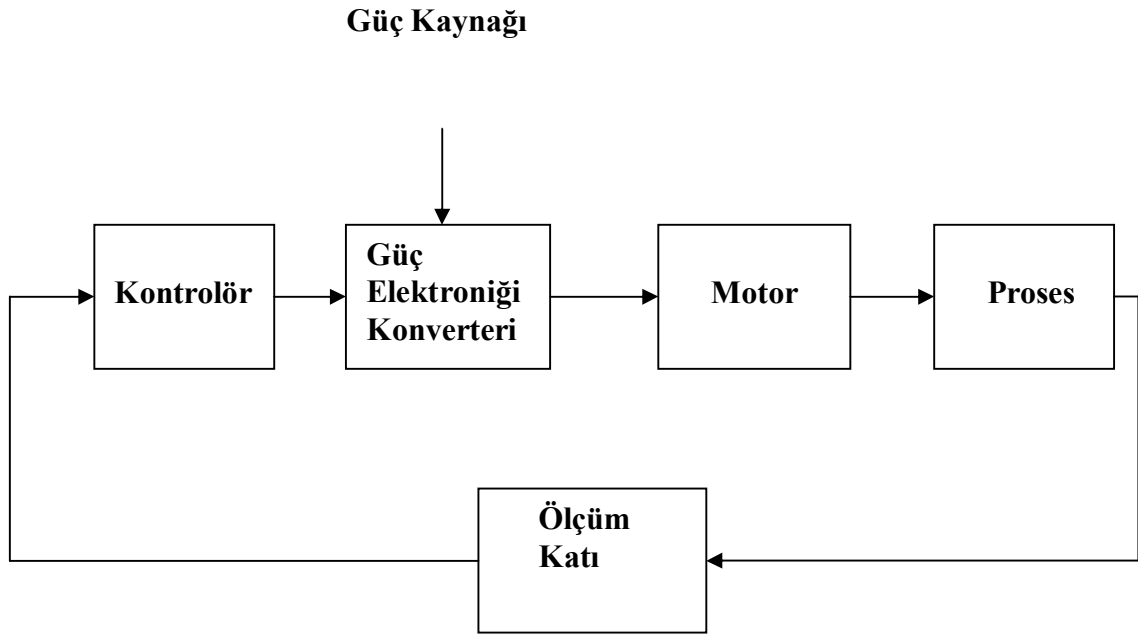


MOTOR SÜRÜCÜ DEVRELERİ

1 . Genel Giriş ve Sürücü Sistemlerin Tanıtımı

Motor sürücü devreleri güç elektroniği devrelerinin en önemli uygulama alanlarından biridir.Amaç hız, pozisyon yada moment kontrolü yapmaktır.Genel bir blok diyagramı şekil1 'de verilmiştir.



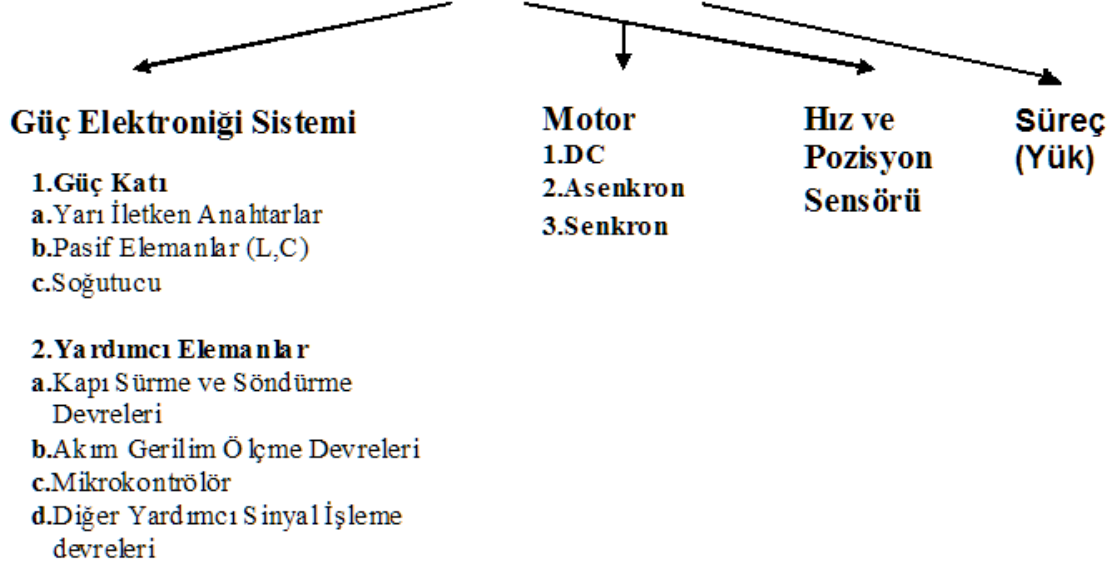
Şekil 1

Burada proses motor sürücü tasarımını belirleyen en önemli faktördür.Örneğin, robotikte servo kalitesinde sürücü istenirken, bina havalandırma tesisinde kullanılan motor sürücülerini sadece hız ayarı yapmak için tasarlanır.

Servo uygulamalarında cevap hızı, komutu takip etme hassasiyeti çok önemli faktörlerdir.Bununla beraber pek çok uygulamada hassasiyet ve cevap hızı çok önemli faktörler değildir.Şekil 1 'den görüldüğü gibi motor sürücü sisteminin dışında prosesi kontrol eden bir dış çevrim bulunmaktadır.Bu dış çevrimin zaman sabiti çok büyüktür.Bu yüzden motor sürücü sisteminin hassasiyeti ve hızlılığı çok önemli değildir.

Motor sürücü sistemleri motor ve onu kontrol eden güç elektroniği dönüştürücüsünden oluşur.Motor: DC, asenkron ve senkron motor olabilir.Bunun dışında motor miline bağlı bir hız ve/veya pozisyon sensörü bağlanır.Güç elektroniği devresi ise ana güç katı ve yardımcı elektronik elamanlardan oluşur

Motor Sürücü Sistem Elemanları



Motor Sürücü Sistem Elemanlarının Seçimindeki Kriterler

1 . Motor ile yük arasındaki uyumluluk : Maksimum hız, hız sınırları, dönüş yönü, yük atalet momenti, hareketin zamana bağlı değişimi, motorla yük arasındaki bağlama şekli (kavrama, kayış-kasnak, dişli çark, vb.)

2 . Motor seçimindeki termal konular : T~i oranıtısı elektrik motorlarında mevcuttur.(hava aralığı akıtısı sabit ise).Bu da motor akımının motor momenti ile şekil olarak benzer olduğunu gösterir.Motor akımı ile motordaki bakır kayıpları da doğru orantılıdır.Motor bakır kayıpları ise ısı olarak ortaya çıkacağından, motor ısıl zaman sabitine bağlı olarak motor sıcaklığı yükselir.Isıl kapasitesine bağlı olarak da sıcaklık yükseliği belli noktada sabitlenecektir.Bunun anlamı periyodik olarak yükü yani verdiği moment değişen motorun sıcaklığı da periyodik olarak değişecektir.Önemli olan, motorun ulağılan maksimum sıcaklığa dayanmasıdır.Matematiksel olarak ifade edersek:

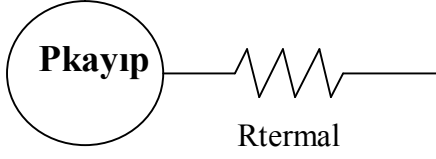
$$P_{\text{kayıp}} = P_r + P_{\text{mek}} + P_{\text{nüve}} + P_{\text{panah}} \quad (1)$$

P_r = Bakır kaybı

P_{mek} = Sürtünme ve rüzgar kaybı

$P_{\text{nüve}}$ = Eddy + Histerizis kaybı

P_{panah} = Anahtarlama dan dolayı oluşan akım harmoniklerinden gelen kayıplar



$$\begin{aligned}\Delta\Phi &= P_{kayıp} * R_{termal} \\ &= (\text{watt}) * (\text{°C/watt}) = \text{°C}\end{aligned}\quad (2)$$

Burada $\Delta\Phi$ = Sıcaklık yükselme miktarı

R_{termal} = Termal direnç

Genel olarak maksimum sıcaklık yükselmesi $\Delta\Phi$ ve $P_{kayıp}$ bilinir ve R_{th} 'nin bulunması istenir. $P_{kayıp}$ ifadesini oluşturan parçalara bakarsak P_r momentle doğru orantılı olmasına rağmen, diğer kayıplar hızla orantılıdır. Demek ki yüksek hızlarda $P_{kayıp}$ 'ı aynı miktarda tutmak için P_r azalmalıdır. Bu da ancak yüksek hızlarda daha az moment üreterek sağlanabilir. Bunun yanı sıra kayıplar konusundaki bir pozitif etki, motorun kendi kendini soğutması (fan) ile R_{th} termal direncini azaltmasından gelir. Bu sayede aynı $\Delta\Phi$ kadar sıcaklık artışını sağlamak için $P_{kayıp}$ biraz daha yükseltilebilir.

Bu yüzden motordan alınabilecek maksimum moment miktarı ile hızı birbirine bağlayan Emniyetli Çalışma Bölgesi, her motorda motor tasarımına bağlı olarak farklıdır ve motor kataloglarından bulunabilir.

3 . Motor ile Güç Elektronik Konverteri Arasındaki Uyumluluk : Güç elektroniği konverter topolojisi ve onu kontrol eden yardımcı eleman elektronik sistemlerin tasarımı seçilen motorun tipine bağlıdır. Genel olarak güç elektroniği konverteri motor akımını kontrol etmek için motora kontrollü voltaj uygular. Bu konuyla ilgili önemli kriterler şunlardır.

3 .a. Yarı iletken güç elemanlarının akım değeri : Bilindiği gibi motorun verebileceği maksimum moment motorun termal karakteristiğiyle belirlenir. Ancak, motor kısa süreli büyük moment değerlerini motoru termal olarak fazla zorlanmadan elde etmek mümkündür (4 katına kadar). Tabi ki bunun şartlı moment aralığının kısa ve motor termal zaman sabitinin ise büyük olmasıdır. Motorun kısa süreli yüksek moment değerlerini üretmesi, motor akımının da anlık olarak yükselmesi demektir. Bu akıma, konverterde kullanılan yarı iletken güç

elemanlarının dayanabilmesi gerekir.Bu yüzden konverterin akım değeri hem motor maksimum momentini hem de güç anahtarlarını zorlayan maksimum akıma göre seçilir.

3 .b. Nominal gerilim değeri : Hem DC hem de AC motorlarda, motor uygulanan gerilime zıt bir EMK üretir.Motor akımının değışme hızı ise

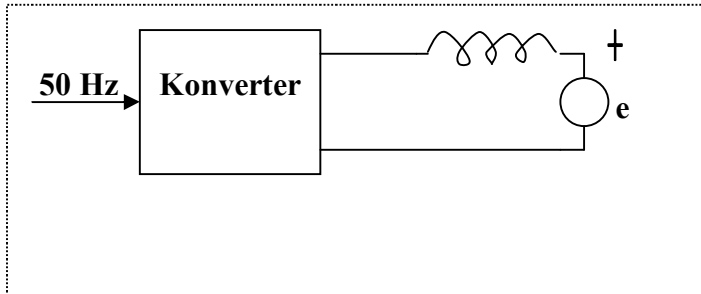
$$di /dt = (V-E) / L \quad (3)$$

ile verilir.L motor sargı endüktansı olmak üzere motor akımını hızlı bir şekilde değıştirmek için konverter çıkış gerilimi V , zıt EMK 'E'den belli ölçüde büyük olmalıdır.Diğer yandan zıt EMK E motor hızıyla orantılıdır.(Φ sabit ise).

$$(E=K\omega\Phi \text{ olduğu için.})$$

Bunun anlamı konverterin nominal gerilimi sürülecek motorun maksimum hızına ve akımı ne kadar hızlı değıştirmek istememize göre belirlenir.

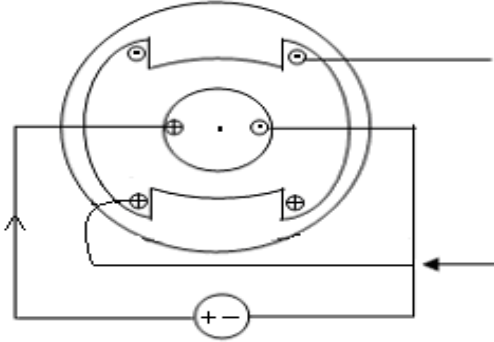
3 .c. Anahtarlama frekansı ve motor endüktansı : Bir motor sürücü sisteminde motor akımı yük talebine hızlı bir şekilde cevap vermelidir.Bunun anlamı ise motor endüktansı L küçük olmalıdır.Bunun yanı sıra motor akımındaki harmonikler (ripple) mümkün olduğu kadar küçük olmalıdır.Çünkü bu harmonikler ilave kayıplara yol açtığı gibi momente de salınımlara yol açar.Akımdaki ripple değerinin küçük olması (3)'e göre büyük endüktans değeri ile sağlanır.Endüktans değerindeki bu tutarsızlık, konverter anahtarlama frekansını arttırarak sağlanır ki, yüksek anahtarlama frekansı akımda daha az ripple yol açar.Diğer taraftan güç anahtarlarındaki anahtarlama kayıpları, anahtarlama frekansı ile artar.Bu yüzden motor endüktansı ile anahtarlama frekansı arasındaki denge iyi ayarlanmalıdır.



