t = 2\pi$ noktasına yaklaşıncaya kadar kaydırılabilir. Pratikte faydalı frenlemenin bu derecesi gerçekte lüzumsuzdur ve α aralığı sınırlandırılabilir. Bu 4. çalışma bölgesi için \overline{v}_t ve α arasındaki bağlantı:

$$\overline{\nu}_t = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\alpha} \sqrt{2} V \sin(\omega t) d(\omega t) = -\frac{\sqrt{2}V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$
(3.28)

3.28 denklemi, Şek. 3.21' de gösterilen dalga şeklindeki küçük pozitif kısmı ihmal etmektedir.

Bu çevirici için tetikleme kontrol devreleri, bilhassa 2. çevirici ile birleştirilmiş öteki çeviricide, önceki bölümlerde tarif edilen doğrultuculardan daha komplikedir. Sürekli akımlı çalışmaya sebebiyet veren güç devresinin şartları Böl. 3.3' te tarif edildiği gibidir. Bu devrenin çalışması, yine de serbest dolaşım kullanılmadığı zaman meydana gelmeyen süreksizliğe de müsaittir ve beklenen işletme şartlarının bütün aralığı üzerinden sistemin bilgisayar simülasyonunun projesi tavsiye edilir.

<u>Örnek. 3.3</u>

Örn. 3.1' deki sistemdeki çevirici, yarı kontrollü doğrultucuyla yer değiştirmiştir. Sabit tam hızdaki çalışmada endüvi akımı sürekli midir?

<u>Çözüm</u>

Örn. 3.1' deki kararlı haldeki çalışma için, $E_a = 209$, 6 V, $\overline{v}_t = 214$, 9 VDenk. 3.25'te $\alpha = 0$ ve bilinen değerler yerine konursa 4.998 sürekli akımlı çalışmanın mümkün olduğunu gösterir. Gerçekten akım sürekli ise Denklem. 3.26' dan

214,9 =
$$\frac{260\sqrt{2}}{\pi}$$
 (1 + cos α)

 $\alpha = 33,27^{o} = 0,5806$ rad

bulunur. α 'nın bu değerini ve bilinen sayısal değerleri Denklem 3.25' te yerine koyarsak 10. 77 bulunur. Böylece tanımlanan şartlar altında sürekli akım meydana gelmez.

3.4 DOĞRULTUCU TRANSFER FONKSIYONLARI

Kontrollü doğrultucuların işin içine girdiği sistemlerin analizinde doğrultucuyu temsil etmek üzere kullanılabilecek kabul edilebilir yaklaşımlı bir lineer fonksiyon elde etmek istenir. Bu, Böl. 3.2' de belirtildiği gibi serbest geçişsiz doğrultucu için genellikle yapılamaz. Çünkü gerekli çalışma aralığı üzerinden sürekli akımlı çalışmayı sağlaması için , makul olmayan miktarda endüktans, motor endüvi devresine ilave edilmek zorunda olunacaktır. Bu sebepten bu inceleme Böl. 3.3 ve Böl. 3.3.1'deki doğrultucular için yapılmıştır.

3.4.1 YARI KONTROLLÜ DOĞRULTUCU

Denklem. 3.26 ile tarif edilen α ' ya karşı $\overline{v_t}$ eğrisi şekil 3.22' de gösterilmiştir ve bu eğri $30^o < \alpha < 150^o$ aralığında lineer olarak kabul edilebilir. Bu lineer aralıkta çeviricinin kazancı;

$$k = \frac{\Delta \overline{\nu}_t}{-\Delta \alpha} = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \frac{(\cos 30^o - \cos 150^o)}{150^o - 30^o} = 0,01308 \qquad [V/derece] \qquad (3.29)$$

