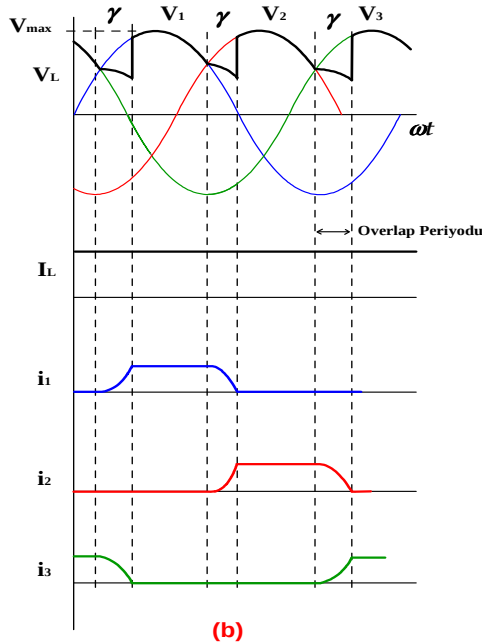
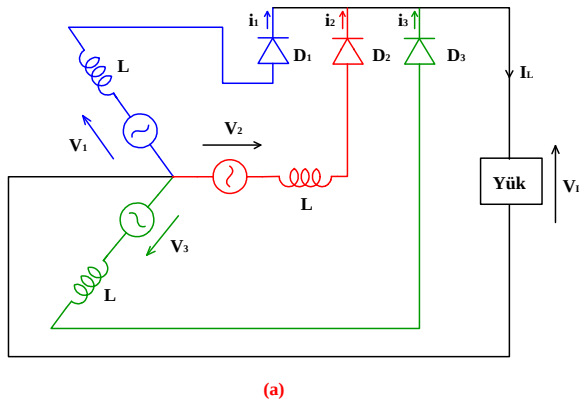


BÖLÜM 3 – KONVERTER ÇALIŞMA

2. Bölümde AC beslemesinin empedansı ihmal edilerek genel doğrultucu devrelerinin temel karakteristikleri incelenmiştir. Bu bölümde ise besleme empedansının tesiri, beslemeden çekilen akım ve güç faktörü ve ters yönde güç akışı da ele alınacaktır. Aslında anlatılan devrelerin bazıları hem redresör hem de inverter olarak çalışabiliyordu. Dolayısıyla devreler için “konverter” terimini kullanmak daha doğrudur.

3.1 Overlap (Çakışma – Üst Üste Gelme)

2. Bölümde bir diyottan (ya da tristör) diğerine akım transferinin (komütasyon) bir anda gerçekleştiği kabul edilmiştir. Pratikte ; besleme kaynağının direnç ve entüktansının dahil edilmesiyle akımın bir elemandan diğerine transferi belirli bir zaman alır. Transfer eden elemanın akımı exponansiyel olarak azalırken , diğerininki de aynı oranda artar.

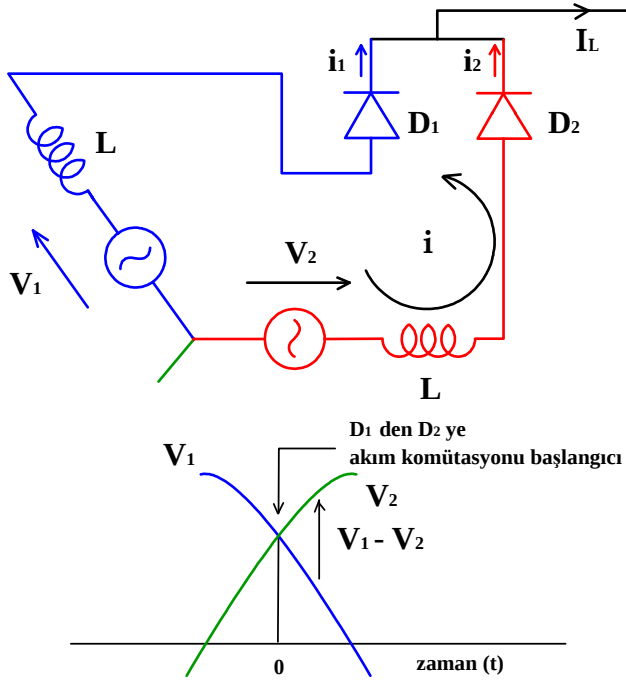


AC beslemenin endüktif reaktansı, direncinden çok büyüktür. Bu sebeple direnci ihmal edilebilir. Bu reaktansın büyük bir kısmını trafonun kapak reaktansı oluşturur. AC devresi şekil 3.1’deki gibi bir kaynak ve seri bağlı bir reaktansla temsil edilebilir. Akım komütasyonunu izah için şekil 3.1’deki 3~lı yarım dalga bağlantısı kullanılmıştır. Benzer şekilde bu anlatım diğer devrelere uygulanabilir.

Şekil 3.1 (b)’de dalga şekilleri görülmektedir. Komütasyon süresince (γ) hem akımı devreden hem de devralan diyot iletimdedir. (γ)’ya komütasyon açısı veya overlap açısı denir.

Şekil 3.1 – 3 ~lı yarım dalga doğrultucuda overlap

Komütasyon süresince yük akımı iletimdeki iki diyodun akımları toplamına eşittir. (Yük endüktif ve yük akımı sabit kabulü ile) bu anda yük gerilimi iletimde olan fazların gerilimleri ortalamasına eşittir. Overlap'ın (komütasyonun) tesiri ile ortalama değerde düşme olur.



Şekil 3.2 Overlap süresince şartlar

Şekil 3.2’de görüldüğü gibi, komütasyon süresince iletimde olan D_1 ve D_2 diyotları aracılığıyla bir i akımının aktığı düşünülebilir. Diyot gerilim düşümleri ihmal edilirse ;

$$V_2 - V_1 = L \frac{di}{dt} + L \frac{di}{dt} \quad \text{olur.}$$

Bu gerilim farkı hat gerilimine eşit olduğundan max değeri $\sqrt{3} V_{\max}$ olup eşitlik :

$$di = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{2L} \sin \omega t dt \quad \text{haline gelir.}$$

İki tarafın integre edilmesinden ;

$$i = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{2L} \left(\frac{-\cos \omega t}{\omega} \right) + C \quad \text{ve } t = 0 \text{ da } i = 0 \text{ dan } C = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{(2\omega L)} \quad \text{böylece ;}$$

$i = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{2\omega L} (1 - \cos \omega t)$ komütasyon bitiminde $i = I_L$ ve $\omega t = \gamma$ ayrıca $\omega L = X$ (kaynak reaktansı) olup ;

$$I_L = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{2X} (1 - \cos \gamma) \quad \text{ya da } \cos \gamma = 1 - \frac{2I_L X}{\sqrt{3}V_{\max}} \quad \text{bulunur.}$$

Komütasyon süresince 3~lı grubun iki fazı aslında fazlar arası kısa devreye maruz kalmıştır.