Şekil 2

DC MOTORLAR ve SÜRÜCÜ SİSTEMLERİ

DC MOTOR TEMELLERİ



$$\Phi_f = k_f \cdot I_f \quad P_e = E_a \cdot I_a$$

$$T_{em} = k_t \cdot \Phi_f \cdot I_a$$

$$P_e = k_e \cdot \Phi_f \cdot \omega_m \cdot I_a$$

$$E_a = k_e \cdot \Phi_f \cdot \omega_m$$

$$P_m = \omega_m \cdot T_m = k_f \cdot \Phi_f \cdot \omega_m \cdot I_a$$

$$V_t = E_a + R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt}$$

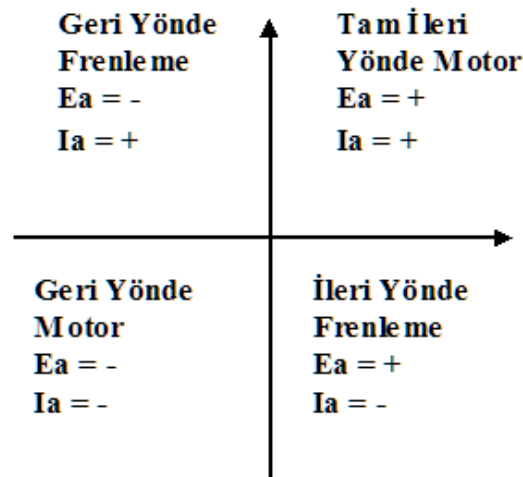
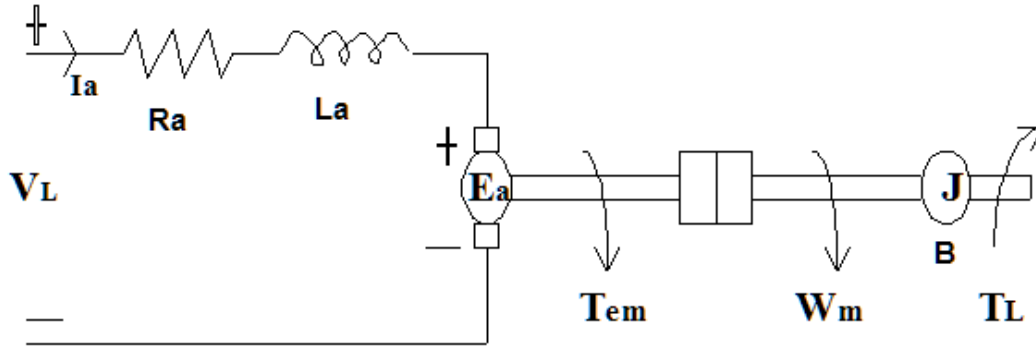
$$T_{em} = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L(t)$$

Burada, k_f = alan sabiti ; k_t = moment sabiti ; J = eylemsizlik momentini ;

B = sürtünme sabiti ; T_{em} = elektromanyetikmoment ; T_L = yük momentini ;

Φ_f = stator sargı akısı ; ω_m = motorun mekanik hızı ; I_f = stator sargı akımı ;

I_a = endüvi akımı ; R_a = endüvi sargısı omik direnci ; L_a = endüvi sargı endüktansı

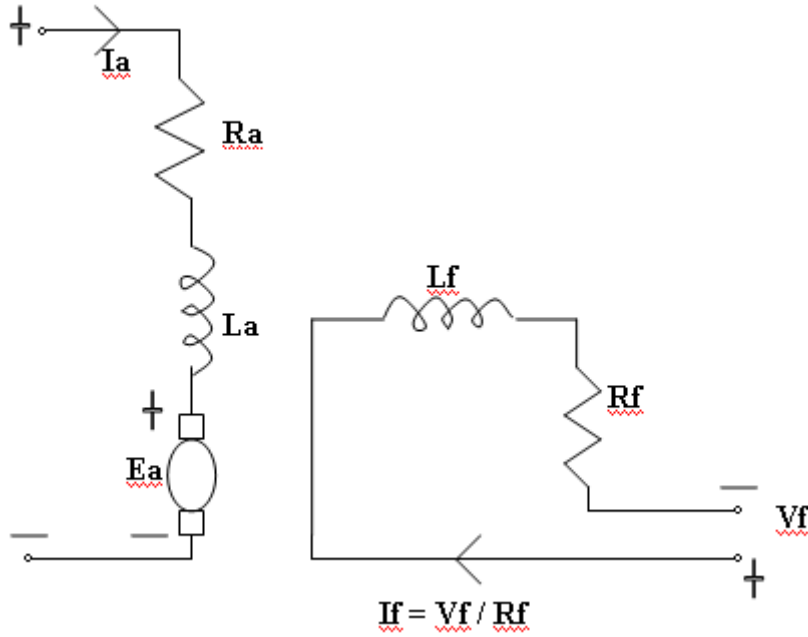


Motor hızını düşürmek için V_t gerilimi, E_a 'nın altına düşürülürse I_a akımı yön değiştirir dolayısıyla üretilen elektromanyetik moment yön değiştirir. Sonuç olarak motor ve yük

ataletinde biriken kinetik enerji elektrik enerjisine çevrilerek kaynağa aktarılır. Bu çalışma şekline **rejenerative frenleme** denir.

DC motor 4 bölgede çalışabilir. Bunun şartı motor sürücü sisteminin doğru seçilmesidir ve doğru tasarlanmasıdır.

SERBEST UYARMALI DC MOTOR



Serbest uyarmalı DC motor son derece kolay kontrol edilebilmeleri ve moment hız karakteristikleri açısından esnek bir karaktere sahip olması nedeniyle önemlidir. Şimdi motor hızını I_a ve Φ_f açısından ifade edelim.

$$E_a = k_e \cdot \Phi_f \cdot \omega_m \rightarrow \omega_m = E_a / k_e \cdot \Phi_f \quad \text{sürekli rejimde } L \cdot dI_a / dt = 0 \text{ ise}$$

$$V_t = E_a + R_a \cdot I_a \quad \text{yada} \quad E_a = V_t - R_a \cdot I_a \quad \text{yazılabilir.}$$

Şimdi E_a ifadesini ω_m denkleminde yerine koyalım.

$$\omega_m = (V_t - (R_a \cdot I_a)) / k_e \cdot \Phi_f \quad \text{olarak bulunur.}$$

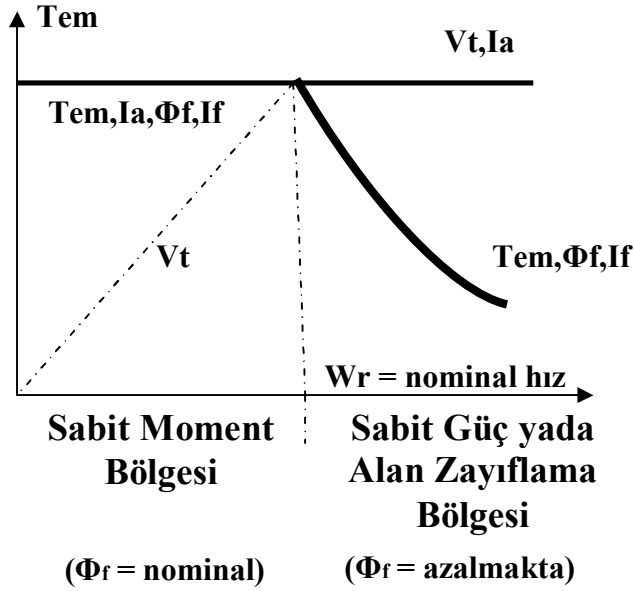
$$T_{em} = k_t \cdot \Phi_f \cdot I_a \quad \rightarrow \quad I_a = T_{em} / k_t \cdot \Phi_f \quad \text{olur ki}$$

$$\omega_m = (V_t - (R_a \cdot T_{em} / k_t \cdot \Phi_f)) / k_e \cdot \Phi_f = (1 / (k_e \cdot \Phi_f)) V_t - (R_a \cdot T_{em} / k_t \cdot \Phi_f)$$

Bu da gösterir ki motor moment-hız karakteristiği hem V_t hem de Φ_f ayarlanarak yapılabilir. Yaygın olan uygulamalarda;

1 . Nominal hızdan küçük hız değerlerinde; Φ_f nominal değerinde tutulur. Sadece V_t kontrol edilerek hız ayarı yapılır. Bu bölgeye **sabit moment bölgesi** denir.

2 . Nominal hız aşıldığında V_t nominal değerinde tutulur ve Φ_f azaltılarak hız ayarı yapılır ki bu da nominal hızın üzerindeki hızlarda momentin düşeceği anlamına gelir. ($T_{em} = k_f \cdot \Phi_f \cdot I_a$)
Bu bölgeye **sabit güç bölgesi** yada **alan zayıflatma bölgesi** denir.



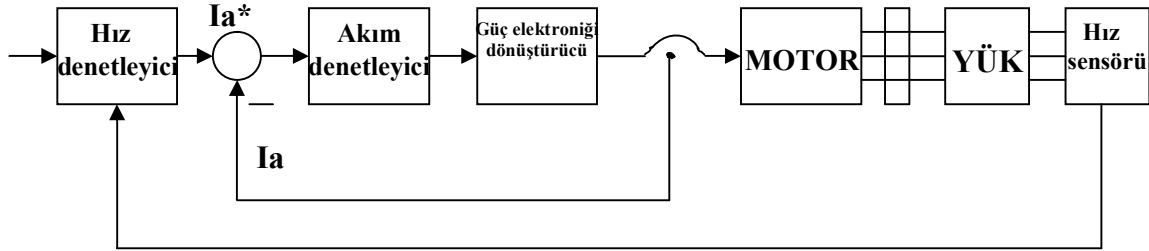
Bu moment hız karakteristiği motorun maksimum üreteceği momenti (kararlı rejimde) gösterir. Bu üst sınırın altında kalan her noktada motor çalıştırılabilir. Alan zayıflatma bölgesinde nominal hız %50-%100'üne kadar çıkabilir.

Endüvi Akımı Dalga Şeklinin Etkisi.

1 . Form faktörü : $I_a(\text{rms}) / I_a(\text{ort})$

Bu faktör DC akım dalga şeklindeki bozukluğun bir ölçütüdür. Minimum olarak (1) değerini alır ve en iyi dalga şeklini gösterir. Dalga şekli bozuldukça değeri 1'den daha büyük olur. Bunun çok büyük olması akımda büyük miktarda peaklerin olduğunu gösterir ki bu da DC motor kollektör ve fırçalar arası arkın oluşması demektir. Bazen bu durum motorun nominal gücünün altında çalıştırılmasına neden olur.