olarak ifade edilebilir. Bir tristöre kapı sinyali uygulandığı zaman \bar{V}_{tr} deki değişmenin ani olarak alabileceği kabul edilmesine rağmen \bar{V}_t ' nin ortalama değerindeki değişmenin öyle olacağı kabul edilemez. Gecikme açısı α_1 ' den α_2 ' ye değiştirildiği t_1 anındaki netice Şek. 3.23' te verilmiştir. Bu değişme bir sonraki tristörün tetiklendiği $\omega t = 2\pi + \alpha_2$ oluncaya kadar görülmeyecektir. Böylece emrin değişmesi ve cevabın değişmesi arasında t_d lik bir ölü zaman meydana gelir. \bar{v}_t ' deki değişme Şekil 3.23' teki kesik çizgilerle gösterilmiştir. Fakat burada bu abartılıdır. Bu noktanın kesin bir şekilde kabullenilmesine gerek yoktur.







Şekil 3.23. α ' daki değişmeye \overline{v}_t ' nin cevabı.

Bu ölü zaman AA kaynağının bir yarı periyoduna (60 Hz için 1/120 sn) kadar değişebileceği için genellikle ortalama değer olarak periyodun 1/4' ü olduğu kabul edilir. ' nin zamana bağlı değişimi

$$\overline{V_t} = k(t - t_d) \tag{3.30}$$

ile ifade edilebilir. Bu fonksiyonun Laplace transformu:

$$L\{k(t - t_d)\} = ke^{-t_d s}$$
(3.31)

' dir. t_d , tahrik sisteminin elemanlarının mekanik zaman sabitlerine göre küçük olduğundan çeviricinin transfer fonksiyonu ifadesindeki neticenin sıhhatli olmaması önemsizdir:



Şekil 3.24. Serbest geçişli ve faydalı frenlemeli doğrultucu için α ' ya karşı $\overline{v_t}$.

Burada $\overline{t_d}$, t_d ' nin ortalama değeridir. Gerçekte bu küçük zaman sabiti genellikle, sistemin dinamik davranışının analizi ortaya çıkarılacağı zaman tek bir ilk sıralı eleman meydana getirmek için sistemin diğer küçük zaman sabitleriyle toplanabilir.

3.4.2 FAYDALI FRENLEMELİ DOĞRULTUCU

Denk. 3.26 ve 3.28' le tarif edilen $\overline{v_t}$ ' nin α ' ya karşı değişim eğrisi Şek. 3.24' te gösterilmiştir. Bu eğri tam bir $0^o < \alpha < 360^o$ arasında makul sıhhatli lineer kabul edilebilir. Böylece çeviricinin kazancı:

$$k = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \frac{(\cos 0^{o} - \cos 360^{o})}{360^{o} - 0^{o}} = 0,005 \qquad [V/derece]$$
(3.33)

ile ifade edilebilir. Transfer fonksiyonu t_d ' nin değerinin değişmemesiyle Denk.3.32 biçiminde olur. Bunun yaklaşımının yarı kontrollü doğrultucu için olan kadar iyi olmadığı aşikardır.

3.5. YÜK VE KAYNAK DEVRELERİNDE GÜÇ

Doğrultma devreli tahrik sisteminde, tahrik edilecek olan d.a. motorun sürekli bir akımla çalıştırılması istenir. Sistem dizayn edilirken akım ve gerilim harmonikleri incelenmiş olmalıdır.

3.5.1 TAM KONTROLLÜ DOĞRULTUCU

Tam kontrollü doğrultucuyla tahrik edilen bir motorun sürekli akımla çalışması, eğer motor büyükse tam yükte veya ona yakın yükte çalışmasında da olasıdır ve bu endüvi devresine ek endüktans sokmakla suretiyle de gerçekleştirilebilir.