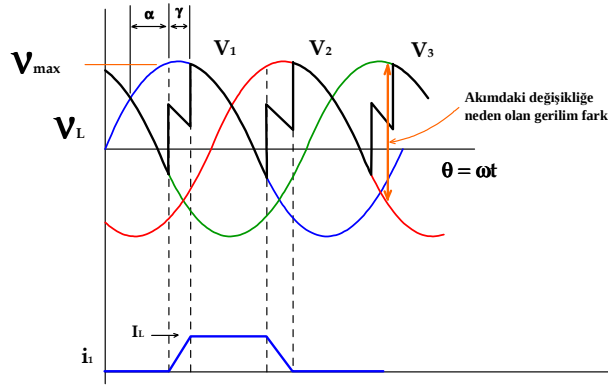
Gerilimin ortalama değerini hesaplamak için şekil 3.1 (b)’deki dalga şekilleri incelenerek, dalganın γ süresince ve sonrasında oluşan iki parça altındaki alanlar kullanılabilir.

$$V_{ort} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{(\pi/6)+\gamma}^{5\pi/6} V_{\max} \sin \theta d\theta + \int_0^{\gamma} V_{\max} \sin \frac{\pi}{6} \cos \phi d\phi \right]$$

$$V_{ort} = \frac{3\sqrt{3}V_{\max}}{4\pi} (1 + \cos \gamma) \quad \text{elde edilir.}$$

Overlap ihmal edilirse ($\gamma = 0$), $V_{ort} \Rightarrow$ önceki bölüm 3~l yarı m dalga devresinin aynı değ erinde olur. Aynı formül $L \frac{di}{dt} = V$ ve I_L formülü kullanılarak da bulunabilir.

Kontrollü 3-darb eli durum için (*tristör kullanılarak*) overlap'in etkisi şek il 3.3'de görü ldüğü gibidir. Bu durumda :



Şekil 3.3 Kontrollü 3 Darb eli Doğ rultucuda Overlap

$$V_2 - V_1 = \sqrt{3}V_{\max} \sin(\omega t + \alpha)$$

$$\sqrt{3}V_{\max} \sin(\omega t + \alpha) = 2L \frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{2\omega L} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)]$$

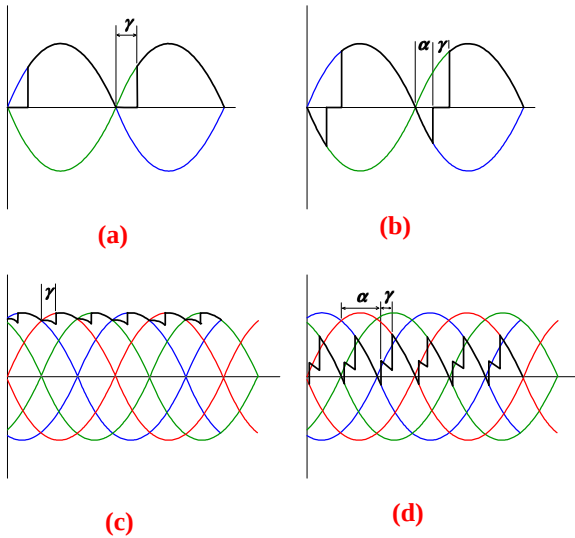
$$i = I_L \text{ ve } \omega t = \gamma \Rightarrow$$

$$I_L = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{2\omega L} [\cos \alpha - \cos(\gamma + \alpha)]$$

KontROLSÜZ durumla ($\alpha = 0$) karşı laşt ırıld ığında γ daha kısadır ve komütasyon süresince akım lineer değ iş ir. Ortalama gerilim ise ;

$$V_{ort} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{(\pi/6)+\alpha+\gamma}^{5\pi/6} V_{\max} \sin \theta d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} V_{\max} \sin \frac{\pi}{6} \cos \phi d\phi \right] = \frac{3\sqrt{3}V_{\max}}{4\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]$$

Değ iş ik darbe sayılarına sahip doğ rultucu devrelerine ait dalga şek illeri overlap dahil edildiğ inde şek il 3.4'deki gibi olur.

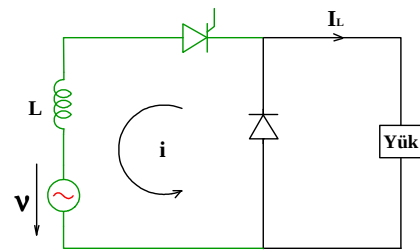


Şekil 3.4 Overlaplı dalga şek illeri

- a) 2 Darb eli kontrolsüz c) 6 Darb eli kontrolsüz
b) Kontrollü 2 Darb eli d) Kontrollü 6 Darb eli

Komütasyon diyodunun kullanıld ığı şek il

3.5'deki devre için overlap şartları incelenirse :



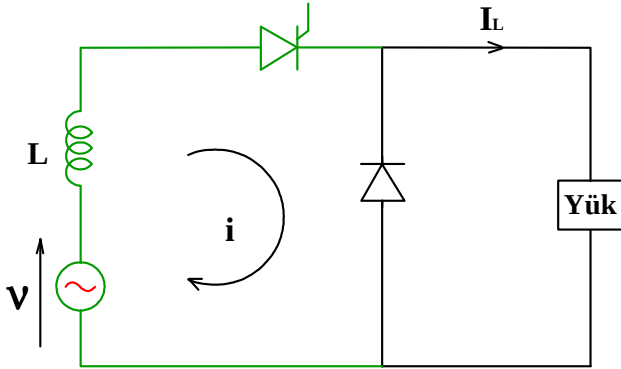
Şekil 3.5 Komütasyon diyotlu devre ve overlap

Besleme gerilimi şek ilde görülen yönde ters çevrildiğ inde bir i akımı komütasyon diyodu aracılığ ıyla akacaktır. $i = I_L$ olunca komütasyon sona erer.

I_L 'nin sabit kald ığı kabulü ile yük komütasyon şartlarını etkilemeyecektir. Böylece :

$$V = L \frac{di}{dt} = V_{\max} \sin \omega t, \text{ ve } i = 0 (t = 0)'da \Rightarrow i = \frac{V_{\max}}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \Rightarrow I_L = \frac{V_{\max}}{\omega L} (1 - \cos \gamma)$$

Burada diyot gerilim düşümleri ihmal edilmiştir. (Köprü devreleri için dikkate alınmalıdır.)



