

MÜHAZİRƏ 1

GİRİŞ

Elektroenergetikada elektrik iki növ elektrik enerjisi mənbələri vardır: dəyişən cərəyan və sabit cərəyan. Ümumi istifadə üçün şəbəkə elektrik enerjisi əsas etibarlı ilə gərginliyin və tezliyin standart qiymətləri olmaqla (MDB ölkələrində 50 Hz, ABŞ, Kanada və Mərkəzi və Cənubi Amerika ölkələrinin yarısında 60 Hz) olmaqla elektrik stansiyalarında üçfazlı sinxron generatorlar vasitəsi ilə istehsal olunur. Avtonom elektrik təchizatı sistemlərində elektrik enerjisinin istehsal etmək üçün asinxron generatorlardan, bəzi hallarda yüksək tezlikli (400, 800, 1200 Hz) gərginlik istehsal etmək üçün xüsusi elektrik maşınlarından istifadə olunur.

İlkin sabit cərəyan mənbələri rolunu sabit cərəyan generatorları, akumulyatorlar, istilik elementləri, M/G – generatorları oynayırlar.

Mənbələrin iki növünə uyğun olaraq elektrik enerjisinin iki növ işlədiciləri – dəyişən cərəyan işlədiciləri (birfazlı və çoxfazlı) və sabit cərəyan və ya birtərəfli döyünən cərəyan işlədiciləri vardır.

Bir çox işlədicilər ümumi halda qeyristandart parametrləri (tənzim olunan gərginlikli, qeyristandart tezlikli, mənbədən fərqli müxtəlif sayda fazlı,) tələb edirlər. Ona görə generasiya olunan sabit parametrləri elektrik enerjisindən daha effektiv istifadə etmək üçün mənbə və qəbuledicilər arasında elektrik enerjisi çeviriciləri lazım olur. İnkişaf etmiş ölkələrdə istehsal olunan elektrik enerjinin 40 %-ə qədər istifadədən əvvəl çevrilmələrə məruz qalır.

Güc elektronika müasir dövrdə ən geniş yayılmış elm və texnika sahəsidir. Burada enerji çeviriciləri (çevrici qurğu və sistemlər), onların müxtəlif sxemləri, bu sxemlərdə baş verən elektromaqnit proseslərinin təhlili, idarə sistemləri və onların tətbiq sahələrindən bəhs edilir.

Elektrik enerji çeviriciləri dəyişən gərginliyi (cərəyanı) sabit gərginliyə (cərəyana) və əksinə, hər hansı bir tezlikli dəyişən gərginliyi başqa bir tezlikli

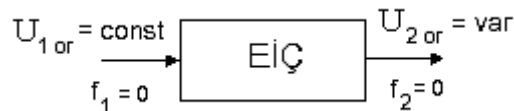
dəyişən gərginliyə, alçaq sabit gərginliyi yüksək sabit gərginliyə çevirən qurğulardır. Onlarda süzmə, cərəyan və gərginliyi stabilləşdirmə kimi vəsi-tələrdən istifadə olunur. Onların əsas xarakteristikaları faydalı iş əmsalı, güc əmsalı və digər energetik xarakteristikalardan ibarətdir.

Həmin elektrik enerji çeviricilərindən müasir dövrdə ən geniş yayılanı yarımkeçirici elektrik enerji çeviriciləridir. Digərlərilə müqayisədə onlar bir sıra üsünlüklərə malikdir: yüksək tənzimləmə xarakteristikalarına və energetik göstəricilərə, kiçik ölçü və kütləyə, sadə quruluşa, istismara etibar-lılığa və s. Bütün bunlarla yanaşı onlar güc dövrlərində cərəyanın kontaktsiz kommutasiyasını təmin edir.

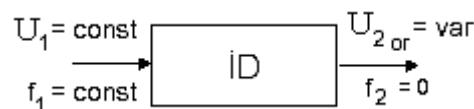
Qeyd etmək lazımdır ki, sabit gərginlik ($f=0$) orta U_{1or} , U_{2or} , dəyişən gərginlik ($f \neq 0$) isə təsiredici qiymətlərilə (U_1 , U_2) xarakterizə olunur.

Təsir prinsiplərinə görə bu çeviricilər aşağıdakı baza növlərinə bölünür:

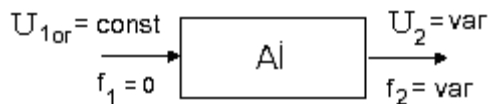
1. Eninə – impuls çeviricisi (EİÇ) - sabit qida gərginliyini ($U_{1or} = \text{const}$, $f_1 = 0$), çıxışında tənzimolunan sabit gərginliyə ($U_{2or} = \text{var}$, $f_2 = 0$) çevirir.



2. İdarəolunan düzləndiricilər (onların xüsusi halı idarəolunmayan düzləndiricilərdici) - dəyişən, adətən sabit təsiredici qiymətə (220 V) malik, $f_1 = 50$ Hz tezlikli sinusoidal gərginliyi, çıxışında tənzimolunan sabit gərginliyə ($U_{2or} = \text{var}$, $f_2 = 0$) çevirir.



3. Avtonom invertorlar – sabit qida gərginliyini ($U_{1or} = \text{const}$, $f_1 = 0$), çıxışında təsiredici qiyməti tənzimolunan dəyişən gərginliyə ($U_2 = \text{var}$, $f_2 = \text{var}$) çevirir.



4. Bilavasitə tezlik çeviricisi – dəyişən, adətən sabit təsiredici qiymətə (220 V) malik, $f_1 = 50$ Hz tezlikli gərginliyi, çıxışında təsiredici qiyməti və tezliyi tənzimolunan dəyişən gərginliyə ($U_2 = \text{var}$, $f_2 = \text{var}$) çevirir.



Elektrik enerji çeviriciləri ailəsinə daxil olan qurğulardan biri də yuxarıda qeyd olunduğu kimi düzləndiricilərdir.

MÜHAZİRƏ 2

TRANZİSTORLAR

Təyinatı və strukturu : təsnifatı

Tam klassik formada tranzistor üçqatlı yarım keçiricidir və bir yarımkeçirici kimi, gərəyan və gərginliyi gücləndirmək üçün tətbiq edirlər. Lakin, güc elektronikasında istifadə edilən tranzistorlar daha çoxqatlı struktura malik ola bilirlər və əksər hallarda elektron açarlar kimi tətbiq edirlər. Tiristorlar və diodlardan fərqli olaraq tranzistorlar üçün əks gərginliyin hər hansı formada tətbiqi qəbul edilməzdir və elə buna görə də güc dövrlərində tranzistor əks qoşulmuş diodla şuntlanır. Belə, diodlu tranzistor şərti olaraq, *tranzistorlu açar* adlanır.

Tranzistorlar iş prinsipinə görə bipolyar (cərəyanla idarə edilənlər) və unipolyar (elektrik sahəsi ilə idarə edilənlər, sahə) tranzistorlarına və izolə edilmiş idarəedicisi, yaxud bağlayıcısı olan bipolyar tranzistorlara- İGBT- tranzistorlarına (Insulated gate bipolar transistor) bölünürlər.

Bipolyar tranzistorlarda cərəyan həm elektronların, həm də deşiklərin hərəkəti ilə təyin edildiyi üçün belə adlanırlar. Sahə tranzistorlarında cərəyan axan kanal yalnız bir növ yükdaşıyıcıların hərəkəti ilə təyin edildiyi üçün unipolyar tranzistorlar adlanırlar.

İGBT isə hibrid tranzistorlar olub, hər iki növ tranzistorların müsbət xüsusiyyətlərini özündə cəmləşdirir.

Bipolyar tranzistorların strukturu ardıcıl olaraq $p-n-p$, yaxud $n-p-n$ formasında ola bilər. Qatların ardıcılığı tranzistorun keçirici tipini müəyyən edir. Orta qat *emitter*, *eyni tipli kənar qatlar isə emitter və kollektor adlanır*. Emitter yükdaşıyıcıların mənbəyi, kollektor isə onların qəbuledicisidir.

Sahə, yaxud unipolyar tranzistorlar iş prinsipinə görə $p-n$ keçidli (J-FET) və metal-dielektrik-yarımkeçirici (MOSFET) tranzistorlara bölünürlər. Elektrodları: G-gate (idarəedici, bağlayıcı), S-source (mənbə) və D-drain (mənsəb) kimi işarə edilir.

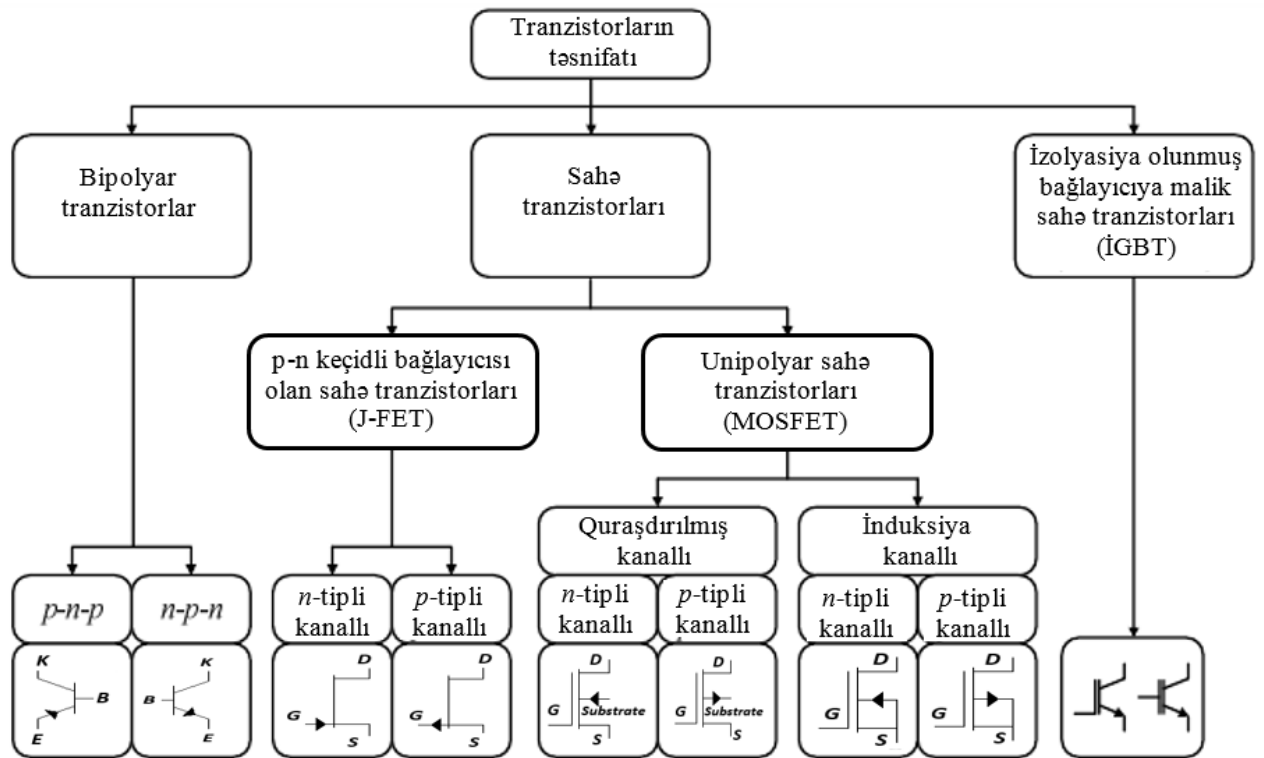
Cərəyanın axdığı kanalın formalaşmasından asılı olaraq J-FET tranzistorlar p - və n -kanallı ola bilərlər.

Eynilə, J-FET kimi, p - və n -kanallı olan MOSFET tranzistorlar quraşdırılmış kanallı və induksiyaalanmış kanallı növlərə bölünürlər. İnduksiyaalanmış MOSFET tranzistorlar o vaxt açılır ki, onların idarəedici elektroduna yalnız müsbət, yaxud da yalnız mənfəi polyarlıqlı gərginlik verildikdə açılır. Bu gərginlik astana gərginliyi adlanır, idarəedici və mənbə elektrodları arasındakı gərginliyin elə bir qiymətidir ki, bu qiymətdə tranzistor açılır və ondan mənsəb cərəyanı axır. Astana gərginliyinin polyarlığı isə kanalın tipindən asılıdır: p -kanallı tranzistor üçün mənfəi, n -kanallı tranzistor üçün isə müsbət polyarlıqlı astana gərginliyi tətbiq edilməlidir.

Quraşdırılmış, n -kanallı MOSFET tranzistoru astana gərginliyinin “0” qiymətində artıq aşığıdır. Mənfəi polaylıqlı gərginlikdə yenə də açıq qalsa da nisbətən az cərəyan buraxır. Müsbət polaylıqlı gərginlikdə isə tranzistor dəfələrlə çox mənsəb cərəyanı buraxır.

Bəzən, texniki ədəbiyyatlarda və bu mövzuda olan İnternet saytlarında dördüncü elektrodu da olan MOSFET tranzistorlara rast gəlinir. Hər şeydən əvvəl bilmək lazımdır ki, bunlar metal-oksid-yarımkeçirici tərkibli tranzistorlardır. Dördüncü elektrod isə substrate, lövhəcik deməkdir və sadəcə vizual model yaratma məqsədilə işarə edilir. Metal-oksid-yarımkeçirici tərkibli MOSFET tranzistorunu hazırlayarkən, lövhəcik adətən, mənbə ilə birləşdirilir. Yüksək güclü MOSFET tranzistorlarında lövhəciyi mənbə ilə birləşdirməkdə məqsəd bu növ tranzistorlar üçün çox tipik olan “parazit bipolyar tranzistoru” zərzərsizləşdirməkdir. Lövhəciyi mənbə ilə birləşdirdikdə, parazit tranzistorun emitteri ilə bazası birləşmiş olur, və beləliklə də parazit tranzistor bağlanmış olur.

Təsnifatı



E-emitter; B-baza; K-kollektor; S-source(mənbə); D-drain(mənsəb); G-gate (idarə, bağlayıcı); Substrate- lövhəcik (n-, yaxud p-kanallı)

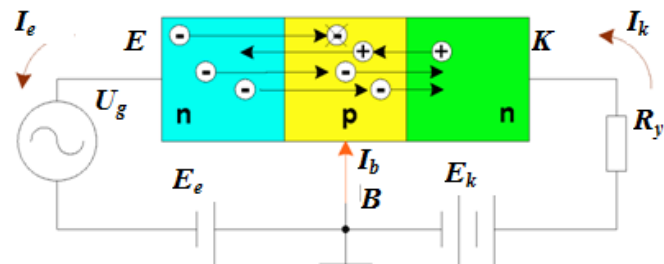
Bipolyar tranzistorun işləmə prinsipi

İlk tranzistorların hazırlanması üçün yarımkəçirici material kimi metallik germaniumdan istifadə edilirdi. 2015-ci ildən başlayaraq bu məqsədlə əsasən monokristal silisiumdan və monokristal qallium-arseniddən istifadə edilir. Xüsusi ilə qallium-arseniddən hazırlanan yarımkəçiricilər daha yüksək cəldliyə malikdər. Bipolyar tranzistor (BT) эмиттера E (E), baza B (B) və kollektor adlanan C (K) üç elektroda malikdir. Yükdaşıyıcı qatların düzülməsi ardıcılığından asılı olaraq BT $n-p-n$ (emitter – n -qat, baza – p -qat, kollektor – n - qat) və $p-n-p$ (emitter – p -qat, baza – n -qat, kollektor – p - qat) tipli tranzistorlara bölünürlər.

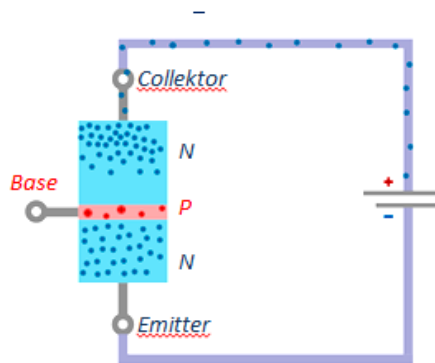
Baza



qatı



emitter və kollektor qatları arasında yerləşir və nisbətən böyük elektrik müqavimətinə malik olurlar. Emitter-baza kontakt səthinin sahəsi kollektor-baza kontakt səthinin sahəsindən nisbətən kiçikdir. Kollektor-baza kontakt səthinin sahəsinin böyük olması həm bu hissədə daha çox ayrılan istiliyin daha effektiv kənarlaşdırılması üçün, həm də qeyri-əsas yükdaşıyıcıların səthi sıxlığını azaltmaq üçün münasib hesab edilir. Güc elektronikasında və tənzimlənən elektrik intiqallarında tranzistorlar böyük güclü dövrlərin elektron açarları kimi və idarəetmə sxemlərində isə gərginlik və cərəyan gücləndiricisi kimi tətbiq edilir. BT gücləndirici kimi işləyərkən, emitter keçidi açıq, kollektor keçidi isə bağlıdır. Bu məqsədlə elektrodlar qidalanma mənbələrinə müvafiq qayda üzrə qoşulmalıdırlar. Emitter keçidi açıq olduğu üçün keçiddən emitter cərəyanı axacaq (I_e). Bu cərəyanı yaradan isə elektronların bazaya dəşiklərin isə emitterə axınlı hərəkətidir. Yəni emitter cərəyanı ikitəşkilediciyə malikdir. Uyğun olaraq baza cərəyanını (I_b) və kollektor cərəyanını (I_k) da bənzərə alsaq, bu rehimin əsas cərəyanlar tənliyi : $I_e = I_b + I_k$. BT-nin cərəyanı görə güclənmə əmsalı α ilə işarə edilir və $\alpha = I_k / I_e$. Kollektorda olan dəşiklər bazaya hərəkət edərək əks kollektor cərəyanını yaradacaq (I_{k0}) : $I_k = \alpha \cdot I_e + I_{k0}$

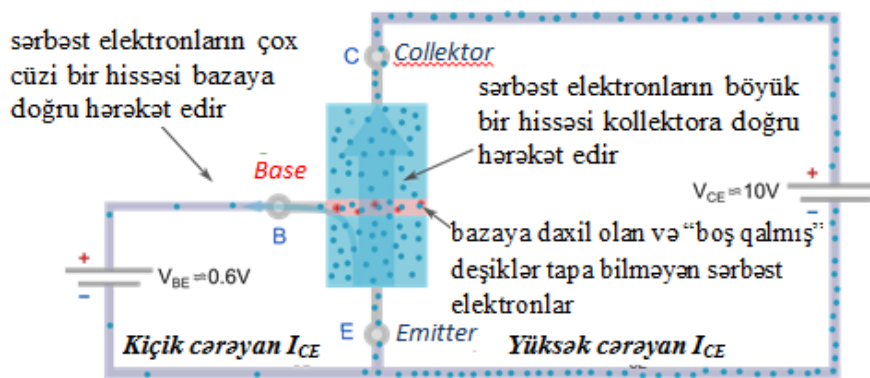


Kollektor-emitter dövrəsinə V_{CE} gərginliyi tətbiq edilərsə, onun təsiri altında n qatının elektronları mənbənin müsbətinə doğru hərəkət edib kollektora yığılacaq. Lakin, kollektor-emitter cərəyanı axmayacaq, belə ki, gərginlik mənbəyinin elektrik sahəsi emitteri əhatə edə bilmir.

Baza emitter dövrəsinə də gərginlik tətbiq etdikdə (V_{BE} və $V_{BE} \ll V_{CE}$) nazik P qatı mənbənin elektrik sahəsinin emitteri əhatə etməsinə mane ola bilməyəcək. Ona görə də elektronlar bazaya doğru hərəkət edəcək. Məlum olduğu kimi, onların bir qismi dəşikləri “dolduracaq”. Amma, dəşiklərin konsentrasiyası elektronların konsentrasiyasından dəfələrlə az olduğu üçün emitterin n qatından bazaya daxil olan elektronların böyük bir qismi baza qatında “boş qalmış” dəşiklər tapa bilməyəcək, beləliklə də baza qatında sərbəst elektronlar toplanacaq.

Həm baza qatının nisbətən, çox nazik olması, həm də kollektor –emitter gərginliyinin daya yüksək olması səbəbindən bazada toplanmış sərbəst elektronların

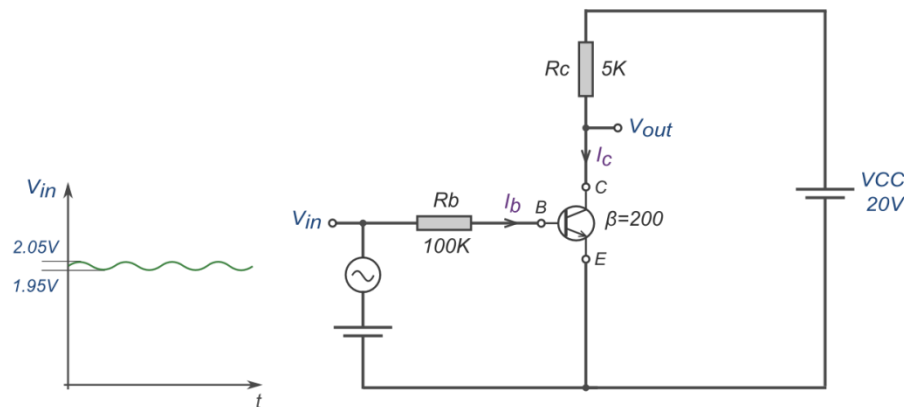
əksər hissəsi kollektora doğru hərəkət edəcək. Lakin, çox ehtimal ki, bazaya yığılmış



sərbəst elektronların çox cüzi bir hissəsi hər halda, bazaya doğru hərəkət edəcək.

Beləliklə, gərginlik mənbələrinin qoşulması ilə BT strukturunda iki

cərəyan yaranacaq: nisbətən, çox kiçik olan baza-emitter cərəyanı- I_{BE} , və nisbətən, çox böyük olan kollektor -emitter cərəyanı- I_{CE}



P qatına düşən U_{BE} gərginliyi artarsa, burada yığılan sərbəst elektronların miqdarı artacaq, bu isə deməkdir ki, həm I_{BE} həm də I_{CE} cərəyanları artacaq. Beləliklə, baza cərəyanının cüzi artımı ilə kollektor cərəyanının güclü artımı mümkün olacaq. Bu fiziki proseslər nəticəsində BT *gücləndirici rejimində işləməyə başlayır*. I_{BE} və I_{CE} cərəyanlarının nisbəti BT-li gücləndiricinin cərəyanı görə gücləndirmə əmsalı adlanır və β , h_{fe} yaxud h_{21} ilə işarə edilir : $\beta = I_{CE} / I_{BE}$

BT üzərində qurulan gücləndiricilər güc elektronikasısı yarımkeçiricilərinin idarəetmə sxemlərində tətbiq edilir. Ümumi emitterli qoşulma prinsipli sadə gücləndiricidə güclənmə əmsalı 200 olan tranzistordan istifadə edilmişdir ($\beta = 200$), sxemdə istifadə edilən gərginlik mənbələri : $U_{CE}=20$ V, $U_{BE}=2$ V. Bazaya, sxemin girişinə qoşulmuş dəyişən cərəyanın amplitudu 0.1 V. Gücləndirici bu siqnalı gücləndirəcək. Baza dövrəsinə qoşulmuş R_b dəyişən cərəyan mənbəyindən daxil olan cərəyanın qiymətini məhdudlaşdırmaq üçündür.

Gücləndiricinin baza cərəyanı I_B girişə dəyişən cərəyan gərginliyi qoşulduğu üçün iki qiymətdə hesablanmalıdır: I_{Bmin} , I_{Bmax} . Həmçinin, U_{BE} gərginliyi də məlum olmalıdır. Baza və emitter arasında olan bir p-n keçidini ekvivalent olaraq, bir diod kimi qəbul edilsə və U_{BE} gərginliyinin bu ekvivalent diod üçün düz gərginlik olduğu nəzərə alınsa $U_{BE}=0.6$ V. Sxem ümumi emitterli sxem olduğu üçün: $U_B=U_{BE}=0.6$ V.

Beləliklə, Om qanununa görə I_{Bmin} , I_{Bmax} cərəyanları, $\beta = 200$ olduğunu nəzərə almaqla isə I_{Cmin} , I_{Cmax} cərəyanlarını hesablamaq olar:

$$I_{Bmax} = I_{Rbmax} = \frac{V_{Rbmax}}{R_b} = \frac{V_{inmax} - V_b}{R_b} = \frac{2.05 - 0.6}{100K} = 14.5[\mu A]$$

$$I_{Bmin} = I_{Rbmin} = \frac{V_{Rbmin}}{R_b} = \frac{V_{inmin} - V_b}{R_b} = \frac{1.95 - 0.6}{100K} = 13.5[\mu A]$$

$$I_c = \beta \cdot I_b$$

$$I_{Cmax} = \beta \cdot I_{Bmax} = 14.5\mu \cdot 200 = 2.9[mA]$$

$$I_{Cmin} = \beta \cdot I_{Bmin} = 13.5\mu \cdot 200 = 2.7[mA]$$

Gərginliklər balans tənliyinə görə isə çıxış gərginliyi : $V_{out} = V_c = VCC - V_{Rc}$.

$$V_{outmax} = V_{cmax} = VCC - I_{Cmax} \cdot R_c = 20 - 2.9m \cdot 5K = 5.5[V]$$

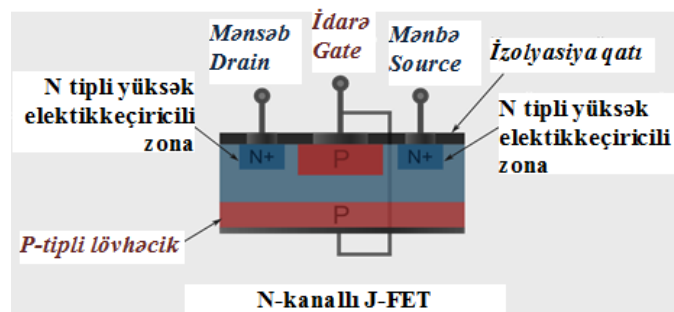
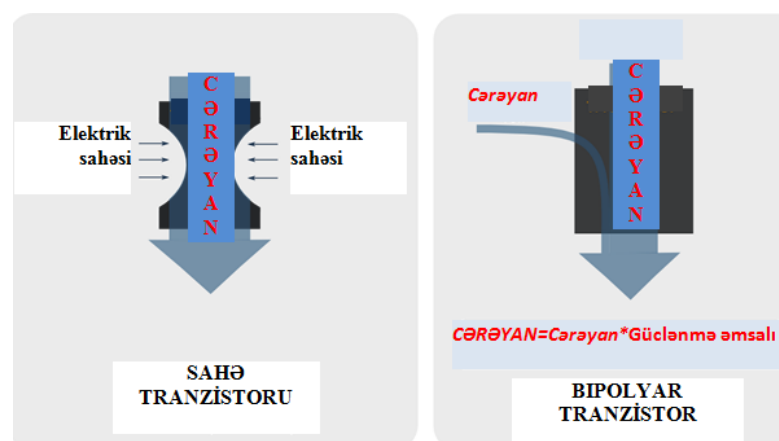
$$V_{outmin} = V_{cmin} = VCC - I_{Cmin} \cdot R_c = 20 - 2.7m \cdot 5K = 6.5[V]$$

$V_{out} = 6.5 - 5.5 = 1V$. Giriş gərginliyi təxminən 10 dəfə gücləndirildi.

Sahə tranzistorunun işləmə prinsipi (FET).

Sahə tranzistoru (ST) elə tranzistordur ki, axan cərəyan elektrik sahəsinin vasitədi ilə idarə edilir. Yəni BT cərəyanla, ST isə gərginliklə idarə edilir. Bu isə o deməkdir ki, ST BT-ə nəzərən, dəfələrlə çox böyük giriş müqavimətinə malikdir.

Təsnifatdan məlumdur ki, ST (FET-: Field-Effect-Transistors) p və n-kanallı (J-FET, J-junction), bir də izolyasiyalı idarəedicisi olan (MOSFET, MOS-Metal-Oxid-Semiconductor) növlərə bölünürlər. n- və p-kanallı ST-nin (J-FET) iş prinsipləri tamamilə eynidir, fərq yalnız yükdaşıyıcıların elektronlar, yaxud dəşiklər olmasıdır.