Tam kontrollü sürekli akımlı çalışmanın $\alpha > \eta$ için dalga şekli Şekil 3.7' de verilmiştir. $\alpha < \eta$ için dalga şeklinin Şekil 3.7' den farkı yoktur. Çünkü akım sürekli olmakla beraber oldukça sabittir. v_t dalga Fourier serisinde ;

$$v_t = \overline{v_t} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cdot \sin(nwt + \theta_n)$$
(3.34)

 v_t ' nin temel frekansı 2w (rad/sn)' dir. Burada m tam bir sayı olmak üzere n = 2m ' dir. (3.34)' deki serinin açı ve sabitleri;

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$
 (3.35)

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \tag{3.36}$$

Burada;

$$a_{n} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{t} \cdot \cos(nwt) \cdot d(wt) \qquad n = 2, 4, 6 \dots$$
$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \qquad (3.37)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_t . sin(nwt) . d(wt)$$
 n = 2, 4, 6 ...

$$=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V\left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1}\right]$$
(3.38)

Eğer en düşük frekans harmonikleri göz önüne alınırsa tahrik dizaynı için yeterli bir sonuç alınabilir. n = 2 için ;

$$a_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha \right]$$
(3.39)

$$b_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha \right]$$
(3.40)

$$c_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{10}{9} - \frac{2}{3} \ln 2\alpha \right]^{\frac{1}{2}}$$
(3.41)

Bunlar 3.35 de yerine konulursa c_2/V ' nin α ' nın fonksiyonu olarak değişimi Şekil 3.25' deki gibi olur. $\alpha = \frac{\pi}{2}$ için 2. harmonik maksimumdur. Bu en kötü hal dizayn prosedüründe kullanılmalıdır. Bu durum için ;

$$a_2 = 0b_2 = c_2 = -\frac{8\sqrt{2}}{3\pi} V = 1, 2 V\alpha = \frac{\pi}{2}$$
 (3.42)

Eğer endüvi devresi parametreleri $2wL_a \gg R_a$ ise, endüvi akımı kabul edilebilir bir yaklaşımla aşağıdaki şekilde tanımlanabilir ;

$$i_a \cong \overline{\iota_a} - \frac{8\sqrt{2}\cdot V}{6\pi w L_a} \cdot \cos 2wt = \overline{\iota_a} - \frac{0.6\cdot V}{w L_a} \cdot \cos 2wt \qquad (3.42)$$

 $\alpha = 0$ olduğu zaman çeviricinin çıkışı maksimum olur ki b₂ = 0 dir.

$$a_2 = c_2 = \frac{-4\sqrt{2}}{3\pi} V$$
 $\alpha = 0$ $b_2 = 0$ (3.44)

Bu diyotlu doğrultucudan alınan 2. harmoniğin genliğidir. Daha önceki yaklaşıma dayanarak, 2. harmonik akımının harmonik büyüklüğü (α nın herhangi bir değeri için) ;

$$I_{R2} = \frac{c_2}{2\sqrt{2} \cdot wL_a} \tag{3.45}$$

Endüvi akımının efektif değeri ;



Şekil 3.25

$$I_R = \sqrt{\bar{\iota_a}^2 + I_{R2}^2}$$
(3.46)

Bu dizayn değerini güç kaynağından çekilen i_p akım değeri belirler. Bu akımın dalga şekli çift harmonikleri bulundurmaz. İyi bir yaklaşımla i_pnin harmonikleri (yüksekliği $\hat{i_p}$ olan kare dalga kabulüyle) elde edilebilir.

$$\widehat{\iota_p} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \overline{\iota_a}$$
(3.47)

Bu, endüvi devresi endüktansının i_a' nın yüksekliğinin sabit; serbest olduğu i_a' nın küçük dalgalılığından serbest olduğu kabulü demektir. i_p' nin bu kabul edilen kare dalga şekli V_{AN}' den ve netice olarak V_p' den α (rad) geride kalır.