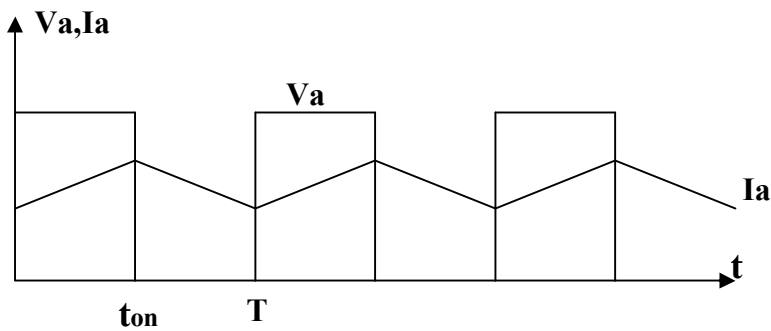
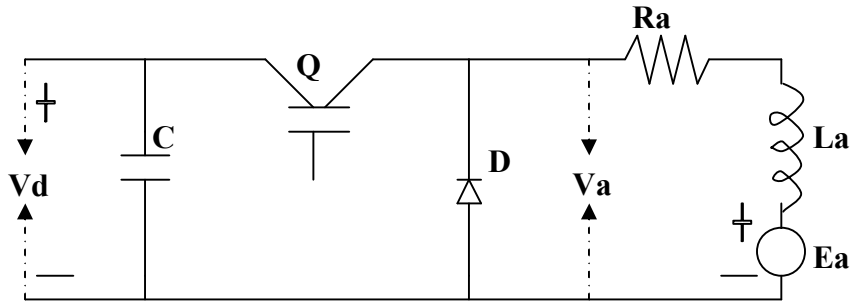
Ayarlanabilir Hızlı DC Motor Sürücüleri



Genel olarak iki farklı türde güç elektroniği dönüştürücüsü kullanılır. Bunlar

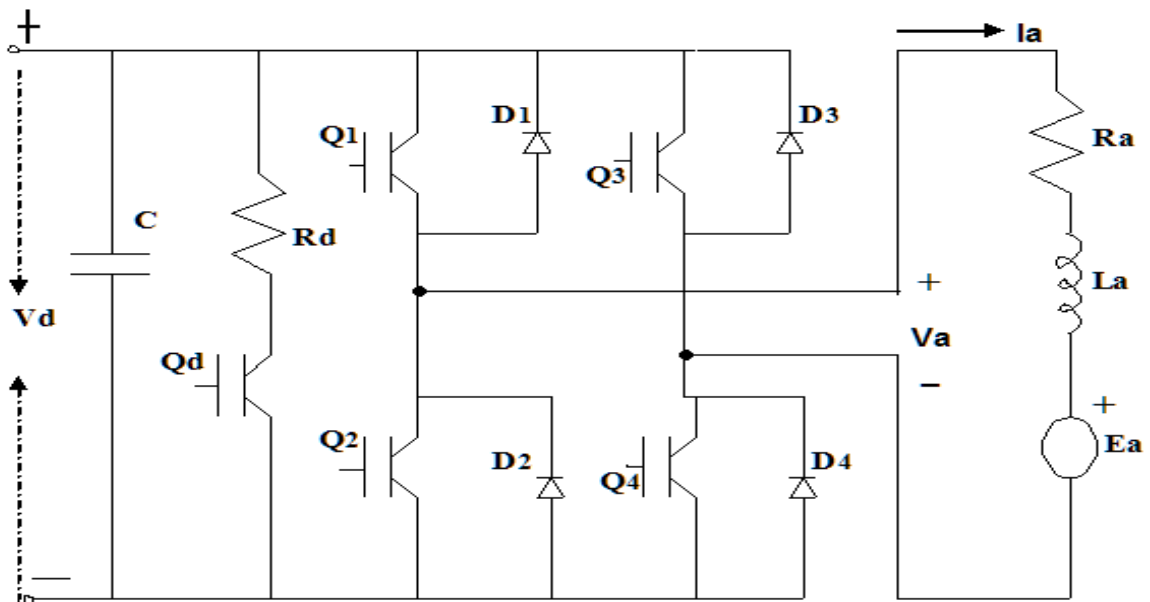
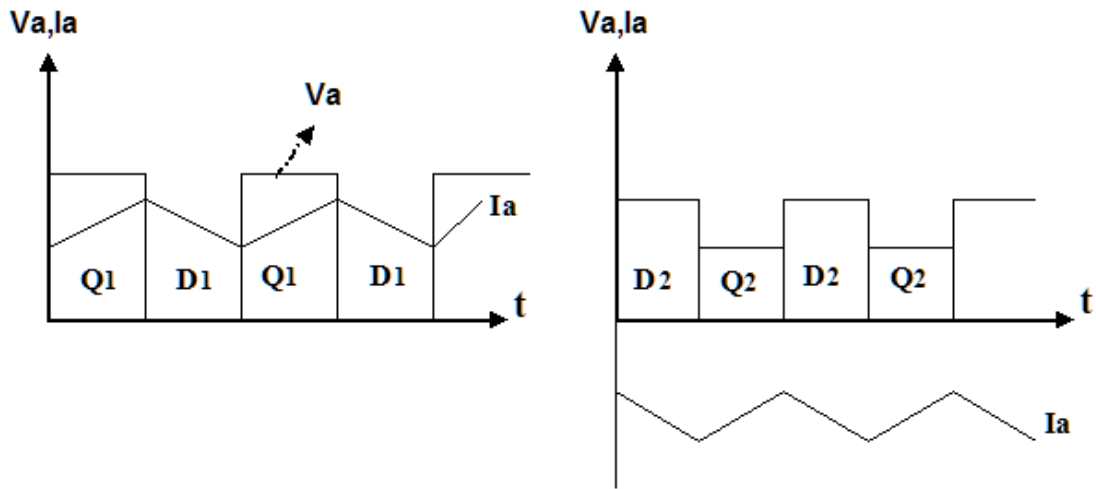
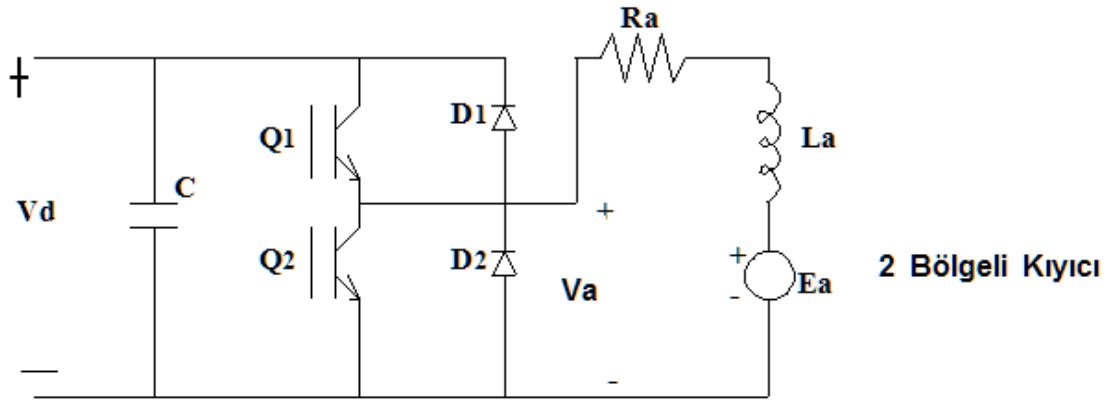
1. Anahtarlamalı DC-DC dönüştürücüler
2. Şebeke frekans kontrollü dönüştürücüler (doğrultucular)

1. Anahtarlamalı DC-DC Konvertörler



$$D = t_{on} / T \quad V_a = D \cdot V_d \quad I = (V_d - E_a) \cdot (1 - e^{-k/\tau}) / R_a \quad I = E_a (1 - e^{-1/\tau}) / R_a$$

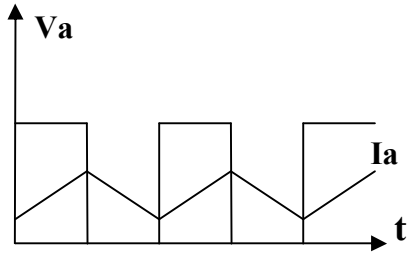
$\tau = L/R$ Zaman sabiti



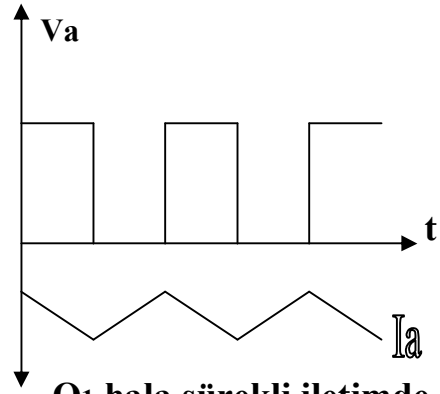
4 Bölgeci Kıyıcı

$$V_a = D \cdot V_d$$

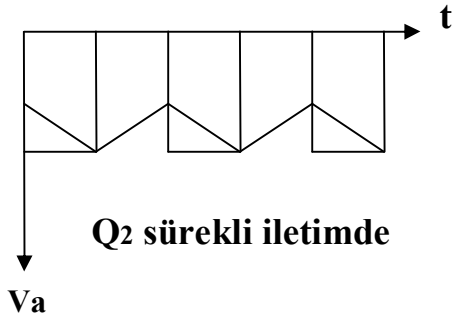
$$D = t_{on} / T$$



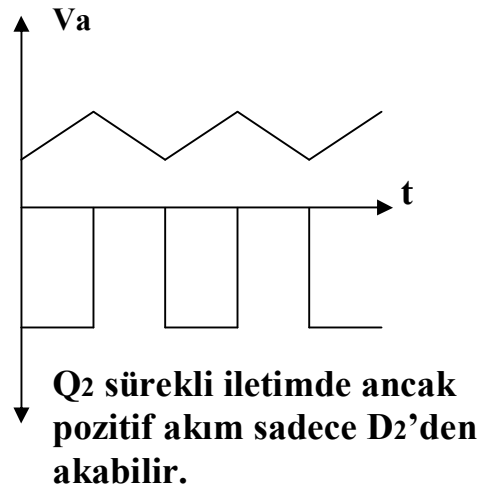
Q1 sürekli iletimde



Q1 hala sürekli iletimde ancak negatif akım sadece D1'den akabilir.

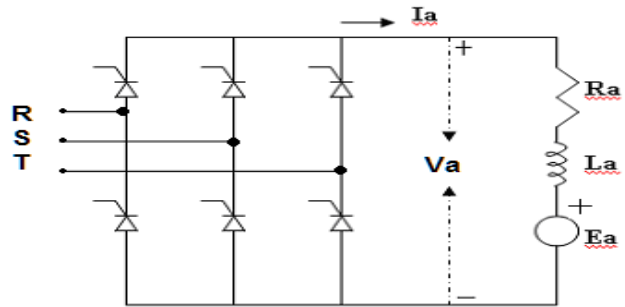
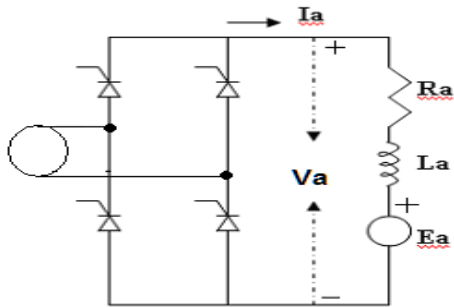


Q2 sürekli iletimde



Q2 sürekli iletimde ancak pozitif akım sadece D2'den akabilir.

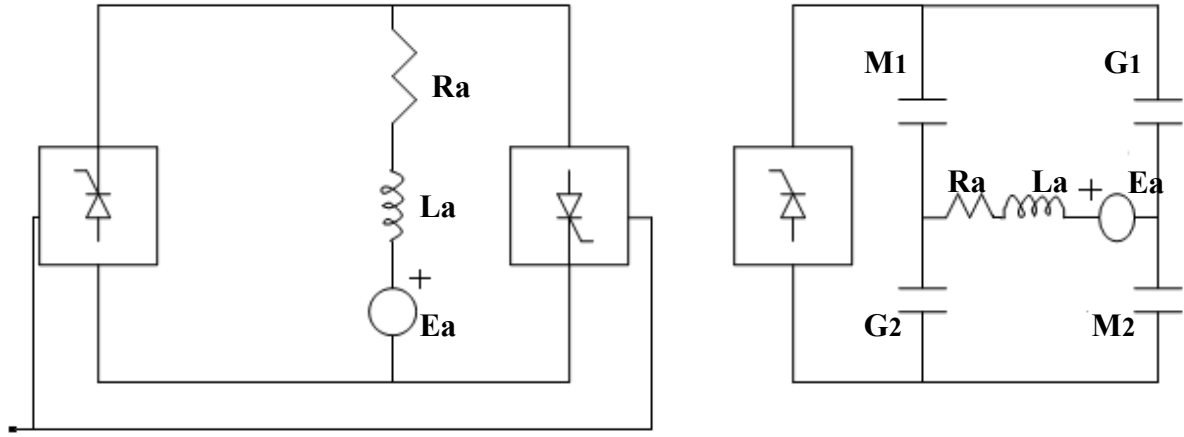
2.Şebeke frekans kontrollü dönüştürücüler (doğrultucular):



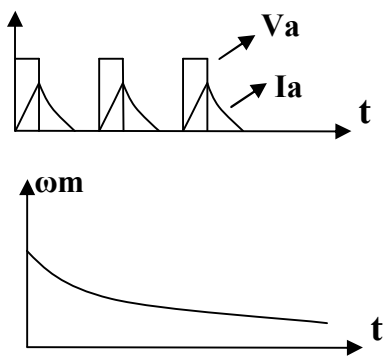
Doğrultucuların çıkış gerilimi ve akımı şebeke frekansının katlarında harmonikler içerir. Bu harmonikleri elimine etmek için ilave seri endüktans gerekebilir.

Motor sürme devreleri açısından doğrultucuların en büyük dezavantajı ölü zamanlarını minimum ?? olmasıdır. Bu değer bazı durumlarda çok yüksek gelebilir.