Şekil 3.5 Yük Akımı komütasyon diyodundan tristöre aktarılırken

Şekil 3.5'deki komütasyon diyodunun iletim periyodunun bitmesini müteakip diğer tristör tetiklenecek ve yük akımı yine besleme üzerinden geçecektir. Akımın tristöre transferi esnasında (Şekil 3.6) yine bir overlap süresi olacak ve bu esnada yük gerilimi efektif manada sıfır olacaktır. Bu sefer şebeke gerilimi yüke pozitif uygulandığından (tetikleme anında) daha kısa bir sürede overlap (komütasyon) sona erecektir. Şebeke reaktansı

çok büyükse overlap süresi bir sonrakine kadar uzayabilir, mesela 6-darbeli devre için 60°'yi aşabilir. Devre bağlantılarına göre bu durum dikkate alınmalıdır. Uygulamada böyle bir olay az görülür. (Mesela DC motora düşük gerilimle yol verme esnasında)

3.2 Güç Faktörü :

Alternatif akımla beslenen bir yükün güç faktörü $PF = \text{Ortalama Güç} / V_{rms} I_{rms}$ olarak tanımlanır. Eğer akım sinüsoidal ise güç faktörü bu durumda akım ile gerilim arasındaki faz farkının cosinüsüne eşit olur. Bu sebeple $PF = \cos \phi$ tarifi yanlıştır. 2.Bölümdeki kontrollü doğrultucuların dalga şekilleri incelenirse ; tetikleme gecikmesinin faz gerilimine nazaran besleme akımında gecikmeye sebep olduğu görülür. Akım harmonikleri de içerdiğinden R.M.S değeri temel bileşenin R.M.S değerinden daha büyük olur. Bu sebeple $\cos \phi$ ile hesaplanan değer gerçek güç faktörü değerinden düşük olur.

Normalde besleme gerilimi sinüsoidal kabul edilebilir. Dolayısıyla harmonik akımlar güç kaybına neden olmaz diyebiliriz. Bu durumda ; $P = V_{1rms} I_{1rms} \cos \phi_1$ burada "1" indisi

temel bileşeni ifade eder. Sinüsoidal besleme gerilimi için güç faktörü $PF = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cos \phi_1$ 'dir.

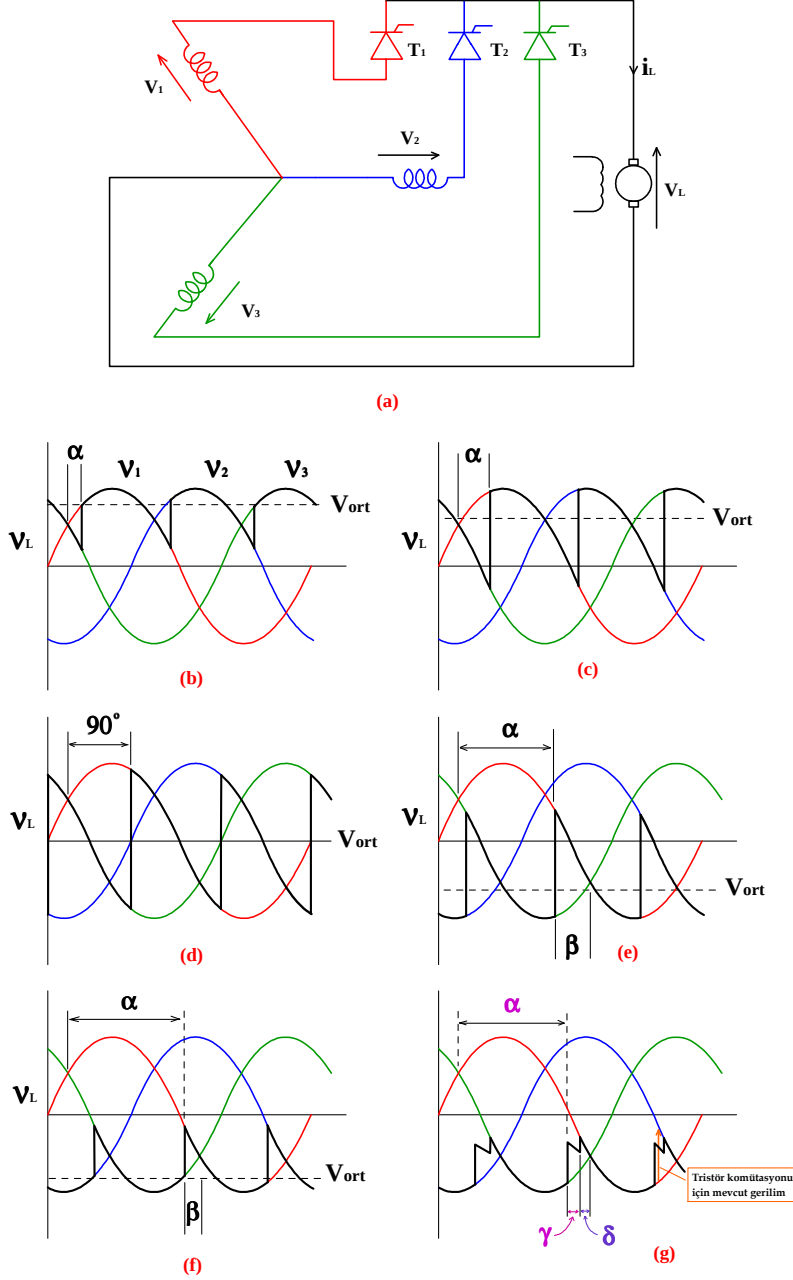
$\frac{I_{1rms}}{I_{rms}}$ 'ye giriş bozulma faktörü ; $\cos \phi_1$ 'e giriş deplasman (yer değiştirme) faktörü denir. Yük

akımının sürekli olduğu tam kontrollü bağlantıların da ϕ_1 gecikme açısı α 'ya eşittir. Diyot durumundaki akımla gerilimin aynı fazda olduğu durumda bile besleme akımında harmonik bileşenler varsa güç faktörü 1'den daima düşük kalır.

3.3 İnverter Çalışma :

Inverter çalışmayı izah için herhangi bir tam kontrollü devre kullanılabilir. Ancak burada 3-darbeli devre kullanılacaktır. Akım'ın sabit olduğu kabulü ile tetikleme açısını küçük bir değerden 180° 'ye kadar değiştirirsek şekil 3.7 b-f elde edilir.

Tetikleme açısı 90° 'ye kadar doğrultucu çalışma olur. 90° 'de ortalama değer sıfırdır.