Primer akım dalga şeklini seriye açarsak, yaklaşık olarak;

$$i_p = \sum \frac{4}{n\pi} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \overline{\iota_a} \cdot sin[n(wt - \alpha)] \qquad n = 1, 3, 5 \qquad (3.48)$$

Primer akımın sadece temel bileşeni çeviriciye enerji verir ve bu bileşenin yaklaşık değeri;

$$I_{p1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \bar{\iota_a}$$
(3.49)

Kare dalga kabul edilen kaynak akımının efektif değeri;

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot \bar{\iota_a}$$
(3.50)

Kaynak akımının dalgalılık faktörü;

$$K_i = \frac{I_p}{I_{p1}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,111$$
(3.51)

Sistemin temel bileşeni için güç faktörü;

$$PF_1 = \cos\alpha \tag{3.52}$$

Giriş gücü;

$$P_{in} = V_p \cdot I_{p1} \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \overline{\iota_a} \cdot V_p \cdot \cos \alpha \qquad (3.53)$$

Trafo ve çeviricideki kayıpların ihmali dolayısıyla (2'nin üstündeki harmonikler ihmal edilecek) endüvi uçlarına verilen güç;

$$P_{in} = P_a = R_a \cdot I_R^2 + E_a \cdot \bar{\iota}_a = R_a [(\bar{\iota}_a)^2 + I_R^2] + k\Phi w_m \bar{\iota}_a \qquad (3.54)$$

Görünen güç faktörü, aktif gücün, kaynak akımı ile kaynak gerilimi efektif değerinin çarpımına bölümü olarak;

Görünen PF =
$$\frac{P_{in}}{V_p \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \bar{\iota_a}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha = 0, 9 \cdot \cos \alpha$$
 (3.55)

Eğer α açısı $\pi/2'$ den daha büyük olursa, Denk. 3.14' den $\overline{V_z} < 0$ 'dir. Çünkü i_a sadece (+) olabildiği için enerji akışı tersine dönmüştür. Bu Şekil 3.7' deki dalga şekillerinden belirlenebilir. $\alpha > \pi/2$ ise i_p' nin temel bileşeni V_{AN} 90°' den daha fazla geride kalır ve enerji endüviden kaynağa verilir. Bu durumda çevirici akış frekansı sabit olan bir inverter gibi çalışır.

3.5.2 SERBEST GEÇİŞLİ DOĞRULTUCULAR

Bölüm 3.3' de açıklandığı gibi sürekli akımlı çalışma, bir serbest geçiş diyodu ile donatılmış yarı kontrollü doğrultucu seçerek yada Bölüm 3.3.1' de tarif edildiği gibi köprü doğrultucudaki tristörleri münferit olarak kontrolü ile serbest geçişin sağlandığı nispeten küçük endüvi devresi endüktansı ile de kazanılabilir.

Şekil 3.15 de bu her iki düzen için de geçerli olan V_{ala} diyagramının 1. Bölgedeki çalışması için devre değişkenlerine ait dalga şekilleri verilmiştir.

Şekil 3.15' deki Vt dalga şeklinin analizi (3.34) serisi ile yapılabilir. Burada;

$$a_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{1 + \cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{1 + \cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \qquad n = 2, 4, 6$$
(3.56)

$$b_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \qquad n = 2, 4, 6$$
(3.57)

En düşük harmonik;

$$a_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{1 + \cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha \right] \qquad n = 2, 4, 6 \qquad (3.58)$$

$$\mathbf{b}_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{V} \left[\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha \right] \qquad \mathbf{n} = 2, 4, 6 \tag{3.59}$$

V_t nin 2. Harmoniğinin en büyük değeri $\alpha = \frac{\pi}{3}$ içindir . Bu en kötü hal için;

$$\mathbf{a}_2 = -\frac{3 \, \mathbf{v}}{\sqrt{2}\pi} \mathbf{b}_2 = -\frac{\sqrt{3} \, \mathbf{v}}{\sqrt{2}\pi} \tag{3.60}$$

$$c_2 = \frac{\sqrt{6} V}{\pi} \tag{3.61}$$

Bu değer (3.42) ifadesiyle karşılaştırılırsa görülür ki serbest geçiş kullanıldığında 2. harmoniğin (genliğinin) değeri azalmaktadır. c_2/V' nin α' nın fonksiyonu olarak değişimi Şekil 3.25' de görülmektedir. (3.36) eşitliğinden;

$$\theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{3} = 240^{\circ} \tag{3.62}$$

bulunur. Eğer $2wL_a \gg R_a$ ise endüvi akımı ;

$$i_a \cong \overline{\iota_a} + \frac{0.779 \cdot V}{2wL_a} \cdot \cos(2wt + 30) \tag{3.63}$$