Diğer bir dezavantajı ise; doğrultucuların çıkış gerilimleri bipolar olsada çıkış akımları tek yönlüdür. Dolayısıyla 4 bölgeli çalışma mümkün değildir. 4 bölgeli çalışma aşağıdaki düzeneklerle sağlanabilir

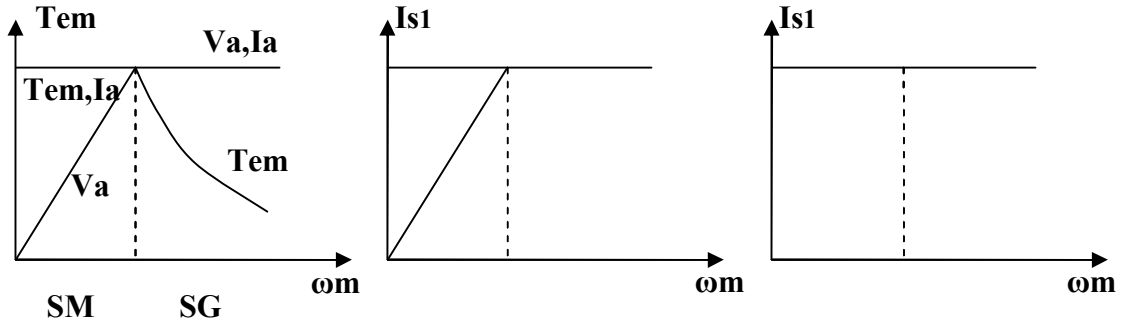


Kesintili Endüvi Akımının Etkisi:



Kesintili çalışmada, akımın ortalama değeri küçük olur. Akım küçük olduğu için gerek motor içindeki gerekse konverterdeki gerilim düşümü azalır. Bunun anlamı V_a geriliminin dolayısıyla ω_m hızının artmasıdır. Kesintisiz çalışmada ise motor akımı yüksek moment nedeniyle artar. Bu artış ilave gerilim düşümleri demektir ki, bu kendini hızdaki düşme olarak gösterir.

Ayarlanabilir hızlı DC motor sürücülerinin şebeke tarafındaki güç faktörü:



a) Moment Hız Grafiği b) Anahtarlama konvertör c) Doğrultucu



$$P = V_s \cdot I_{s1} \cdot \cos\Phi_1$$

$$I_{dis}(t) = I_s(t) - I_{s1}(t)$$

$$I_{dis} = (I_s^2 - I_{s1}^2)^{1/2} \quad I_{dis} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2}$$

$$THD = (I_{dis} / I_{s1}) \cdot 100 = (\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} / I_{s1}) \cdot 100$$

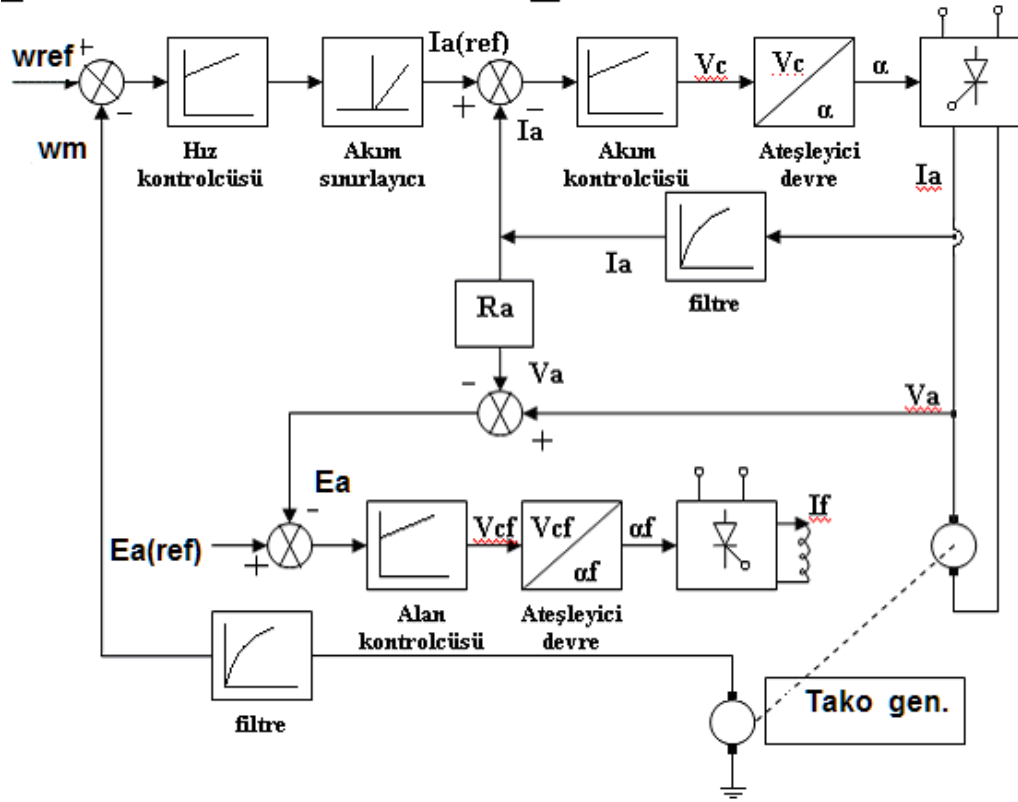
$$GF = P / S = V_s \cdot I_{s1} \cdot \cos\Phi_1 / V_s \cdot I_s = I_{s1} \cdot \cos\Phi_1 / I_s$$

$$DPF : YDF = \cos\Phi_1 \quad GF = P / S = (V_t \cdot I_a) / (V_s \cdot I_s)$$

$$GF = I_{s1} \cdot YDF / I_s$$

Bütün bunlar kullanılarak DC motor sürücü sistemlerinin şebekeden çektiği akımın güç faktörü yorumlanacak olursa; anahtarlama DC-DC konvertörlerin düşük hızlarda daha düşük I_{s1} değerine dolayısıyla daha düşük I_s değerine sahip olduğu görülür. Bunun anlamı daha yüksek GF ve daha düşük THD demektir.

Tipik bir DC sürücünün blok diyagramı:



ASENKRON MOTOR VE SÜRÜCÜ SİSTEMLERİ

$I_s \rightarrow B_s$ ω_s hızında döner ve genliği sabittir.

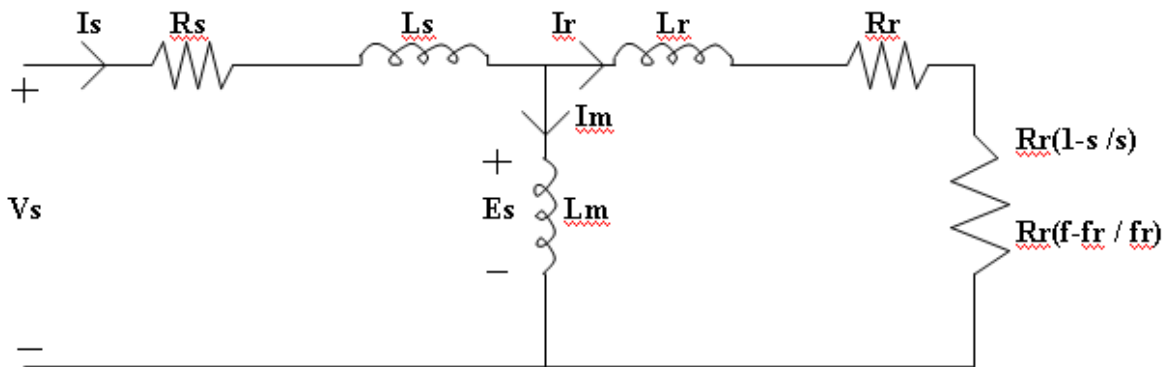
$\omega_s = 2 \omega_e / p$ Burada ω_e elektriksel kaynak frekansı.

$B_s \rightarrow e_s'$ yi oluşturur.

$$N_s \cdot \Phi_s = L_m \cdot i_m \Rightarrow e_s = N_s \cdot d\Phi_{net} / dt$$

$$\text{Eğer } \Phi_{net}(t) = \Phi_{net} \sin \omega t \Rightarrow E_s = N_s \cdot \omega \cdot \Phi_{net} \cdot \cos \omega t$$

e_s' nin rms değeri $e_s = k_3 \cdot f \cdot \Phi_{net}$ olur.



Herhangi bir çalışma noktasında $\omega_s - \omega_m = \omega_r$. Burada $\omega_s =$ döner alan hızı ;

$\omega_m =$ motor mekanik hızı ; $\omega_r =$ motor kayma hızı

$$s = (\omega_s - \omega_m) / \omega_s \quad ; \quad f_r = s \cdot f_s \quad ;$$

$$\omega_r = s \cdot \omega_s \quad ; \quad \omega_s = 2\omega / p \quad ; \quad s = \omega_r / \omega_s = f_r / f_s$$

f_r frekanslı E_r gerilimi rotor devresinde endüklenir. Aynı Φ_s akısı rotor devresinde halkalar. Ancak kesme hızı ω_r dir. Bu yüzden $E_r = k_3 \cdot f_r \cdot \Phi_{net}$ yazılabilir. Rotor devresindeki gerilim denklemi ;

$$E_r = R_r \cdot I_r + J \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_r \cdot I_r = R_r \cdot I_r + J \omega_r \cdot L_r \cdot I_r$$

olarak yazılabilir. f_r frekanslı I_r akımı rotora göre f_r frekansında dönen bir alan oluşturur. Bu döner alanın statora göre hızı $\omega_s = \omega_r + \omega_m$ olacaktır. Φ_s ile rotor akımı I_r 'nin oluşturduğu Φ_r etkileşerek moment üretimini sağlar. Rotor direnç kaybı $P_r = 3 \cdot R_r \cdot I_r^2$ olarak verilir.

$$P_{HG} = 3 \cdot f \cdot R_r \cdot I_r^2 / f_r \quad \text{Hava aralığı gücü}$$

$$P_{mek} = P_{HG} - P_r = 3 \cdot R_r (f - f_r) I_r^2 / f_r \quad \text{Mekanik güç}$$

$$\text{Stator tarafı } I_s \text{ (stator akımı) iki bileşenden oluşur. } I_s = I_m + I_r$$

$$T_{em} = k_4 \cdot \Phi_{net} \cdot I_r \cdot \sin \delta \quad V_s = E_s + (R_s + J \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s) \cdot I_s = E_s + E_r$$

$$\text{Genelde } 2\pi \cdot f_r \cdot L_r < R_r \quad \text{Bu yüzden } \delta \cong 90^\circ$$

$$I_r = E_r / R_r + J \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_r = k_3 \cdot f_r \cdot \Phi_{net} / R_r + J \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_r = k_5 \cdot f_r \cdot \Phi_{net}$$

$$T_{em} \cong k_6 \cdot \Phi_{net}^2 \cdot f_r \quad \text{aynı sebeple; } \delta \cong 90^\circ \Rightarrow I_s^2 = I_m^2 + I_r^2$$

$$\text{Düşük frekanslar hariç } V_s \cong E_s \text{ yazılabilir. } V_s \cong k_7 \cdot \Phi_{net} \cdot f$$

Rotorda kaybolan gücün mekanik güce oranını bulmak istersek ;

$$\% P_r = P_r / P_{mek} = f_r / (f - f_r) \quad \omega_s = k_7 \cdot f \quad s = (\omega_s - \omega_m) / \omega_s$$

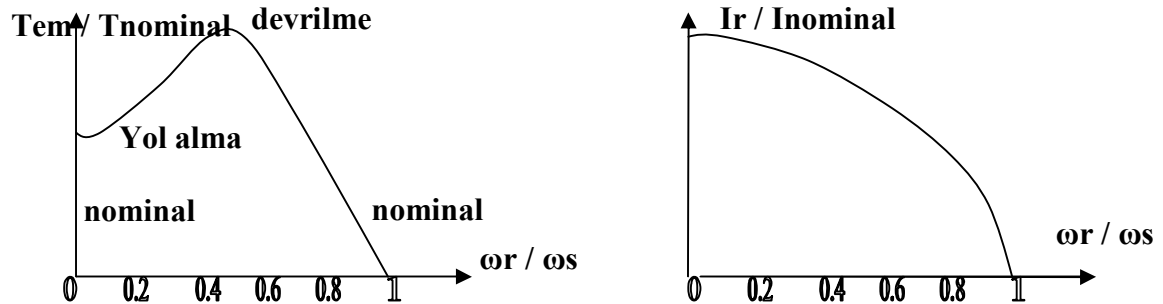
$$f_r = s \cdot f_s \quad \% P_r = f_r / (f - f_r) \quad V_s \cong k_3 \cdot \Phi_{net} \cdot f \quad I_r \cong k_s \cdot \Phi_{net} \cdot f_r$$

$$T_{em} = k_6 \cdot \Phi_{net}^2 \cdot f_r \quad T_m = k_5 \cdot \Phi_{net} \quad I_s \cong \sqrt{I_m^2 + I_r^2}$$

SONUÇLAR

- 1 . Senkron hız f değiştirilerek değiştirilebilir.
- 2 . f_r küçük ise $\% f_r$ 'de küçüktür.
- 3 . Küçük f_r küçük kaymaya neden olur ki bu da hızın şebeke frekansıyla lineer değişmesidir.
- 4 . Motordan maksimum moment elde etmek için Φ_{net} , frekans değiştirirken sabit kalmalıdır. Bu yüzden frekans nominal değerinin altına iniyorsa V_s gerilimi de azaltılmalı, dolayısıyla V_s / f sabit tutulmalıdır. Böylece Φ_{net} 'de sabit kalır.
- 5 . I_r akımı f_r ile orantılı olduğundan, o da I_s akımını etkilediği için f_r nominal değerinin üstüne çıkmamalıdır.