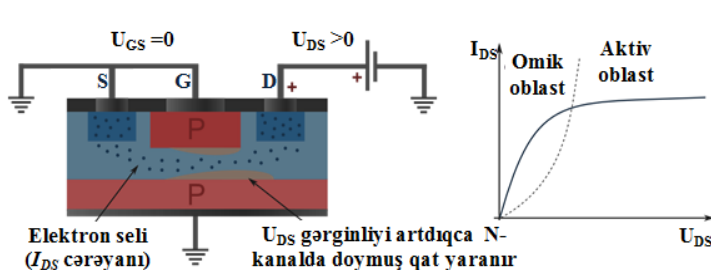


J-FET quruluşu

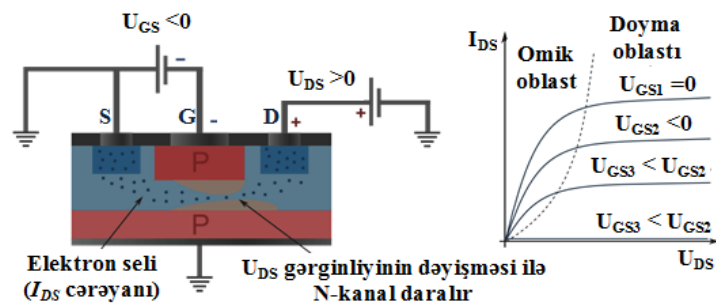
N-kanallı J-FET quruluşundan görüldüyü kimi yarımkəçirici oblast iki P-tipli zona arasında formalaşır. N-kanalının əvvəlinə və sonuna birləşən elektrodlar uyğun olaraq, Mənbə (Source) və Mənsəb(Drain) adlanır (Bundan sonra : S və D, uyğun olaraq). P-tipli keçirici zonalar qısa qapanaraq İdarəedici, yaxud Bağlayıcı (Gate) elektroduna birləşir (bundan sonra G). S və D elektrodları qarşısında N tipli yüksək elektrikkeçiricili zonaların yaradılması elektronların güclü konsentrasiyasını müəyyən edir ki, bu da kanalın keçiriciliyini artırmaqla yanaşı, həm də parazit p-n keçidlərinin yaranmasının qarşısını alır. S və D elektrodlarının yeri şərtidir. J-FET elektrik dövrəsinə qoşulduqdan sonra elektrodlar cərəyanın istiqamətindən asılı olaraq müəyyən edilir.

J-FET işləməsi

G bağlayıcısında gərginlik: $U_{GS} = 0$, D mənsəbi qidalandırıcının müsbətinə, S mənbəyini yerə qoşulmuşdur. U_{DS} gərginliyini tədricən artırıqda, nə qədər ki, o hələ kiçik qiymətlərdədir, N-kanalının eni maksimaldır. Bu zaman J-FET özünü adi omik keçirici kimi aparır, yəni gərginlik artdıqca, kanaldan axan cərəyan artır. Bu hal və uyğun gərginlik-cərəyan oblastı omik hal və omik oblast adlanır. J-FET-in çıxış dövrəsinin VAX-ı müəyyən şərtlər daxilində xəttidir.



$U_{GS} = 0$ olduqda JFET-in iş prinsipi



$U_{GS} < 0$ olduqda JFET-in iş prinsipi

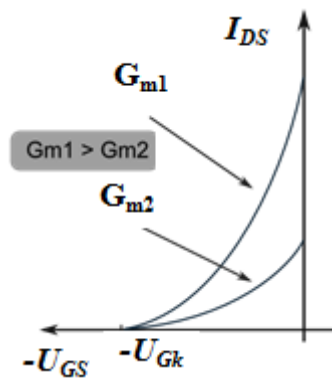
U_{DS} gərginliyinin növbəti artımlarında P-N keçidində doymuş qat yarandığı üçün sərbəst elektronların sayı azalır. Doymuş qat qeyri-simmetrik böyüyür və daha çox mənsəbə tərəf yayılır, səbəb- D mənsəbinə tətbiq edilən müsbət gərginlikdir. Nəticədə n-kanalının ensizləşir və elə bir vəziyyət yaranır ki, U_{DS} gərginliyinin artmaqda davam etməsinə baxmayaraq I_{DS} cərəyanının artım sürəti azalır və çox cüzi olur. Bu hal doymuş hal adlanır, xarakteristikanın müvafiq hissəsi də doymuş oblast adlanır.

J-FET-in doymuş halında D bağlayıcısına azca mənfi U_{GS} gərginliyi tətbiq edilərsə n-kanalının ensizləşməyi davam edəcək və cərəyanının qiyməti azalacaq. mənfi U_{GS} gərginliyini o qədər artırmaq olar ki, N-kanalı tamam bağlansın və

tranzistordan sərəyan axmasının : $I_{DS}=0$. Bağlayıcının gərginliyinin cərəyanı kəsmə qiymətinə kəsmə gərginliyi deyilir: $U_{GS}=U_{Gk}$

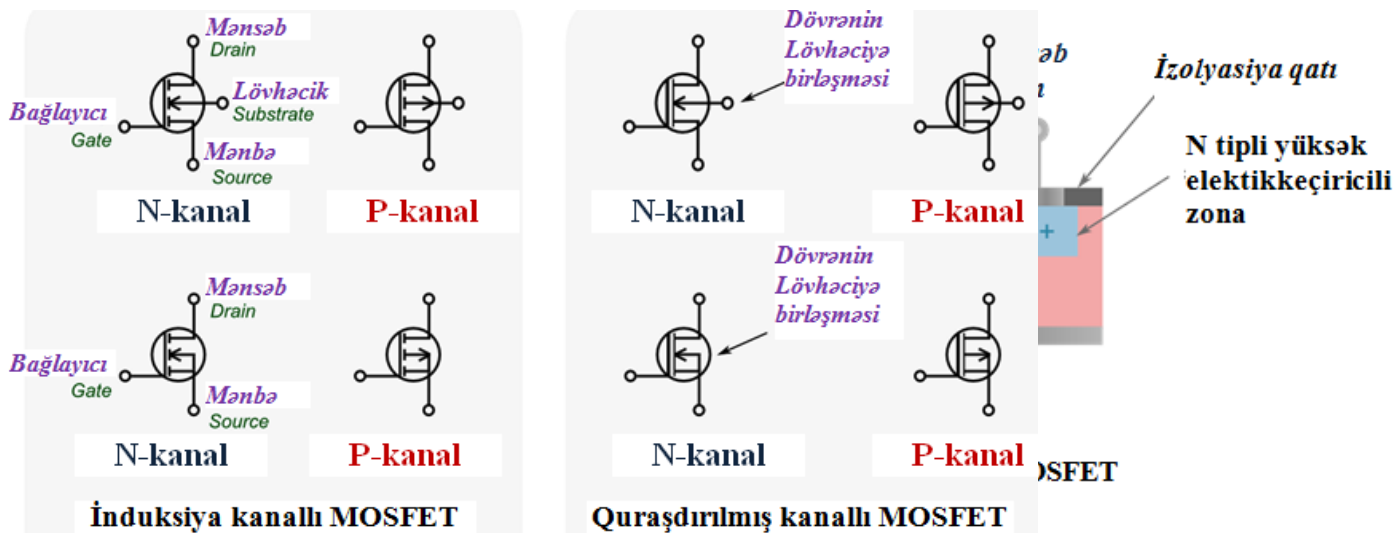
Beləliklə J-FET gücləndirici kimi yalnız doyma halında istifadə edilir, çünki, yalnız doymuş J-FET-də bağlayıcı gərginliyin cüzi dəyişmələri tranzistorunu cərəyanını nisbətən böyük qiymətlərdə dəyişir. Gücləndirici kimi xüsusiyyətləri mənəsb-bağlayıcı xarakteristika ilə müəyyən edilir (Mutual Transconductance): $I_{DS} = f(U_{GS})$, S və G_m ilə işarə edilir, mA/V ilə ölçülür.

J-FET-in müsbət cəhətli : giriş müqavimətinin çox yüksək olması, *mənfi cəhəti* : gərginliyə görə nisbətən kiçik güclənmə əmsalına malik olmasıdır



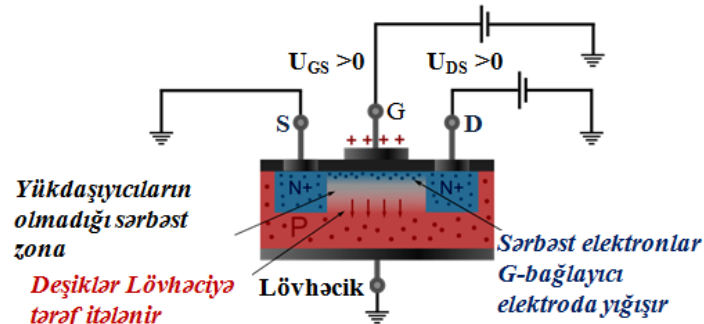
Bağlayıcısı izolə edilmiş sahə tranzistorları - MOSFET

Bu tranzistorlar da FET ailəsinə mənsubdurlar. Lakin MOSFET –də G-bağlayıcı elektrodu ilə keçirici P(N)-kanal arasında elektrik izolyasiyası olduğu üçün giriş müqaviməti dəfələrlə yüksəkdir.



İnduktivləşmiş N-kanallı MOSFET-in işləməsi.

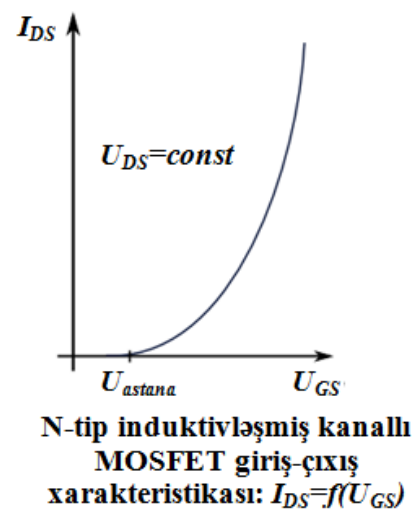
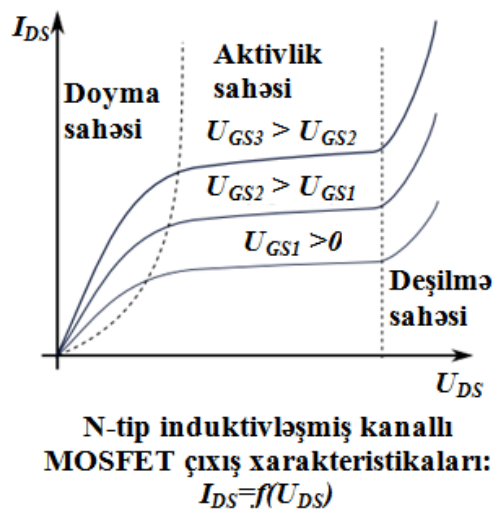
D mənsəbi ilə S mənbəyi arasında gərginliyin polyarlığı istənilən ola bilər. Belə ki, N zonaları arasında elektronların keçidini buraxmayan P-zona yerləşir. Əgər G-bağlayıcı elektroduna S elektroduna nəzərən müsbət potensial verilsə - $U_{GS} > 0$, yaranan elektrik sahəsinin təsiri altında deşiklər P-zonasından Lövhəciyə doğru itələnir. Bu minvalla, G elektrodu altında deşiklərin sıxlığı azaldıqca, müsbət potensialın cəzbətməsi ilə oraya yığışan elektronların sıxlığı artır. U_{GS} gərginliyinin elə qiyməti var ki, hansına ki, astana qiyməti deyilir, G elektrodu altında deşiklərin sıxlığı oraya yığışan elektronların sıxlığına bərabərləşir. Mənbə ilə mənsəb arasında nazik N-tipli keçirici kanal yaranır və bu kanaldan I_{DS} cərəyanı axır. Aydın ki, U_{GS} gərginliyinin qiyməti artdıqca N-tipli keçirici kanalın da eni artacaq və deməli daha çox I_{DS} cərəyanı axacaq. Belə rejim MOSFET-in zənginləşmə rejimi adlanır.



N-tip induktivləşmiş kanallı MOSFET-in işləməsi

İnduktivləşmiş N-kanallı MOSFET VAX

İnduktivləşmiş N-kanallı MOSFET-in VAX-1 idarəedici PN-keçidli FET VAX-na çox bənzəyir. İki əsas xarakteristikaya baxılır: $U_{GS} > 0$ gərginliyinin müxtəlif qiymətlərində çıxış xarakteristikaları: $I_{DS} = f(U_{DS})$ və giriş-çıkış xarakteristikası: $I_{DS} = f(U_{GS})$. Çıxış xarakteristikasının doyma sahəsi adlanan



hissəsində yükdaşıyıcıların yığışması baş verir, bu sahənin bir başqa adı da Omik sahədir. Aktivlik sahəsində artıq yükdaşıyıcılarla doyma halıdır və I_{DS} -mənbə-mənsəb cərəyanının artım sürəti çox cüzdür. Yəni N-kanalı maksimum enliləşmişdir, artıq çıxış cərəyanını praktiki olaraq sabit götürmək olar. Lakin, U_{DS} -mənsəb gərginliyinin elə bir qiyməti var ki (bu gərginlik PN-keçidinin deşilməsi gərginliyidir və MOSFET üçün sıradan çıxma qarşısında bir astana gərginliyi kimi də qəbul edilə bilər), bu qiymətdən sonrakı artımlarda

yarımkeçirici cihaz deyilir, yarımkeçirici kimi sıradan çıxır və adi omik keçiriciyə çevrilir.

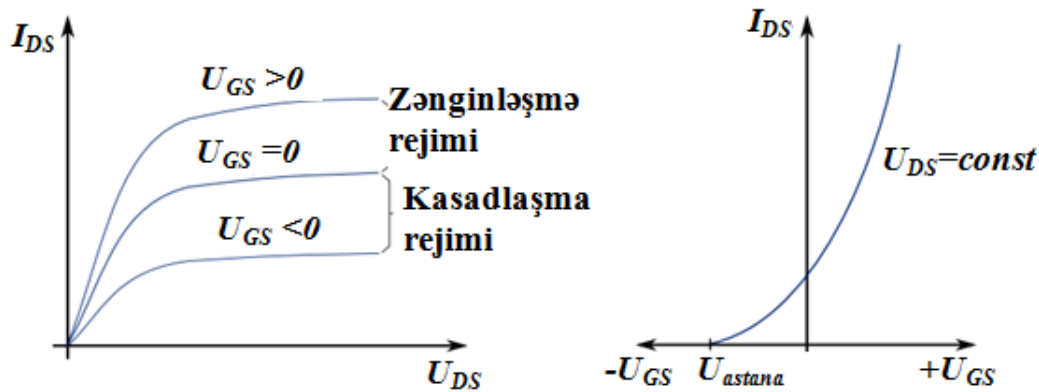
Quraşdırılmış kanallı MOSFET.

Fiziki quruluşuna görə quraşdırılmış kanallı MOSFET induktivləşmiş kanallıdan yalnız onunla fərqlənir ki, mənsəb və mənbə arasında keçirici kanal var. Bu tip MOSFET-i işə

qoşmaq üçün əvvəlcə, $U_{GS}=0$ şərtində (yəni bağlayıcı elektroda heç nə qoşulmur) mənbə-mənsəb elektrodlarına istənilən polyarlıqlı gərginlik qoşaq- U_{DS} .

Kanal birbaşa mənbə-

mənsəb arasına qoşulduğu üçün, ondan cərəyan axmağa başlayacaq (elektronlar seli). Sonra isə bağlayıcı polyarlığı mənfi olan U_{GS} gərginliyini tətbiq etsək, kanalda eninə elektrik sahəsi yaranacaq. Bu sahə elektronları Lövhəciyə doğru itələməyə başlayacaq. Kanalda elektronların sayı azaldığı üçün onun müqaviməti azalacaq və axan I_{DS} cərəyanı azalmağa başlayacaq. Mənbəyə nəzərən, mənfi polyarlıqlı U_{GS} gərginliyi artdıqca I_{DS} də azalır və MOSFET üçün *kasadlaşmış hal* yaranır. İndi isə U_{GS} gərginliyinin polyarlığını mənbəyə nəzərən, mənfidən müsbətə dəyişsək, Bağlayıcı elektrod mənbə və mənsəb tərəflərinin, eləcə də lövhəciyə yığılmış elektronları cəzb edərək kanalın keçiriciliyini yaxşılaşdıracaq və I_{DS} də artacaq. Beləliklə də MOSFET üçün *zənginləşmiş hal* yaranır. Beləliklə, MOSFET iki iş rejiminə malikdir: kasadlaşma və zənginləşmə iş rejimləri.



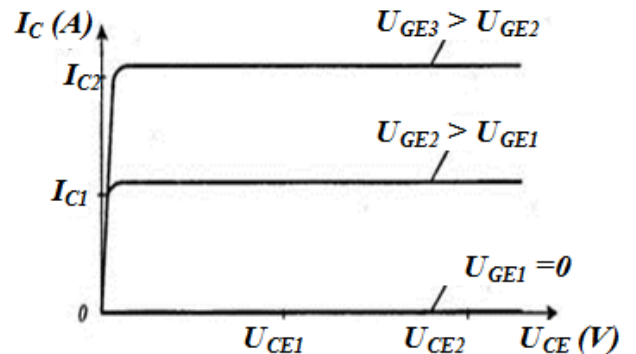
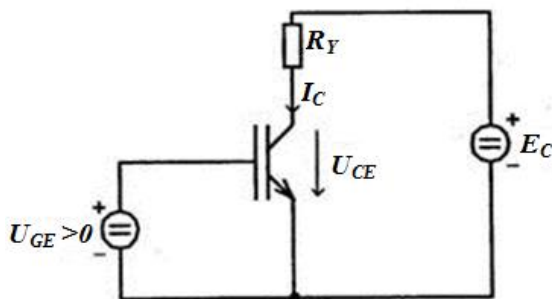
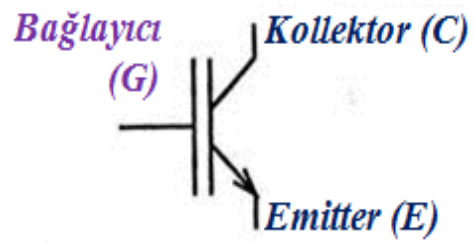
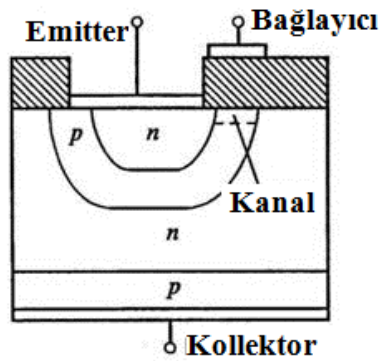
MÜHAZİRƏ 3 İGBT tranzistorları

Bu tranzistorlar (**IGBT-Insulated Gate Bipolar Transistor**) BT və ST texnologiyalarının birləşməsindən yaranmışdır: G bağlayıcısı izolə olunmuş, emitter və kollektor kimi elektrodlara malikdir. Məqsəd hər iki növ tranzistorlarının müsbət xüsusiyyətlərini özündə cəmləşdirən daha mükəmməl tranzistor növü yaratmaqdır. İGBT tranzistorları, həqiqətən də ST-nin, çıxış xarakteristikası isə BT-nin xarakteristikasıdır. Ona görə də onlar yüksək cəldliyə malik, yüksək güclü elektron açarlar kimi güc elektronikasısı dövrələrində çox geniş tətbiq edirlər. Belə ki, tipik olan göstəricilərə görə, 0,2-0,4 mks qədər qoşulma, 0,2-1,5 mks qədər açılma qoşulma müddətlərinə malik olub 3,5 kV gərginliklə, 1200 a-A qədər cərəyanla işləyə bilirlər. Belə yüksək işçi elektrik parametrlərinə malik olan IGBT-tranzistorlarının daxili gərginlik düşgülləri 1,5-5 V arasında olur.



İGBT strukturu nisbətən mürəkkəbdir. Çünkü, burada p-n-p tipli ST strukturu onu idarə etmək üçün nəzərdə tutulan n-kanallı MOSFET strukturu kombinasiy edilmişdir.

Giriş dövrəsinin ST strukturu ilə yaradılması cərəyanın elektrik sahəsi vasitəsi ilə idarə edilməsini təmin edir. Çıxış dövrəsinin BT strukturu isə elektrik yükdaşıyıcıların injeksiyasını idarə edilməsini təmin edir. P-tipli yarımkəçirici qatın əlavə edilməsi ilə əlavə p-n-p strukturu da yaranır və beləliklə. İGBT strukturunda iki ST strukturu formalaşır: n-p-n və p-n-p.

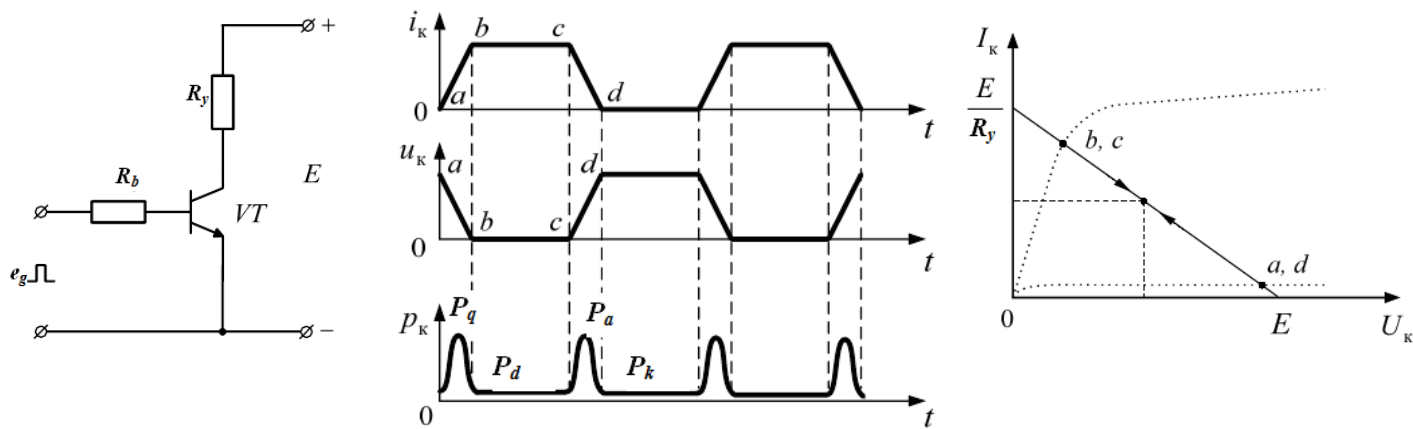


Tranzistorların elektron açar iş rejimləri

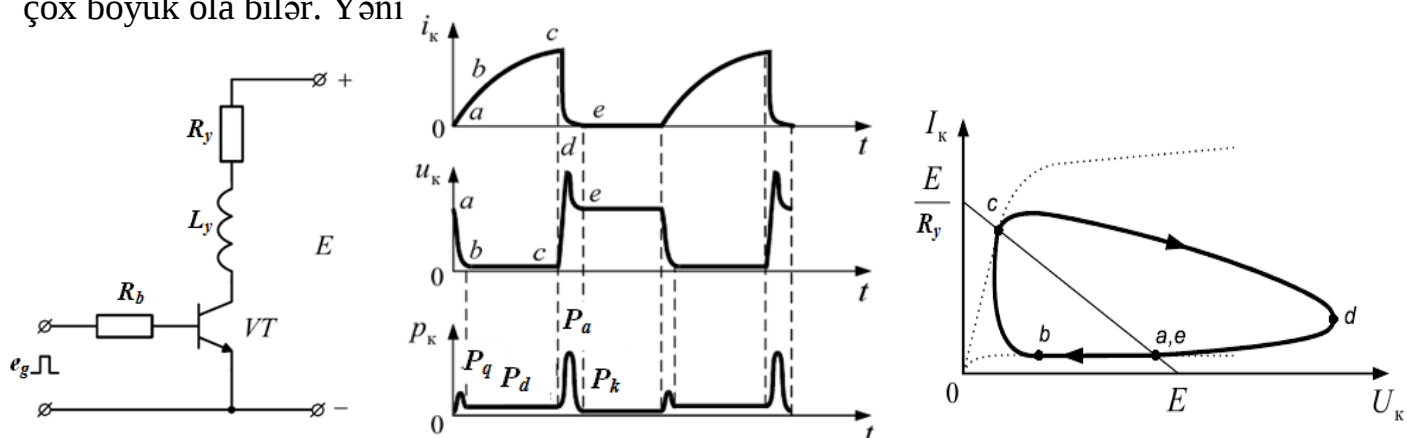
Güc elektronikasısı sxemlərində enerji çevrilməsi prosesində bilavasitə iştirak edən tranzistorlar güc tranzistorları adlanır və onlar bir qayda olaraq elektron açar rejimində işləyirlər.

Elektron açar rejimində işləyən tranzistor yalnız iki işçi nöqtəyə malikdir: kəsilmə və doyma nöqtələri. Kəsilmə işçi nöqtəsində (vəziyyətində) tranzistor bağlıdır. Ona görə də kollektor cərəyanı çox kiçikdir, tətbiq edilən gərginlik hər nə qədər çox olsa belə, tranzistorda olan güc cüzdür. Doyma nöqtəsində tranzistor açıq olduğu üçün ona düşən gərginlik düşgüsü çox kiçikdir, ona görə də itkilər də nəzərə alınmayacaq qədər az olur. Yəni, ST-nin elektron açar rejimi onun gücləndirici iş rejiminə nisbətən energetik nöqteyi-nəzərinə sərfəli rejimdir. Elektron açar rejimində işləyən istənilən növ tranzistorlar üçün əks gərginliyin hər hansı formada tətbiqi yolverilməzdir və buna görə də onlar əks qoşulmuş diodla şuntlanırlar.

Aktiv yüklənmiş BT-nin diaqramlarından göründüyü kimi *abcd* işçi nöqtələri yük cərəyanında və çıxış gərginliyində (U_k) zamana görə bir-birlərini təkrarlayan nöqtələr olub, tranzistorun qoşulması və bağlanması proseslərini əks etdirirlər.

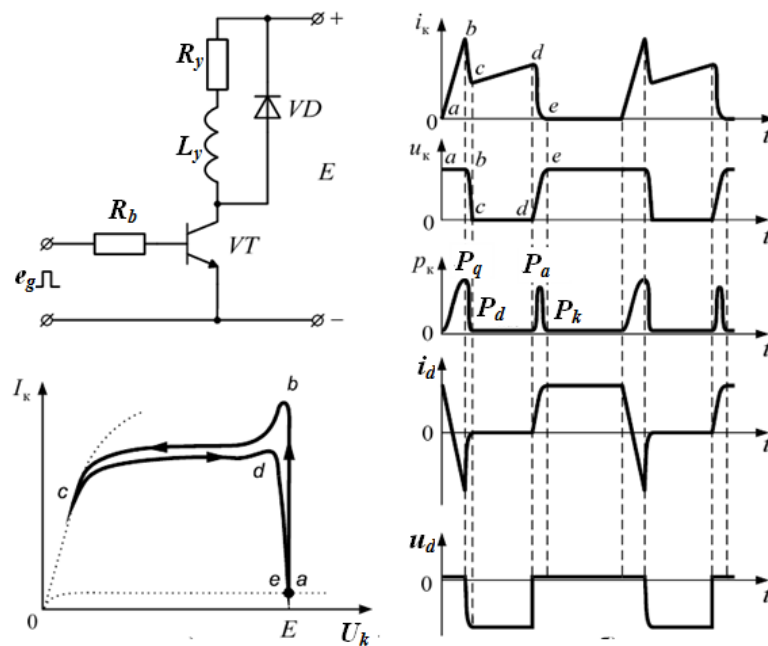


Aktiv –induktiv yüklənmiş BT-nin diaqramlarından göründüyü kimi *abcd* işçi nöqtələri yük cərəyanında və çıxış gərginliyində (U_k) zamana görə bir-birlərini təkrarlayan nöqtələr olub, tranzistorun qoşulması və bağlanması proseslərini əks etdirirlər. Belə yüklənmiş BT-nin kommutasiya itkiləri açılma zamanı nisbətən kiçik olsa da, bağlanması zamanı yaranan ifrat gərginliyin səbəbindən dəfələrlə çox böyük ola bilər. Yəni

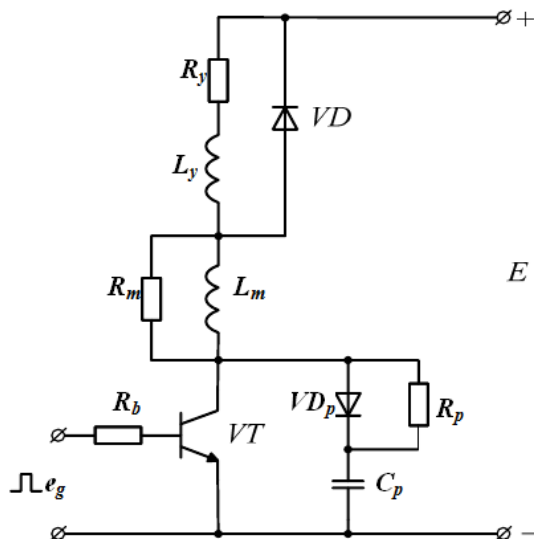


sıradan çıxarılır. Bunun qarşısını almaq məqsədi ilə diod şuntlamasından istifadə edilir.