Burada $\overline{\iota_a}$ (3.11) ifadesinden bulunabilir. $\alpha = 0$ için çeviricinin çıkış geriliminin maksimum olduğu görülür.

$$b_2 = 0$$
 $a_2 = c_2 = -\frac{4\sqrt{2}}{3\pi}V$ (3.64)

Bu değer serbest geçişsiz çevirici için verilen (3.44) ifadesiyle aynıdır. (3.47) burada da kullanılabilir. i_p' nin yaklaşık dalga şekli şöyle tanımlanabilir.

$$\mathbf{i}_{p} = -\frac{\mathbf{N}_{s}}{\mathbf{N}_{p}} \cdot \overline{\mathbf{i}_{a}} \qquad \qquad \mathbf{\pi} + \mathbf{\alpha} < \mathbf{wt} < 2\mathbf{\pi} \qquad (3.65)$$

$$i_{p} = 0 \qquad 0 < wt < \alpha$$

$$i_{p} = \frac{N_{s}}{N_{p}} \cdot \overline{i_{a}} \qquad \alpha < wt < \pi + \alpha$$

$$i_{p} = 0 \qquad \pi < wt < \pi + \alpha$$

Bu dalga şekli seriyle tanımlanabilir;

$$i_{p} = \sum \frac{4}{n\pi} \cdot \frac{N_{s}}{N_{p}} \cdot \overline{i_{a}} \cdot \cos \frac{n\alpha}{2} \sin[n(wt - \frac{\alpha}{2})] \qquad n = 1, 3, 5 \qquad (3.66)$$

Böylece temel bileşenin efektif değeri;

$$\mathbf{I}_{p1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\mathbf{N}_s}{\mathbf{N}_p} \cdot \mathbf{\overline{I}_a} \cdot \cos\frac{\alpha}{2}$$
(3.67)

Şekil 3.7 ile 3.15'te i_p' nin dalga biçimleri mukayese edilirse serbest geçişli çevirici için hat akımının harmonikleri daha büyüktür. Kare dalga olarak kabul edilen kaynak akımının efektif değeri;

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot \left(\frac{\pi - \alpha}{\pi}\right)^{1/2} \cdot \bar{\iota_a} \text{ wt} < 2\pi$$
(3.68)

Kaynak akımının dalgalılık faktörü K_i yine I_p/I_{p1} oranı ile verilmiştir. Böylece $\alpha = 0$ olduğu zaman (3.51)' de verilen değer bulunur. Sistemin temel güç faktörü;

$$\mathbf{PF}_1 = \cos\frac{\alpha}{2} \tag{3.69}$$

Giriş gücü;

$$\mathbf{P_{in}} = \mathbf{V_p} \cdot \mathbf{I_{p1}} \cdot \mathbf{cos} \frac{\alpha}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\mathbf{N_s}}{\mathbf{N_p}} \cdot \mathbf{\overline{I_a}} \cdot \mathbf{V_p} \cdot \mathbf{cos}^2 \frac{\alpha}{2}$$
(3.70)

Yine çevirici kayıplarını ve 2'den daha yüksek harmonikleri ihmal ederek endüvi uçlarına verilen güç;

$$P_a = P_{in} \tag{3.71}$$

(3.68) ve (3.70) denklemlerinden;

Görünen PF =
$$\frac{P_{in}}{V_p I_p} = \left[\frac{2}{\pi(\pi-\alpha)}\right]^{1/2} (1 + \cos \alpha)$$
 (3.72)

bulunur. Serbest geçiş kullanıldığı zaman hat akımı harmonikleri arttığı halde endüvi akımı harmonikleri azalır, görünen güç faktörü artar.