Asenkron Motorun Nominal Gerilim Ve Frekansta Hız Momenti Karakteristiği



| | | | | | | | | | | | | | |
|----|------|------|------|------|---|-------|----|------|------|------|------|---|-------|
| 1f | 0.8f | 0.6f | 0.4f | 0.2f | 0 | f_r | 1f | 0.8f | 0.6f | 0.4f | 0.2f | 0 | f_r |
| 1 | 0.8 | 0.6 | 0.4 | 0.2 | 0 | $\$$ | 1 | 0.8 | 0.6 | 0.4 | 0.2 | 0 | $\$$ |

küçük f_r değerlerinde hız momenti ilişkisi lineer olmasına rağmen, f_r büyüdükçe T_{em} ve I_r , f_r ile lineer değişmez.

Nedenleri şöyle sıralanabilir.

a . Rotor devresi reaktansının f_r ile büyümesi

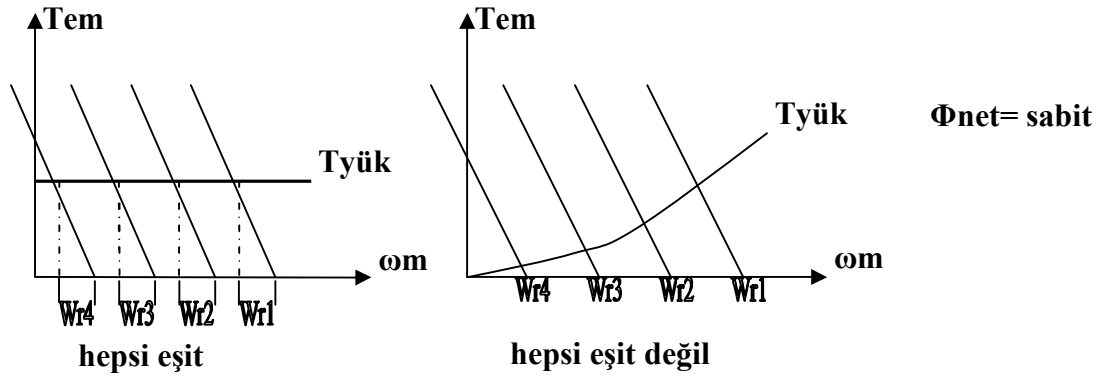
b . Er ile I_r arasındaki ϕ_r faz açısının büyümesi ve dolayısıyla δ 'nın 90° 'den büyük olması

c . I_r 'nin ve dolayısıyla I_s 'nin büyüerek stator taraftaki R_s ve X_s üzerindeki gerilim düşümü artırması sonucunda E_s 'in azalması ve dolayısıyla hava aralığı akısının azalması.

Genelde uygulamalarda f_r küçük tutularak asenkron motorunun lineer bölgede çalışması sağlanır. Bu durum direk başlatmalı asenkron motorda söylenemez. Çünkü o zaman geçici olarak lineer olmayan bölge kullanılır.

ASENKRON MOTORDA FREKANS VE GERİLİM DEĞİŞTİREREK HIZ AYARI

1 . Moment - Hız Karakteristiğinin Şebeke Frekansı İle Değişimi: f_r kaymasının küçük ve Φ_{net} 'in sabit kalması şartıyla $T_{em} \cong k_9 \cdot f_r$ olarak yazılabilir.



Görüldüğü gibi moment – hız karakteristiği frekans değiştikçe (azaldıkça) paralel olarak sola kayar. Sabit yük momenti olması halinde kayma frekansı sabit kalmakta fakat kayma yani $s = f_r / f_s$ f frekansı azaldıkça artmaktadır. Bu ise % P_r dediğimiz rotor bakır kayıplarının mekanik çıkış gücüne oranı olan faktörün artması demektir. Dikkat etmemiz gerekir ki aslında P_r gücü f azalırken sabit kalmakta ancak mekanik güç azalmaktadır. Dolayısıyla

$\% P_r = P_r / P_{mek}$ artmaktadır.

Diğer taraftan pompa, kompresör, fan gibi mekanik yüklerde $T_{yük}$, ω_m^2 ile orantılı değiştiğinden, frekans azaltılarak hız azaltılırken ω_r kayma frekansında azalır ki, bu durumda hem f_r hem de kayma azalır ve bu yüzden P_r rotor güç kaybı da azalır.

Örnek: 10 Hp , 460 V, $f = 60$ Hz, 4 kutuplu bir asenkron motorun nominal hızı $n_m = 1746$ rpm. Gerilimin 230 V ve frekansın 30 Hz olması halinde motorun hızını, kayma frekansını ve kaymayı hesaplayınız.

(NOT : Motorun yükü bir su pompası)

Çözüm:

$$n_s = 1800 \text{ rpm} \quad s_{\text{nominal}} = 1800 - 1746 / 1800 = \%3$$

$$n_{r \text{ nominal}} = 1800 - 1746 = 54 \text{ rpm} \quad f_{r \text{ nominal}} = s_{\text{nominal}} \cdot f = \%3 \cdot 60 = 1.8 \text{ Hz}$$

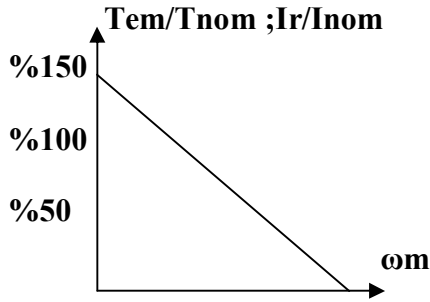
30 Hz de V_s/f sabit ise ; yük karakterinden dolayı yük momenti 4' de 1'ine düşer. Çünkü motorun hızı yarıya düşer.

$T_{em} \cong T_{\text{nominal}} / 4$ Yük momentinin $1/4$ 'e düşmesi demek $T_{em} \cong k_9 \cdot f_r$ ilişkisinden dolayı f_r frekansı dolayısıyla n_r 'nin $1/4$ 'e düşmesi demektir.

$$f_r = 1.8 / 4 = 0.45 \text{ Hz} \quad n_r = 120 \cdot f_r / P = 120 \cdot 0.45 / 4 = 13.5 \text{ rpm}$$

$$n_s = 900 \text{ rpm} \quad ; \quad n_m = n_s - n_r = 900 - 13.5 = 886.5 \text{ rpm} \quad s = f_r / f = 0.45 / 30 = \%1.5$$

Asenkron Motora Frekansı Ayarlayarak Yol Verme



Aynı şekilde Φ_{net} akısının sabit kalması şartı altında $T_p \cong k_{11} \cdot f_r$ yazılabilir.

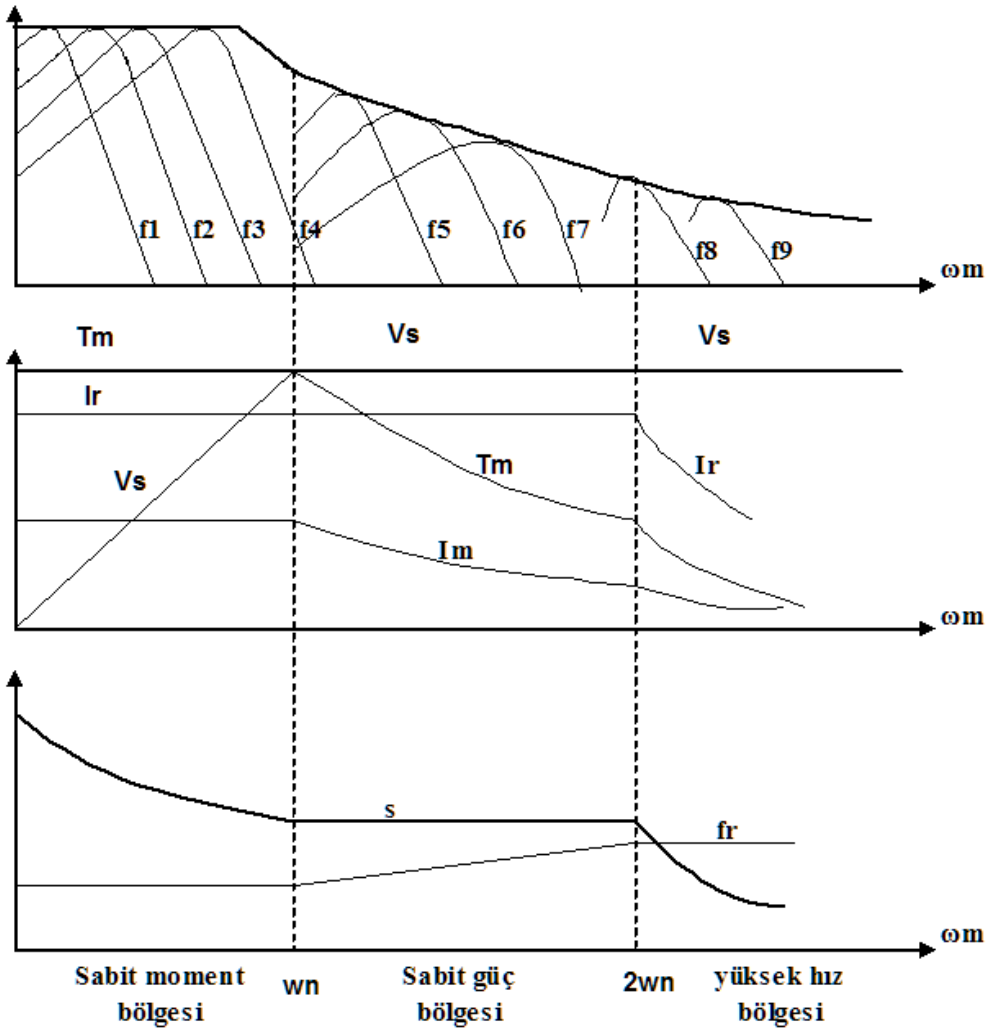
Yol verme anının başlangıcına $t = 0$ dersek $t = 0$ anında; $f_r = f_{yol}$ olur ki I_r akımı f_{yol} frekansını doğru seçerek ayarlanabilir. Burada f_{yol} yol verme esnasında motora uygulanan gerilimin frekansıdır. I_r 'yi sınırlandırmak demek I_s akımını da sınırlandırmak demektir.

Örneğin; nominal momentin %150 'si kadarlık bir yol verme momentine ihtiyaç varsa f_{yol} frekansı motor etiket değerlerinden kolayca bulunur. Örnekteki

motor için $f_{yol} = T_{yol} \cdot (f_r)_{nom} / T_{nom} = 1,5 \cdot 1,8 = 2,7 \text{ Hz}$.

Asenkron Motorun Hız-Moment Karakteristik Açısından Karşılaştırılması

$T_{em}/T_{nominal}$



a . Nominal hızın altında çalışma : Sabit moment bölgesi nominal hızın altındaki bölge, asenkron motorun frekansı nominal değer altına düşürülerek elde edilebilir. Ancak bu esnada Φ_{net} akısının sabit tutulması gerekir ve bu amaçla V_s / f oranı sabit kalır. Φ_{net} akısının sabit kalması, bu bölgede momentin sabit kalması anlamına gelir.

Bu bölgede f_r kayma frekansı nominal değerinde sabit kalır. (Yük momentinin sabit kalması şartıyla.). Ancak $s = f_r / f$ olduğundan s bağıl kayma miktarı artar. Benzer şekilde f_r sabit kaldığında I_r 'de sabit kalacağından, $P_r = 3 \cdot I_r^2 \cdot R_r$ rotor kayıp gücünde sabit kalır. Ancak düşük hızlarda motor kendini soğutma yeteneğini kaybediyorsa motorun verdiği moment koruma amacıyla düşürülebilir.

İlk bakışta I_r 'nin sabit kalması garip gelebilir. Ancak bu bölgede V_s gerilimi de azaldığında, I_r 'deki artma eğilimi V_s 'deki azalma nedeniyle ortadan kalkmaktadır.

b . Nominal hızın üstünde çalışması : Sabit güç bölgesi stator frekansını anma frekansının üzerine çıkararak hızı da anma hızın üstüne çıkarmak mümkündür. Ancak stator terminal gerilimini anma değerine çıkarmak mümkün olmadığından V_s / f oranı küçülür. Bu Φ_{net} 'nin küçülmesi demektir.