Şekil 3.7 (a) 3 darbeli bağlantı ve DC makina (yük) (b) Doğrultucu çalışma (küçük α) (c) Doğrultucu çalışma (Bir miktar gerilim anı değeri negatif) (d) $\alpha = 90^\circ$ $V_{ort} = 0$ (e) İnverter çalışma ($V_{ort} = \text{negatif}$) (f) İnverter çalışma ($\beta \rightarrow 0$ limitine yaklaşıırken) (g) İnverter çalışma (overlap etkisi dahil edilmiş)

90° 'den sonra ortalama gerilim negatif olup, dalga şekilleri doğrultucuya benzemekle beraber terstir. Şekil 3.7 a'daki bağlantıda kullanılan DC makine ; konverter doğrultucu olarak çalışırken, motor çalışmadır.

Yük gerilimi V_L ters döndüğünde DC makine generatör olarak çalışır. Bu durumda konverter inverter modunda çalışmaktadır. Akım yönü ters yöne geçemeyeceğinden ve makine dönüş yönü aynı kalırsa, generatörün gerilim üretebilmesi için alan sargı bağlantıları ters çevrilmelidir. Bu çalışmada akım fazlardan akarken gerilim ters yönde olduğundan üretilen gücün de generatörden AC sisteme geri beslenmesi söz konusudur.

Tristörlerde komütasyon olabilmesi için, konverter güçlü

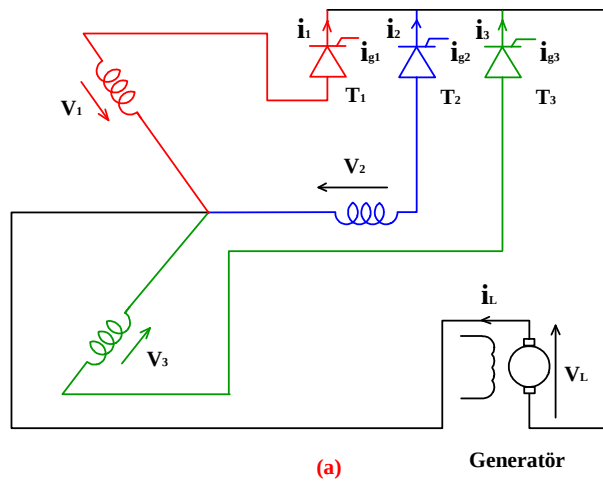
bir AC senkron şebekeye bağlı olmalıdır. Şebekeye geri verilen enerji, bağlı bulunan diğer yüklerce tüketilir. Akımın T_1 tristöründen T_2 'ye transferinde komütasyonun olabilmesi için 2. faz geriliminin 1. faz geriliminden daha büyük olması gerekir. (V_2, V_1 den daha az negatif)

$\alpha = 180^\circ$ olduğunda $V_2 = V_1$ olacağından komütasyon gerçekleşemez. Dolayısıyla $\alpha = 180^\circ$ limittir. İnverter moda tetiklemenin yeri 180° 'den ne kadar önce olduğuyla ölçülür. (öncelik açısı – advance angle) ve şekil 3.7 e-f 'de görüldüğü gibi β ile gösterilir. Bu durumda β 'nın α cinsinden ifadesi $\beta = 180^\circ - \alpha$ 'dır. Bu formül darbe sayısı ne olursa olsun değişmez.

Şekil 3.7 (g)'de overlap görülmektedir. Eğer iletimde olan fazların gerilimleri birbirine eşit olmadan önce komütasyon tamamlanmazsa yük (generator) akımı sönmesi gereken tristörde kalacağından akımın diğer tristöre transferi mümkün olmaz. Bu sebeple overlap açısı γ , tetikleme öncelik açısı β 'dan az olmalıdır. Pratikte β açısı 0° 'a düşürülemez. Şekil 3.7 (g)'de gösterilen δ açısı ; $\delta = \beta - \gamma$ 'ya eşit olup sönmeye giden tristörün komütasyon sonrası bloke durumunu kazanabilmesi için mevcut bulunan zamanı gösterir. δ açısına toparlanma açısı (recovery ya da extinction açısı) denir. Ve 5° 'den az değildir.

Tristör tetiklenme devreleri komütasyonunun tam olarak yapılabilmesini sağlamak için tetikleme darbesini yeterince önce başlatmalıdır.

İnverter çalışmayı daha detaylı inceleyebilmek için şekil 3-8'deki devre kullanılabilir. Generatör (DC makine) AC sistemi başlayan güç kaynağı olarak düşünülürse, gerilim referansını doğrultucuda olduğuna benzer şekilde ters çevirerek çizebiliriz. Şekil 3.7 (a) ile karşılaştırılırsa şekil 3.8 (a)'daki DC makinenin armatür sargıları ters çevrilmiştir. Verilen bir gerilim dönüş yönü fırçalarda değişmeyip ; makine, motor veya generatör olarak çalışsa da fırçalarda sadece akım yönü değişir.