Diodla şuntlanmış aktiv –induktiv yüklə yüklənmiş BT-nin diaqramlarından göründüyü kimi *abcd* işçi nöqtələri yük cərəyanında və çıxış gərginliyində (U_k) zamana görə bir-birlərini təkrarlayan nöqtələr olub, tranzistorun qoşulması və bağlanması proseslərini əks etdirirlər. Belə yüklənmiş BT-nin kommutasiya itkiləri bağlanması zamanı nisbətən kiçik olsa da, açılma zamanı nisbətən çox olur. Çünki şuntlayıcı diod, dövrədə induktivliyin olması səbəbindən ani olaraq bağlanma bilmir və $E - VD - VT$ dövrəsində axan impuls cərəyanı yük cərəyanından dəfələrlə çox olur.



Mühafizə olunmuş BT açar sxemində $R_m L_m$ qapalı konturu kollektor dövrəsinə əlavə edilmiş, $R_p VD_p C_p$ qarışıq birləşməsi isə VT tranzistorunun özünə paralel qoşulmuşdur. L_m induktivliyi kiçik qiymətli olub tranzistorun qoşulması zamanı yaranan böyük impuls cərəyanının qiymətini məhdudlaşdırmaq, R_m müqaviməti isə L_y induktivliyində yığılmış enerjini boşaltmaq üçündür. $VD_p C_{mp}$ qarışıq birləşməsi isə cərəyanın kəsilməsi zamanı yaranan ifrat gərginliklərin qarşısını almaq məqsədilə daxil edilmişdir. C_p kondensatoru tranzistorda gərginliyin artım sürətini azaltmaq üçün, VD_p tranzistor işə qoşulan zaman (başqa sözlə açar qapanan zaman) C_p kondensatorunun ani boşalmasını qarşısını almaq üçün, R_p rezistoru isə kondensatorun boşalmasını təmin etmək üçün dövrəyə əlavə edilmişdir.



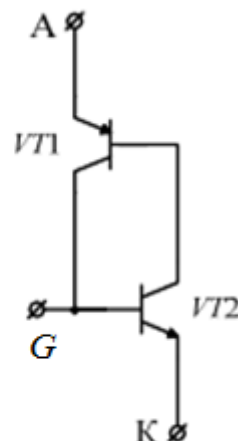
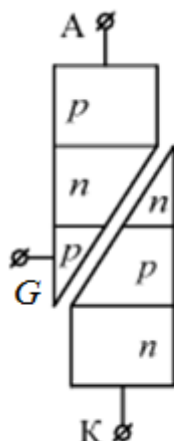
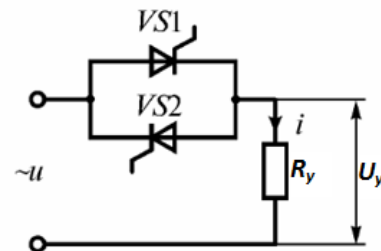
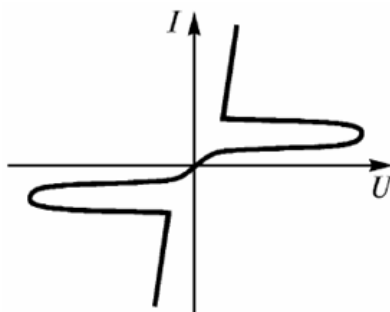
Tiristorların digər növləri

Yxarıda izah edilən struktur, statik və dinamik parametrlər adi sayılan assimmetrik tiristorlar haqqındadır və bütün tiristorlar üçün səciyyəvidir. Lakin, digər növ tiristorlar da var ki, onlar bir-birlərindən strukturuna, idarəetmə prinsipinə və başqa göstəricilərinə görə fərqlənilirlər.

Simistorlar- cərəyanı ya hər iki tərəfə buraxırlar, ya da heç buraxmırlar.

Beşqatlı struktura malikdirlər. İdarəetmə gərginliyi birpolyarlı olub, tiristoru elə açır ki, sinusoidal gərginliyin hər iki yarımperiodunda cərəyan axır.

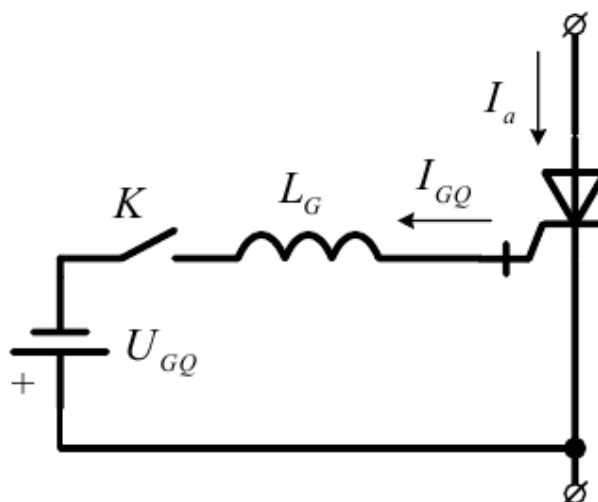
Simistorlardan dəyişən cərəyanı tənzimləmək məqsədi ilə istifadə edilir. Sxemdə dəyişən cərəyanı tənzimləmək məqsədi iki adi tiristorun qarşılıqlı paralel qoşulması göstərilmişdir. Belə qoşulma elə simistorun ekvivalent sxemini müəyyən edir.



Fototiristor – fotoelektron yarımkeçirici cihaz olub, adi tiristor kimi dördqatlı struktura malikdir, idarə edilməsi isə işıq impulsları ilə yerinə yetirilir. İdarəedici işıq seli ekvivalent sxemdə olan hər iki bazaya daxil olur. Işıqlanma artdıqca, VT1 və VT2 tranzistorlarının emitter cərəyanı artır. Son nəticədə tiristor açılır. Fototiristorun VAX-ı adi tiristorun VAX-ı kimidir. Fərq yalnız ondadır ki, adi tiristorun VAX-dan fərqli olaraq, fototiristorun VAX-da idarəetmə təsiri müvafiq elektrodan verilən idarəetmə cərəyanı ilə deyil, işıq seli ilə yerinə yetirilir. Fototiristorlardan elə avadanlıqlarda istifadə edilir ki, burada işıq siqnalları ilə böyük güclü elektrik dövrələrini kommutasiya etmək lazım gəlsin.

Daxilində idarəetdici işıq selinin mənbəyi quraşdırılmış fototiristor optotiristor adlanır. Optotiristorlar yarımkeçirici güc çeviricilərinin elektrik idarəetmə sxemlərini kifayət qədər sadələşdirməyə imkan yaradır. Belə ki, onların özləri, heç bir kənar yardımçı avadanlıq olmadan idarəetmə və güc dövrələri arasında elektrik ayrılmasını yarada bilirlər.

Bağlanan tiristorlar- daha çox GTO – tiristorlar kimi tanınırlar (gate turn-off thyristor), bəzən ikiəməliyyatlı tiristorlar kimi də adlanırlar. Əsas fərqli cəhətləri odur ki, idarəetmə elektrodu tərəfindən həm açılır, həm də bağlanırlar. GTO-tiristorunun idarəetmə elektrodundan axan müsbət polyarlı cərəyan onu açır, və açıq halda olan tiristor da idarəetmə cərəyanının polyarlılığının müsbətdən mənfiyə dəyişməsi zamanı bağlanır. Sxemdə GTO-tiristorun bağlanması sxemi göstərilmişdir. Sxemdə olan tiristor məlum qayda üzrə açılmış vəziyyətdədir. Onu bağlamaq üçün idarəetmə elektroduna mənfə polyarlıqlı U_{GQ} gərginliyi verilir. Bu mənfə polyarlıqlı gərginlik I_{GQ} idarəetmə cərəyanının isarəsimni və deməli axma istiqamətini dəyişir. Bu cərəyan tiristorun baza p qatından əsas yükdaşıyıcıların sovurulub çıxarılmasına səbəb olur. Nəticədə tiristorun strukturunun mərkəzi keçidindinin cərəyanı azalır və o bağlanır. GTO-tiristorunun çatışmaz cəhəti də bağlanma prosesi ilə bağlıdır: bağlanmaya görə ötürmə ədədi nisbətən çox kiçikdir : $K_{off} = I_a / I_{QG} \approx 3...5$. Məsələn, tiristordan axan cərəyan 1000 A olarsa, onun bağlanması üçün : $I_{GQ} = 250$ A qiymətində impuls cərəyanı lazımdır .



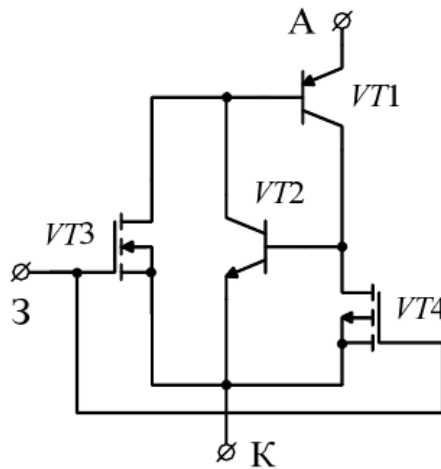
GTO-tiristorun bağlanma müddəti birbaşa bağlayıcı cərəyanın amplitidundan və artım sürətindən asılıdır: $tq = k(di_{GQ} / dt)$. Cərəyanın kifayət qədər tələb olunan amplitidini əldə etmək üçün mənfi polyarlıqlı bağlayıcı U_{GQ} gərginliyini artırmaq lazımdır. Lakin bu gərginliyin yuxarı qiyməti tiristorun strukturunun katod tərəfdə olan p-n keçidinin dağılmaması şərti ilə məhdudlaşır . Əlavə olaraq, idarəetmə dövrəsində bağlayıcı cərəyanın artım sürətini aşağı salan parazit xarakterli induktiv effekt yaradır (100 – 300 nHn). Bütün bu amillər GTO-tiristorlarının bağlanması müddətinin nisbətən çox olmasına səbəb olur (bir –neçə mks). Son nəticədə GTO-tiristorları tezlik diapazonunun yalnız aşağı zonaları üçün tətbiq edilə bilərlər (250-300 Hs)

GCT-tiristorları (gate commutated thyristor) GTO-tiristorlarının təkmilləşdirilmiş növüdür. Əsas üstünlükləri nisbətən kiçik bağlanma müddətinə malik olmalarıdır. Yəni, bağlanmaya görə yüksək cəldliyə malikdirlər. Bu, konstrktiv üsullarla və idarəetmə prinsipinin dəyişdirilməsi hesabına əldə edilmişdir. Bağlanan GCT-tiristorun idarəetmə dövrəsi aşağıdakı mühüm xüsusiyyətlərə malikdir:

- bağlama cərəyanının I_{GQ} amplitudu artırılmış və o, anod cərəyanının qiymətinə çatdırılmış, bəzən isə daha yüksək olur. Yəni : $K_{off} = I_a / I_{GQ} \approx 1$;
- idarəetmə elektrodunun parazit induktivliyi kifayət qədər az (4 – 5nHn), bağlayıcı cərəyanın artım sürəti isə nisbətən, yüksəkdir ($di_{QG} / dt = 3000 \dots 4000$ A/mks, müqayisə et: GTO-tiristorları üçün : $di_{QG} / dt = 30 \dots 40$ A/mks).

IGCT -tiristorlar (integrated gate commutated thyristor), tiristorun monolit gövdəsində quraşdırılmış inteqral idarəetmə sxeminə malikdirlər. Nəticədə idarəetmə sxemi sadələşdirilmiş, vətiristorun uzunömürlüyü yüksəldilmişdir.

Sahə ilə idarə edilən *MCT –tiristorlar* (MOS – control thyristor) bağlanan tiristorlardan onunla fərqlənirlər ki, bu tiristorların strukturunda iki əlavə sahə tranzistoru var.



Tranzistorlardan biri idarəetmə elektrodu dövrəsində yerləşir və tiristorun açılıb, işə qoşulmasını təmin edir. Digər tranzistor tiristorun strukturunda, katod elektroduna yaxın yerləşdiyi üçün onun bağlanmasını təmin edir.

MCT-tiristorların bir neçə növləri var: p- və n- kanalı MCT-tiristorlar; simmetrik və asimmetrik bloklayıcı MCT-tiristorlar; bir- və ikitərəfli idarə edilən MCT-tiristorlar və s.

n-kanallı MCT-tiristorun ekvivalent sxemində tiristorun idarəetmə elektrodu dövrəsində yerləşən idarəedici VT3 və katod dövrəsində yerləşən VT4 sahə tranzistorlarının girişlərinə müsbət polyarlıqlı gərginlik verildikdə, VT3 n-kanallı olduğu üçün açılır, VT4 p-kanallı olduğu üçün bağlanır. Nəticədə MCT strukturlu tiristor açılır. Tiristorun bağlanması isə p-kanallı VT4 tranzistorunun açılması lazımdır ki, bu da mənfi polyarlıqlı gərginlik verildikdə mümkündür.

MCT-tiristorlarının GTO- və GCT- tiristorlarından üstün cəhətlərindən ən əsası odur ki, bu tiristorlarla 10MVt-lıq dövrələri 10 kHs-tezlikdə kommutasiya etməklə mümkündür.

.

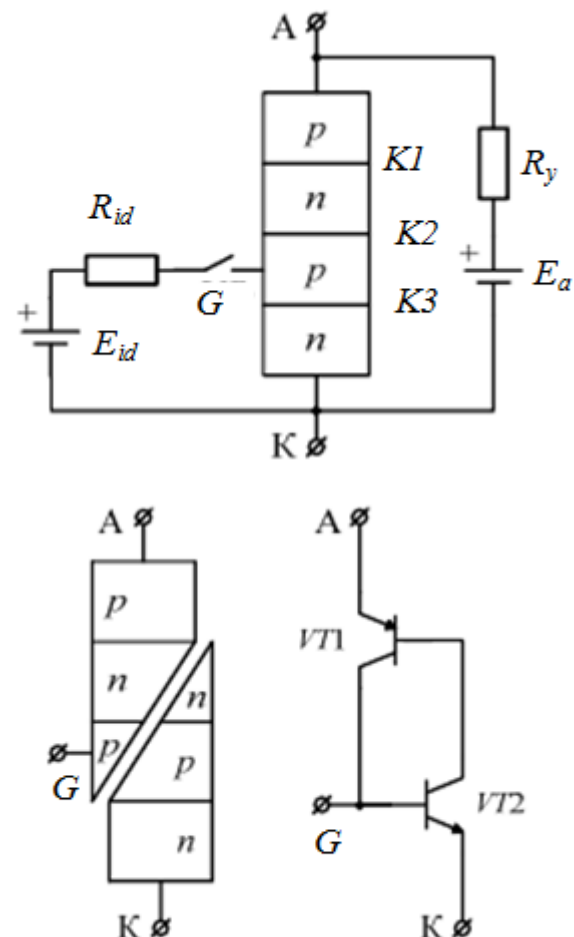
TİRİSTORLAR

Təyinatı və strukturu : təsnifatı

İki və daha çox p-n keçidinə malik yarımkeçiricilər tiristorlar adlanırlar və elektrik cərəyanlarının çevrilməsi sxemlərində elektron açarlar kimi tətbiq edilirlər. Daha dəqiq və praktiki tərifinə görə isə tiristor dördqatlı p-n-p-n strukturuna malik olub, idarəetmə signalının təsiri ilə bağlı vəziyyətdən açıq vəziyyətə keçə bilən yarımkeçiricidir. Bu tərifin sadə və praktiki olmasına baxmayaraq, klassik formadadır. Belə ki müasir tiristorlar idarəetmə signalı vasitəsi ilə həmçinin, açıq vəziyyətdən bağlı vəziyyətə də keçə bilirlər.

p-n-p-n qatlı tiristor üç çıxıntıya malikdir: A-anod; K-katod; G- idarəetmə elektrodu (Gate). Struktur sxemindən göründüyü kimi 4 qat üç keçid əmələ gətirir : K1, K2, K3. Əgər anod-katod dövrəsinə düz gərginlik tətbiq edilərsə, K1 və K3 keçidləri düz istiqamətdə, K2 keçidi isə əks istiqamətdə sürüşəcəklər.

Tiristorun ekvivalent modelini : p-n-p və n-p-n strukturlarının birləşməsi kimi göstərmək



olar. Bu üçqatlı strukturlar əsasında tiristorun ekvivalent modeli elə iki VT2 və VT2 kimi tranzistorlarla göstərmək olar ki, onlar kollektor və baza elektrodları ilə qarşılıqlı qoşulmaya malikdirlər. Tiristorun anoduna katoda nəzərən müsbət gərginlik və idarəetmə elektroduna idarəetmə impuls cərəyanı verildikdə ekvivalent sxemdən də görüldüyü kimi VT1 və VT2 arasındakı qarşılıqlı qoşulma qaydasının yaratdığı müsbət əks əlaqə tiristorun selvari açılmasını təmin edir. Nəticədə, yəni açılmış tiristordan axan cərəyan yalnız yüklə müəyyən edilir.

Ekvivalent sxemdən görünür ki, açılmış halda olan tiristorun idarəetmə impulsunun kəsilməsi tiristoru bağlı vəziyyətə qaytarmır. Səbəb-daxili əks əlaqənin olmasıdır. Belə olan halda tiristoru bağlamaq üçün ya anoduna əks gərginlik verilməlidir, yaxud da anod gərginliyini azaltmaq lazımdır. Beləliklə, adi tiristor natamam idarə edilən yarımkeçiricidir.

Təsnifatı

İdarəetmə üsuluna görə :

1) natamam idarə edilən tiristorlar – tiristor idarəetmə cərəyanı ilə işə qoşulur, anod gərginliyinin sıfıra enməsi ilə işdən ayrılır. (asimmetrik tiristorlar SCR, simistor, fototiristor, optotiristor) . Bu tiristorlar tənzimlənən elektrik intiqallarında və asinxron elektrik mühərriklərinin səlis işə qoşulmasında geniş tətbiq edilir.

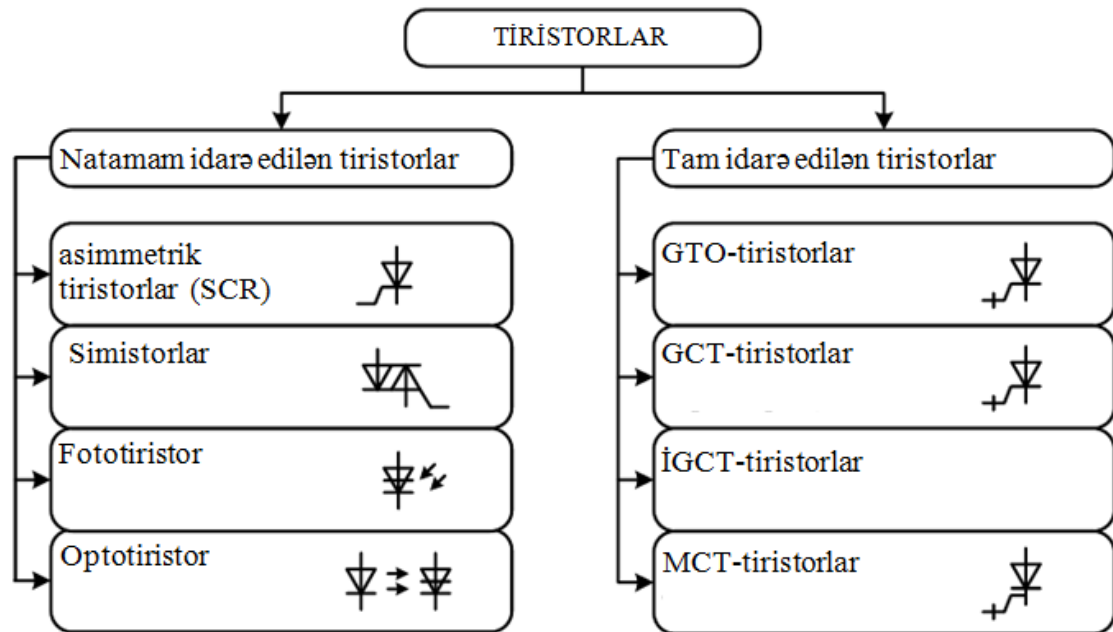
2) tam idarə edilən tiristorlar – tiristor idarəetmə cərəyanı ilə həm işə qoşulur, həm də işdən ayrılır. (GTO-, GTC-, İGTC-, MCT- tiristorlar) .

GTO – ingiliscə :gate turn-off thyristor. Tərcümədə mənası idarəetmə ilə (süni kommutasiya) həm açılan, həm də bağlanan tiristor deməkdir.

GCT – ingiliscə : gate commutated thyristor. Tərcümədə mənası idarəetmə ilə (süni kommutasiya) kommutasiya edilən deməkdir.

IGCT – ingiliscə integrated gate commutated thyristor. Tərcümədə mənası idarəetmə ilə kommutasiya edilən ineqrasiya edilmiş tiristor deməkdir.

MCT – ingiliscə control thyristor. Tərcümədə mənası metal-oksit – yarımkeçirici (MOY. İngiliscə MOS- *metal-oxide-semiconductor*) ilə idarə edilən tiristor deməkdir . Bu tiristorların tam idarəedilməsinin mümkünlüyü onların dəyişən cərəyan tənzimlənən elektrik intiqallarında , elektrik altstansiyaların böyük güclü qidalanma bloklarında , statik kompensatorlarda tətbiqinə imkan verir.



Tiristorların statik xarakteristikaları.

İdeal çıxış VAX

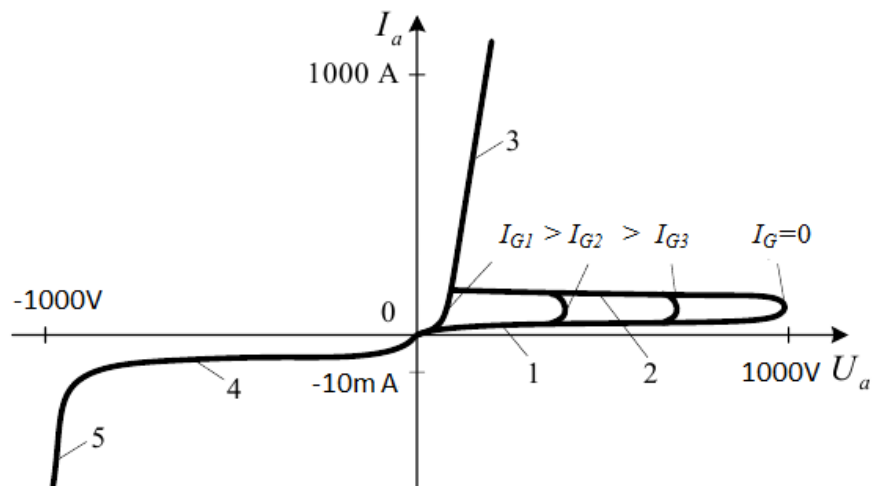
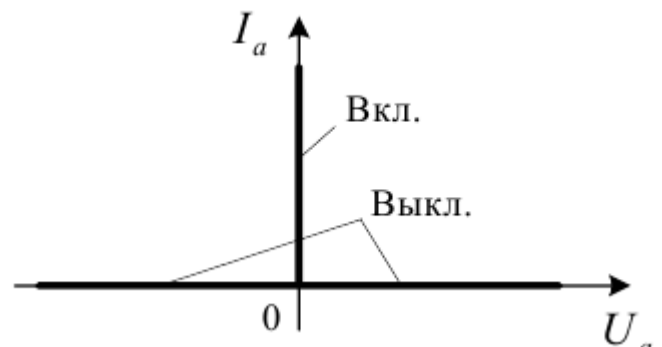
İdeal halda tiristor elektron açar kimi ani olaraq açılır və yalnız bir istiqamətdə cərəyanı buraxır. Bağlı halda isə o, hən düz, həm də əks gərginliyin kifayət qədər artımlarına dözümlüdür.

Real VAX

Tiristorun real VAX-ı idarəetmə cərəyanı ilə formasını dəyişən bir p-n keçidli yarımkəçiricinin xarakteristikasıdır. Düz gərginliyin hədd qiyməti idarəetmə cərəyanının $I_G=0$ qiyməti ilə müəyyən edilir. I_G qiyməti artdıqca

tiristorun açılma gərginliyi də azalır. Xarakteristikanın 1 ilə işarə edilən hissəsi tiristorun bağlı, 2 ilə işarə edilən hissəsi tiristorun açılan, 3 ilə işarə edilən hissəsi tiristorun açıq, 4 ilə işarə edilən hissəsi tiristorun əks anod gərginliyi altında bağlı, 5 ilə işarə edilən hissəsi tiristorun butaxıla bilən əks anod gərginliyindən böyük qiymətlərində dəşilmiş halını bildirir.

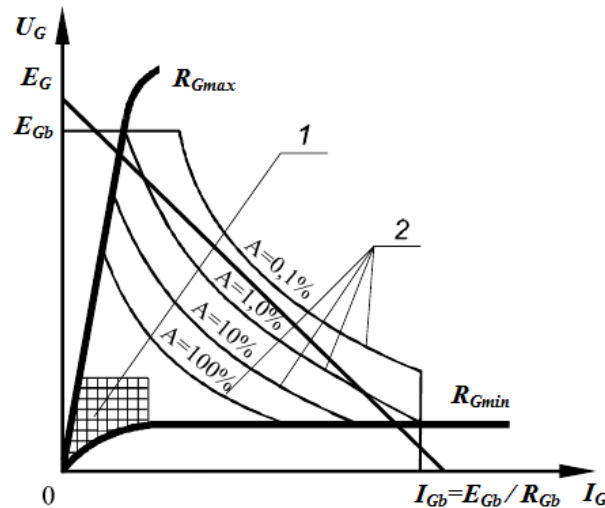
VS ilə işarə edilmiş tiristorun



idarəetmə dövrəsinin müqaviməti R_G , idarəetmə dövrəsinə verilən impuls E_G , impulsun davamətmə müddəti t_i , periodu T ilə işarə edilmişdir. R_G idarəetmə impuls cərəyanının qiymətini məhdudlaşdırmaq üçündür.

$U_G = f(I_G)$ xarakteristikası idarəetmə dövrəsinin VAX-dır.

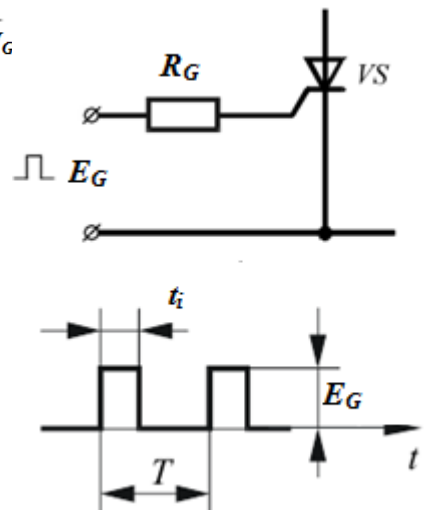
Idarəetmə dövrəsi müqavimətinin R_{Gmax} və R_{Gmin} qiymətlərini müəyyən əyrilər ilə bu dövrənin dayanıqlı sahəsi əhatə edilmişdir.



Damalanmış 1 sahəsinə düşən idarəetmə gərginliyi və cərəyanında tiristor minimal anod gərginliyi ilə açıla bilməyərək bağlı halda qalır. 2 ilə işarə edilmiş hiperbolalar nisbi idarəetmə cərəyanının müxtəlif qiymətlərinə ($A = (t_i / T) 100\%$) uyğun xarakteristikalarlardır və onların hər birində idarəetmə gücünün orta qiyməti sabitdir. Bu diaqramlardan idarəetmə dövrəsinin birlərini qarşılıqlı olaraq müəyyən parametrləri seçilir.

Idarəetmə dövrəsinin gərginliklər balans tənliyi seçilmiş parametrlərə görə ödənməlidir:

$$E_G = U_G + R_G I_G$$



Dinamik xarakteristikaları

İşəqoşulması.

Şəkildə aktiv yüklü dövrədə tiristorun işəqoşulma sxemi göstərilmişdir.