$T_{em} \cong k_6 \cdot \Phi_{net}^2 \cdot f_r$; $V_s \cong k_3 \cdot \Phi_{net} \cdot f$; $\omega_r = 4\pi f_r / p$
kullanarak $T_{em} \cong k_{13} \cdot \omega_r / f^2$ yazılabilir.

Bu bölgede I_r anma değerindedir. Bunun anlamı bu bölgede $s = f_r / f$ oranının bu bölgede sabit kalmasıdır. (aynı yük momenti için).

$f_r = s \cdot f_s$; $I_r \cong k_5 \cdot \Phi_{net} \cdot f_r$; $V_s \cong k_3 \cdot \Phi_{net} \cdot f$

$I_r \cong k_5 \cdot V_s \cdot s \cdot f_s / k_3 \cdot f \cong k_4 \cdot s = \text{sabit}$

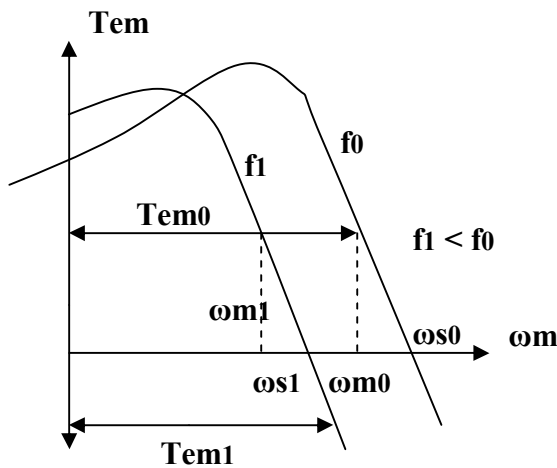
Kayma frekansı f_r uygulanan frekansın artışıyla artar. $T_{em} \cong k_6 \cdot \Phi_{net}^2 \cdot f_r$; $V_s \cong k_3 \cdot \Phi_{net} \cdot f$

$\Rightarrow T_{em} \cong (k_6 \cdot V_s^2 / k_3^2 \cdot f^2) f_r = k_{15} / f$

c . Yüksek hız bölgesi : Sabit f_r bölgesi V_s nominal değerinde iken frekans artırılarak sabit güç bölgesinde nominal hızın 1,5 – 2 katına kadar çalışabilir. Daha fazla frekans artışı ve Φ_{net} 'in azalması devrilme momentinin oldukça aşağıda bir değerde oluşmasını sağlar. Bu yüzden belli bir frekanstan sonra motor devrilme momentinin belli bir yüzdesini ancak üretebilir. Bu yüzden motorun vereceği maksimum moment frekansın karesiyle azalmaya başlar.

$T_{em_{max}} \cong k_6 / f^2$. Hem moment hem de motor akımı motor hızıyla azalır. Bu bölgede moment, motor akımıyla değil motorun üreteceği maksimum moment ile orantılıdır.

Asenkron motorun frekans ayarıyla frenleme : Asenkron makine senkron hızın üzerinde döndürülürse negatif moment üretir. Yani generatör olarak çalışır. Bu özellik, makinenin giriş frekansını ayarlayarak, frenleme için kullanılabilir.



Asenkron makine ilk başta f_0 şebeke frekansında ω_{s0} senkron hızı ve ω_{m0} motor hızında dönmekte iken, frekans f_1 'e düşürülürse yeni senkron hız ω_{s1} 'e düşer. Motor hızı hemen azalmadığından ω_{m0} motor hızı ω_{s1} 'in üstünde kalır. Bu durumda kayma negatif ve üretilen moment negatiftir. Negatif moment nedeniyle ω_{m0} motor hızı azalmaya başlar ve ω_m noktasına kadar düşer. Böylece motor negatif momentle hızlı bir şekilde frenlenir.

Frenleme esnasında makine generatör olarak çalıştığından hareketli parçalardaki kinetik enerji elektrik enerjisine çevrilerek şebekeye geri verilir. Eğer motor sürücüsü

sistem uygun seçilmemiş ve enerji şebekeye iade edilemiyorsa DC baradaki kondansatör gerilimi yükselip tehlikeli seviyeye ulaşabilir.

Şebeke frekansı hızlı bir şekilde azaltılmamalıdır. Çünkü kayma değeri aniden büyük değerler alırsa şebekeye iade edilen akım miktarı çok büyük değer alabilir. Aslında benzer durum hızlanma esnasında da geçerlidir. Eğer frekans aniden artırılıp hızlandırılmak istenirse, kayma büyük değer alacağından motor akımı tehlikeli boyutlara ulaşabilir. Bunun için iki önlem alınır.

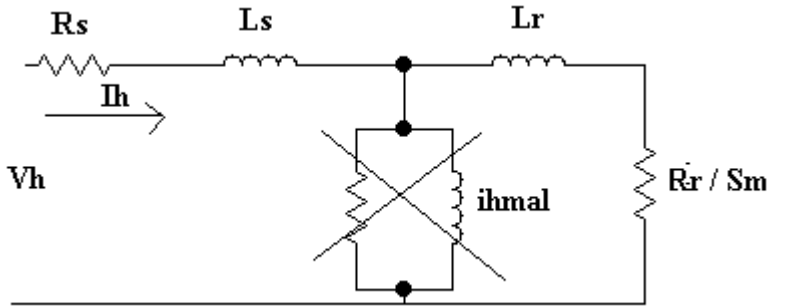
- 1 . Frekansı rampa şeklinde artırma
- 2 . Akım sınırlayıcı devre kullanma

Sinüsoidal olmayan akım ve gerilimin asenkron motor performansına etkisi:

Sinüsoidal olmayan akım ve gerilim 50 Hz temel bileşen dışında yüksek frekanslı akım ve gerilimlerde içerir. Her bir yüksek frekanslı birleşen kendi stator döner alanını oluşturur. $\omega_{sh} = h \cdot \omega_s$ h numaralı birleşenin meydana getirdiği döner alan hızını verir. Yaklaşık olarak $\omega_m = \omega_s$. Eğer h. bileşen için kayma hesaplanırsa

$$s_h = \omega_{sh} \pm \omega_m / \omega_{sh} = \omega_{sh} \pm \omega_s / \omega_{sh} = h \cdot \omega_s \pm \omega_s / h \cdot \omega_s = h \pm 1 / h \cong 1$$

Yüksek frekanslar için eşdeğer devre çizilirse



$$I_n \cong V_h / h \cdot \omega (L_s + L_r)$$

Görüldüğü gibi yüksek frekanslı bileşenler için akım değeri, harmoniklerin daha yüksek değerlerde oluşmasını sağlayarak azaltabilir ki bu da ancak anahtarlama frekansını yükseltir.

a . Harmonikler dolayısıyla oluşan kayıplar : Yüksek frekanslı harmonik bileşenleri dolayısıyla ilave bakır ve nüve kayıpları oluşur.

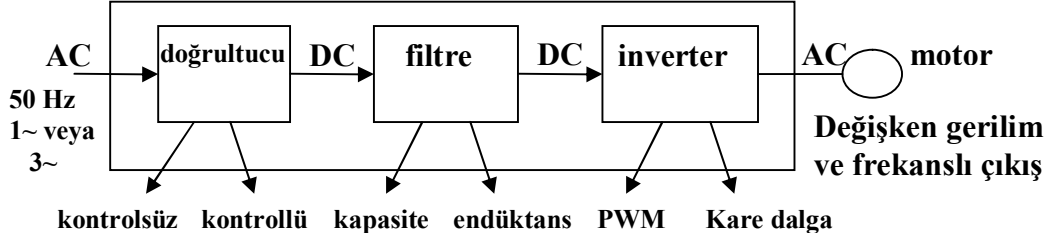
Bakır kayıpları:

$$\Delta P_{cu} = \sum_{h=2}^{\infty} (R_s + R_r) I_h^2$$

Nüve kayıpları: Bu kayıpları yüksek frekanslar için tahmin etmek oldukça zordur. Bu kayıplar motor geometrisi, manyetik malzeme, saç kalınlığı gibi faktörlere bağlıdır. İlave nüve kayıpları normal kayıpların % 10 - % 30 arasında olabilir.

b . Moment salınımları : Yüksek frekanslı akımlar nedeniyle oluşan hava aralığı akısı da yüksek frekanslı olur. Bu akılar nedeniyle oluşan momentin frekansı da yüksek olur ki bu kendini moment salınımları ve dolayısıyla hız salınımları olarak gösterir.

ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİNDE KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ KONVERTERLERİ



Ayarlanabilir Frekanslı Konvertör

3 farklı türde ayarlanabilir frekanslı konverter bulunur.

- Kontrolsüz doğrultucu ile sürülen gerilim tabanlı PWM inverter
- Kontrollü doğrultucu ile sürülen gerilim tabanlı kare dalga inverter
- Kontrollü doğrultucu ile sürülen akım tabanlı kare dalga inverter

Motor Sürücü Sistem Tasarımı :

Bu bölümde V / f kontrolü yapan bir asenkron motor sürücü sistem tasarlanacaktır.

Kontrol edilecek motor özellikleri : $n_s = 1500$ d/dk , 3 ~ , 11.2 kw , 1460 d/dk , 50 Hz , yıldız , 380 V , 4 kutup , $R_s = 0.16\Omega$ $R_r = 0.38\Omega$, $X_s = 1.14\Omega$, $X_r = 1.71\Omega$, $X_m = 33.2\Omega$

1 . Motor analizi

$$\beta = \omega_s / \omega_b : \quad \omega_b = \text{nominal senkron hız}$$

$$\omega_s = \text{herhangi bir frekans için senkron hız}$$

$$d = V_a / \omega_b ; \quad V_a = \text{faz-nötr gerilimi}$$

$$\omega_b = \text{senkron hız}$$

$$P = 4 \quad V_a = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ V}$$

$$\omega = 2\pi \cdot 50 = 314 \text{ r/sn} \quad \omega_b = 2\omega / P = 2 \cdot 314 / 4 = 157 \text{ r/sn}$$

$$d = V_a / \omega_b = 220 / 157 = 1.401 = \text{sabit (frekans değişmede)}$$

$$\text{Uygulanan frekansın } f = 50 \text{ Hz olması hali için } \omega_s = \omega_b = 157 \text{ r/sn} ; \beta = 1$$

Nominal hız ve hızın altında V/f sabit kalacaksa

$$f=50 \text{ Hz için } V_a = d \cdot \omega_s = 1.401 \cdot 157 = 220 \text{ V}$$

$$s_{\max} = s_{\text{dev}} = R_r / [R_s^2 + \beta^2 (X_s + X_r)^2]^{1/2} = 0.38 / [0.16^2 + (0.14^2 + 1.71^2)^{1/2}] = 0.1299$$

$$\omega_m = 157 * (1 - 0.1299) = 136.6 \text{ r/s}$$

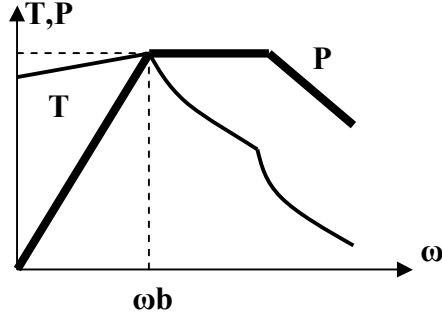
$$n_m = 1305 \text{ d/d} \quad X_m \gg X_1 + R_m$$

$$T_{\max} = T_{\text{dev}} = 3 \cdot V_a^2 / 2\omega_s [R_s + [R_s^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}] = 129.54 \text{ Nm}$$

$$f = 50 \text{ Hz için } \omega = 2\pi \cdot 25 = 157 \text{ r/s} \quad \omega_s = 2\omega / P = 78.5 \text{ r/s}$$

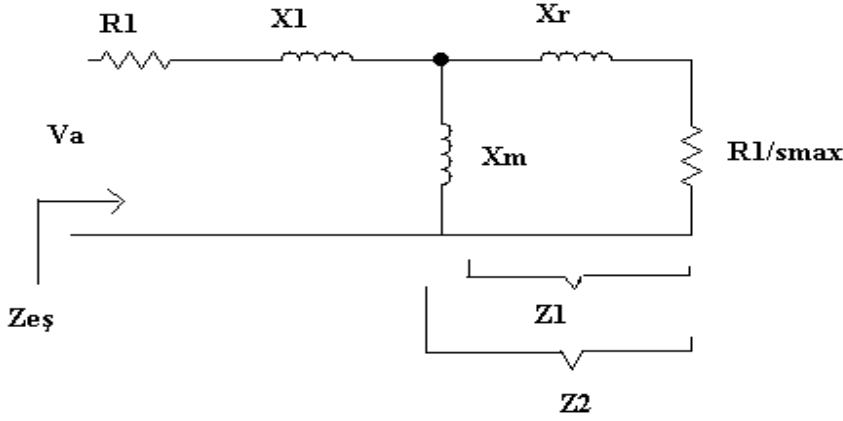
$$\beta = 25/50 = 0.5 \quad V_a = d\omega_s = 1.401 \cdot 78.5 = 110 \text{ V}$$

$$\text{aynı şekilde } s_{\max} = 0.242 \quad T_{\max} = 104.11 \text{ Nm}$$



Temel hızın altında motor teorik olarak sabit moment bölgesinde çalışır. Ancak görüldüğü gibi, stator direncindeki gerilim düşümü ağırlığını düşük frekanslarda daha da hissettirmekte dolayısıyla Φ ve bundan dolayı da moment düşmektedir. Aynı hesaplar R_s ihmal edilerek yapılırsa bu bölgede momentin sabit kaldığı görülür.