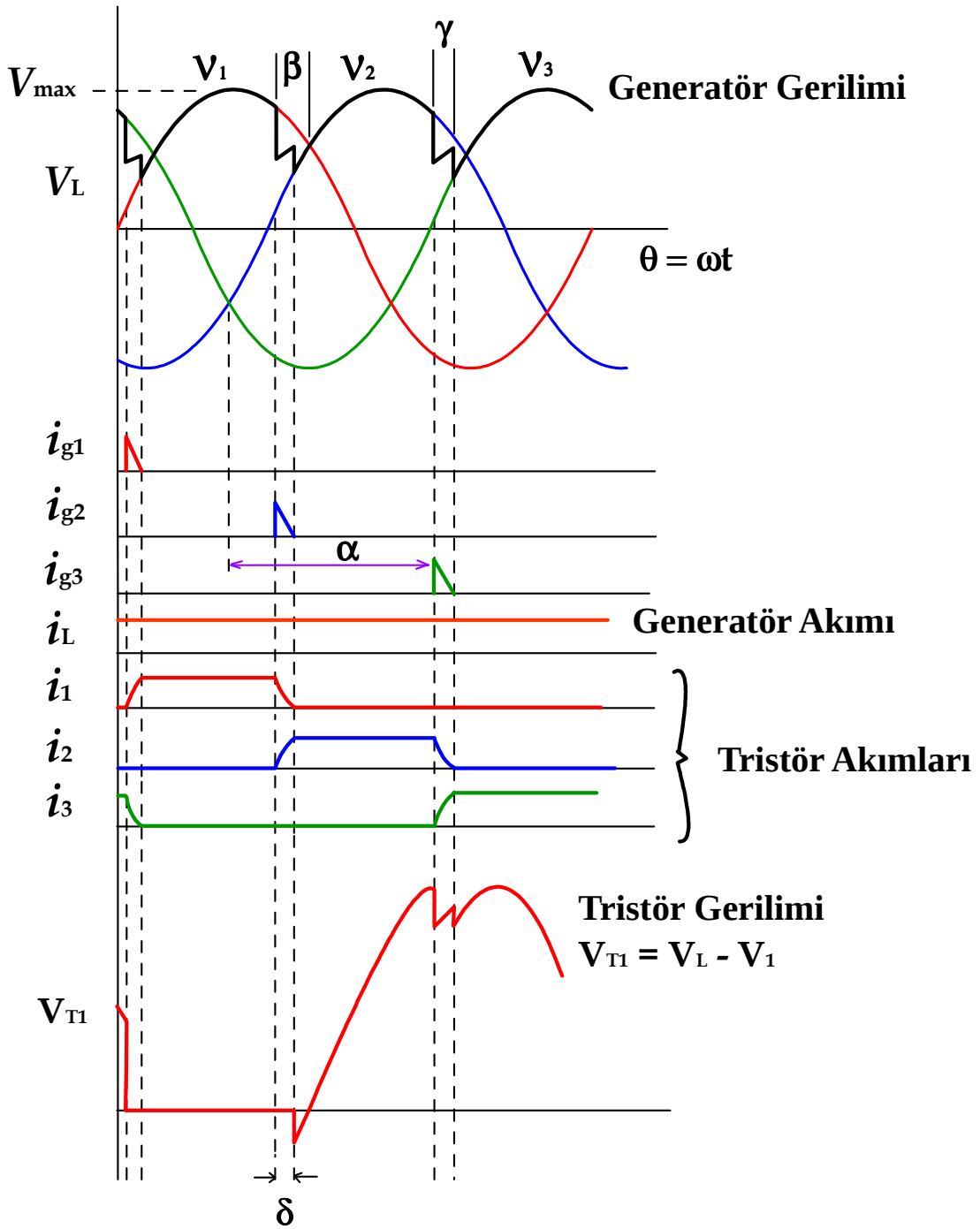


Şekilde ayrıca AC kaynak gerilim yönleri yıldız noktasına doğru yönlendirilerek AC sistemin gücü çektiği imajı verilmiştir.

Şekil 3.8 (b) 'deki generatör dalga şekli 3.7 (g)'dekinin inversi olmuştur. Dolayısıyla şekil 3.8 (b)'deki β değeri ok yönünde arttırılacaktır. (α gösteriminin tersine) Generatör ortalama gerilimi dalga şeklinde hesaplanırsa :

$$V_{ort} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{(\pi/6)-\beta+\gamma}^{(5\pi/6)-\beta} V_{max} \sin \theta d\theta + \int_{-\beta}^{-\beta+\gamma} V_{msx} \sin \frac{\pi}{6} \cos \phi d\phi \right]$$

$$V_{ort} = \frac{3\sqrt{3}V_{max}}{4\pi} [\cos \beta + \cos(\beta - \gamma)]$$



T

(b)

ristör gerilim düşümü dahil edilirse generatör gerilimi ortalama değerden (V_{ort}) bir tristör gerilim düşümü kadar fazla olacaktır. Generatör akımının sabit kaldığı kabulü ile tristör akımları şekildeki gibidir. Akımlar gerilimlerine göre ileri olduklarından güç AC sistemine akmaktadır ve AC sistem ileri güç faktörüne sahiptir. Tristör gerilimi dalga şekli incelenirse, gerilim δ kadar ters uygulandığı görülür. Bu süre zarfında tristör yeniden bloke durumunu kazanır.

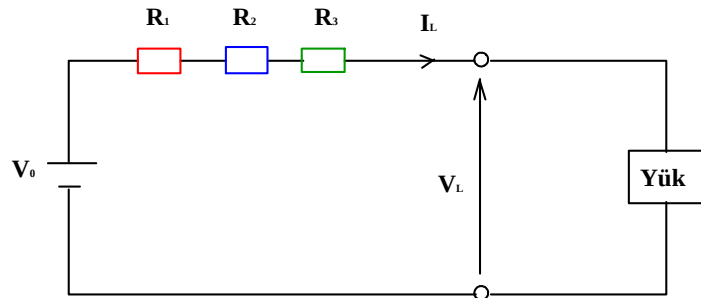
3.4 Regülasyon :

Regülasyon terimi bir donanımın yüklü haldeki karakteristiklerini tanımlamada kullanılır. Doğrultucu durumu için regülasyon; açık devre veya yüksüz duruma göre, yükün ortalama gerilimindeki düşmeyi ifade eder.

Çıkış gerilimindeki düşüşe karşılık gelen üç ana sebep vardır ;

- 1- Diyot ve/veya tristörlerde gerilim düşümü
- 2- AC besleme kaynağı ve iletkenlerinin direnci
- 3- AC besleme kaynağı endüktansı

Bu üç gerilim düşümü şekil 3.9'da görülen dirençlerle temsil edilebilir.



Burada V_0 ; açık devre gerilimi, ve V_L mevcut yük gerilimidir. I_L 'nin sırf sabit DC olduğu kabulüyle, herhangi bir gerilim düşümü dirençlerle temsil edilebilir. Bu gerilim düşümlerinden ilk ikisi çoğu

durum için sabit kabul edilebilir. Üçüncüsü olan kaynak endüktansının gerilim düşümü etkisi ise overlap konusunda izah edilmişti. Şekil 3.1 kullanılarak hesaplanan ortalama gerilim

hesabında integral limitleri ; $\left(\frac{\pi}{6\omega} + \frac{\alpha}{\omega}\right)$ 'dan $\left(\frac{5\pi}{6\omega} + \frac{\alpha}{\omega}\right)$ 'ya kadar olup, ortalama gerilim

$$V_{ort} = \frac{3\sqrt{3}V_{max}}{2\pi} \cos \alpha - \frac{3\omega}{2\pi} LI_L \quad \text{idi. Görüldüğü gibi doğrultucu devresi ister kontrollü, ister}$$

kontROLSÜZ olsun her durumda $\left(\frac{3\omega L}{2\pi}\right) I_L$ kadar bir gerilim düşümü mevcuttur. Bu gerilim

düşümü şekil 3.9'da $\frac{3\omega L}{2\pi}$ değerli bir dirençle temsil edilebilir. Diğer dirençlerin aksine

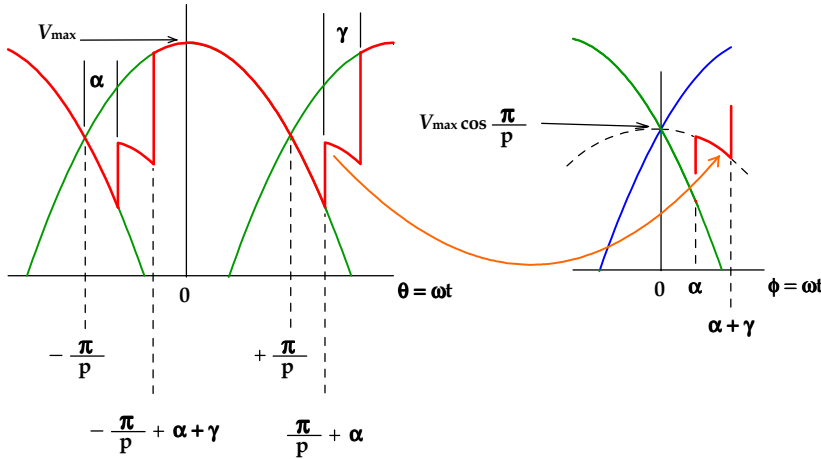
(R_1, R_2) bu direnç (R_3) güç kaybı oluşturmaz, sadece overlap'ın tesirini izah için konulmuştur.