Tam işəqoşulma prosesi müxtəlif halların qiymətləndirilməsi məqsədi ilə zamana görə

bir neçə intervallara ayrılmışdır. Diaqramda bu intervallar aşağıdakı kimi işarə edilmişdir:

t_g – gecikmə müddəti - idarəetmə impulsunun verilmə anından tiristora düşən gərginliyin

10% azalaraq $0,9E$ qiymətini alan qədər olaan müddətdir.

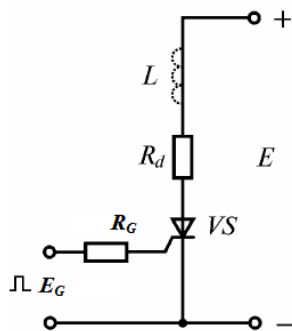
t_a – *artım müddəti* – tiristor gərginliyinin (yaxud anod cərəyanının $0,9i_a$ qiymətindən $0,1i_a$ qiymətinədək artma) müddətidir.

t_{iq} – *işəqoşulma müddəti*- $t_{iq} = t_g + t_a$.

t_q – *qərarlaşma müddəti*- tiristorun açılma prosesinin davamı olaraq, anod cərəyanının

$0,9i_a$ qiymətindən $i_a = i_q$ qərarlaşma qiymətinə qədər artım müddəti.

Güc dövrələrinin tiristorlarının işə qoşulması prosesinin ani güc itkiləri çox böyük ola bilər. Lakin, anod dövrəsinə qoşulmuş induktivlik cərəyanının artım sürətini azaltmağa, son nəticədə isə işəqoşulmada güc itkilərini azalda bilər.



Bağlanması

İşə qoşulmuş adi, asimmetrik tiristor təbii kommutasiya ilə, yəni əks anod gərginliyi tətbiqi ilə bağlanır. Bağlanmanın keçid prosesi aşağıdakı kimi baş verir:

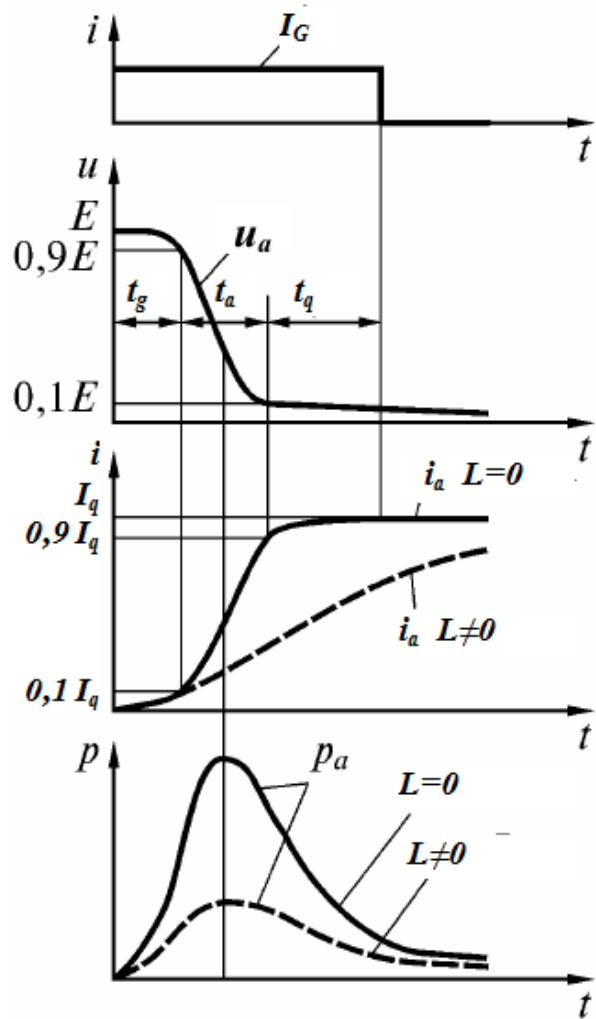
t_1 anında açıq olan tiristora təkanlı əks gərginlik tətbiq edilir. Anod gərginliyi azalmağa başlayır.

Azalma sürətinin tempi L_h induktivliyi ilə məhdudlaşdırılır. $t_1 - t_2$ müddətində anod cərəyanı 0-a kimi

azalmasına baxmayaraq, tiristora düşən U_T gərginliyi hələ ki, onun açıq halda olduğu qiymətdə qalmaqdadır, yalnız azalma prosesinin sonunda U_T gərginliyi də azalmağa başlayaraq, nəhayət sıfır bərabər olur.

t_2 anında anod cərəyanı və gərginliyi sıfır olduqdan sonra əksinə bərpa prosesi başlayır.

Bu proses diodlarda olduğu kimidir (bax: müh 1 p-n strukturu, *diodun dinamik xarakteristikaları*). Əksinə bərpa müddətində (t_{rr}) idarəetmə və kator

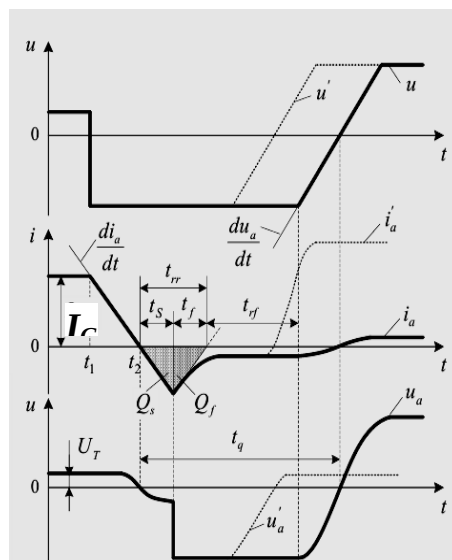
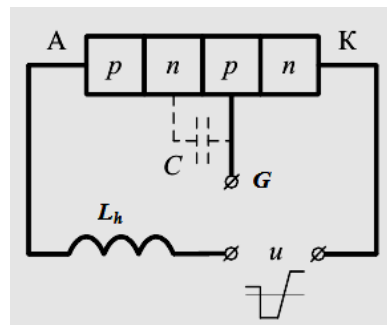


elektrodları arasındakı p-n keçidi p qatında yığılmış izafi yük daşıyıcılarından (Q_{rr}) təmizlənilir. Əksinə bərpa müddəti iki intervaldan ibarətdir: $t_{rr}=t_s+t_f$ t_s intervalı əks gərginliyin gecikməsi müddəti, t_f intervalı isə əks anod cərəyanının azalması müddətidir.

t_{rr} intervalı müddətində təmizlənən izafi yükün miqdarı uyğun olaraq: $Q_{rr}=Q_s+Q_f$.

t_{rr} bərpa müddətinin qrafiki mənası diaqramlardan görüldüyü kimi bağlanan tiristorun azalan anod cərəyanı əyrisinin sıfır qiymətini keçmə anı ilə azalan əks anod cərəyanına çəkilmiş toxunanın sıfırı keçmə anları arasındakı intervaldır. Lakin tiristora $t_{rr}=t_s+t_f$ müddəti başa çatdıqdan sonra dərhal düz anod gərginliyini tətbiq etmək olmaz. Çünki bu an strukturun n qatında kifayət qədər izafi dəşik yığılımı hələ də qalmaqda olduğu üçün, tiristor idarəetmə qabiliyyətini hələ ki bərpa etməmiş vəziyyətdədir. Yəni baxılan vəziyyətdə o bir diod vəziyyətindədir. Ona görə də tiristorun bağlanma müddəti t_q t_{rr} – bərpa müddətində t_{rf} müddəti qədər çoxdur: $t_q \geq t_{rr}+t_{rf}$. Qrafiki olaraq, bağlanma müddəti tiristorun azalan anod cərəyanı əyrisinin sıfır qiymətini keçmə anı ilə azalan əks anod cərəyanının sıfırı keçmə anları arasındakı intervaldır. t_{rf} intervalı isə eelə bir qadağan edici intervallı müəyyən edir ki, əgər $t_{rr}+t_{rf}$ müddəti bitməyə nə qədər tiristora düz gərginlik tətbiq edilsə. Tiristor, sadəcə bir diod kimi işə qoşulacaq (diaqramlarda qırıq xətlərlə göstərilmiş i_a və u_a əyriləri) və bu qəzalılı hal kimi qəbul edilir.

Müasir tiristorlar üçün : $t_q=10-500$ mks.

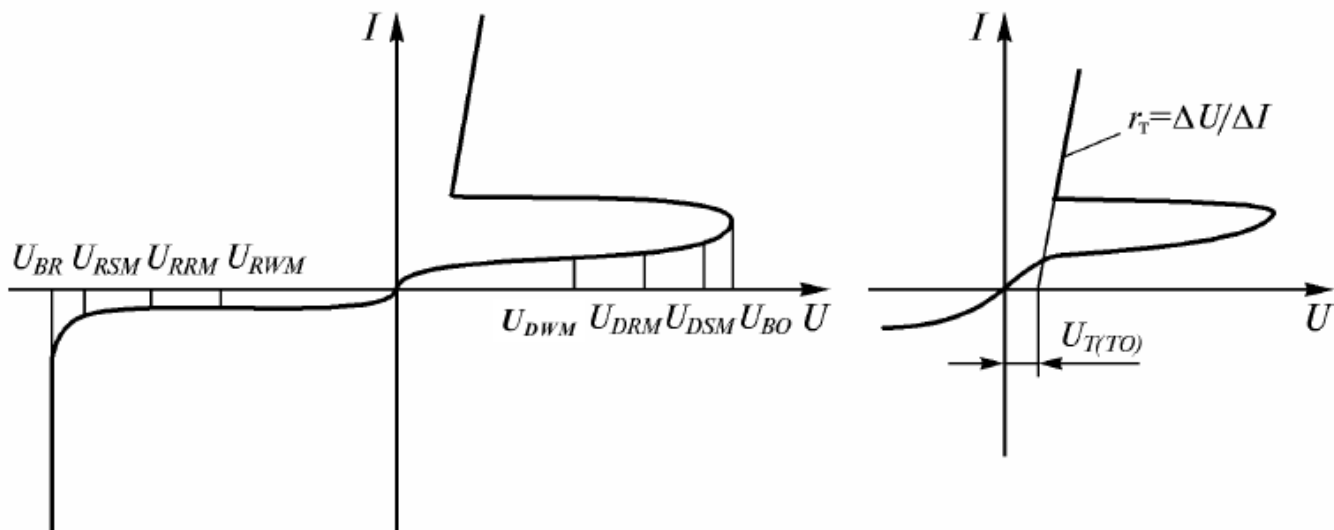


Tiristorların əsas parametrləri

1) I_{TAVm} – düz cərəyanın maksimal buraxıla bilən qiyməti (*hədd cərəyanı*), sinusoidal, 50 Hz-lik şəbəkədən qidalanmaqla, 180 dərəcəlik keçiricilik bucağı ilə, müəyyən edilmiş soyutma sistemi ilə təmin olunmaq şərti ilə müəyyən edilir. Tiristorlar üçün ən böyük hədd qiyməti 10kA-dir. Digər şəraitdə isə düz cərəyanın maksimal buraxıla bilən qiyməti qidalanma gərginliyinin formasından və tezliyindən, soyutma sistemindən və keçiricilik əmsalından asılıdır. Məsələn, yüksək tezlikli tiristorlarda tezliyə mütənəsib olan güc itkilərinin artması səbəbindən bu cərəyanın qiyməti nisbətən kiçikdir.

2) I_{TSM} – *zərbəli cərəyan* – davam etmə müddəti 10 ms qədər olan, sinusoidal formalı cərəyan impulsunun buraxıla bilən maksimal qiyməti. $I_{TSM} = (15...30) I_{TAVm}$. Lakin, hədd cərəyanı orta qiymətlə götürülsə, onda 7...10 dəfə böyük olacaq.

3) $\int_0^{0,01} i^2 dt$ – *qəza cərəyanının zamana görə integralının maaksimal buraxılabilən qiyməti* – adətən sənaye tezliyi ilə müəyyən edilən yarımperiod müddəti üçün hesablanır. Bu cərəyan tiristorda ayrılan və onun strukturunu dağıtmayan enerjini müəyyən edir.



4) 1) U_{RRM} və U_{DRM} – *təkrarlanan əks və düz impulsu gərginliyi* – hər bir periodda tiristora tətbiq edilə bilən maksimal gərginlikdir:

$$U_{RRM} = (0,7...0,8) \cdot U_{BR};$$

$$U_{DRM} = (0,7...0,8) \cdot U_{BO}.$$

U_{BR} – axımlı deşilmə gərginliyi;

U_{BO} – tiristorun bağlıdan açığa keçmə gərginliyi. Müasir tiristorlarda təkrarlanan impulsu gərginlik 10 kV-a qədər ola bilər və diodlarda olduğu kimi tiristorun sinfini müəyyən edir.

5) U_{RSM} , U_{DSM} – təkrarlanmayan əks və düz impulsu gərginliyi – çox nadir hallarda tiristora tətbiq edilə bilər.

6) U_{RWM} , U_{DWM} – hesablamalarda istifadə edilən işçi gərginliklər ($=0.7 U_{RRM}$, $=0.7 U_{DRM}$);

4) U_{TM} – açıq halda olan impuls cərəyanı – 1-3 V ola bilər və bu qiymət tiristordan hədd cərəyanı axdığı hala uyğundur .

5) $U_{T(TO)}$ – tiristorun astana gərginliyi

6) rT – açılmış tiristorun diferensial müqaviməti

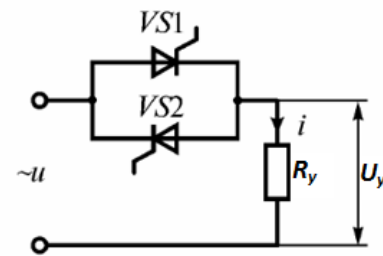
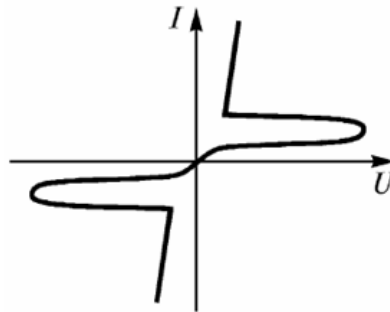
Tiristorların digər növləri

Yuxarıda izah edilən struktur, statik və dinamik parametrlər adi sayılan assimetrik tiristorlar haqqındadır və bütün tiristorlar üçün səciyyəvidir. Lakin, digər növ tiristorlar da var ki, onlar bir-birlərindən strukturuna, idarəetmə prinsipinə və başqa göstəricilərinə görə fərqlənilir.

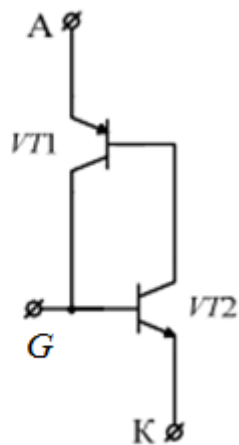
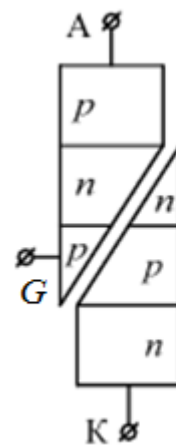
Simistorlar- cərəyanı ya hər iki tərəfə buraxırlar, ya da heç buraxmırlar.

Beşqatlı struktura malikdirlər. İdarəetmə gərginliyi birpolyarlı olub, tiristoru elə açır ki, sinusoidal gərginliyin hər iki yarımperiodunda cərəyan axır.

Simistorlardan dəyişən cərəyanı tənzimləmək məqsədi ilə istifadə edilir. Sxemdə dəyişən cərəyanı tənzimləmək məqsədi iki adi tiristorun qarşılıqlı paralel qoşulması göstərilmişdir. Belə qoşulma elə simistorun ekvivalent sxemini müəyyən edir.

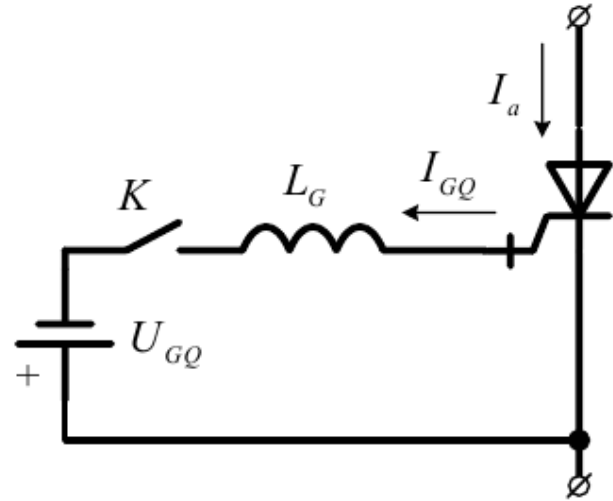


Fototiristor – fotoelektron yarımqeçirici cihaz olub, adi tiristor kimi dördqatlı struktura malikdir, idarə edilməsi isə işıq impulsları ilə yerinə yetirilir. İdarəedici işıq seli ekvivalent sxemdə olan hər iki bazaya daxil olur. Işıqlanma artdıqca, VT1 və VT2 tranzistorlarının emitter cərəyanı artır. Son nəticədə tiristor açılır. Fototiristorun VAX-1 adi tiristorun VAX-1 kimidir. Fərq yalnız ondadır ki, adi tiristorun VAX-dan fərqli olaraq, fototiristorun VAX-da idarəetmə təsiri müvafiq elektroddan verilən idarəetmə cərəyanı ilə deyil, işıq seli ilə yerinə yetirilir. Fototiristorlardan elə avadanlıqlarda istifadə edilir ki, burada işıq signalları ilə böyük güclü elektrik dövrlərini kommutasiya etmək lazım gəlsin.



Daxilində idarəetdici işıq selinin mənbəyi quraşdırılmış fototiristor optotiristor adlanır. Optotiristorlar yarımkeçirici güc çeviricilərinin elektrik idarəetmə sxemlərini kifayət qədər sadələşdirməyə imkan yaradır. Belə ki, onların özləri, heç bir kənar yardımçı avadanlıq olmadan idarəetmə və güc dövrləri arasında elektrik ayrılmasını yarada bilirlər.

Bağlanan tiristorlar- daha çox GTO – tiristorlar kimi tanınırlar (gate turn-off thyristor), bəzən ikiməliyyatlı tiristorlar kimi də adlanırlar. Əsas fərqli cəhətləri odur ki, idarəetmə elektrodu tərəfindən həm açılır, həm də bağlanırlar. GTO-tiristorunun idarəetmə elektrodundan axan müsbət polyarlı cərəyan onu açır, və açıq halda olan tiristor da idarəetmə cərəyanının polyarlılığının müsbətdən mənfiyə dəyişməsi zamanı bağlanır. Sxemdə GTO-tiristorun bağlanması sxemi göstərilmişdir. Sxemdə olan tiristor məlum qayda üzrə açılmış vəziyyətdədir. Onu bağlamaq üçün idarəetmə



elektroduna mənfi polyarlıqlı U_{GQ} gərginliyi verilir. Bu mənfi polyarlıqlı gərginlik I_{GQ} idarəetmə cərəyanının isarəsini və deməli axma istiqamətini dəyişir. Bu cərəyan tiristorun baza p qatından əsas yükdaşıyıcıların sovurulub çıxarılmasına səbəb olur. Nəticədə tiristorun strukturunun mərkəzi keçidininin cərəyanı azalır və o bağlanır. GTO-tiristorunun çatışmaz cəhəti də bağlanma prosesi ilə bağlıdır: bağlanmaya görə ötürmə ədədi nisbətən çox kiçikdir: $K_{off} = I_a / I_{GQ} \approx 3 \dots 5$. Məsələn, tiristordan axan cərəyan 1000 A olarsa, onun bağlanması üçün: $I_{GQ} = 250$ A qiymətində impuls cərəyanı lazımdır.

GTO-tiristorun bağlanma müddəti birbaşa bağlayıcı cərəyanın amplitudundan və artım sürətindən asılıdır: $t_q = k (di_{GQ} / dt)$. Cərəyanın kifayət qədər tələb olunan amplitudunu əldə etmək üçün mənfi polyarlıqlı bağlayıcı U_{GQ} gərginliyini artırmaq lazımdır. Lakin bu gərginliyin yuxarı qiyməti tiristorun strukturunun katod tərəfdə olan p-n keçidinin dağılmaması şərti ilə məhdudlaşır. Əlavə olaraq, idarəetmə dövrəsində bağlayıcı cərəyanın artım sürətini aşağı salan parazit xarakterli induktiv effekt yaradır (100 – 300 nHn). Bütün bu amillər GTO-tiristorlarının bağlanması müddətinin nisbətən çox olmasına səbəb olur (bir – neçə mks). Son nəticədə GTO-tiristorları tezlik diapazonunun yalnız aşağı zonaları üçün tətbiq edilə bilirlər (250-300 Hz)

GCT-tiristorları (gate commutated thyristor) GTO-tiristorlarının təkmilləşdirilmiş növüdür. Əsas üstünlükləri nisbətən kiçik bağlanma müddətinə malik olmalarıdır. Yəni, bağlanmaya görə yüksək cəldliyə malikdirlər. Bu, konstruktiv üsullarla və idarəetmə prinsipinin dəyişdirilməsi hesabına əldə edilmişdir. Bağlanan GCT-tiristorun idarəetmə dövrəsi aşağıdakı mühüm xüsusiyyətlərə malikdir:

- bağlama cərəyanının I_{GQ} amplitudu artırılmış və o, anod cərəyanının qiymətinə çatdırılmış, bəzən isə daha yüksək olur. Yəni : $K_{off} = I_a / I_{GQ} \approx 1$;

- idarəetmə elektrodunun parazit induktivliyi kifayət qədər az ($4 - 5 \text{ nHn}$), bağlayıcı cərəyanın artım sürəti isə nisbətən, yüksəkdir ($di_{QG} / dt = 3000 \dots 4000 \text{ A/mks}$, müqayisə et: GTO-tiristorları üçün : $di_{QG} / dt = 30 \dots 40 \text{ A/mks}$).

IGCT -tiristorlar (integrated gate commutated thyristor), tiristorun monolit gövdəsində quraşdırılmış inteqral idarəetmə sxeminə malikdirlər. Nəticədə idarəetmə sxemi sadələşdirilmiş, vətiristorun uzunömürlüyü yüksəldilmişdir.

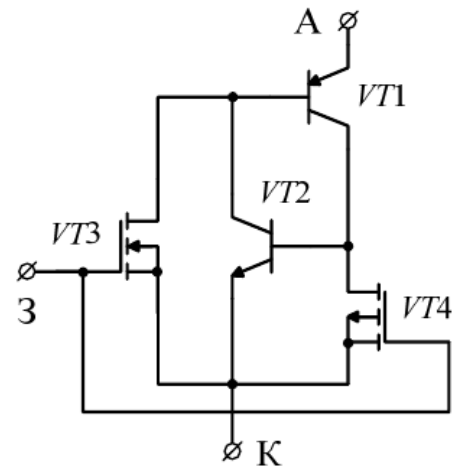
Sahə ilə idarə edilən *MCT –tiristorlar* (MOS – control thyristor) bağlanan tiristorlardan onunla fərqlənirlər ki, bu tiristorların strukturunda iki əlavə sahə tranzistoru var.

Tranzistorlardan biri idarəetmə elektrodu dövrəsində yerləşir və tiristorun açılıb, işə qoşulmasını təmin edir. Digər tranzistor tiristorun strukturunda, katod elektroduna yaxın yerləşdiyi üçün onun bağlanmasını təmin edir.

MCT-tiristorların bir neçə növləri var: p- və n- kanalı MCT-tiristorlar; simmetrik və asimmetrik bloklayıcı MCT-tiristorlar; bir- və ikitərəfli idarə edilən MCT-tiristorlar və s.

n-kanallı MCT-tiristorun ekvivalent sxemində tiristorun idarəetmə elektrodu dövrəsində yerləşən idarəedici VT3 və katod dövrəsində yerləşən VT4 sahə tranzistorlarının girişlərinə müsbət polyarlıqlı gərginlik verildikdə, VT3 n-kanallı olduğu üçün açılır, VT4 p-kanallı olduğu üçün bağlanır. Nəticədə MCT strukturulu tiristor açılır. Tiristorun bağlanması isə p-kanallı VT4 tranzistorunun açılması lazımdır ki, bu da mənfi polyarlıqlı gərginlik verildikdə mümkündür.

MCT-tiristorlarının GTO- və GCT- tiristorlarından üstün cəhətlərindən ən əsası odur ki, bu tiristorlarla 10MVt-lıq dövrələri 10 kHs-tezlikdə kommutasiya etməklə mümkündür.



MÜHAZİRƏ 4

Birfazlı düzləndiricilər

Düzləndiricilər haqqında qısa məlumat

Dəyişən cərəyan enerjisini sabit cərəyan enerjisinə çevirən qurğuya düzləndirici deyilir. Onlara tətbiq olunmuş gərginliyin polyarlığı dəyişdikdə belə, yük dövrəsindəki cərəyanın istiqaməti dəyişməz qalır.

Düzləndiricilər əsasən transformator, dəyişən gərginliyin düzləndirilməsini həyata keçirən diodlardan və düzlənmiş gərginliyin döyünməsinə azaltmağa xidmət edən hamarlayıcı süzgəcdən ibarətdir.

Düzləndirici sxemlərin seçilməsi düzləndirici qurğulara verilən tələblərdən asılılığını özündə əks etdirən bir sıra faktordan asılıdır. Bu faktorlar aşağıdakılardır: düzlənmiş gərginlik və güc, düzlənmiş gərginliyin döyünmə tezliyi, diodların sayı, dioddakı əks gərginlik, transformatorun gücündən istifadə əmsalı, transformatorun ikinci dolaq gərginliyi və s. Döyünmə tezliyinin yüksəldilməsi hamarlayıcı süzgəcin ölçülərinin kiçildilməsinə gətirib çıxarır.

Düzləndiricilərin təsnifatı. Düzləndiriciləri təsnif etmək üçün bir neçə amildən istifadə olunur: düzləndirilmiş gərginliyin yarım dalğalarının (yarımperiodların) miqdarı, güc şəbəkə fazalarının sayı, ventil blokunun sxemi, hamarlayıcı süzgəclərin növü, transformatorun varlığı və s.

Düzləndirilmiş yarım dalğaların miqdarına görə bir və ikiyarımperiodlu; qidalandırıcı gərginliyin fazalarının sayına görə birfazlı, ikifazlı, üçfazlı və altıfazlı düzləndiricilər mövcuddur. Qidalandırıcı gərginliyin fazalarının sayı dedikdə bir-birindən başlanğıc fazalarına görə fərqlənən qidalandırıcı gərginliklərin sayı başa düşülür. Belə ki, əgər düzləndiricinin işi zamanı yeganə - bir qidalandırıcı gərginlik tələb olunursa, onda belə düzləndirici bir, əgər bir-birinə nəzərən 180° bucaq qədər sürüşdürülmüş iki qidalandırıcı gərginlik tələb olunursa, belə düzləndirici iki, bir-birinə nəzərən 120° bucaq qədər sürüşdürülmüş üç qidalandırıcı gərginlik tələb olunursa, belə düzləndirici isə üçfazlı düzləndirici adlanır. Altıfazlı düzləndiricilər üçfazlı şəbəkənin əksfazlı gərginlikləri ilə qidalandırılan iki qrup üçfazlı düzləndiricilərdən ibarətdir. Ventil blokunun sxemində görə düzləndiricilər paralel, ardıcıl, sıfır - nöqtəli, körpü və s. sxemləri üzrə qoşulmuş düzləndiricilərə ayrılır. Düzləndiricilər gücə görə şərti olaraq üç qrupa bölünürlər:

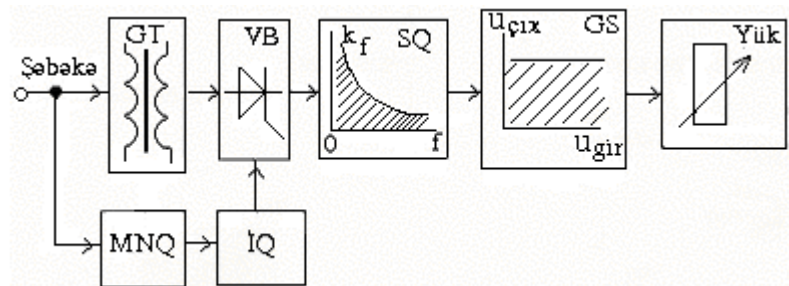
1. Alçaq güclü düzləndiricilər (bir neçə kVt);
2. Orta güclü düzləndiricilər (10 kVt);
3. Böyük güclü düzləndiricilər (10 kVt-dan yuxarı).