Maksimum motor akımı hesabı:



$$V_a = 220 \text{ V} \quad , \quad f = 50 \text{ Hz} \quad , \quad s_{\max} = \% 12.99$$

$$Z_1 = 3.38 \angle 30^\circ \quad , \quad Z_2 = 3.2 \angle 35^\circ \quad , \quad Z_{eş} = 4.43 \angle 42^\circ$$

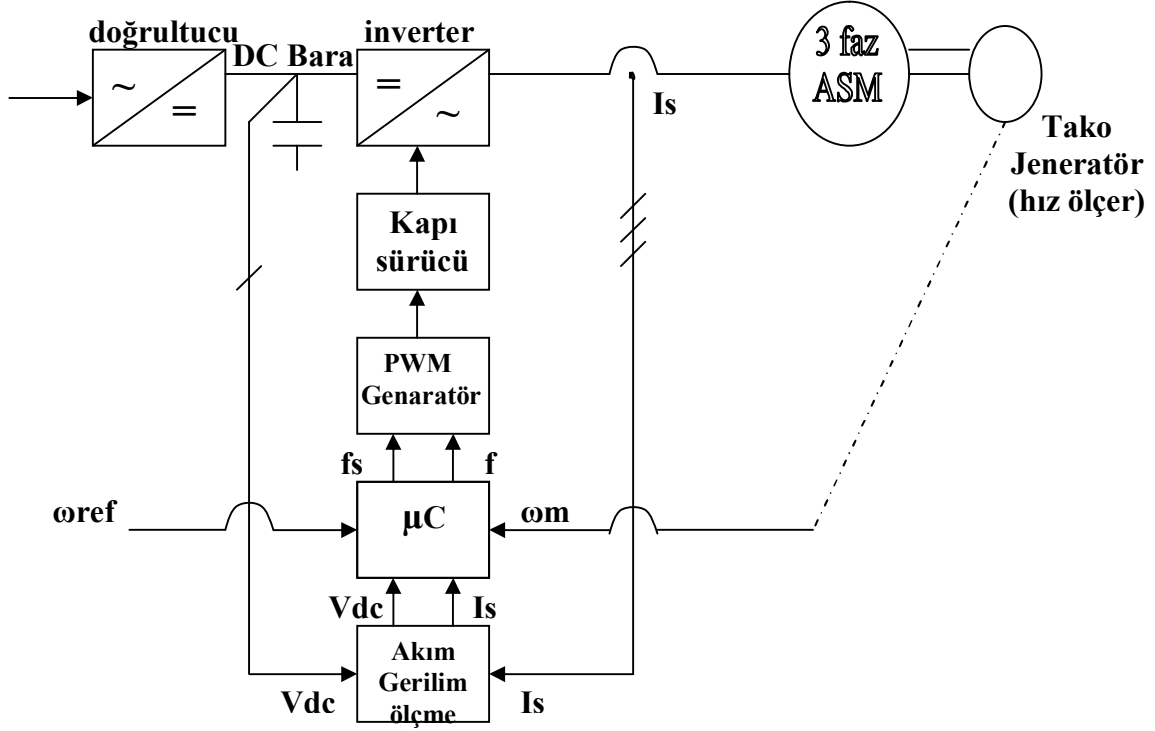
$$Z_{eş} = 3.29 + j2.96$$

$$\text{Max motor akımı : } I_s = V_a / Z_{eş} = 220 / 4.43 \angle 42^\circ \cong 50 \angle -42^\circ \text{ Amper}$$

Dönüş kayıpları ihmal edildiğinde motora giren maksimum elektriksel güç

$$P_{\max} = 3 \cdot V_a \cdot I_s \cdot \cos \phi = 3 \cdot 220 \cdot 50 \cdot \cos 42 = 24523 \text{ W}$$

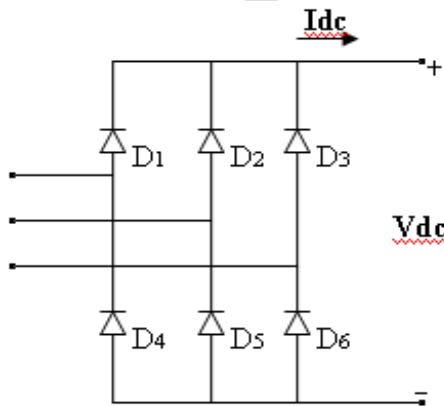
2 . ASM Sürücü Sistem Blok Diyagramı :



Blok diagramı verilen sistemin tasarımında şu basamaklar izlenecektir:

- 1 . Motor analizi
- 2 . Güç katı tasarımı : Doğrultucu, inverter, kapasite hesabı, soğutucu hesabı.
- 3 . Kontrol katı tasarımı : PWM , kapı sürücü, Akım gerilim ölçme, hız ölçer seçimi
- 4 . Microcontroller seçimi ve genel algoritma

Sürücü sistem Elemanlarının Boyutlandırılması Ve Seçimi Doğrultucu Tasarımı :



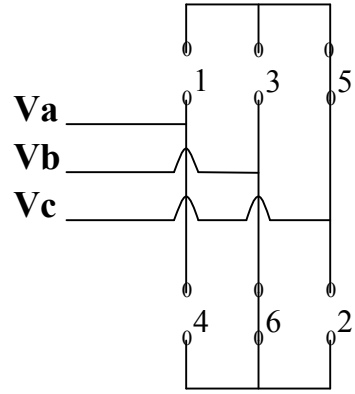
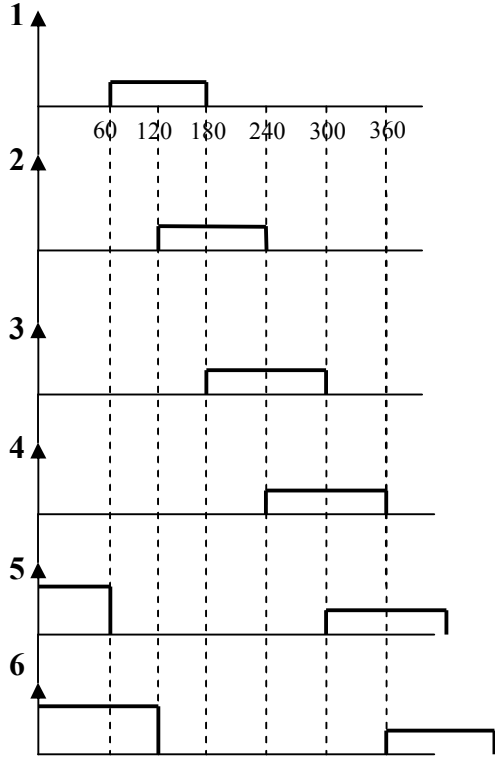
$$V_{dc} = 3\sqrt{3} * (V_a)_{max} / \pi = 3\sqrt{3} \sqrt{2} V_a / \pi$$

$$V_{dc} = 2.33 * 220 = 512 \text{ V}$$

$$I_{dc} \text{ hesabı} = P_{max} = 24523 \text{ W} = V_{dc} I_{dc}$$

$$I_{dc} = P_{max} / V_{dc} = 24523 / 512 \cong 48 \text{ A}$$

İnverter kayıpları motor nüve kayıpları ve mekanik kayıpları göz önüne alınarak $(I_{dc})_{max} = 75 - 100 \text{ A}$ arası seçilebilir.



5 ve 6 iletimde iken
(TTG) = $V_a - V_c$

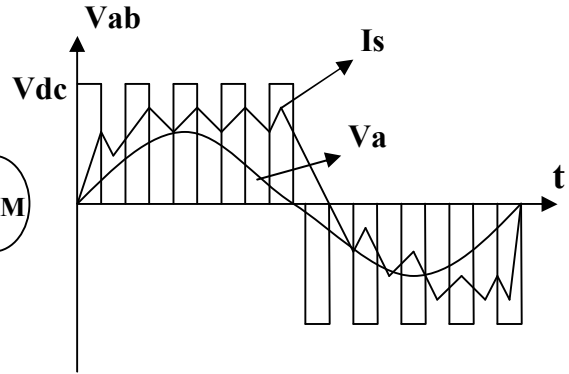
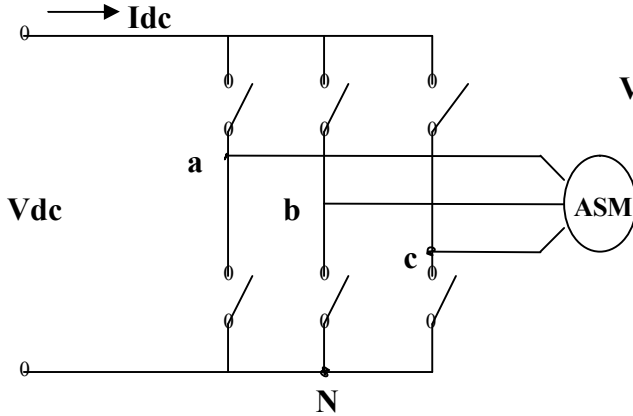
$I_{dc} = 100 \text{ A}$ seçersek

$$(I_{diode})_{orta} = I_{dc} / 3 = 33.3 \text{ A}$$

$$(I_{diode}) = I_{dc} / \sqrt{3} = 57.8 \text{ A}$$

$$(Ters\ Tepe\ Gerilimi)_{diod} = \sqrt{3} * \sqrt{2} * V_a \gg (TTG)_{diod} = 536 \text{ V}$$

İnverter Tasarımı :



$$m_a = V_{kon} / V_{tri}$$

$$m_f = f_s / f_i$$

$$V_{a-1} = m_a \cdot V_{dc} / 2$$

$$V_{ff1} \text{ (faz arası rms)} = \sqrt{3} \cdot (V_a) / \sqrt{2} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot V_{dc} / 2\sqrt{2} = 0.612 m_a V_d$$

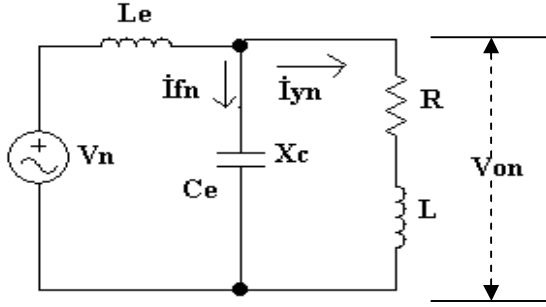
$$(TTG)_{IGBT} = V_{dc} = 512 \text{ V}$$

$$I_{step} = I_s \cdot \sqrt{2} = 50 * 1.41 \cong 70 \text{ A} \quad (\text{Dönüş kayıpları dahil değil})$$

$$I_{igbt} = 100 / 150 \text{ A} \quad (\text{Dönüş kayıpları ve harmonikler göz önüne alınır})$$

DC Bara kapasite boyutlandırma :

n. harmonik için Dc bara modeli şöyle verilebilir.



$I_{yn} \ll I_{fn}$ olması istenir. $X_c = 1 / n.\omega.C_e$

$I_{yn} \ll I_{fn}$ olması için $\sqrt{R^2 + (n.W.L)^2} \gg 1 / n.\omega.C_e$

Genelde kullanılan

$\sqrt{R^2 + (n.W.L)^2} = 10 / n.\omega.C_e$ bağıntısıdır. Bu şartların altında $I_{yn} \cong 0$ alınabilir.

$$V_{on} = \frac{(1/n.W.C_e)}{n.W.L_e - (1/n.W.C_e)} \quad V_n = 1 / [(n.\omega)^2 L_e.C_e - 1]$$

En baskın bileşen 2. harmonikse yani 100 Hz'lik bileşense ;

$$V_{02} = V_2 / 4.\omega^2 . L_e.C_e - 1$$

$$\sqrt{R^2 + (2.W.L)^2} = 10 / 2\omega.C_e \quad R = 3.29 \quad L = 9.4 \text{ mH} \text{ idi}$$

$$C_e = 10 / 4\pi f \sqrt{R^2 + (4\pi f.L)^2} = 2400 \mu\text{f}$$

Gerilim : DC bara gerilimi

rms akım : simülasyonla görülen akım

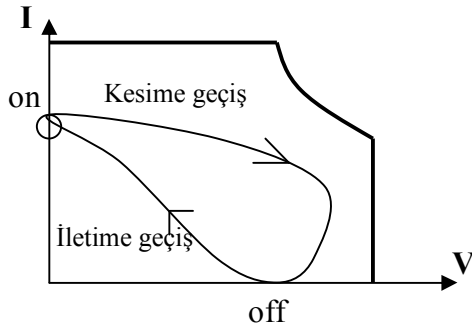
Soğutucu Tasarımı :

Güç anahtarlarının ısınma sebebi

Güç anahtarları genel olarak 3 farklı durumda çalışır.