Overlap'ın sebep olduğu gerilim düşümü; eğer overlap'ın süresi bir sonraki komütasyona kadar sürerse, çok büyük değerlere ulaşabilir. Normal durumdaki overlap model durumu olarak adlandırılırken üç elemanın maruz kaldığı uzun süreli overlap'a ise mode 2 durumu denir. İnverter çalışmada, overlap sebebiyle gerilim düşümü yukarıdakine benzer şekilde hesaplanabilir ;

$$V_{ort} = \frac{1}{2\pi/3\omega} \left[\int_{(\pi/6\omega)-\beta}^{(5\pi/6\omega)-\beta} V_{\max} \sin \omega t dt + LI_L \right]$$

$$V_{ort} = \frac{3\sqrt{3}V_{\max}}{2\pi} \cos \beta + \frac{3\omega L}{2\pi} I_L \text{ 'dir}$$

3.5 P-Darbeleri Konverter İçin Eşitlikler :



Şekil 3.10 P - darbeleri doğrultucunun genel dalga formları

P – Darbeleri kontrollü bir doğrultucunun overlap açısı γ 'nın da dahil edilmesiyle elde edilecek ortalama gerilim ifadesi şekil 3.10 kullanılarak çıkarılabilir.

$$V_{ort} = \frac{1}{2\pi/p} \left[\int_{-(\pi/p)+\alpha+\gamma}^{(\pi/p)+\alpha} V_{\max} \cos \theta d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} V_{\max} \cos \frac{\pi}{p} \cos \phi d\phi \right]$$

$$V_{ort} = \frac{pV_{\max}}{2\pi} \left[\sin \left(\frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \sin \left\{ -\frac{\pi}{p} + (\alpha + \gamma) \right\} + \cos \frac{\pi}{p} \sin(\alpha + \gamma) - \cos \frac{\pi}{p} \sin \alpha \right]$$

$$V_{ort} = \frac{pV_{\max}}{2\pi} \left(\sin \frac{\pi}{p} \right) [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \text{ (eleman gerilim düşümleri ihmal)}$$

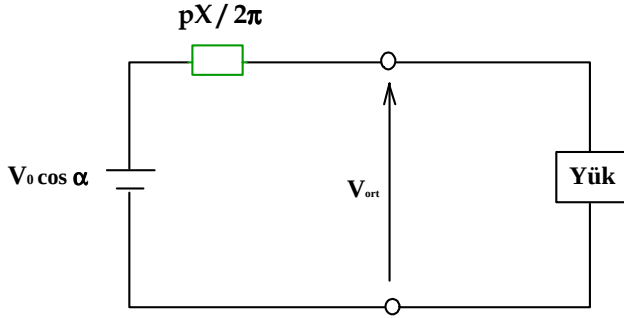
$\alpha = T_1 - \beta$ ve ortalama gerilimin pozitif olduğu düşüncesiyle inverter çalışmada ise :

$$V_{ort} = \frac{pV_{\max}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{p} [\cos \beta + \cos(\beta - \gamma)] \text{ 'dır. P-Darbeleri doğrultucu ; } I_L \text{ yük akımını beslerken}$$

besleme komütasyon reaktansı X (Ω/faz) sebebiyle meydana gelen gerilim düşümü şekil 3.10 kullanılarak çıkarılabilir. Zamanı baz alarak ve overlap sebebiyle kaybolan alanı LI_L olarak :

$$V_{ort} = \frac{1}{2\pi/p\omega} \left[\int_{-(\pi/p\omega)+(\alpha/\omega)}^{(\pi/p\omega)+(\alpha/\omega)} V_{\max} \cos \omega t dt - LI_L \right] = \frac{pV_{\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha - \frac{pX}{2\pi} I_L$$

Bu denklem; açık devre ortalama gerilimi $V_0 \cos \alpha$ - gerilim düşümü $\left(\frac{pX}{2\pi} \right) I_L$ 'yi temsil eden şekil 3.11'deki devreyi tarif etmektedir. (Elemanların ve gerçek dirençlerin gerilim düşümleri ihmal)



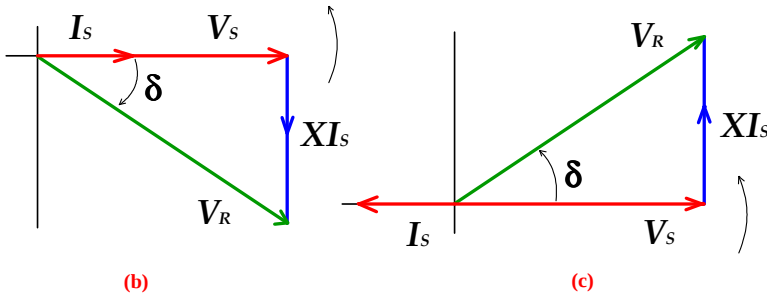
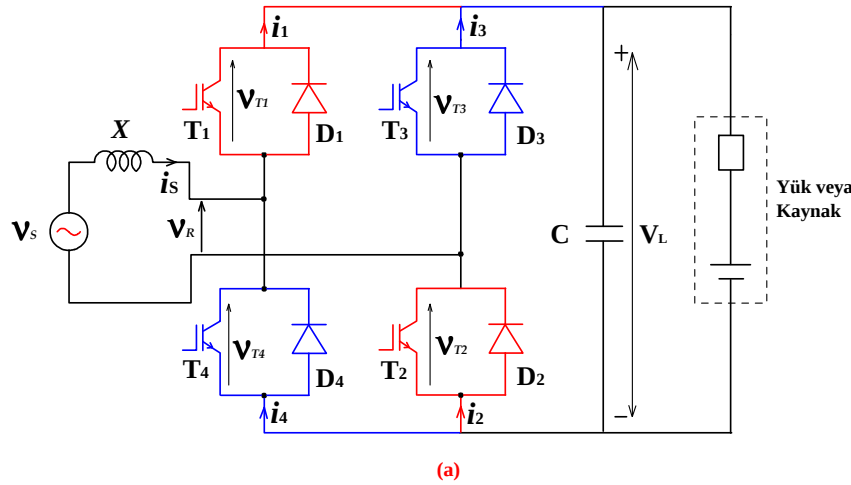
Şekil 3.11 Yüklü doğrultucu eşdeğer devresi