Qoşulduqları yükün xarakterindən asılı olaraq düzləndiricilərin bir neçə iş rejimi mövcuddur: aktiv yükə qarşı iş rejimi; aktiv-tutum yükə qarşı iş rejimi; aktiv-induktiv yükə qarşı iş rejimi; əks e. h. q - yə qarşı iş rejimi və s.

Tənzim imkanlarına görə düzləndiricilər idarəolunmayan və idarəolunan olmaqla iki qrupa bölünürlər.

Düzləndiricilərin ümumiləşdirilmiş struktur sxemi

Düzləndiricilərin ümumiləşdirilmiş struktur sxemi və idarə olunan düzləndiricilərdə giriş və çıxış gərginliklərinin qrafikləri aşağıdakı şəkildə təsvir olunduğu kimidir (şəkil 1.1).



Şəkil 1.1 Düzləndiricilərin ümumiləşdirilmiş struktur sxemi

GT – güc transformatorudur; aşağıdakı funksiyanı yerinə yetirir: şəbəkə gərginliyinin qiymətini dəyişdirir, yüklə şəbəkənin qalvanik izolyasiyasını təmin edir, şəbəkənin fazalarının sayını dəyişdirir. İmpuls qida mənbələrində transformator olmur, onun funksiyasını inverter oynayır.

VB - ventil bloku, düzləndiricinin əsas qovşağı olub, yükdə cərəyanın bir istiqamətli axınını təmin edir. Ventil kimi elektrovakuum, qazboşalmalı və ya yarımkeçirici cihazlar məsələn, diodlar, tranzistorlar, tiristorlar və s. götürülə bilər. Çünki onlar birtərəfli keçiriciliyə malikdir. İdeal ventil elementləri cərəyanı ancaq bir istiqamətdə (düz istiqamətdə) buraxır, digər istiqamətdə (əks istiqamətdə) cərəyanı buraxmır. Real ventil elementləri ideal ventil elementlərindən onunla fərqlənir ki, əks istiqamətdə onlar müəyyən qədər cərəyan buraxır.

SQ – süzgəc qurğusudur. Çıxış gərginliyinin döyülmələrinin zəiflədilməsi məqsədilə istifadə olunur. Belə qurğu kimi passiv R, L, C elementləri əsasında yerinə yetirilmiş alçaq tezlik süzgəclərindən (ATS) və ya aktiv elementlərin – tranzistorlar, əməliyyat gücləndiricilərinin tətbiqi ilə ATS – lərdən istifadə olunur. SQ – nin keyfiyyəti q süzmə əmsalının yüksəldilməsi xüsusiyyətlərilə qiymətləndirilir. q süzmə əmsalı süzgəcin giriş və çıxışında döyülmə əmsallarının nisbətində bərabərdir.

GS – gərginlik stabilizatoru düzləndiricinin çıxış gərginliyinə xarici amillərin təsirini məsələn, qidalandırıcı şəbəkə gərginliyinin, ətraf mühitin temperaturunun, yükün xarakterinin dəyişdirilməsi və s. azaltmaq məqsədilə istifadə olunur. Stabilizator nəinki düzləndiricinin çıxışına, habelə girişinə də qoşula bilər. Əgər çıxış gərginliyinin sabilliyinə elə bir tələblər qoyulmursa, onda stabilizator tamamilə düzləndiricidən təcrid oluna bilər və ya onun funksiyası digər qovşaqlara verilə bilər. Məsələn, impuls qida mənbələrində stabilizatorun funksiyasını tənzimedicin inverter və ya tənzimedicin ventil bloku oynaya bilər.

İQ – idarə qurğusudur. İdarəolunan düzləndiriciləri idarə etməyə xidmət edir.

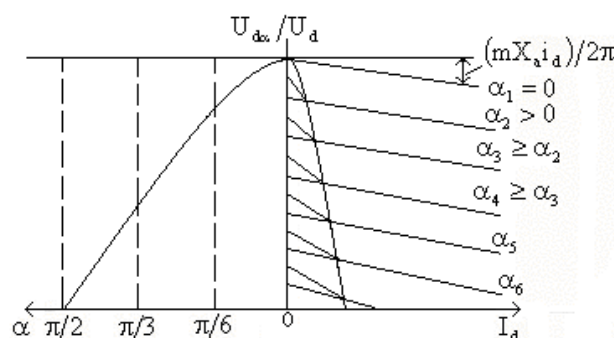
MNQ – mühafizə və nəzarət qurğusu düzləndiricini qısa qapanma rejimlərində nasazlıqlardan mühafizə edir.

Sxem və qrafiklər idarəolunan düzləndiricilər üçün verilmişdir, idarəolunmayan düzləndiricilər üçün sxemdə və qrafiklərdə lazımi dəyişikliklər edilir.

Düzləndiricilərin əsas parametrləri və xarakteristikaları

Düzləndiricilərin işini xarakterizə edən əsas parametrlər və xarakteristikalar aşağıdakılardır:

1. Düzləndirilmiş gərginlik və cərəyanın orta qiyməti uyğun olaraq U_d və I_d ;
2. Faydalı iş əmsalı (f.i.ə.), η .
3. Güc əmsalı, χ .
4. Tənzim xarakteristikası, $U_d = f(\alpha)$ – düzlənmiş gərginliyin orta qiymətinin idarə bucağından asılılığını xarakterizə edir (şəkil 1.2).
5. Düzləndiricinin xarici xarakteristikası, $U_d = f(I_d)$ – düzlənmiş gərginliyin orta qiymətinin düzlənmiş cərəyanın orta qiymətindən asılılığını xarakterizə edir. Həmin asılılıq aşağıdakı şəkildə təsvir olunmuşdur (şəkil 1.2).



Şəkil 1.2 Düzləndiricilərin xarici və tənzim xarakteristikalarının

Bu xarakteristika idarəolunan və olunmayan düzləndiricilərin çıxış və tənzim xarakteristikalarının birlikdə təsviridir.

6. Döyülmə əmsalı, K_d :

$$K_{dU} = \frac{U_{m(1)}}{U_d}, \quad K_{dI} = \frac{I_{m(1)}}{I_d}$$

Düzlənmiş gərginlik və ya cərəyanın verilmiş harmonik təşkiledicisinin amplitud qiymətinin düzlənmiş gərginlik və ya cərəyanın orta qiymətinə olan nisbətə xarakterizə olunur;

7. Düzlənmiş gərginlik əyrisinin harmonik tərkibi;

8. Təhrif əmsalı ε - transformatorun birinci dolaq cərəyanının birinci harmonikasının qiymətinin, tam cərəyanın təsiredici qiymətinə olan nisbəti ilə xarakterizə olunur:

$$\varepsilon = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(2)}^2 + \dots + I_{1(n)}^2}}$$

Düzləndirici ventillər seçilərkən aşağıdakı parametrləri nəzərə almaq lazımdır:

1. Ventildən axan cərəyanın orta və təsiredici qiymətləri, I_a , I_v ;
2. Ventildə əks gərginliyin maksimal qiyməti, $U_{\text{əks. max}}$;
3. İdarəolunan ventillər üçün düzünə gərginliyin maksimal qiyməti, $U_{\text{düz. max}}$.

Düzləndiricilər layihələndirilərkən onun tərkibinə daxil olan transformatorun parametrlərini hesablamaq lazım gəlir:

1. Transformatorun ikinci dolağının təsiredici cərəyan və gərginliyi, I_2 , U_2 .
2. Transformatorun birinci dolağının təsiredici cərəyan və gərginliyi, I_1 , U_1 .
3. Birinci və ikinci dolaqların hesabat gücü, o cümlədən transformatorun tam hesabat gücü S_1 , S_2 , S_t :

$$S_1 = U_1 I_1, \quad S_2 = U_2 I_2, \quad S_t = \frac{S_1 + S_2}{2}$$

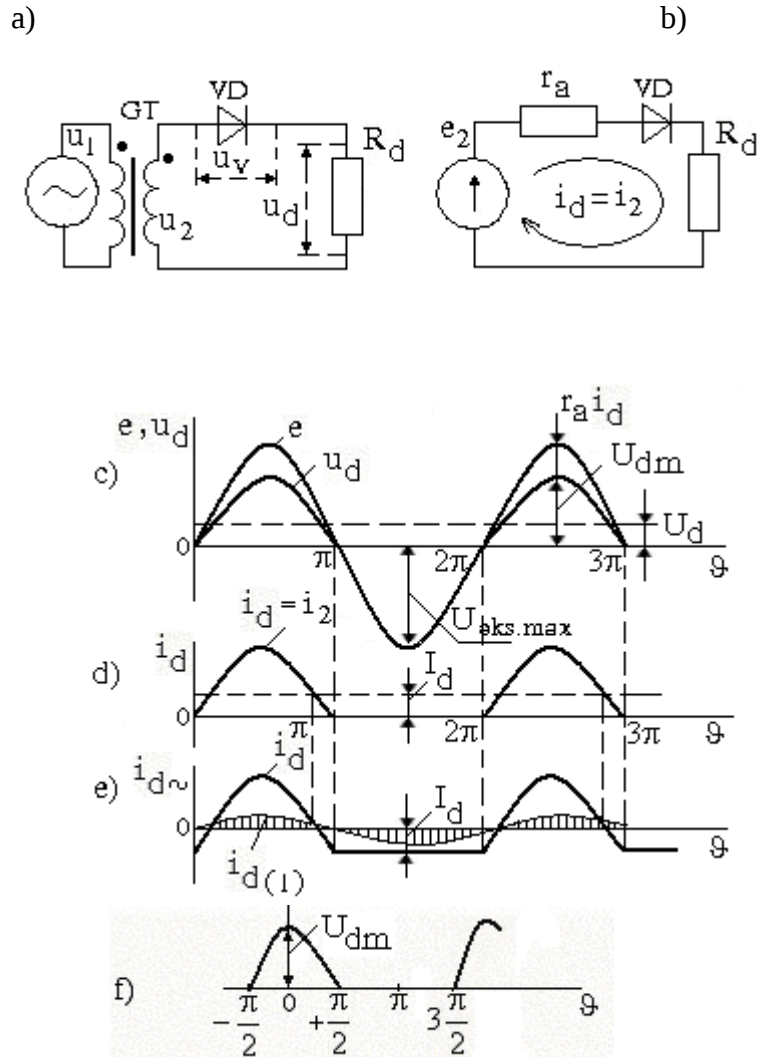
MÜHAZİRƏ 5

Birfazlı düzləndiricilərin iş rejimləri və parametrləri

Birfazlı biryarımpériodlu idarəolunmayan düzləndiricinin aktiv yük rejimi

Birfazlı biryarımpériodlu düzləndirici transformator, ventil və aktiv yükə ibarətdir. Burada $r_a \neq 0$ və $L_a = 0$ şərti qəbul olunur. Yəni, transformatorun ikinci dolağının səpələnmə induktivliyi nəzərə alınmır. Düzləndiricinin prinsipial, ekvivalent sxemləri və onun iş prinsipini aydınlaşdıran gərginlik və cərəyan diaqramları şəkil 2.1 - də təsvir olunmuşdur.

Transformatorun ikinci dolağının $e_2 = E_{2m} \sin \vartheta$, (burada $\vartheta = \omega t$) e. h. q – sinin təsiri altında (şəkil 2.1,c) yük dövrəsindən o yarımperiodlarda cərəyan axır ki, diodun katoduna nəzərən anodu müsbət potensiala malik olsun. Qrafikdən görüldüyü kimi $(0, \pi)$ intervalında diod açıq olur, yük dövrəsindən cərəyan keçir. $(\pi, 2\pi)$ intervalında isə diod bağlı olur, yük dövrəsindən cərəyan keçmir. Deməli, ikinci yarımperiodda diodun anoduna mənfi potensial tətbiq olunmuşdur.



Şəkil 2.1 Biryarımperiodlu düzləndiricinin aktiv yük rejimi: a- prinsipial sxemi; b- ekvivalent sxemi; c - e - cərəyan və gərginliklərin zaman diaqramları; f – düzlənmiş gərginlik əyrisi

Ayrı-ayrı intervallar üçün cərəyanın ani qiyməti aşağıdakı kimi hesablanır:

$$i_d = i_2 = \frac{E_{2m}}{R_d + r_a} \sin \vartheta \quad (0 < \vartheta < \pi)$$

$$i_d = i_2 = 0 \quad (\pi < \vartheta < 2\pi)$$

burada, $\frac{E_{2m}}{R_d + r_a} = I_{dm}$ düzlənmiş cərəyanın amplitud qiymətidir.

İstənilən zaman anında yükdə gərginliyin ani qiyməti transformatorun ikinci dolağının e. h. q-sinin qiymətindən r_a müqavimətindəki gərginlik düşgüsü qədər az olur. Yükə düzlənmiş gərginliyin ani qiyməti

$$u_d = R_d \cdot i_d = \frac{E_{2m} R_d}{R_d + r_a} \sin \vartheta = \eta_a E_{2m} \sin \vartheta = U_{dm} \sin \vartheta \quad (1.1)$$

ifadəsinin köməyilə müəyyən olunur. Anod dövrəsinin şərti f.i.ə. η_a ilə işarə olunur: $\eta_a = \frac{R_d}{R_d + r_a}$;

Düzlənmiş gərginliyin orta qiyməti aşağıdakı kimi tapılır:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{dm} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{dm}}{\pi} = \frac{\eta_a}{\pi} E_{2m} \quad (1.2)$$

$R_d = \infty$ və ya $r_a = 0$ olduqda düzləndiricinin yüksüz işləmə gərginliyi $U_{d0} = E_{2m}/\pi$ olur.

Düzlənmiş cərəyanın orta qiyməti

$$I_d = I_a = \frac{U_d}{R_d} \quad \text{ifadəsilə müəyyən olunur.}$$

Düzlənmiş cərəyanın təsiredici qiyməti

$$I_v = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{am}^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{E_{2m}}{2(R_d + r_a)} \quad (1.3)$$

kimi təyin olunur.

Ventildə əks gərginliyin maksimal qiyməti transformatorun ikinci dolaq e. h. q - sinin amplitud qiymətinə bərabərdir:

$$U_{\text{əks.max}} = E_{2m} = \frac{\pi}{\eta_a} \cdot U_d \quad (1.4)$$

Hesablanmış I_d , I_a , I_v və $U_{\text{əks. max}}$ qiymətlərinə görə ventillər seçilir. Diaqramlardan göründüyü kimi düzlənmiş gərginlik və cərəyanın dəyişən təşkilediciləri böyük qiymətə malikdir. Döyünmənin birinci harmonikasının amplitud qiymətini təyin etmək üçün koordinat başlanğıcı düzlənmiş gərginliyin maksimal qiymətinə uyğun olan nöqtəyə gətirilir və o, kosinusoidal funksiya çevrilir. Düzlənmiş gərginliyin dəyişən təşkiledicisinin birinci harmonikası

$$U_{d(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} u_d \cos \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{+\pi/2} U_{dm} \cos^2 \vartheta d\vartheta = \frac{U_{dm}}{2} = \frac{\pi}{2} U_d \quad (1.5)$$

Düzlənmiş gərginliyin birinci harmonikaya görə döyünmə əmsalı

$$K_{dU(1)} = U_{(1)m} / U_d = 1,57 \quad (1.6)$$

olur.

Göründüyü kimi, bu əmsal birinci harmonikanın amplitud qiymətinin düzlənmiş gərginliyin orta qiymətinə olan nisbəti ilə müəyyən olunur.

Transformatorun ikinci dolaq faza cərəyanının təsiredici qiymətinin onun orta qiymətinə olan nisbəti cərəyanın təhrif əmsalı adlanır:

$$D = \frac{I_2}{I_{2or}} \quad (1.7)$$

Birtəktli sxemlərdə faza cərəyanının sabit təşkilədici $I_{2or} = I_a = \frac{I_d}{m_2}$ ifadəsinin köməyi ilə müəyyən olunur. Burada m_2 – transformatorun ikinci dolağının fazalarının sayıdır. Verilmiş sxem üçün $I_{2or} = I_d$ olduğundan

$$D = \frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{2} \quad (1.8)$$

Transformatorun ikinci dolağının e. h. q – sinin təsiredici qiyməti

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\eta_a \sqrt{2}} U_d = \frac{2,22}{\eta_a} U_d \quad (1.9)$$

kimi tapılır.

Transformatorun ikinci dolağının e. h. q – sinin təsiredici qiymətinin düzlənmiş gərginliyin orta qiymətinə olan nisbəti faza e. h. q – si adlanır:

$$B = \frac{E_2}{U_d} = \frac{2,22}{\eta_a} \quad (1.10)$$

Transformatorun ikinci dolağının hesabət gücü aşağıdakı kimi təyin edilir:

$$S_2 = E_2 I_2 = B U_d D I_d = \frac{2,22}{\eta_a} U_d \cdot \frac{\pi}{2} I_d = \frac{3,49}{\eta_a} P_d \quad (1.11)$$

Burada, $P_d = U_d I_d$ olduğu nəzərə alınmışdır. P_d – düzlənmiş gərginlik və cərəyanın sabit təşkilədiciyə gücüdür.

Transformatorun birinci dolağındakı cərəyanın təsiredici qiymətini təyin etmək üçün transformatorun maqnit müvazinətliyindən istifadə edilir. Bu zaman sabit maqnitləşmə nəzərə alınmır və hesab edilir ki, ikinci dolaq cərəyanının sabit təşkilədiciyi birinci dolağa transformasiya olunmur. Onda maqnit müvazinəti tənliyi aşağıdakı kimi yazılır:

$$i_1 W_1 = -W_2 (i_2 - i_d) \quad (1.12)$$

Onda birinci dolaq cərəyanının ani qiyməti

$$i_1 = -\frac{W_2}{W_1} (i_2 - I_d) = -k_T i_d \quad (1.13)$$

ifadəsinə bərabər olar.

İkinci dolaq cərəyanının sabit təşkilədici I_d nəzərə alınmazsa, birinci dolaq cərəyanının forması ikinci dolaq cərəyanının forması ilə eyni olacaqdır. Onda birinci dolaq cərəyanının təsiredici qiyməti

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta} = \sqrt{\frac{k_T^2}{2\pi} (i_2 - I_d)^2 d\theta} = k_T \sqrt{I_2^2 - I_d^2} = \\ &= k_T \sqrt{(D^2 I_d^2 - I_d^2)} = k_T I_d \sqrt{D^2 - 1} = 1,21 k_T I_d \quad (1.14) \end{aligned}$$

kimi hesablanır.

Transformatorun birinci dolağının hesabət gücü:

$$S_1 = I_1 U_1 = 1,21 \cdot k_T I_d \frac{E_2}{k_T} = 1,21 I_d \frac{2,22}{\eta_a} U_d = 2,69 \cdot \frac{P_d}{\eta_a} \quad (1.15)$$

Transformatorun tam hesabət gücü:

$$S_t = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(3,49 + 2,69)}{2} \cdot \frac{P_d}{\eta_a} = 3,09 \frac{P_d}{\eta_a} \quad (1.16)$$

Gücə görə transformatorun istifadə əmsalı:

$$K_p = \frac{P_d}{S_t} = \frac{P_d}{3,09 P_d / \eta_a} = 0,324 \eta_a \quad (1.17)$$

Düzləndiricinin tam güc əmsalı:

$$\chi = \frac{P_{a1}}{S_1} \quad (1.18)$$

şəklində verilir. Burada, $P_{a1} = \sum_{q=1}^{q=n} U_{q(1)} I_{q(1)} \cos \varphi_q$ - birinci dolağın aktiv gücü olub, ayrı-ayrı harmonik təşkiledicilərin gücləri cəmi kimi hesablanır. S_1 – transformatorun birinci dolağının tam gücü olub, aşağıdakı ifadənin köməyi ilə təyin olunur:

$$S_1 = U_1 I_1 = \sqrt{U_{(1)1}^2 + \dots + U_{(q)1}^2 + \dots} \sqrt{I_{(1)1}^2 + \dots + I_{(q)1}^2 + \dots}$$

Qidalandırıcı şəbəkə gərginliyi sinusoidal funksiya, yəni

$$P_{a1} = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1 \quad (1.19)$$

olduğundan güc əmsalı:

$$\chi = \frac{U_1 I_{1(1)}}{U_1 \sqrt{I_{(1)1}^2 + \dots + I_{(q)1}^2 + \dots}} \cos \varphi_1 = v \cos \varphi_1 \quad (1.20)$$

olur. Burada $v = \frac{I_{(1)1}}{\sqrt{I_{(1)1}^2 + \dots + I_{(q)1}^2 + \dots}}$ - cərəyanın təhrif əmsalı, φ_1 - transformatorun

ikinci dolaq cərəyanı ilə qidalandırıcı şəbəkə gərginliyi arasındakı faza sürüşməsidir. Aktiv yük rejimində faza sürüşməsi sıfıra bərabər olduğundan, $\chi = v$ və deməli, vahiddən kiçik, yəni $\chi < 1$ olur.

Düzlənmiş cərəyanın aktiv gücü yükə düzlənmiş gərginlik və cərəyanın sabit təşkiledicilərinin orta gücü kimi təyin olunur. Yəni,

$$P_{ad} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d i_d d\vartheta = I_d^2 r_d = \frac{\pi^2}{4} P_d \quad (1.21)$$

Aktiv güc düzlənmiş cərəyan və gərginliyin sabit təşkiledicilərinin gücündən 2,5 dəfə böyükdür. Bu da transformatorun ölçülərinin böyük alınmasına səbəb olur. Bu düzləndiricilərdə transformatorun ikinci dolaq cərəyanının sabit təşkiledicisi hesabına transformatorun nüvəsi məcburi maqnitlənməyə məruz qalır. Bunun nəticəsində nüvə doyma rejiminə keçir. Nəticədə, maqnitlənmə cərəyanı adi nominal rejimdəki maqnitlənmə cərəyanından böyük alınır. Bu da transformatorun birinci dolaqlarının diametrinin böyük götürülməsinə gətirib çıxarır. Bundan başqa döyülmə tezliyi alçaq yəni, giriş cərəyanının tezliyinə bərabər olur. Bu çatışmayan cəhətlərinə görə bu növ düzləndirici çox nadir hallarda kiçik güclü qida mənbələrində (10 Vt– a qədər) istifadə olunur. Üstün cəhəti isə az sayda dioddan istifadə olunmasıdır.

Birfazalı biryarımpériodlu idarəolunan düzləndiricinin aktiv yük rejimi

Bir çox praktiki hallarda dəyişən gərginliyi düzləndirməklə yanaşı, onu tənzim etmək və ya stabilləşdirmək də lazımdır. Düzlənmiş gərginliyi tənzim etməyin bir neçə üsulu vardır:

1. Düzləndiricinin çıxış dövrəsi tərəfdən tənzim etmək:

a) Potensiometrin köməyi; bu halda güc itkisiinin qarşısını almaq mümkün olmur və düzləndiricinin f.i. ə – si azalır (bunu ancaq alçaq güclü düzləndiricilərdə etmək mümkündür).

b) Xüsusi sabit gərginlik elektron çeviricilərinin köməyi.

2. Düzləndiricinin giriş dövrəsi tərəfdən tənzim etmək:

a) Güc transformatoru dolaqlarının lehimlərini dəyişdirmək və ya avtomatik tənzim olunan transformatorun köməyi; bu halda düzləndirici yüklə birlikdə işlədiyi zaman bunu etmək xüsusi kontakt aparatları tələb edir. Onda da çevricinin etibarlılığı və cəldişləməsi aşağı düşür.

b) Maqnit gücləndiricisindən (sabit cərəyanla maqnitləndirilmiş doyma drosseli) istifadə etməklə; lakin bu üsuldən istifadə etdikdə əlavə güc aparatı tələb olunur.

c) Dəyişən gərginlik tiristor çeviricilərindən istifadə etməklə.

d) Düzləndiricilərdə idarəolunan ventillərdən istifadə etmək olar. Ventilin idarəedici elektroduna onun təbii açılma anına nəzərən gecikmə impulsu verilir. Bu impuls α idarə bucağı ilə müəyyən olunur. Bununla da düzlənmiş gərginliyin qiyməti tənzim olunur.

Təbii açılma anı dedikdə idarəolunmayan ventillərdən istifadə olunduqda, cərəyanın bir dioddan digərinə keçməsi anı başa düşülür.

Yuxarıda sadalanan üsullardan müasir dövrdə ən geniş yayılanı çıxış gərginliyini idarəolunan ventillərlə fəz-idarəetmə üsuludur.

Diodları, qoşulma anı xüsusi idarə sistemləri ilə təmin olunan tiristorlarla əvəz etdikdə istənilən düzləndirici sxem idarəolunan düzləndirici rejimində işləyə bilər.

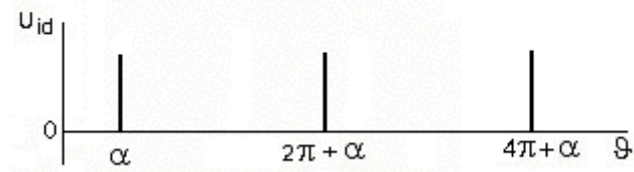
Düzləndiricilərin idarə sxeminin giriş və çıxışındakı gərginlik diaqramları şəkil 2.2 – də təsvir olunmuşdur.

Məlumdur ki, tiristorları işə qoşmaq üçün iki şərt ödənilməlidir: tiristorun anoduna müsbət gərginlik tətbiq olunmalı ($U_a > U_{\text{диз.роз.}}$) və idarəedici elektroduna açma cərəyanına uyğun olan müsbət gərginlik verilməlidir. Nəzərdən keçirilən düzləndiricinin prinsipial və ekvivalent sxemləri, onun işini aydınlaşdıran gərginlik və cərəyanın zamandan asılılıq diaqramları şəkil 2.3 – də təsvir olunmuşdur.

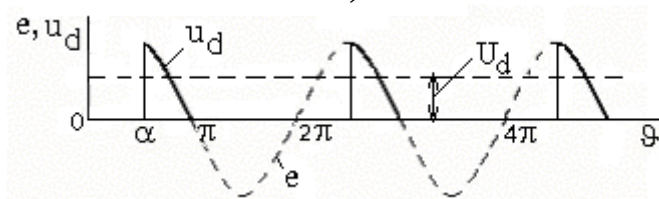
a)

a)

b)



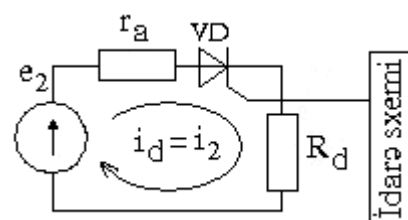
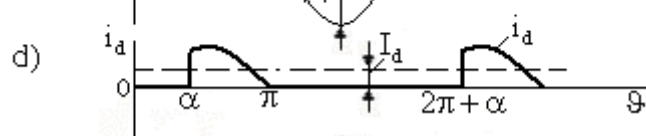
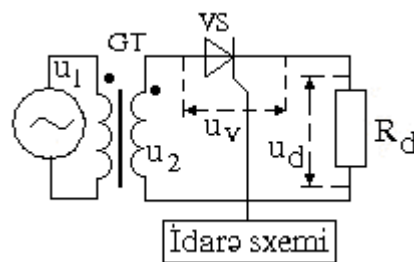
a)



d)

b)

Şək.2.2 İdarə sxeminin giriş və çıxışındakı gərginlikdiqramı



birinci şərt U_{φ} şəbəkə gərginliyinin müsbət yarım dalğası üçün ödənilir, ikinci şərtin ödənilməsi üçün isə tiristorun idarəedici elektroduna U_{id} açıcı impulsu verilməlidir.

Tiristor işə qoşulduqdan sonra onun idarəedici elektrodu öz idarəetmə xüsusiyyətini itirir, buna görə tiristorun bağlanması onun anodunda cərəyanın $I_a \leq I_{\sigma ab}$ olduğu halda baş verir. Verilmiş sxem üçün gərginlik impulsunun forması şəkil 2.2–də təsvir olunduğu kimidir. Göründüyü kimi işə qoşulma anını şəbəkə gərginliyinin müsbət yarım dalğası həddlərində, başqa sözlə, $0 \leq \alpha \leq \pi$ aralığında tənzim etmək olar. Əgər tiristor $\alpha = 0$ olduqda işə qoşulursa, yükdəki U_d gərginliyi maksimal qiymətə malik olur. Əgər $\alpha = 180^\circ$ olarsa, $U_d = 0$ olar. Tiristoru bu cür idarə üsulu impuls-faz idarə üsulu adlanır.