- İletim durumu
- Kesim durumu
- Komütasyon durumu

İletim durumunda üzerinden nominal değeri kadar akım akar ancak çok küçük de gerilim düşümü olur. Kesim durumunda anahtar üzerindeki gerilim büyük olmasına rağmen içinden akan akım çok düşüktür. Komütasyon durumunda anahtar hem akım hem de gerilim açısından geçiş halindedir. Yani ya iletim halinden kesim haline ya da kesimden iletime geçme durumundadır.



Komütasyon anında anahtarın akım ve gerilim değerleri güvenli çalışma bölgesi içinde kalmalıdır. Aksi takdirde anahtar hasar görür.

Güç anahtarının iletim ve kesimde çalışma haline **STATİK DURUMU**, komütasyon anındaki durumuna ise **DİNAMİK DURUMU** adı verilir.

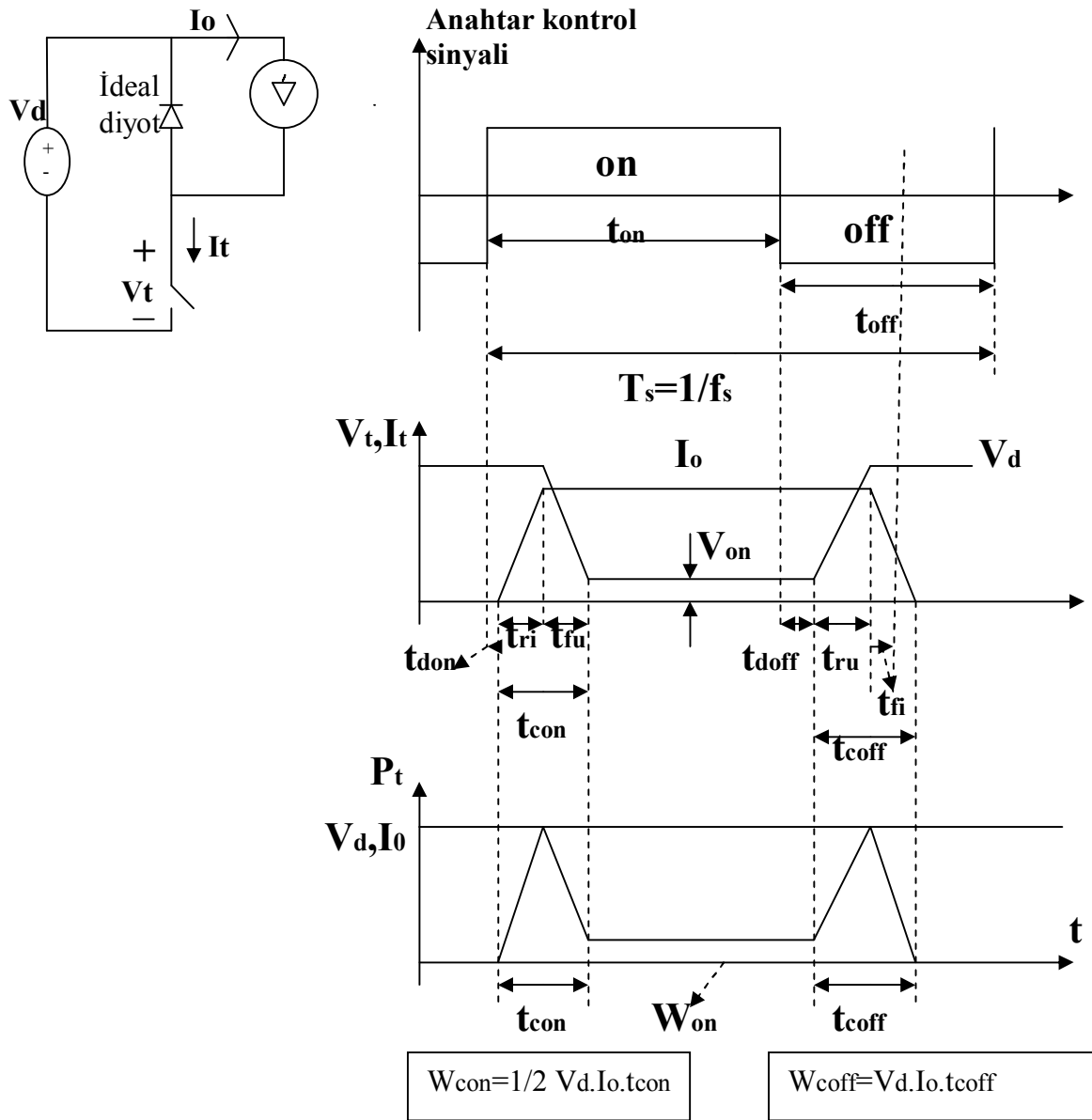
İletim anındaki statik durumda güç anahtarına ait parametreler akımla ilgili

parametrelerdir. Bunlar sürekli akım, ortalama akım, rms akım, max(peak)akım, akım×zaman (I×t) gibi değerlerdir.

Kesim anındaki statik durumda ise güç anahtarına ilişkin parametreler gerilimle ilgili parametrelerdir. Genelde max gerilim değeri en önemli parametredir.

Komütasyon durumunda güç anahtarı üzerinde hem akım hem de gerilim mevcut olduğundan komütasyon süresince akım ve gerilimin hangi değerlere ulaştığı çok önemlidir. Bu değerlerin güç anahtarının kataloğunda belirlenen **'güvenli çalışma bölgesi'** içinde kalması şarttır. Üretici firmanın dinamik durumlarıyla ilgili vereceği bir diğer veri ise iletme ve kesime geçme süreleri ile ilgilidir. Bu veriler anahtarın ne kadar hızlı açma kapama yaptığını ve ne kadar süre ile komütasyon halinde kalacağını belirtir.

Güç anahtarı üzerinde oluşan kayıplar hem statik hem de dinamik çalışma durumunda meydana gelir. Çünkü güç akımı gerilimin çarpımı olduğundan akımla gerilimin aynı anda bulunduğu her durumda bulunur. Sonuçta bu güç ısı olarak ortaya çıkan bir enerjiyi gösterir ki bu da anahtarın ısınması anlamına gelir. Şimdi güç anahtarı kayıplarını matematiksel olarak inceleyelim.



İletime geçiş anındaki kayıpları W_{con} ;

$$W_{con} = V_d \cdot I_o \cdot t_{con} / 2 \quad ; \quad t_{con} = t_{ri} + t_{fu}$$

İletim kayıpları ; W_{on}

$$W_{on} = V_{on} \cdot I_o \cdot t_{on} \quad ; \quad t_{on} : \text{iletimde kaldığı süre}$$

Kesime geçiş kayıpları W_{coff} ;

$$W_{coff} = V_d \cdot I_o \cdot t_{coff} / 2 \quad ; \quad t_{coff} = t_{ru} + t_{fi}$$

İletime ve kesime geçiş anında oluşan kayıplar toplamına **anahtarlama kayıpları** denir. İletim süresince oluşan kayıplara ise **iletim kayıpları** denir.

Anahtarlama kayıplarının bir periyot boyunca ortalaması ise bize anahtarlama kayıp gücünü verir. P_s anahtarlama kayıp gücü olmak üzere ;

$$P_s = (W_{con} + W_{coff}) / T_s = V_d \cdot I_o \cdot f_s \cdot (t_{con} + t_{coff}) / 2$$

Bu anahtarlama kayıplarının anahtarlama frekansı ve açma kapama zamanları ile doğru orantılı olduğunu gösteren önemli bir sonuçtur.

Anahtarda oluşan güç kaybının ikinci önemli bileşeni iletim kayıplarıdır. (P_{on})

$$P_{on} = V_{on} \cdot I_o \cdot t_{on} / T_s \text{ olarak verilir.}$$

Kesim durumunda anahtardan akan akım ihmal edilecek kadar azdır. Bu yüzden kesim sırasında oluşan güç kayıpları genelde ihmal edilir.

$P_{kayıp} = P_s + P_{on}$ bize anahtarlarda oluşan toplam güç kaybını verir.

Isı transfer temelleri:

Eğer bir malzemenin iki ucu arasında sıcaklık farkı varsa sıcak taraftan soğuk tarafa doğru enerji akışı olacaktır. Birim zamanda akan enerji miktarı

$P = \lambda A \cdot \Delta T / d$ olarak verilir. Burada ΔT : iki uç arasındaki sıcaklık farkı, A : malzeme kesiti (m^2)

λ : ısı iletkenlik ($W/m^\circ C$), d : malzeme uzunluğu (m)

%90 saf alüminyum için $\lambda = 220 W/m^\circ C$ olur.

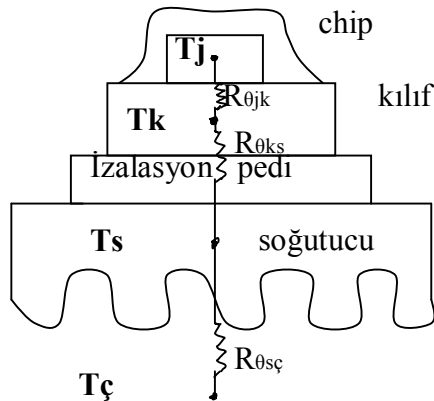
Bu bağıntı güç elektroniği soğutucu tasarımında kullanacağımız temel bağıntıdır. Bizim kullanacağımız şekliyle ;

$$P_{kayıp} = \Delta T / (d / \lambda a) = \Delta T / \Sigma R\theta$$

Burada $P_{kayıp}$ anahtarda oluşan toplam güç kayıpları

$$\Sigma R\theta = \text{Jonksiyon ile çevre arasındaki toplam termal direnç } (^\circ C / W)$$

Güç elektroniği anahtarlarında $P_{kayıp}$ kayıp ısı jonsiyonda üretilir. Jonksiyonla çevre arasında sadece soğutucu termal direnci değil, buna ilaveten başka termal dirençlerde mevcuttur.



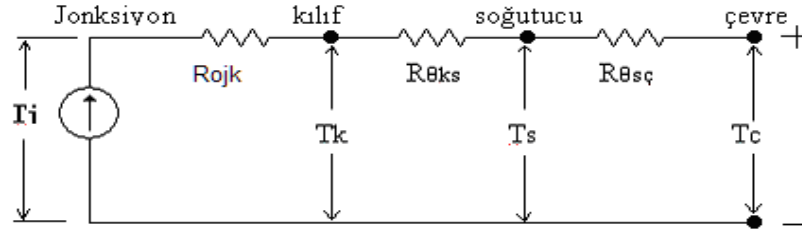
Jonksiyonda üretilen ısının çevreye atılana kadar karşılaştığı termal dirençlere $R_{\theta j\checkmark}$ dersek

$$R_{\theta j\checkmark} = R_{\theta jk} + R_{\theta ks} + R_{\theta s\checkmark}$$

Temel denklemleri tekrar yazarsak

$$P_{kayıp} = T_j - T_{\checkmark} / R_{\theta j\checkmark}$$

$$T_j = P_{kayıp} (R_{\theta jk} + R_{\theta ks} + R_{\theta s\checkmark}) + T_{\checkmark}$$



Örnek: $T_j = 125^\circ\text{C}$, $P_{\text{kayıp}} = 26\text{ W}$, $R_{\theta_{jk}} = 0.9^\circ\text{C} / \text{W}$
 $R_{\theta_{ks}} = 0.4^\circ\text{C} / \text{W}$, $T_{\c} = 55^\circ\text{C}$, $R_{\theta_{s\c}} = ?$
 $R_{\theta_{s\c}} = (125 - 55 / 26) - (0.9 + 0.4) = 1.39^\circ\text{C} / \text{W}$

Özetle soğutucu seçiminde izlenecek yol:

- 1) Anahtarlama ve iletim kayıplarını hesapla.
- 2) Katalogdan $R_{\theta_{jk}}$ ve $R_{\theta_{ks}}$ değerlerini bul.
- 3) Katalogdan $T_{j\text{max}}$ bul.
- 4) T_{\c} yi bul.
- 5) $R_{\theta_{s\c}}$ ' yi hesapla.
- 6) Soğutucu katalogunda $R_{\theta_{s\c}}$ yi veren soğutucuyu seç.

KAYNAK:

Motor Sürücü Devreleri Ders Notları