Overlap açısı γ ; yük akımı I_L , besleme gerilimi $V_{\max}$ ve komütasyon reaktansı X arasındaki ilişki herhangi bir α gecikme açısı için P- Darbeli doğrultucuda

$$XI_L = V_{\max} \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \text{ 'dır.}$$

3.6 Darbe Genişlik Modülatörü (P.W.M) Konverterleri ile Güç Faktörü Kontrolü :

Şimdiye kadar anlatılan kontrollü doğrultucular ; AC beslemeden tabii komütasyona ve faz açısı tetikleme gecikmesi kontrolüne dayalı klasik tristör kullanan devrelerdi. Bu devrelerde AC besleme akımı hem gerilime göre geri, hem de harmonikler içeriyordu. Akımın nonsinüsoidal yapısı ve düşük güç faktörü elektrik üretim ve dağıtım kuruluşlarının güç sistemine çeşitli problemler oluşturur.



Şekil 3.12 Bir fazlı köprü, Gerilim kaynaklı PWM konverter (a) Devre (b) Fazör Diyagramı (Doğrultucu) (c) Fazör Diyagramı (inverter)

İster doğrultucu, isterse inverter çalışsın ; kontrollü bir doğrultucu, güç faktörü = 1 ve sinüsoidal'e yakın akım çekiyorsa idealdir. Böyle bir konverter hızlı anahtarlama elemanları ve P.W.M'e dayalı kontrol stratejisi kullanılarak gerçekleştirilebilir. Eleman olarak güç transistörü, IGBT veya GTO kullanılabilir. Temel devre bağlantısı şekil 3.12'de görülmektedir. Voltaj

kaynaklı tabiri kullanılan büyük değerlikli kondansatör sebebiyledir.

Kondansatör ; kısa süreli gerilim dalgalanmalarını önleyerek, sabit bir DC gerilim sağlar.

Anahtarlama elemanına paralel ters yönde geçiren diyot bağlanmıştır. Şekil 3.12 (b) ve (c) AC devre fazör diyagramlarını göstermektedir. (PF=1 için) Dikkat edilirse $V_R > V_S$ 'dir. İnverter çalışmada yük yerine D.C. kaynak bulunmalıdır.

Şekil 3.12 (a)'da görülen endüktans üzerindeki güç akışı fazör diyagramından, $\text{güç} = V_S I_S$ ve

$$V_R \sin \delta = X I_S \text{ kullanılarak güç} = \frac{V_S V_R}{X} \sin \delta \text{ olarak bulunur. } (\delta \Rightarrow \text{deplasman veya yük}$$

açısı) Eğer $V_R; V_S$ 'den geri ise güç akışı AC beslemeden konvertere doğrudur. V_R, V_S 'den

ileri ise tersi durum söz konusudur. Şekil 3.12 (b) ve (c) ; güç faktörünün bir olması hali için

geçerlidir; geri veya ileri güç faktörü, δ sabit tutulurken gerilimin genliğini değiştirmekle elde edilebilir.

Şekil 3.13'de, P.W.M konverterin çalışma prensibi görülmektedir.

(Doğrultucu çalışma) Şekil 3.12 (a) ve (b)'ye bakılırsa; transistörlere "ON" ve "OFF" sinyallerini gönderecek kontrol mekanizması V_S 'yi referans alır, ancak

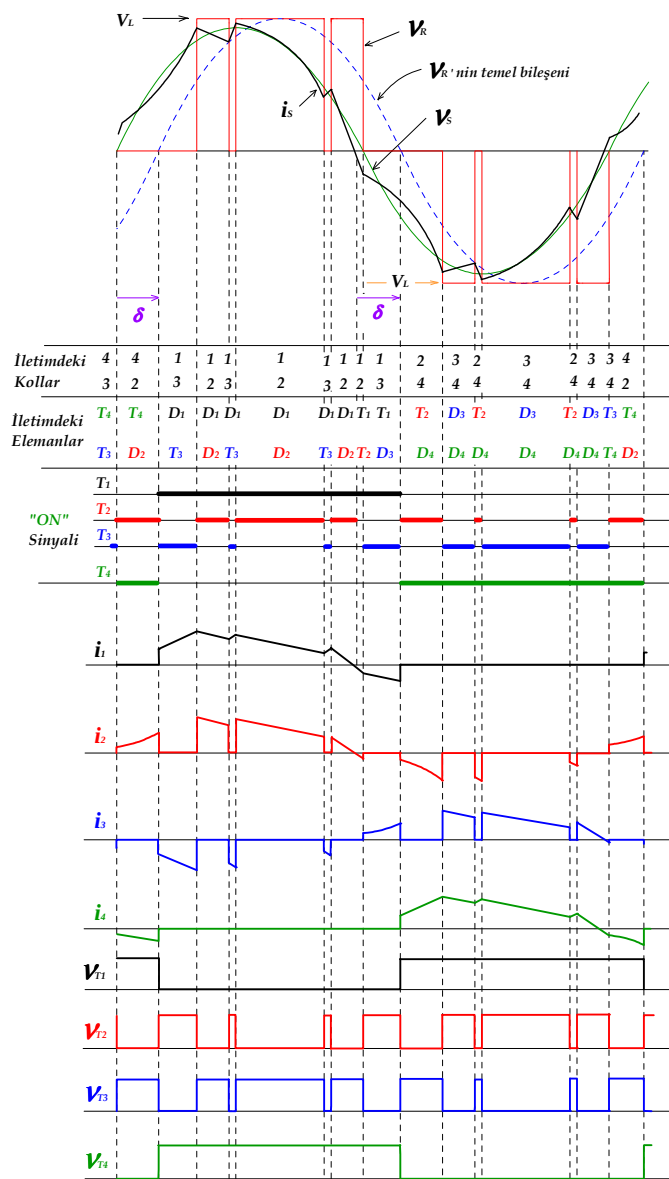
V_R 'nin temel bileşeni ve V_S arasındaki ilişkiyi doğru sağlayabilmek için δ kadar faz gecikmesi söz konusudur.

Devredeki kapasitör yeterince büyük olduğundan DC yük gerilimi olan V_L sabit kabul edilebilir. Elemanların

devreye alınıp çıkarılmaları V_R 'nin ani değerinin $\pm V_L$ veya 0 olduğu anlarda olur. V_S ile V_R arasındaki gerilim farkı

ani değer olarak $L \frac{di}{dt}$ 'ye karşılık gelir.