İdarəetmə rejimi üçün ($\alpha \neq 0$) düzlənmiş gərginliyin orta qiyməti

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_d d\vartheta = \frac{U_{dm}}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (2.1)$$

olur. Burada, U_{dm} , U_d -nin $\alpha = 0$ olan anına uyğun qiymətidir. Bu rejimdə tiristorda u_a gərginliyi $(0; \alpha)$ intervalında müsbət, $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$ olduqda isə onun maksimal qiyməti e_2 e.h.q – sinin amplitud qiymətinə bərabərdir. Verilmiş düzləndiricidə düzlənmiş gərginlik və cərəyanın orta qiyməti diaqramlardan göründüyü kimi u_d və i_d üçün böyükdür, bu səbəbdən də döyünmənin əsas harmonikası şəbəkə tezliyinə bərabər olur.

Birfazlı „0“ – nöqtəli idarəolunmayan düzləndiricinin aktiv yük rejimi

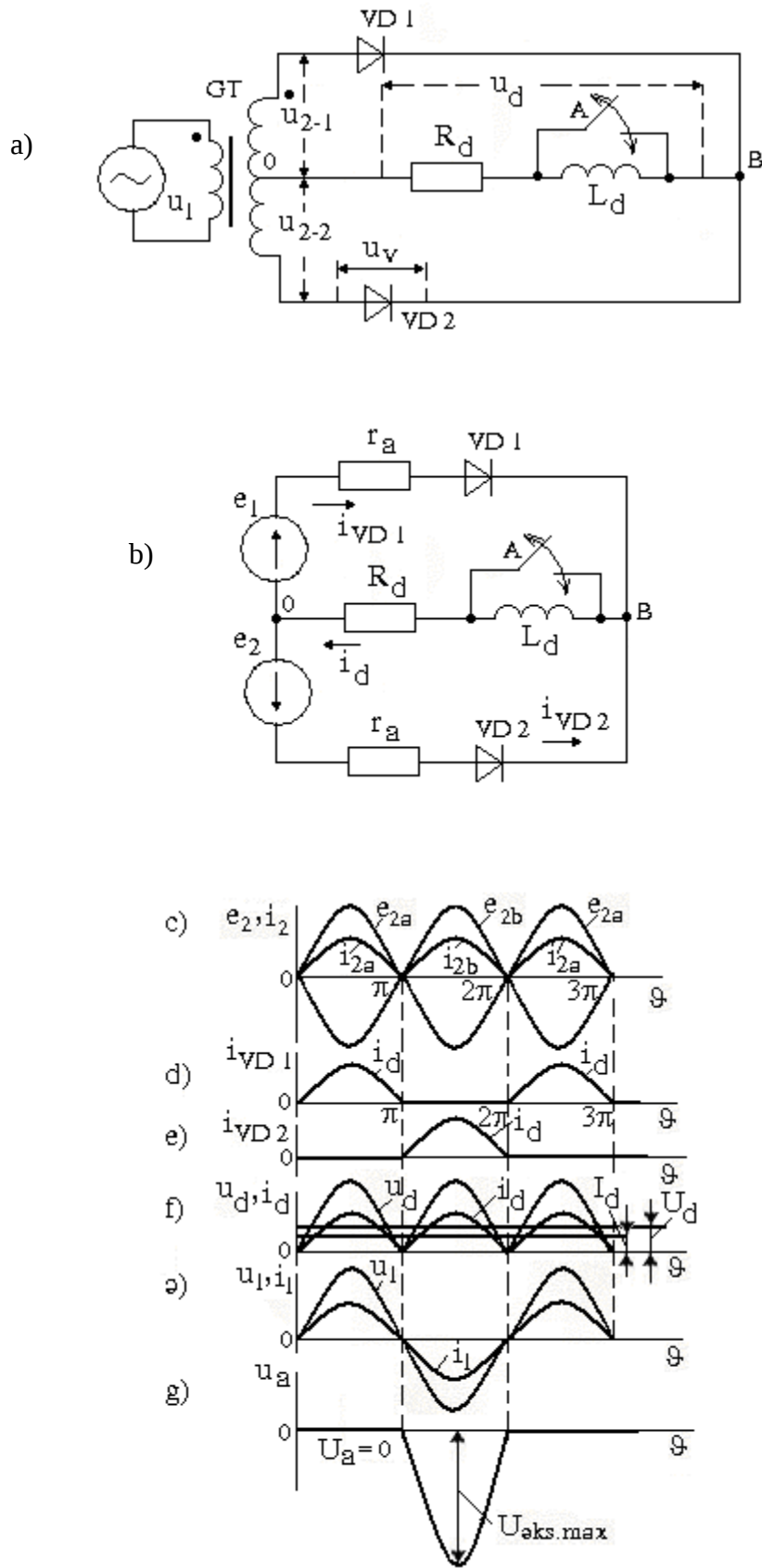
Düzləndirici ikinci dolağından sıfır nöqtəsi çıxarılmış birfazlı transformator, iki ventillə və yük dövrəsindən ibarətdir. Düzləndiricinin elektrik, ekvivalent sxemləri və onun iş prinsipini aydınlaşdıran cərəyan və gərginliklərin zaman diaqramları şəkil 3.1 –də təsvir olunduğu kimidir.

Düzləndirici çıxışına görə əslində ikifazalıdır, çünki transformatorun çıxışında qiymətcə bir-birinə bərabər, istiqamət etibarilə əks olan iki e. h. q – si yaranır. Bu rejim üçün A açarının qapalı olduğu hal nəzərdən keçirilir. Transformatorun ikinci dolaq faz gərginliyini aşağıdakı şəkildə göstərmək olar:

$$u_d = \sqrt{2} U_{2f} \sin \omega t = \sqrt{2} U_{2f} \sin \vartheta \quad (3.1)$$

Düzləndiricini təşkil edən ventillər növbə ilə işləyirlər. Belə ki, $(0, \pi)$ intervalında VD 1 ventilin anodu müsbət potensiala malik olduğundan, o açılır və cərəyan bu diod və yük dövrəsindən keçərək e. h. q – si e_1 olan yarım dolağa daxil olur.

π anında VD 1 ventili bağlanır. İkinci yarımperiod $(\pi; 2\pi)$ ərzində müsbət potensial VD 2 diodunun anoduna tətbiq olunur. Bu halda cərəyan həmin diod, yük dövrəsindən keçərək transformatorun e. h. q – si e_2 olan yarım dolağına daxil olur. Deməli, hər iki yarımperiodda yük dövrəsindən eyni istiqamətdə cərəyan keçir və o, düzlənmiş olur.



Şəkil 3.1. Birfazlı idarələnməyən „0“ - nöqtəli düzləndiricinin aktiv yük rejimi.

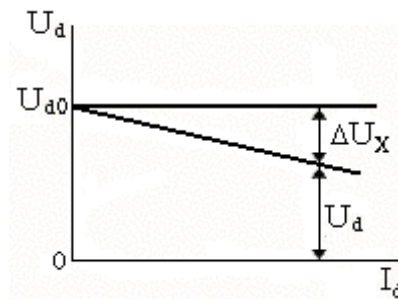
Transformatorun hər iki yarımolaqlarından period ərzində bir dəfə cərəyan axır. Nəticədə, transformatorun yarımolaqlarındakı cərəyanların sabit təşkiledicilərinin m. h. q – si bir-birinə qarşı yönəldiklərindən onun nüvəsində (içliyində) həyəcanlanmış maqnitlənmə olmur. Düzləndiricinin parametrlərinin hesabat ardıcılığı biryarımperiodlu düzləndiricidə olduğu kimi aparılır.

Düzləndirici sxemlərin aktiv yükə qarşı iş rejimlərinin əsas xarakteristikaları cədvəl 1-də (Əlavə) göstərilmişdir.

Şəkil 3.1 - də aşağıdakı zaman diaqramları təsvir olunmuşdur:

- c) transformatorun ikinci dolağındakı e. h. q - sinin və cərəyanın zaman diaqramları;
- d) VD 1 diodundakı cərəyanın;
- e) VD 2 diodundakı cərəyanın;
- f) Yük dövrəsindəki gərginlik və cərəyanın ani qiymətlərinin;
- ə) Transformatorun birinci dolağındakı cərəyan və gərginliyinin zaman diaqramları;
- g) Dioddakı əks gərginlik.

Diaqramlardan görüldüyü kimi ventillərdə əks gərginliyin maksimal qiyməti təxminən ikiqat faza gərginliyinə bərabərdir. Bu da böyük əks gərginlikli ventillərin seçilməsini tələb edir. Biryarımperiodlu düzləndiricilərdə olduğu kimi bu düzləndiricilərdə də bütün zaman anlarında transformatorun ikinci dolaq faza e. h. q – sindən onun ikinci dolağının aktiv müqavimətində və düz istiqamətdə ventilin müqavimətindəki gərginlik düşgüsü qədər az olur. Bu düzləndiricinin digər çatışmayan cəhəti xüsusi sarınmış transformator-dan istifadə olunmasıdır. Əgər standart transformator-dan istifadə olunsaydı ($S_1 = S_2 = S_t$), onda transformatorun ikinci dolağı artıq, birinci dolağı isə az yüklənmiş olur. Transformatorun yarımolaqlarındakı cərəyanlar əks istiqamətdə olduqlarından onun nüvəsinin sabit maqnitlənməsi, daha doğrusu, əlavə maqnitlənməsi yaranır. Şəkil 3.2 - də düzləndiricinin xarici xarakteristikası təsvir olunmuşdur. Xarakteristika $U_d = U_{dm} - (r_a + r_{düz}) \cdot I_d$ ilə ifadə olunur. Burada, $U_{dm} = \frac{2}{\pi} E_{2m}$ yüksüz işləmə rejimində düzlənmiş gərginliyin orta qiyməti, $r_{düz}$ – ventilin açıq vəziyyətdə müqavimətidir və sabit qəbul olunur.



Şəkil 3.2. Düzləndiricinin xarici xarakteristikası

Qrafikdən görüldüyü kimi yükdəki düzlənmiş cərəyanın qiyməti artdıqca düzlənmiş gərginliyin qiyməti azalır. Bu, düz istiqamətdə ventildə, transformatorun ikinci dolağında və aktiv müqavimətdə yaranan itkilər hesabına olur. „0“ – nöqtəli düzləndiricidə transformatorun tam hesabat gücünün artım əmsalı biryarımperiodlu düzləndiricidə olduğundan azdır.

Mühazirə 6

COXFAZALI DÜZLƏNDİRİCİLƏR ÜÇFAZALI TRANSFORMATOR SXEMLƏRİ

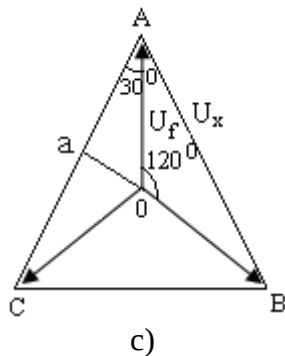
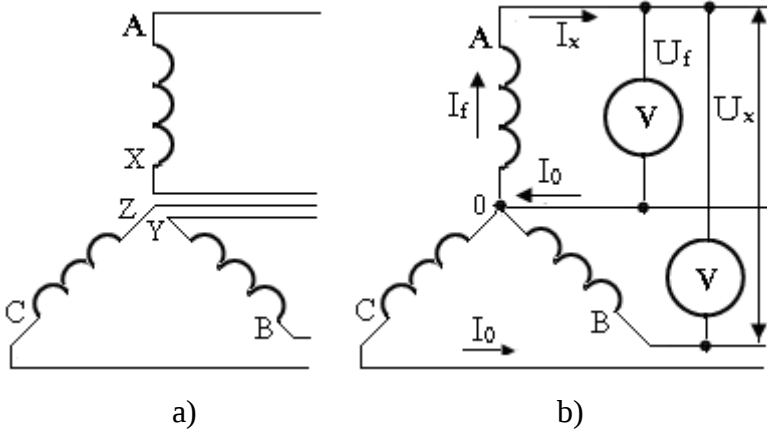
Çoxfazlı düzləndirici sxemlər üçfazlı dəyişən gərginlik şəbəkəsindən qidalandırılır, əsasən orta və böyük güclü qurğularda istifadə olunur. Bu sxemlər aşağıdakı məsələləri həll etmək imkanı verir:

- düzləndirilmiş gərginliyin döyünmələrini azaldır;
- şəbəkədən tələb olunan cərəyanın harmonik tərkibini yaxşılaşdırır;
- transformatorun tipik gücünü azaldır.

Çoxfazlı düzləndiricilərdə transformatorun dolaqları öz aralarında ulduz və üçbucaq birləşmədən istifadə etməklə qoşulur. Ulduz birləşmə zamanı hər bir fazanın sonu ümumi bir „0“- nöqtəsinə, fazaların başlanğıcı isə naqillər vasitəsilə şəbəkəyə qoşulur. Həmin naqillər xətti, onların uclarındakı gərginlik xətti gərginlik, istənilən iki xətt arasındakı gərginlik isə faza gərginliyi adlanır. „0“- (ümumi nöqtə) nöqtəsindən dördüncü xətt də çıxarmaq olar ki, „0“- və ya sıfırıncı (ümumi xətt) xətt adlanır. Şəkil 1.1. – də üçfazlı transformatorun dolaqlarının qoşulması sxemi və gərginliyin vektor diaqramı göstərilmişdir. Eyni yüklə işləyən düzləndiricilərdə maksimal gərginliklər kimi faza gərginliklərinin təsiredici qiymətləri də bərabər olur:

$$U_A = U_B = U_C \quad (1.1)$$

Şəkildən (şəkil 1.1., c) göründüyü kimi bu gərginliklər bir-birinə nəzərən 120° sürüşdürülmüşdür. İstənilən iki nöqtə arasındakı gərginlik həmin nöqtələr arasındakı vektorlara uyğun gəlir. Məsələn, sxemdə „0“ və A nöqtələri arasındakı gərginlik (U_A faza gərginliyi) diaqramın A – 0 vektoruna, A və B xətləri arasındakı gərginlik isə diaqramın A və B xətti gərginlik vektoruna uyğun gəlir və s. Vektor diaqramına əsasən xətti və faza gərginlikləri arasında əlaqə yaratmaq olar.



Şəkil 1.1. Üçfazlı transformatorun dolaqlarının qoşulma sxemləri: a) əlaqələndirilməmiş sistem; b) ulduz birləşmə; c) gərginliyin vektor diaqramları.

AOa üçbucağından aşağıdakı münasibətləri yazmaqla bilirik:

$$\frac{1}{2} U_X = U_f \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} U_f \quad (1.2) \text{ buradan, } U_X = \sqrt{3} U_f \text{ və ya}$$

$U_f = \frac{U_X}{\sqrt{3}}$ alınır. Deməli, ulduz birləşmə zamanı faza gərginliyi xətti gərginlikdən $\sqrt{3}$ dəfə

kiçikdir. Bu zaman $I_X = I_f$ olur. Kirxhofun birinci qanununa görə sıfırıncı xətdən keçən cərəyanın şiddəti faza cərəyanlarının həndəsi cəminə bərabərdir.

Simmetrik yük olduğu halda fazalardakı cərəyanlar bərabərdir və faza etibarilə bir-birinə nəzərən periodun $1/3$ - i qədər sürüşür. Bu halda üç fazadakı cərəyanların həndəsi cəmi sıfıra bərabər olur. Başqa sözlə sıfırıncı xətdə cərəyan yox olur. Ona görə də simmetrik yük olduğu halda sıfırıncı xətt olmur. Qeyri simmetrik yük zamanı isə sıfırıncı xətdə cərəyan sıfıra bərabər olmur. Adətən, sıfırıncı naqilin en kəsiyinin sahəsi xətti naqilinkinə nəzərən kiçikdir.

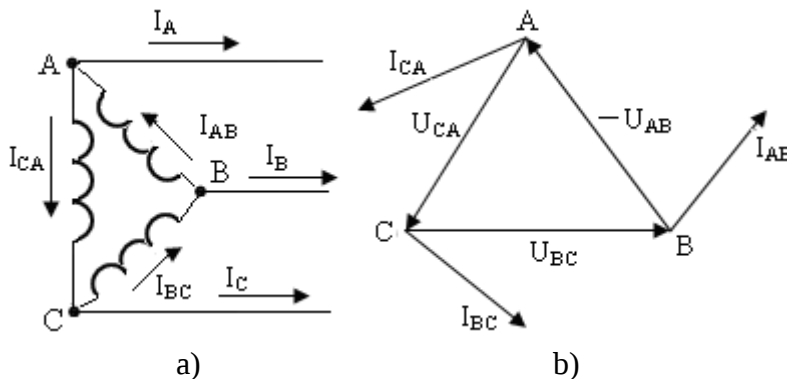
Transformatorun dolaqlarının üçbucaq birləşməsi şəkil 1.2 – də təsvir olunmuşdur. Burada hər bir fazanın başlanğıcı digər fazanın sonu ilə birləşdirilmişdir. Bu səbəbdən üç faza qapalı kontur təşkil edir. Fazalarda induksiya e.h.q- ləri eyni olub, fazaca bir – birinə nəzərən periodun $1/3$ - i qədər sürüşmüş olur. Onların həndəsi cəmi sıfıra bərabərdir. Üçbucaq birləşmə zamanı $U_X = U_f$ olur. Yüklər eyni olduqda transformatorun faza dolaqlarından faza gərginliklərinə nəzərən eyni bir φ bucağı qədər sürüşdürülmüş eyni cərəyanlar axır:

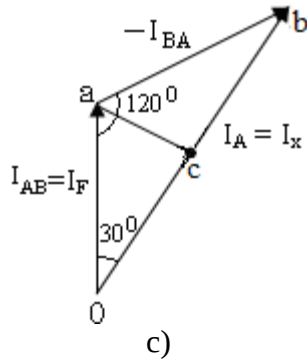
$$I_{AB} = I_{BC} = I_{CA} \quad (1.3)$$

Şəkil 1.2, b – də faza gərginlik və cərəyanlarının vektor diaqramları təsvir olunmuşdur. Sxemdən göründüyü kimi faza cərəyanları xətti cərəyanlardan fərqlidir. Həmin cərəyanların istiqamətini şəkil 1.2, a – da göstərildiyi kimi müsbət qəbul etsək, onda Kirxhofun birinci qanununa görə aşağıdakı münasibətləri yazmaq olar:

$$i_A = i_{AB} - i_{CA}, \quad i_B = i_{BC} - i_{AB}, \quad i_C = i_{CA} - i_{BC} \quad (1.4)$$

Cərəyanlar sinusoidal qanun üzrə dəyişdiyindən onların ani qiymətlərinin cəbri fərqi bu cərəyanların ani qiymətlərini əks





Şəkil 1.2 a) Transformatorun dolaqlarının üçbucaq birləşməsi; b) fazalardakı gərginlik və cərəyanların vektor diaqramları; c) faza və xətti cərəyanların vektor diaqramları.

etdirən vektorların həndəsi fərqi ilə əvəz etmək olar. Ona görə A xəttinin I_A cərəyanı I_{AB} və I_{CA} faza cərəyanları vektorlarının həndəsi fərqi ilə müəyyən olunur. I_A xətti cərəyan vektorunu qurmaq üçün I_{AB} faza cərəyanı vektoru Oa parçası şəkilində təsvir olunur (şəkil 1.2, c). a nöqtəsindən I_{CA} vektoruna bərabər, lakin onun əksinə yönəlmiş $-I_{CA}$ vektoru (ab parçası) qurulur. I_{AB} vektorunun başlanğıcı (O nöqtəsi) ilə $-I_{CA}$ vektorunun sonuna (b nöqtəsi) qoşulmuş vektor I_A xətti cərəyan vektorudur. Buna uyğun olaraq I_B və I_C vektorlarını da qurmaq olar. Şəkil 1.2, c diaqramından asanlıqla xətti və faza cərəyanları arasında münasibət yaratmaq olar. Oac üçbucağından

$$\frac{1}{2} I_x = I_f \cdot \cos 30^\circ = \sqrt{3}/2 I_f \quad (1.5)$$

ifadəsini yazmaq olar. Buradan isə $I_f = \sqrt{3} I_x = 1,73 I_x$ olduğu alınır. Bu isə o deməkdir ki, dolaqların üçbucaq birləşməsi zamanı (eyni yük şəraitində) xətti cərəyan faza cərəyanından $\sqrt{3}$ dəfə böyükdür.

ÜÇFAZALI DÜZLƏNDİRİCİLƏR HAQQINDA MƏLUMAT

Məlum olduğu kimi qidalandırıcı gərginliyin fazalarının sayından asılı olaraq düzləndiriciləri bir, iki, üç, altı, on iki, iyirmi dörd fazalı düzləndiricilərə ayırırlar. Bir – birinə nəzərən 120° bucaq qədər sürüşdürülmüş qidalandırıcı gərginlik tələb edən düzləndiriciləri üçfazlı düzləndirici adlandırmaq qəbul olunmuşdur.

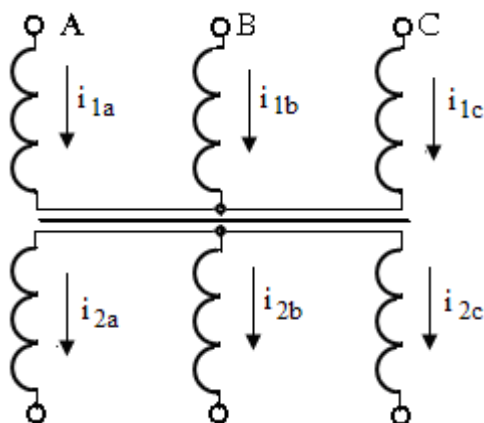
Qeyd etmək lazımdır ki, üçfazlı düzləndiricilərin də işi müvafiq birfazlı düzləndiricilərin işi kimidir. Üçfazlı düzləndiricilər də „0” – nöqtəli, körpü və s. sxemlər əsasında həyata keçirilir. Birfazlı „0” – nöqtəli düzləndiricilərdə hər bir ventil (iki ventildən ibarətdir) yarımperiod ərzində cərəyan keçirir. Müvafiq üçfazlı düzləndiricidə isə hər bir ventil (üç ventildən ibarətdir) periodun $1/3$ - i (120°) ərzində cərəyan keçirir. Bu cür düzləndiriciləri üç birfazlı düzləndirici sxemi əsasında da reallaşdırmaq olar.

Üçfazlı körpü düzləndiricisinin də işi birfazlı müvafiq düzləndiricinin işinə bənzəyir. Birfazlı düzləndiricidə hər bir ventil bir yarımperiod ərzində digər qrupun bir ventili ilə qoşa işləyir. Belə ventil cütünün sayı ikidir. Məsələn, VD 1, VD 4 və VD 2, VD 3 cütü yaranır.

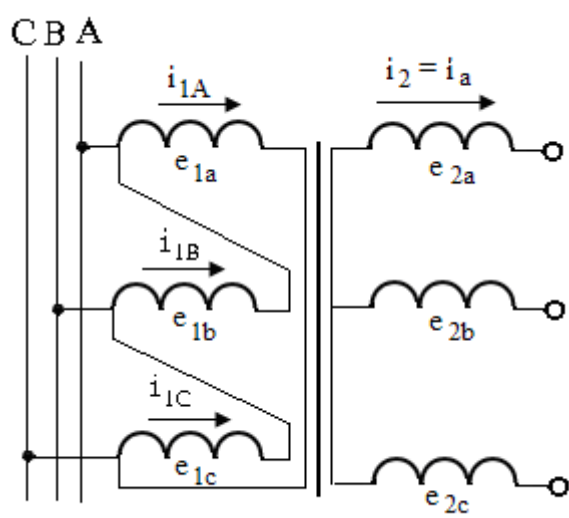
Lakin, üçfazlı körpü düzləndiricilər altı ventildən ibarətdir.

Onlar üç – üç katod və anod qrupu əmələ gətirir. Hər hansı bir ventil periodun $\vartheta = 1/3T$ (120°) ərzində əks qrupun iki ventili ilə qoşa işləyir. Onun $\vartheta = 1/6T$ (60°) müddətində həmin ventilin biri ilə, qalan müddətdə isə o biri ventillə cərəyan keçirir. Bu zaman yük cərəyanını eyni zamanda keçirən altı ventil cütü əmələ gəlir: VD 1, VD 2; VD 1, VD 6; VD 3, VD 2; VD 3, VD 4; VD 5, VD 6; VD 5, VD 4.

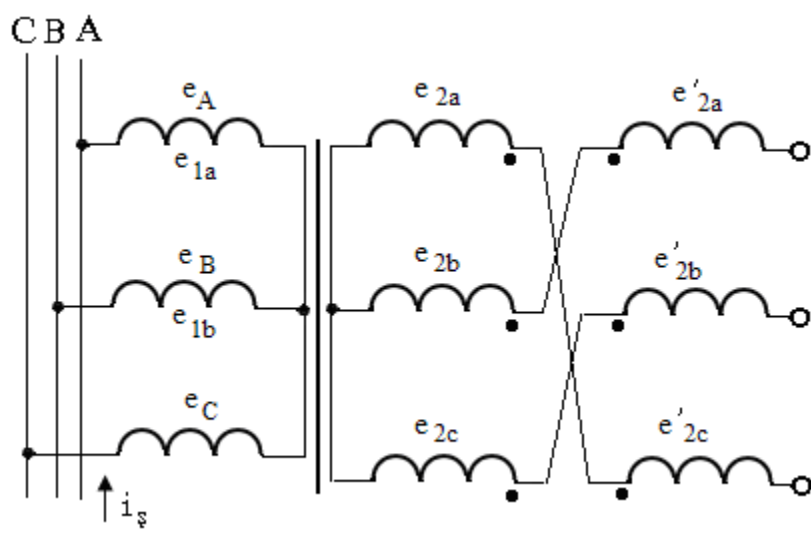
Qeyd etmək lazımdır ki, bu zaman müəyyən bir çətinlik yaranır. Belə ki, hansı ventillər cütü işə qoşulduğunu və ya işə qoşula biləcəyini (başqa sözlə idarə impulsu ilə işə qoşulur) müəyyən etmək çətin olur. Belə hallar əsasən bütün xətti elektron qurğuları, ən çoxu isə tənzimediciləri elementi açar (impuls) rejimində işləyən qurğular üçün tipikdir. Bu cür qurğuların işinin təhlili zamanı onların xarakterik xüsusiyyətlərini nəzərə almaq çox əhəmiyyətlidir. Məsələn, bir qrupdan iki ventil heç vaxt bir – birilə işləyə bilməz. Belə ki, onların keçiricilik halı uyğun xətti gərginliyin təsiri ilə bu tiristorların birindən çox böyük əks cərəyanın keçməsinə gətirib çıxarar. Bu da işlək cihaz üçün yolverilməzdir. Qeyd olunduğu kimi burada qoşa işləyən altı ventil cütü əmələ gəlir. Buna görə çıxış gərginliyi müəyyən xətti gərginliyə bərabər olur ki, bu vaxt altı mümkün olan variant yaranır: $u_{\text{çix}} = u_{ab}$; $u_{\text{çix}} = -u_{ab} = u_{ba}$; $u_{\text{çix}} = u_{bc}$; $u_{\text{çix}} = -u_{bc} = u_{cb}$; $u_{\text{çix}} = u_{ca}$; $u_{\text{çix}} = -u_{ca} = u_{ac}$. Üçfazlı düzləndiricilərin aktiv yük rejimi zamanı da cərəyan əyrisi gərginlik əyrisini təkrarlayır. Aktiv – induktiv yük rejimi zamanı isə cərəyan rəqsi düzbucaqlı impuls formasında olur. Cərəyanın kommutasiyasına (cərəyanın bir ventildən digərinə ötürülməsi) gəldikdə isə birfazlı düzləndiricilərdə olduğu kimidir. Yəni, idarəolunmayan düzləndiricilərdə faza gərginlik ayrılmasının kəsişdiyi nöqtələrdə baş verir. Faza gərginlikləri ayrılmasının (sinusoidaların) kəsişdiyi nöqtə ventillərin təbii açılma müddəti adlanır. İdarəolunan düzləndiricilərdə isə təbii açılma müddəti idarəolunmayan düzləndiricilərə nəzərən müəyyən α bucağı qədər gecikir. Transformatorun ikinci dolağının və bütövlükdə düzləndiricinin spesifik birləşmə sxemlərindən istifadə etməklə bir period ərzində düzləndirilmiş gərginliyin döyülmələrinin m_d sayını üçqat artırmaq olar. Qidalandırıcı üçfazlı düzləndiricilər üçfazlı cərəyan şəbəkəsini bərabər yükləyir, transformatorun istifadə əmsalı yüksək olur. Bu növ düzləndiricilər aktiv və aktiv–induktiv, əks e.h.q.-li statik xarakterli yükləri, həmçinin sabit cərəyan mühərrikləri kimi dinamik yükləri qidalandırmaq üçün istifadə olunur. Sonuncu yük növünə induktivlikli əks e.h.q.-si kimi baxmaq olar. Üçfazlı idarəolunan körpü düzləndiricilər də birfazlılarda olduğu kimi iki variantda həyata keçirilir: tam (simmetrik) və natamam (qeyri – simmetrik və ya yarım-idarəolunan) idarəolunan düzləndiricilər. Üçfazlı düzləndiricilərdə istifadə olunan transformatorların dolaqlarının qoşulma sxemləri şəkil 1.3 – də göstərilmişdir.