($L \Rightarrow$ şebekenin endüktansı)



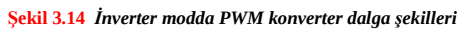
Şekil 3.13 PWM konverter dalga şekilleri (Doğrultucu Modu)

transistörlerin anahtarlama zamanları AC dalganın bir modülatör üçgen dalga ile karşılaştırılması ile elde edilir. Şekil 3.12 (a)'da görülen P.W.M konverterinin kontrolünde; 1 ve 4 gibi seri çift olarak adlandırılan kollardan sadece birisi “ON” konumundadır. (diğer seri çift 2 ve 3 kolu) Hangi kolun devrede olduğuna bağlı olarak akım ya AC beslemeden kapasitöre akar; ya da konvertere göre AC girişi, kısa devre durumdadır. Şekil 3.13'deki dalga formları 2 ve 3 kolları arasındaki anahtarlama ile elde edilmiştir. Transistör bazına uygulanacak akım (IGBT'ye gerilim) Eğer ana devredeki akım yönü uygunsa transistörü ilettime geçirir, yoksa transistöre bağlı diyottan akım geçer. Akım taşıyan bir transistör söndürüldüğünde, akım, seri durumdaki iki koldan diğer yarısındaki diyoda aktarılır. (Eğer $T_1(T_2)$ söndürülmüşse akım $D_4(D_3)$ diyoduna transfer olur.) Seri koldaki iki transistör (T_1 ve T_4 veya T_2 ile T_3) asla aynı anda iletimde olmamalıdır, yoksa DC yük uçlarındaki kapasitör kısa devre edilmiş olur.

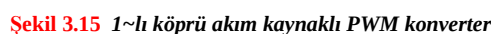
Şekil 3.13 incelendiğinde, AC besleme akımının sinüsoidale yakın ve besleme gerilimi ile aynı fazda olduğu görülür. Pratikte; elemanların anahtarlama zamanları çok daha fazladır. Her yarı periyotta daha fazla “ON-OFF” periyotları bulunmasıyla AC dalga formu neredeyse tam sinüsoidal olur, çok küçük bir harmonik frekans salınımı vardır. Tipik olarak modülasyon frekansı birkaç kHz'dir. ($3 \text{ kHz} \Rightarrow 50 \text{ Hz}$ 'de 60 basamak)

İnverter çalışma modunda; (güç akışı DC taraftan AC tarafa) transistörlerin tetiklenmesi, besleme gerilimi V_s 'den δ kadar ileride referans alınacak kadar zaman sonra olmalıdır. Bu durumdaki V_R 'nin temel bileşeni V_s 'den δ kadar önce gelir. (Şekil 3.14) Dikkat edilirse ; AC besleme akımı i_s , inverter modunda güç akışı ters yöne çevrildiğinden doğrultucu duruma göre 180° faz farkı vardır.

Şekil 3.12'deki PWM konverterin ana kullanım alanı değişken hızlı AC motorlardır. Güç faktörünün 1 olması için konverter AC gerilimi V_R 'nin AC besleme geriliminden daha büyük olması gerektiği gerçeği doğrultucu olarak DC yük geriliminin kontrolünü sınırlar. (Düşük değerli DC yük gerilimine izin verilmez.)



Birim güç faktörü ile ($PF = 1$) sinüsoidale yakın akım çeken ve DC yük gerilimi kontrol edilebilen alternatif bir PWM doğrultucu şekil 3.15’de görülmektedir. Akım kaynaklı bu konverterde büyük değerlikli bir L_D endüktansı yükü seri bağlanmıştır. Bu endüktör kısa süreli periyotlarla yük akımını sabit tutmaktadır. Devrede eleman olarak GTO kullanılmıştır. Ancak transistör kullanılacaksa devrede seri bir diyot, ters yönde gerilime maruz kalmayı önlemek için bulunmalıdır. Seçilen GTO tristörler ters yönde uygulanacak gerilime dayanabilecek tipte olmalıdır. Aksi takdirde seri diyot kullanılabilir.



Şekil 3.12'deki PWM konverter, doğrultucu olarak pek kararlı (stabil) değildir. Yeni sabit δ açısıyla çalışırken ekstradan bir yük akımı (güç) talebi olursa, bu kapasitör gerilimini düşürür. (Böylece V_R 'yi de) δ 'nın verilen bir değeri için bu AC güçte azalma manasına gelir. Kontrol sistemi, AC giriş gücüne karşılık DC yük akışını dengelemek için

periyodu oluşturmak istiyorsak T_1 'i söndürmeli ve T_3 'ü iletme almalıyız. GTO'nun kapısına akım uygulayarak T_1 'i söndürürüz. Böylece akımı sıfıra düşürürken DC hat endüktöründe

$L \frac{di}{dt}$ sebebiyle gerilim endüklenecektir. Bu gerilim T_3 'ün ilettime alınmasını mümkün hale getirir. Böylece yük akımı T_2 ve T_3 kolu aracılığıyla akmaya başlar. AC besleme akımı ise kapasitör üzerinden akar. Sıfır periyodunun bitiminde PWM, T_1 GTO tristörünü tekrar ilettime alır, böylece AC besleme gerilimi tekrar doğrultucuya uygulanmış olur.

Şekil 3.15'deki PWM konverterin çalışmasını özetleyecek olursak yarı iletken eleman olarak diyot kullanılsaydı, AC besleme akımı kare dalga şeklinde olacaktı. PWM ve GTO kullanılmasıyla AC akım i_R , sinüsoidal ama harmonik içeren bir akım olmuştur. LC filtresinin kullanılmasıyla bu harmonikler süzülerek AC şebekeden çekilen akımın sinüsoidale çok yakın olması sağlanmıştır. PWM dalgasının (üçgen dalga) modülasyon endeksinin kontrolü ile, DC yükün akım ve gerilimi kontrol edilebilir. Normal faz açısı gecikmesi kullanılabilir. Ayrıca bölüm 3.3'deki hususlar dahilinde PWM kullanılarak İnverter çalışma elde edilebilir. Bu durumda güç akışı DC taraftan AC tarafadır. (DC kaynak kullanılmalıdır)

PWM kontrollü konverterler mevzuu teoride kabul edilebilir, ancak pratikte stabilite, arıza ve geçici hal şartlarıyla ilgili problemler meydana gelmektedir. Burada sadece 1 nolu köprü devresi için PWM anlatılmıştır ama büyük güç isteyen uygulamalarda 3~lı köprü devresi kullanılmalıdır. 3~lı köprü devresinde PWM, 1~lı devrenin bir uzantısıdır.