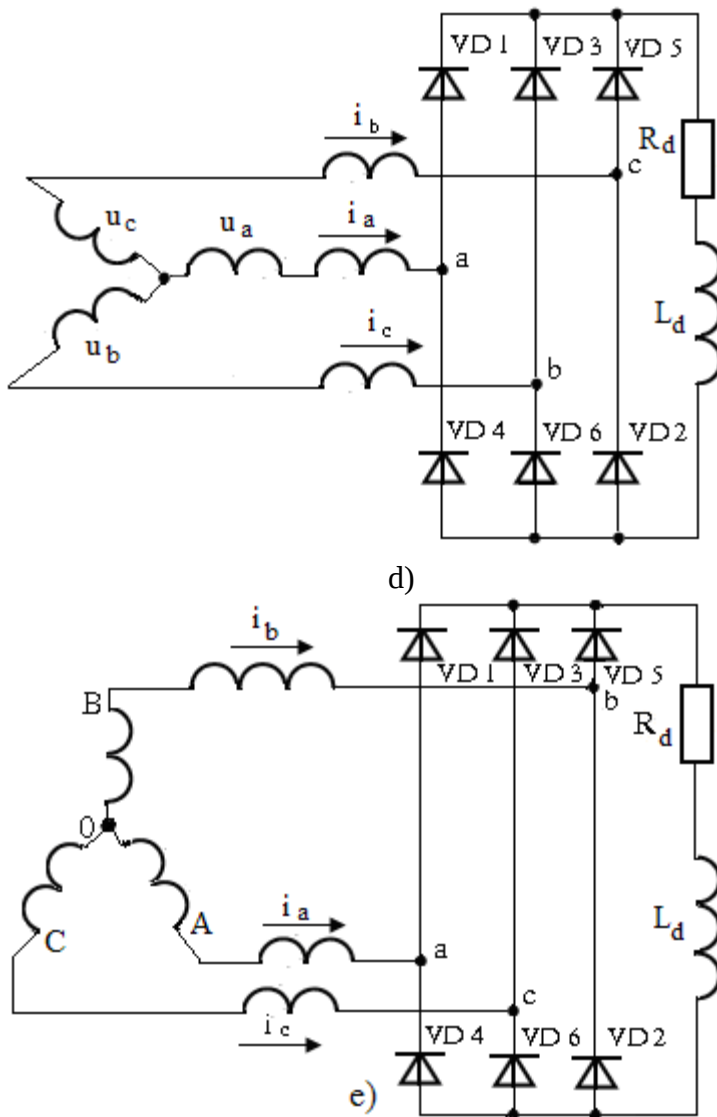
a)



b)



c)



Şəkil 1.3 Transformatorun dolaqlarının: a) ulduz;
b) üçbucaq və c) ziqzaq birləşmə sxemləri; d,e - düzləndirici sxemlər

ÜÇFAZALI „0“ - NÖQTƏLİ İDARƏOLUNMAYAN DÜZLƏNDİRİCİLƏR

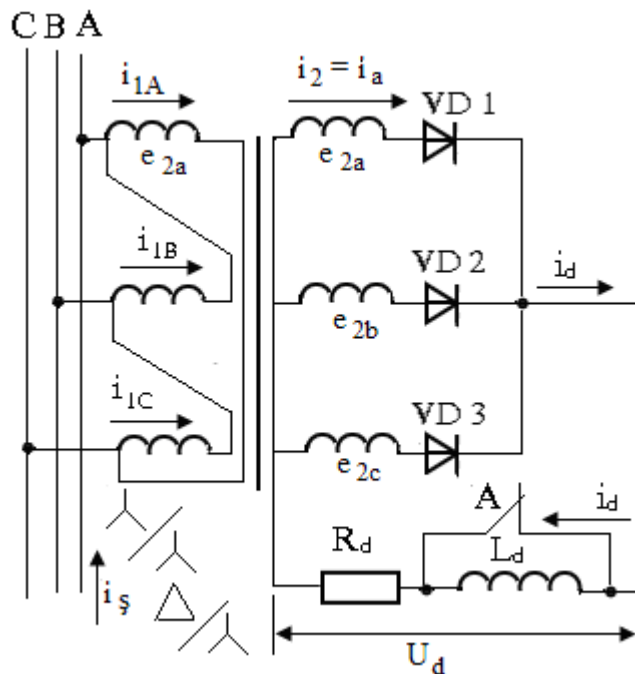
Transformatorun birinci dolağı həm ulduz, həm də üçbucaq şəkilində qoşula bilər (şəkil 1.3). İkinci dolaq yalnız ulduz şəkilində qoşulmalıdır. Belə ki, ikinci dolağın ümumi nöqtəsi sabit cərəyan dövrəsinin qütblərindən biridir. İkinci dolağın sərbəst ucu ventillərin katodlarına (və ya anodlarına) qoşulur və həmin dövrənin ikinci qütbüdür. Düzləndiricinin elektrik, ekvivalent sxemləri və işini xarakterizə edən zaman diaqramları şəkil 1.4 – də göstərilmişdir. Sxemdən görüldüyü kimi düzləndirici hər bir fazada bir diod olmaqla üç dioddan ibarətdir.

Diodlar yük dövrəsinə transformatorun ikinci dolağının uyğun fazası ilə qapayaraq növbə ilə işləyirlər. Ona görə də düzləndiricinin U_d çıxış gərginlik əyrisi uyğun fazanın e_2 sinusoidal gərginlik parçalarından ibarətdir. İki fazanın diodunun təbii açılma nöqtəsinin sağ tərəfindəki nöqtələr müsbət gərginliyə malikdir. Potensialı böyük olan fazaya qoşulmuş diod

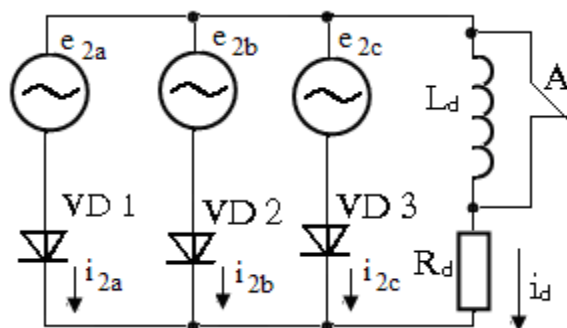
cərəyan keçirir. Bu anlar ϑ_1 , ϑ_2 , ϑ_3 və ϑ_4 -ə uyğun gəlir. Belə ki, ϑ_1 anında VD 1 diodunun anodunda potensial o birilərlə müqayisədə daha yüksək olduğundan o işə qoşulur (şəkil 1.4, d).

ϑ_2 anında kommutasiya hadisəsi baş verdiyindən cərəyan VD2 dioduna verilir. VD 1 diodu bağlanır, VD 2 diodu işə qoşulur (şəkil 1.4, e). VD 3 diodu isə ϑ_3 anından ϑ_4 anına yük cərəyanını keçirir. Bununla da bir period başa çatır və düzləndirmə prosesi yenidən təkrar olunur. Şəkil 1.4, ə – g diaqramlarında uyğun olaraq düzləndirilmiş gərginlik, cərəyan və dioddakı maksimal əks gərginlik təsvir olunmuşdur. Diaqramlar düzləndiricinin aktiv yük rejimini əks etdirir. A açarı qapalıdır. Sxemin analizi zamanı ventillər və transformator ideal (itkisiz) qəbul olunmuşdur.

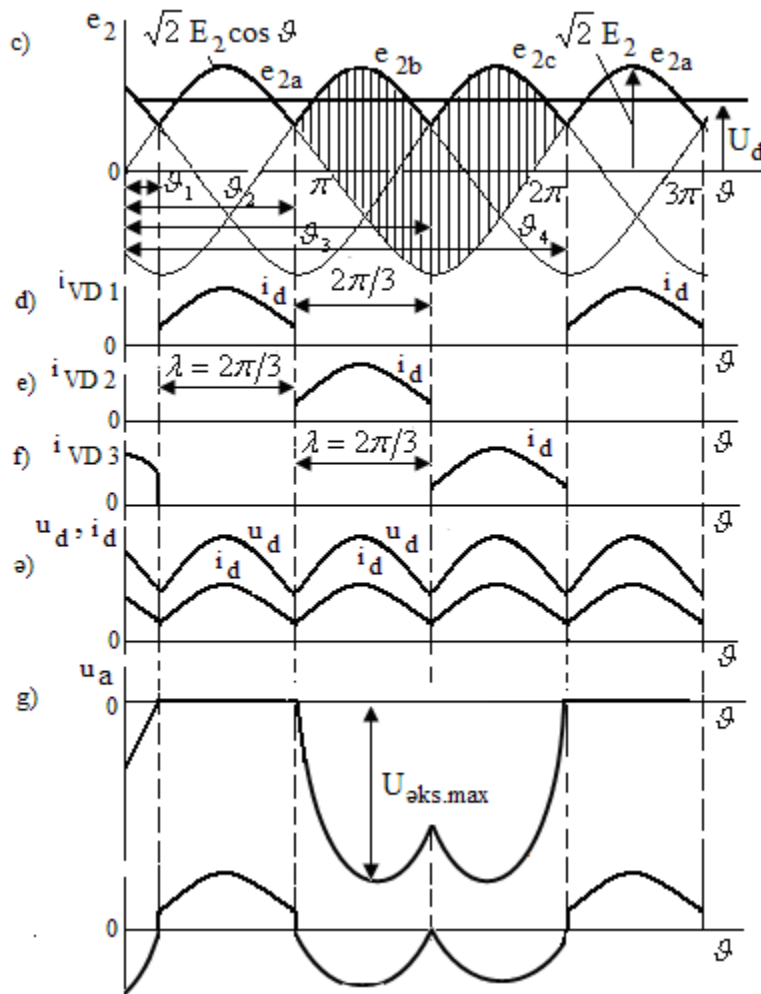
Transformatorun səpələmə induktivliyi nəzərə alınmır. Göründüyü kimi aktiv yük rejimində gərginlik və cərəyan əyriləri bir – birini təkrarlayır və bir period ərzində üçqat döyünməyə malik olur.



a)



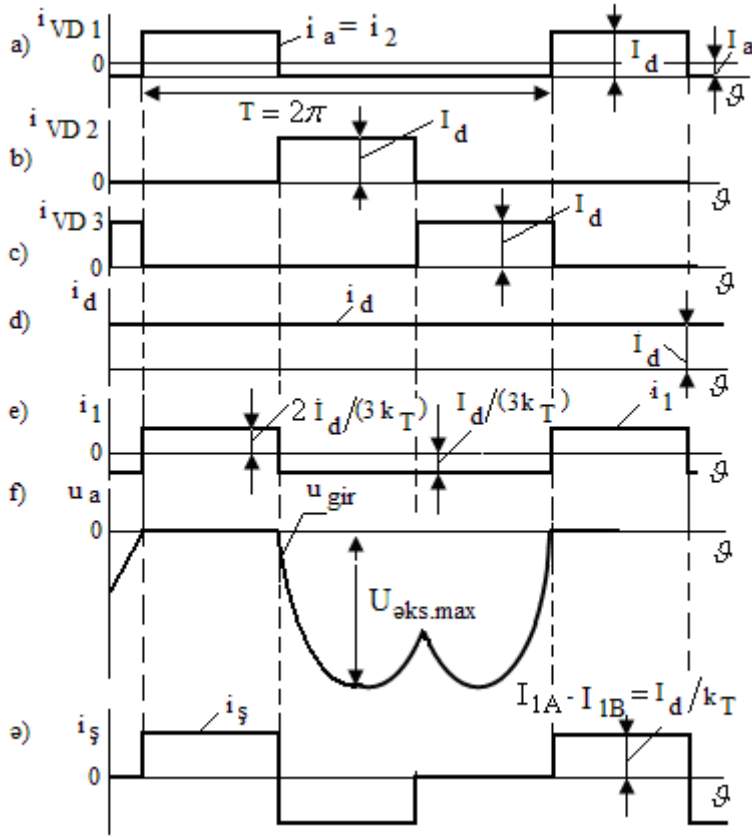
b)



Şəkil 1.4 Üçfazlı „0° – nöqtəli düzləndiricinin: a) elektrik sxemi, b) ekvivalent sxemi; c – g) onun işini əks etdirən zaman diaqramları

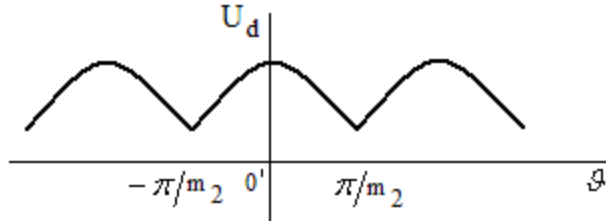
Çıxış gərginliyinin döyülmə əmsalı $q = 2/(m^2 - 1)$ ifadəsi ilə təyin olunur. Burada, m_2 - fazaların sayıdır. Deməli, üçfazlı düzləndirici üçün $q = 0,25$ – dir. Çoxfazlı düzləndiricilər üçün ümumi halda elektrik parametrlərinin bir period ərzində döyülmələrinin sayı $m_d = m_2$ – dir.

Şəkil 1.5 – də düzləndiricinin aktiv – induktiv yük rejimi üçün zaman diaqramları təsvir olunmuşdur.



Şəkil 1.5 Aktiv – induktiv rejim üçün zaman diaqramları

Diodda maksimal əks gərginlik transformatorun ikinci dolaq faza e.h.q – sinin amplitud qiymətindən $\sqrt{3}$ dəfə böyük olur.



Şəkil 1.6 Düzəndirilmiş gərginliyin hesabı üçün düsturun çıxarılması diaqramı

Düzəndirilmiş gərginliyin orta qiyməti

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\pi/m_2}^{+\pi/m_2} u_d d\varphi = \frac{m_2}{2} \int_{-\pi/2}^{+\pi/m_2} E_{2m} \cos \varphi d\varphi = \\
 &= \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

kimi tapılır. $m_2 = 3$ (Mitkeviç sxemi) olduqda

$$U_d = 0,83E_{2m} = 1,17E_{2m} \text{ alınır.} \quad (1.6)$$

Düzləndirilmiş cərəyanın orta qiyməti

$$I_d = \frac{U_d}{P_d} = \frac{E_{2m}}{P_d} \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} = \frac{\pi}{m_2} \cdot I_{am} \sin \frac{\pi}{m_2} \quad (1.7)$$

$m_2 = 3$ olduqda $I_d = 0,83 \cdot I_{am}$ olur.

Düzləndirilmiş gərginliyin dəyişən təşkiledicisinin periodunun $2\pi/m_2$ olduğu nəzərə alındıqda döyünmənin q -harmoniyasının amplitudu aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$\begin{aligned} U_{(qm)} &= \frac{m_2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{\frac{\pi}{m_2}} U_d \cos(qm_2 \vartheta) d\vartheta = \\ &= E_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{\frac{\pi}{m_2}} \cdot \frac{2}{q^2 m^2 - 1} \end{aligned} \quad (1.8)$$

q -cü harmoniya üçün döyünmə əmsalı

$$K_d(q) = \frac{U_{(qm)}}{U_d} = \frac{2}{q^2 m^2 - 1} \quad (1.9)$$

q -cü harmoniyanın döyünmə tezliyi

$$f(q) = qm_2 f_\vartheta \text{ kimidir.}$$

Burada f_ϑ – şəbəkə tezliyidir, $q = 1, 2, \dots$ – harmoniyanın nömrəsidir.

Dioddan keçən cərəyanın orta qiyməti aşağıdakı kimi tapılır:

$$I_a = \frac{I_d}{m_2} = \frac{1}{\pi} I_{am} \sin \frac{\pi}{m_2} \quad (1.10)$$

$m_2 = 3$ olduqda $I_a = 0,2771 I_{am}$ alınır.

Ventildə maksimal gərginlik

$$U_{\text{əks.max}} = \sqrt{3} E_{2m} = \sqrt{3} \frac{\pi}{m_2} \quad (1.11)$$

$m_2 = 3$ olduğu üçün $U_{\text{əks. max}} = 2,09 U_d$ olur.

Əks gərginliyin bu qiymətinə əsasən məlum düsturdan faza e.h.q – sinin qiymətini tapmaq olar:

$$E_2 = 0,855 U_d \quad (1.12)$$

Qeyd etmək lazımdır ki, dioddan və transformatorun dolağından keçən cərəyanın forması eynidir. Ancaq ikinci dolaq məftilinin en kəsiyinin sahəsinin seçilməsi zamanı ondan keçən cərəyanın təsiredici qiymətini təyin etmək lazım gəlir:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/m_2} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,58 I_d \quad (1.13)$$

Birinci dolağı üçbucaq sxemi üzrə qoşulmuş transformatorun (şəkil 1.5, e) həmin dolağından keçən cərəyan forma etibarilə ikinci dolaqdan keçən cərəyanı təkrarlayır (şəkil 1.5, e) transformatorun transformasiya əmsalı nəzərə alınmaqla), lakin sabit təşkilediciyə malik deyil. Belə ki, transformator sabit cərəyanı buraxa bilməz. Bu halda transformatorun birinci dolağının faza cərəyanlarının ani qiymətini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$i_{1A} = (i_{2a} - I_d/3)/k_T \quad (1.14)$$

$$i_{1B} = (i_{2b} - I_d/3)/k_T \quad (1.15)$$

$$i_{1C} = (i_{2c} - I_d/3)/k_T \quad (1.16)$$

Burada, i_{2a} , i_{2b} , i_{2c} - uyğun olaraq transformatorun ikinci dolaq faza cərəyanlarıdır.

Şəkil 1.5, e – də təsvir olunmuş zaman diaqramından istifadə edərək faza cərəyanlarının ani qiymətlərini də hesablamaq olar:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2I_d}{3k_T} \right)^2 d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(-\frac{I_d}{3k_T} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{I_d}{k_T} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (1.17)$$

Şəbəkədəki i_φ cərəyanı (məsələn, A xəttindəki cərəyan, şəkil 1.1.5, ə) transformatorun birinci dolağının uyğun cərəyanlarının fərqinə bərabərdir ($i_\varphi = i_{1A} - i_{1B}$). Bu cərəyanın təsiredici qiyməti aşağıdakı kimi tapılır:

$$I_\varphi = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{I_d}{k_T} \right)^2 d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} \left(-\frac{I_d}{k_T} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{I_d}{k_T} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1.18)$$

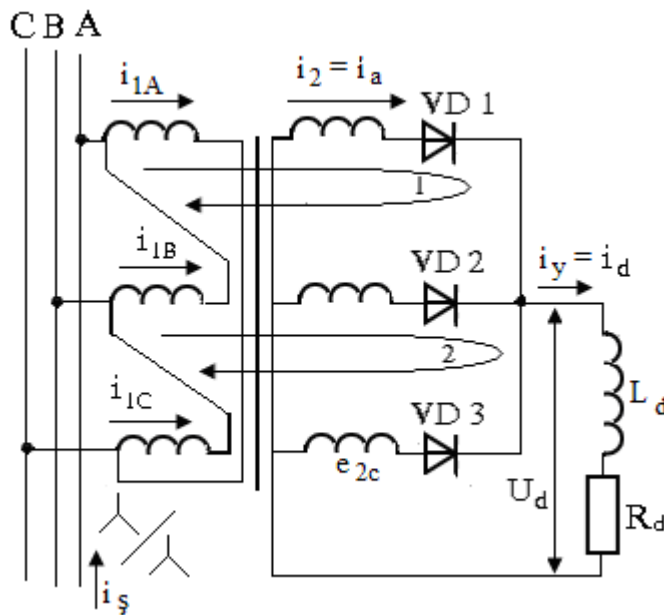
Transformatorun tipik gücü

$$P_T = \frac{3U_1 I_1 + 3E_2 I_2}{2} = \frac{3k_T \cdot \frac{2\pi U_d}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{I_d}{k_T} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} + 3 \cdot \frac{2\pi U_d}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}}}{2} = 1,35U_d I_d = 1,35P_d \quad (1.19)$$

ifadəsinin köməylə hesablanır.

Digər parametrlərin qiyməti cədvəllərdə verilir.

Əvvəllər qeyd olunduğu kimi transformatorun birinci dolağı ulduz sxemi üzrə də qoşula bilər(şəkil 1.7):



Şəkil 1.7 Transformatorunun hər iki dolağı ulduz sxemi üzrə qoşulmuş üçfazlı „0” – nöqtəli düzləndirici

Şəkildən göründüyü kimi iki - 1 və 2 konturları təsvir olunmuşdur. VD 1 diodunun cərəyan keçirdiyi anda transformatorun birinci dolağında cərəyanların paylanması həmin konturların maqnit e.h.q – lərinin tənliklərindən təyin olunur:

$$i_{1A}W_1 + i_{2A}W_2 - i_{2a}W_1 = 0 \quad (1.20)$$

$$i_{1A}W_1 - i_{1C}W_1 = 0 \quad (1.21)$$

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0 \quad (1.22)$$

burada, W_1 , W_2 - transformatrın birinci və ikinci dolaqlarının sarğılarının sayıdır. Verilmiş tənlikləri birlikdə həll etməklə aşağıdakıları almaq olar:

$$i_{1A} = (2/3)(i_{2a}/k_T) \quad (1.22)$$

$$i_{1B} = i_{1C} = (-1/3)(k_T) \quad (1.23)$$

burada, $k_T = \frac{W_1}{W_2}$ - transformatorun transformasiya əmsalıdır.

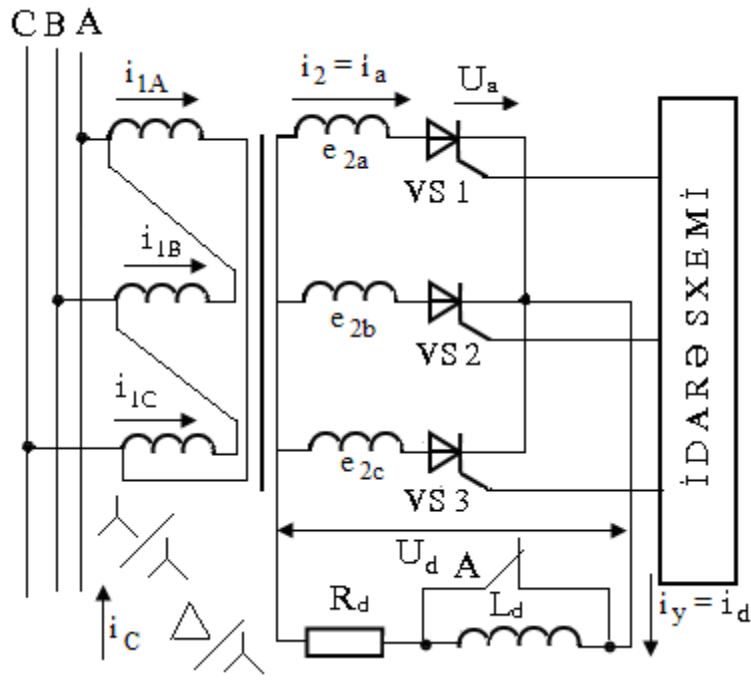
Buradan göründüyü kimi transformatorun transformasiya əmsalını nəzərə aldıqda ikinci dolaqdan cərəyan keçdiyi halda, birinci dolaq fazasından yük cərəyanının ani qiymətinin $2/3$ - i qədər cərəyan keçir. Bu vaxt digər iki fazadan əks istiqamətdə həmin cərəyanın qalan hissəsi keçir. Transformatorun hər iki qoşulma sxemi üçün bu cərəyanın forma və qiyməti eynidir.

ÜÇFAZALI „0” – NÖQTƏLİ İDARƏOLUNAN DÜZLƏNDİRİCİ

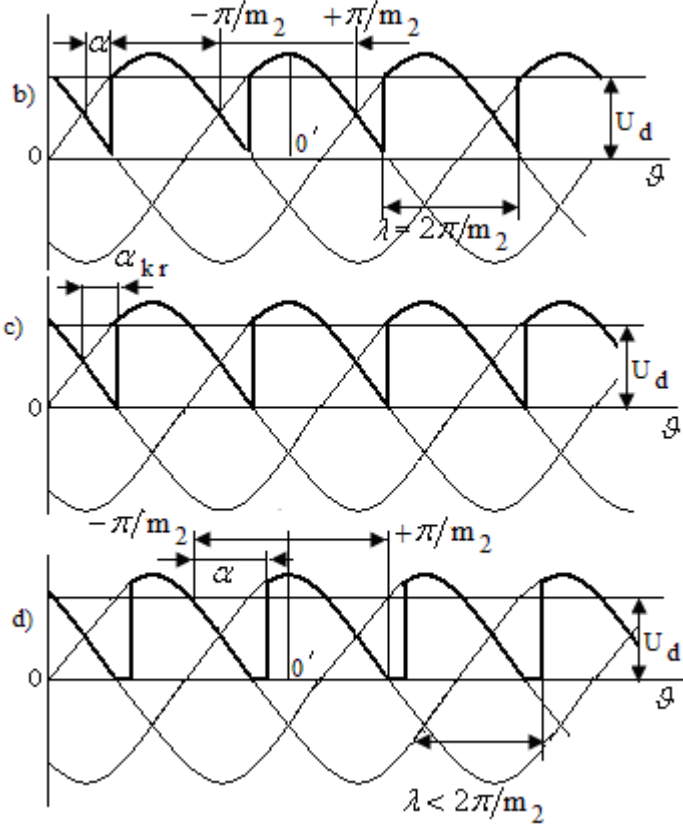
Düzləndiricinin elektrik sxemi və onun işini əks etdirən elektromaqnit proseslərinin zaman diaqramları şəkil 1.8 – də təsvir olunmuşdur. İdarə sxemi idarə impulsları formalaşdırır və güc tiristorlarını həmin impulslarla təmin edir. Tiristorların açılması təbii açılma müddətinə nəzərən α bucağı qədər gecikir. Bu rejim üçün yük dövrəsindən keçən cərəyan əyrisi gərginliyin formasını təkrarlayır. α idarə bucağının kiçik qiymətlərində yük cərəyanı sıfır qiymətinə qədər azalmır və fasiləsiz (pauzasız) axır (şəkil 1.8, b diaqramı). İdarə bucağının hər hansı bir α_{kr} qiymətində gərginlik və cərəyanın ani qiyməti sıfıra qədər azalır və fasilə əmələ gəlmir. Belə rejim sərhəd – fasiləsizlik (kəsilməzlik) rejim adlanır (şəkil 1.8, c diaqramı).

Ümumiyyətlə, m – fazalı düzləndiricilərdə kritik idarə bucağı $\alpha_{kr} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_2}$ ifadəsinin köməyi ilə hesablanır. Burada, m_2 – fazaların sayıdır. Müxtəlif sxemlər üçün kritik idarə bucağının qiyməti cədvəldə göstərildiyi kimidir:

m	2	3	6
α_{kr}	0°	30°	60°



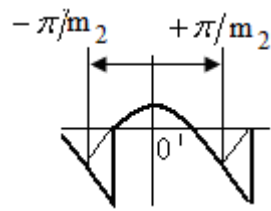
a)



Şəkil 1.8 Üçfazlı „0“ – nöqtəli idarəolunan
düzəndiricinin: a) elektrik sxemi; b-d) işini
xarakterizə edən zaman diaqramları

Şəkil 1.9 – da düzəndirilmiş gərginliyin hesabı düsturunu çıxarılması diaqramı təsvir olunmuşdur.

Əgər idarə bucağı üçün $\alpha > \alpha_{kr}$ olarsa, onda cərəyan və gərginlik əyrisində fasilələr (pauza) əmələ gəlir. Belə rejimə isə kəsilmə (fasiləli) rejimi deyilir. Fasiləsiz cərəyan rejimi üçün:



Şəkil 1.9 Düzəldirilmiş gərginliyin hesabı
düsturun çıxarılması diaqramı

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_2}} \int_{-\pi/m_2 + \alpha}^{\pi/m_2 + \alpha} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta =$$

$$= \frac{\sqrt{2}E_2}{\frac{2\pi}{m_2}} \left[\sin \left(\alpha + \frac{\pi}{m_2} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m_2} \right) \right] = \frac{\sqrt{2}E_2}{\frac{2\pi}{m_2}} x$$

$$x \left(\sin \alpha \cos \frac{\pi}{m_2} + \cos \alpha \sin \frac{\pi}{m_2} - \sin \alpha \cos \frac{\pi}{m_2} + \cos \alpha \sin \frac{\pi}{m_2} \right) =$$

$$= \frac{\sqrt{2}E_2}{\frac{2\pi}{m_2}} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha \quad (1.24)$$

$$\text{və ya} \quad U_d = U_{d0} \cos \alpha \quad (1.25)$$

burada, $U_{d0} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\frac{\pi}{m_2}} \sin \frac{\pi}{m_2}$ m_2 - fazalı düzləndiricinin $\alpha=0$ olduğu haldakı, yəni

idarəolunmayan düzləndiricinin düzlənmiş gərginliyinin orta qiymətidir ($m_2 = 2$ olduqda $U_{d0} = 0,9E_2$, $m_2 = 3$ olduqda, $U_{d0} = 1,17E_2$ $m_2 = 6$ olduqda isə $U_{d0} = 2,34E_2$ və s. olur). Haqqında söhbət gedən düzləndirici üçün $m_2=3$ –dür. Nəhayət, istənilən idarəolunan düzləndirici üçün yükdəki cərəyanın kəsilməz (fasiləsiz) rejimində tənzim xarakteristikası $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ ifadəsilə müəyyən olunur.

$\alpha > \alpha_{kr}$ halı üçün, yəni kəsilmə rejimində şəkil 1.8, d diaqramından istifadə etməklə aşağıdakı ifadəni almaq olar:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\pi/2} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta =$$

$$= U_{d0} \cdot \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m_2}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \quad (1.26)$$

Alınmış ifadə yükdəki cərəyanın kəsilmə rejimi üçün tənzim xarakteristikasının riyazi ifadəsidir.

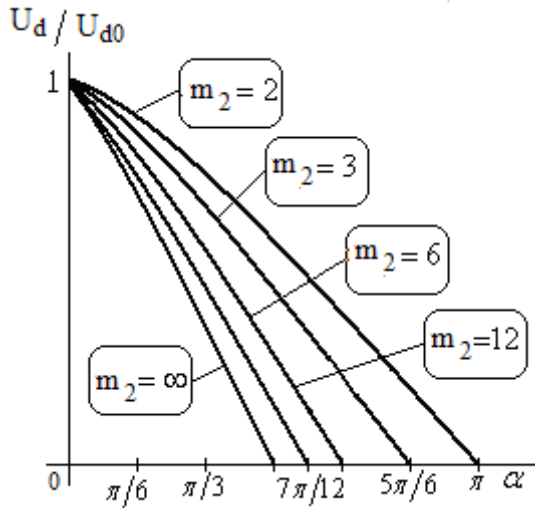
Aktiv yük rejimi üçün düzlənmiş fazaların sayının müxtəlif qiymətlərində tənzim xarakteristikası şəkil 1.10 - da göstərilmişdir. Xarakteristikanın alınması üçün $\frac{U_d}{U_{d0}} = 0$ şərtinə əsasən

$$\frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m_2}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} = 0 \quad (1.27)$$

Buradan isə $1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m_2}\right) = 0$ və nəticədə isə

$$\alpha = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m_2} \quad (1.28)$$

olur.



Şəkil 1.10 Üçfazlı „0“ – nöqtəli idarəolunan düzləndiricinin tənzim xarakteristikası

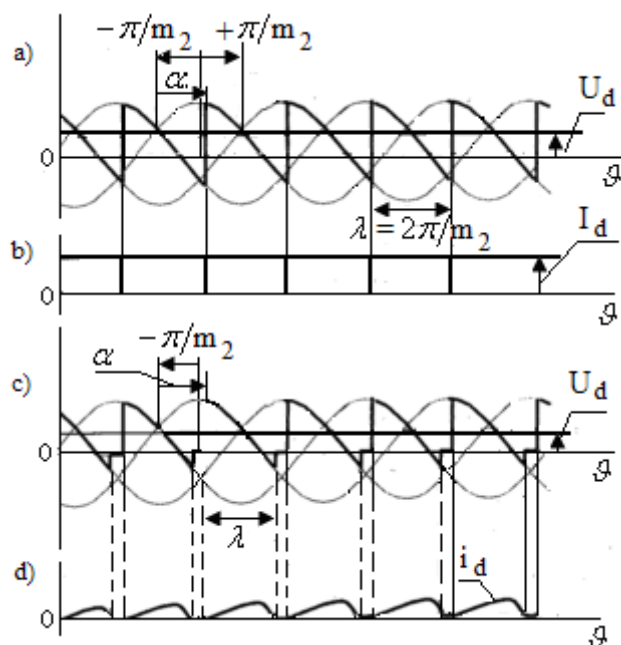
$m_2 = 2$ olduqda, $\alpha = \pi$, $m_2 = 3$ olduqda $\alpha = \frac{5\pi}{6}$, $m_2 = 6$ olduqda $\alpha = \frac{2\pi}{3}$, $m_2 = 12$

olduqda $\alpha = \frac{7\pi}{12}$ və nəhayət, $m_2 = \infty$

olduqda $\alpha = \frac{\pi}{2}$ alınır. Diaqramdan göründüyü kimi fazaların sayı artdıqca α_{kr} - də artır.

Başqa sözlə α idarə bucağının dəyişmə diapazonu artır. Yükdəki cərəyan kəsilməz olaraq qalır, tənzim xarakteristikası kosinusoidal qanun üzrə dəyişir.

Düzləndiricinin aktiv – induktiv yük rejimini ($L_d \neq 0$) əks etdirən etdirən zaman diaqramları şəkil 1.11 - də təsvir olunmuşdur. Burada hər iki rejim baş verir. Fasiləsiz cərəyan rejimi üçün yük cərəyan və gərginliyinin osilloqramları şəkil 1.11 a,b - də əks olunmuşdur. Yük dövrəsindəki induktivliyin hesabına cərəyan keçirən ventill digər fazanın ventilinə cərəyan çatmayınca bağlana bilməz (hətta cərəyan keçirən ventilin anodunda mənfi potensial olduqda belə).



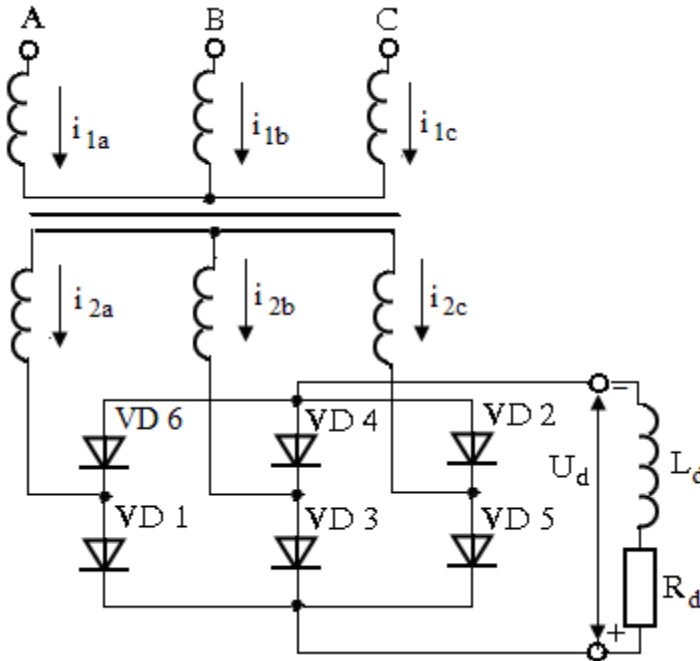
Şəkil 1.11 Düzləndiricinin aktiv – induktiv yük rejimi

Ventilin cərəyan keçirmə müddəti $\lambda = 2\pi/m_2$ - dir. Məlumdur ki, aktiv – induktiv yük rejimlərində cərəyan rəqsləri düzbucaqlı impuls formasında (şəkildə b diaqramı) olur.

Mühazirə 7 ÜÇFAZALI İDARƏOLUNMAYAN KÖRPÜ DÜZLƏNDİRİCİSİ (LARİONOV SXEMİ).

Üçfazlı körpü düzləndiricisinin elektrik sxemi şəkil 1.17 – də təsvir olunmuşdur.

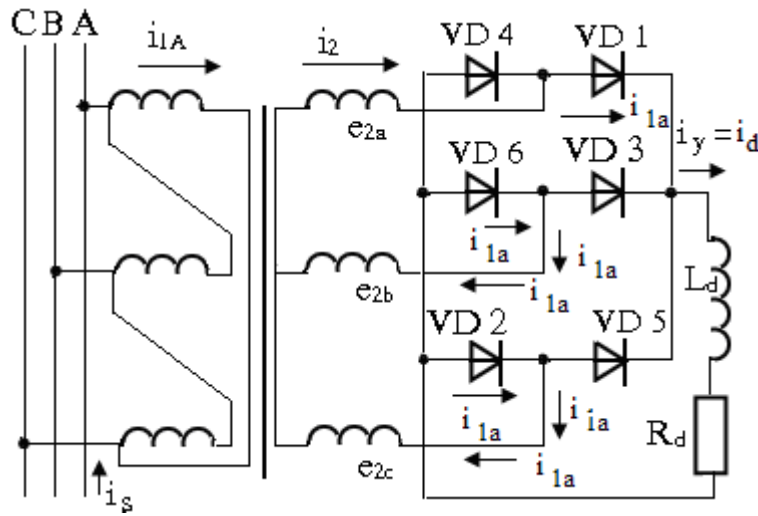
Burada hər fazada iki diod olmaqla 6 dioddan istifadə olunur. Sxemdən göründüyü kimi A fazasında VD 1, VD 4; B fazasında VD 3, VD6; C fazasında isə VD 2 və VD 5 diodları yerləşir. Həmin diodlardan üçü katod, digər üçü isə anod qrupu üzrə qoşulmuşdur. Şəkil 1.18 - də təsvir olunmuş düzləndirici sxemində VD 1, VD 3 və VD 5 ventilləri katod, VD 2, VD 4 və VD 6 ventilləri isə anod qrupu üzrə qoşulmuşlar. Məlumdur ki, eyni bir fazada yerləşən diodlar bir-birilə işləyə bilməz. Məsələn, VD 1 diodu VD 4 diodu ilə, VD 3 diodu VD6 ilə və nəhayət,



Şəkil 1.17 Transformatorun I dolağı ulduz şəkilində birləşmiş üçfazlı idarə olunmayan körpü düzləndiricisi

VD 2 diodu isə VD 5 ilə işləyə bilməz. VD 1 diodu B fazasındakı VD 6 və C fazasındakı VD 2 diodu ilə işə qoşulur və s. Əgər bir diodun keçiricilik intervalı $2\pi/3$ - sə, digər iki diodun hər biri ilə işləmə intervalı $\pi/3$ - ə bərabərdir. Deməli, həm də eyni bir qrupdan olan diodlar bir - biri ilə işləyə bilməz. Buradan belə çıxır ki, bir diod anod qrupundandırsa, digər iki diod katod qrupundan olmalıdır və əksinə. Tutaq ki, ilk anda VD 1 ventili işə qoşulur. Bu ventil katod qrupunda yerləşdiyindən anodunun potensialı ümumi nöqtəyə ("0" - nöqtəsinə) nəzərən müsbət polyarlığa malikdir və həm də VD 3 və VD 5 diodlarının anoduna nəzərən daha yüksək olur. Bu vaxt VD 6 diodunun katodunun potensialı VD 2 diodunun katoduna nəzərən daha çox mənfi potensiala malik olur. Ona görə VD 1 diodu əvvəlcə VD 6 diodu ilə birlikdə işə qoşulur. $\pi/3$ anından sonra isə əksinə olur və bu anda VD 1 diodu VD 2 diodu ilə birlikdə işləyir. Sxemdə bu mexanizm oxlarla təsvir olunmuşdur. Digər diodlar da buna anoloji olaraq işləyir. Bütün bunlara əsaslanaraq düzləndiricinin işini əks etdirən zaman diaqramlarını qurmaq olar (şəkil 1.19). Şəkil 1.19, a da təsvir olunmuş zaman diaqramından göründüyü kimi $2\pi/3$ anından sonra cərəyan VD 1 diodundan B fazasında yerləşən VD 3

dioduna kommutasiya olunur. VD 3 diodu da öz növbəsində VD 2 və VD 4 diodlarının hər biri ilə $\pi/3$ qədər işləyir.



Şəkil 1.18 Transformatorun I dolağı üçbucaq şəkilində qoşulmuş üçfazlı idarəolunmayan körpü düzləndiricisi

Beləliklə, bir period ərzində diodların hamısı işə qoşulub-ayrılır. Deməli, bir period ərzində 6 takt baş verir. Ona görə də bu sxemi çox vaxt altıimpulslu sxem də adlandırırlar.

odu işə qoşulan zaman bağlı halda olan VD 3 diodunun katoduna VD 1 diodu vasitəsilə A fazasının daha böyük müsbət potensialı, başqa sözlə, U_{ab} xətti gərginliyi tətbiq olunur (şəkil 1.19, f). Onda

$$U_{gir.max} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 = 1,045U_d \quad (1.56)$$

qiymətini alır.

Transformatorun ikinci dolağında cərəyanın sabit təşkiledicisinin yox olması maqnit xəttində sabit maqnitlənmənin yox olmasına gətirib çıxarır. Şəkil 1.7.3, e - də təsvir olunmuş diaqram əsasən transformatorun dolaqlarından keçən i_1 və i_2 cərəyanlarının təsiredici qiymətlərini hesablamaq olar:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot 2 \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (1.57)$$

$$I_d = \frac{1}{k_T} I_2 = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (1.58)$$

Bunlarla yanaşı transformatorun hesabat gücü

$$P_T = \frac{3U_1 I_1 + 3E_2 I_2}{2} = \frac{3k_T \cdot \frac{U_d}{2,34} \cdot \frac{1}{k_T} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} I_d + 3 \frac{U_d}{2,34} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} I_d}{2} = 1,045P_d \quad (1.59)$$

ifadəsinin köməyiylə hesablanır.

Bu sxemin üçfazlı „0“ – nöqtəli düzləndirici ilə müqayisədə bir neçə üstün cəhəti vardır:

1. Transformatorun istifadə olunması yaxşıdır, başqa sözlə, tipik gücü azdır.
2. Məcburi həyacanlanma seli yox olur.
3. Transformatorun istifadə olunmama kimi prinsipial imkanı vardır.

Bu üstünlüklərinə görə sxemdən orta və böyük güclü qurğularda istifadə olunur.

ÜÇFAZALI İDARƏOLUNAN KÖRPÜ DÜZLƏNDİRİCİLƏR

Bu cür düzləndiricilərin təhlili zamanı bir sıra çətinliklər meydana çıxır. Əsas çətinlik ondan ibarətdir ki, hansı tiristor cütü işə qoşulur və ya işə qoşula bilər (başqa sözlə idarə impulsu ilə işə qoşula bilər). Bu cür problemlər xətti və ən çoxu isə açar rejimində işləyən elementlərə malik əksər elektron qurğularında olur. Ona görə də hər bir qurğunun xarakterik xüsusiyyətlərini öyrənmək lazım gəlir.

Tədqiq olunan sxemin xarakterik xüsusiyyətləri aşağıdakılardan ibarətdir:

1. Dəfələrlə qeyd olunduğu kimi eyni bir qrupdan iki ventil birlikdə işləyə bilməz.
2. Bütün tiristorlara idarə sxemindən idarəedici impuls verildikdə (bu vaxt onlar diod funksiyasını yerinə yetirir) hər hansı bir zaman anında ən böyük $u_{çix}$ gərginliyi ilə təmin olu-

nan tiristorlar cütü işə qoşulur (heç olmazsa bu cütə daxil olan tiristordan birinə mövcud düzünə gərginlik verilmiş olsun).

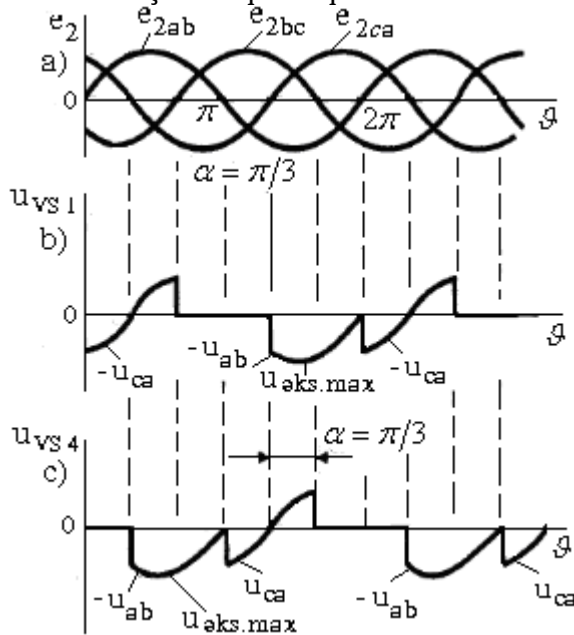
Əgər tiristorlar diod rejimində işləyirsə (və ya üçfazlı idarəolunmayan düzləndiricinin işi təhlil olunursa), onda verilmiş zaman anında cihazın işə düşməsi üçün kifayətdir:

zaman diaqramından modulca maksimal qiymətə malik üç xətti gərginlikdən (u_{ab} , u_{bc} , u_{ca}) birini seçməli;

üçfazlı sxemdən verilmiş gərginliklə qidalanan birfazlı körpü sxemini ayırmalı;

dörd cihazdan verilmiş gərginliklə işləyən iki cihazı təyin etməli və s. Üçfazlı idarəolunan körpü düzləndiricisi iki variantda işləyir: tam idarəolunan (simmetrik) və natamam idarəolunan.

Şəkil 1.20 – də təsvir olunmuş diaqramda bir qrupda yerləşən VS 1 və VS 4 ventilləri nümunə kimi göstərilmişdir. Həmin diaqramları eyni qruplarda yerləşən VS 3, VS 6 və VS 2, VS 5 ventilləri üçün də qurmaq olar.

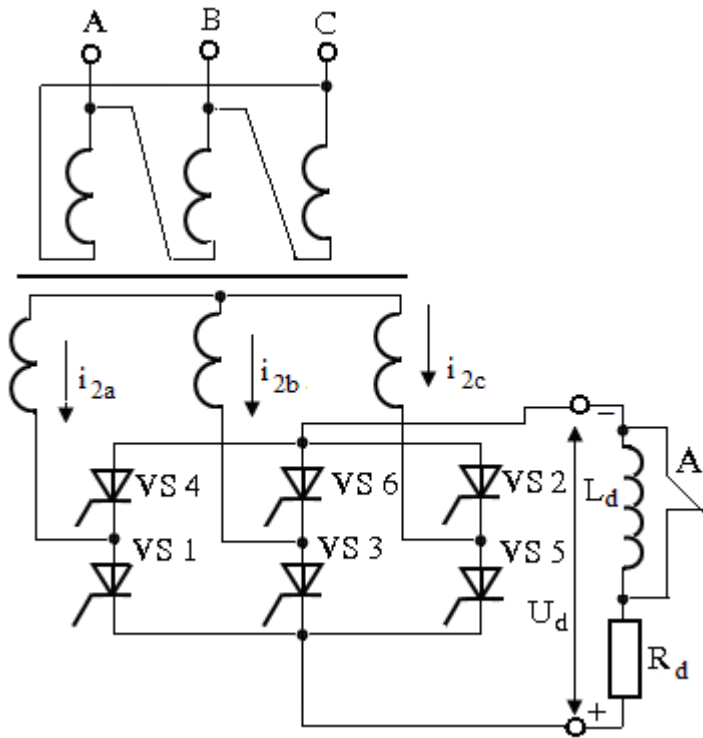


Şəkil 1.20 Eyni qrupda yerləşən iki ventillə tətbiq olunmuş gərginliklərin zaman diaqramı

a) Tam idarəolunan düzləndirici. Tam idarəolunan düzləndiricinin elektrik sxemi şəkil 1.21 – də təsvir olunmuşdur.

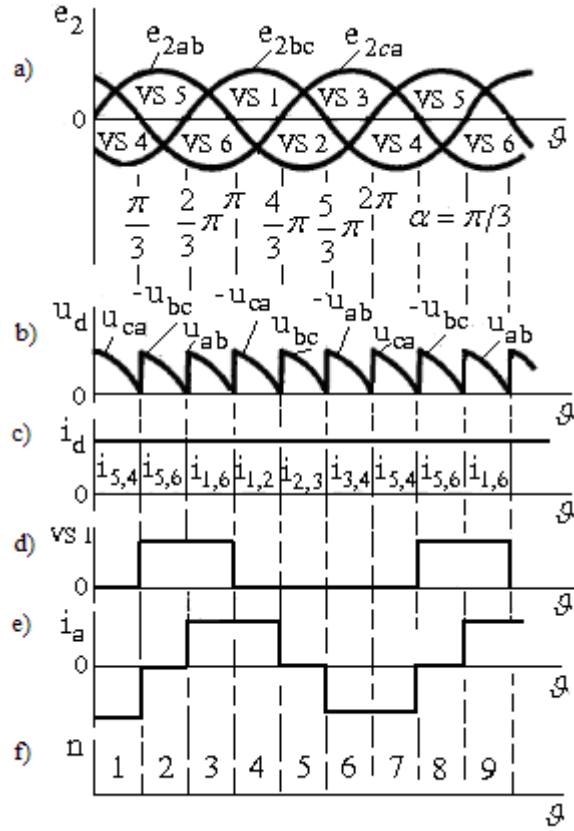
Sxemdən görüldüyü kimi düzləndirici altı tiristor və yük dövrəsindən ibarətdir: VS 1 – VS 6. Onlardan VS 1, VS 3 və VS 5 tiristorları katod, VS 2, VS 4 və VS 6 tiristorları isə anod qrupu əmələ gətirir. Düzləndiricinin tiristorları idarə sxemindən idarə olunur, başqa sözlə tiristorların idarəedici elektrodlarına idarə impulsarı verilir. İdarə sxemi şəkildə göstərilməmişdir, sxemə ayrı qoşulur.

Düzləndiricinin işini əks etdirən elektromaqnit proseslərinin nin zamandan asılılıq diaqramları şəkil 1.22-də göstərildiyi kimidir.



Şəkil 1.21 Üçfazlı tam idarəolunan körpü düzləndiricisinin elektrik sxemi

Burada da hər bir ventillə özünə əks qrupda yerləşən iki ventillə (hər biri ilə $\pi/3$ qədər) işləyir. Tutaq ki, hər hansı bir zaman anında tiristorlar cütündən biri (məlumdur ki, belə düzləndiricilərdə 6 tiristor cütü mövcuddur) işə qoşulmuşdur yəni, $u_{\text{çix}} = u_1$ Onda o biri tiristor cütü işə qoşula bilməz. Bu halda $u_{\text{çix}} = u_2$ və $u_2 < u_1$ olur. Bu isə o deməkdir ki, ikinci tiristor cütünə əks gərginlik tətbiq olunmuşdur. Buradan belə çıxır ki, baxılan sxemdə $u_{\text{çix}}$ çıxış gərginliyi sıçrayışla azala bilməz. Lakin, onun sıçrayışla artma halı mümkündür. Absis oxu parçalarıyla ayrılmış, hər parça nömrələnmiş və ümumiyyətlə, n hərfi ilə işarə olunmuşdur (şəkil 1.22,f). $n=1$ olduqda $0 \leq \theta \leq \pi/3$ parçası əmələ gəlir. Bu parçada modulca ən böyük xətti gərginlik u_{bc} gərginliyidir. Bu halda VS 3, VS 5, VS 6 və VS 2 tiristorları həmin gərginliklə qidalanan birfazlı düzləndirici əmələ gətirir. Belə ki, $u_{bc} < 0$ olur və buna görə də VS 5 və VS 6 tiristorları işə qoşulur, bu səbəbdən də $u_d = -u_{bc}$ olur. Digər parçalar üçün də təhlil buna analogi aparılır.



Şəkil 1.22 Düzləndiricinin işini əks etdirən zaman diaqramları

Məlumdur ki, idarəolunan düzləndiricilərdə cərəyanın kommutasiyası ventillərin təbii açılma müddətinə nəzərən α idarə bucağı gecikir. α bucağı idarəolunmayan düzləndiricilərdə diodların işə qoşulduğu və ya faza gərginliklərini əks etdirən sinusoidaların kəsişdiyi nöqtədən hesablanır. Bu qayda bütün idarəolunan düzləndiricilər üçün doğrudur. $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ olduqda i_d cərəyanı sıfıra bərabər olmur. Məlumdur ki, bu rejim cərəyanın kəsilməz (fasiləsiz) iş rejimi adlandırılmışdır. Bu halda

$$U_d = \frac{\pi}{3} U_{dm} \cos \alpha \quad (1.60)$$

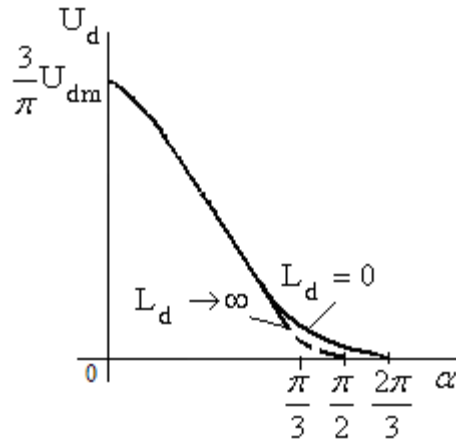
olur.

$\pi/3 \leq \alpha < 2\pi/3$ cərəyanın kəsilmə rejimi yaranır, yəni $i_d = 0$:

$$U_d = \frac{3}{\pi}$$

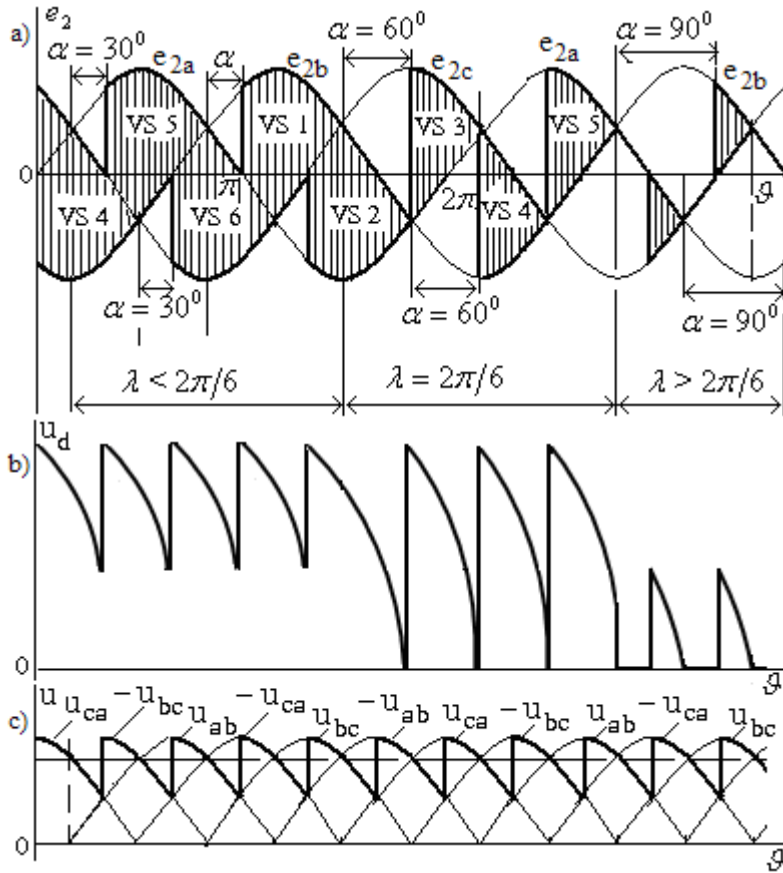
$$U_{dm} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right) \quad (1.61)$$

Burada, $\alpha = 0$ olduqda sonuncu ifadədən $U_d = 0$ alınır. Bütün bunlara əsasən düzləndiricinin tənzim xarakteristikasını qurmaq olar (şəkil 1.23):



Şəkil 1.23 Düzləndiricinin tənzim xarakteristikası

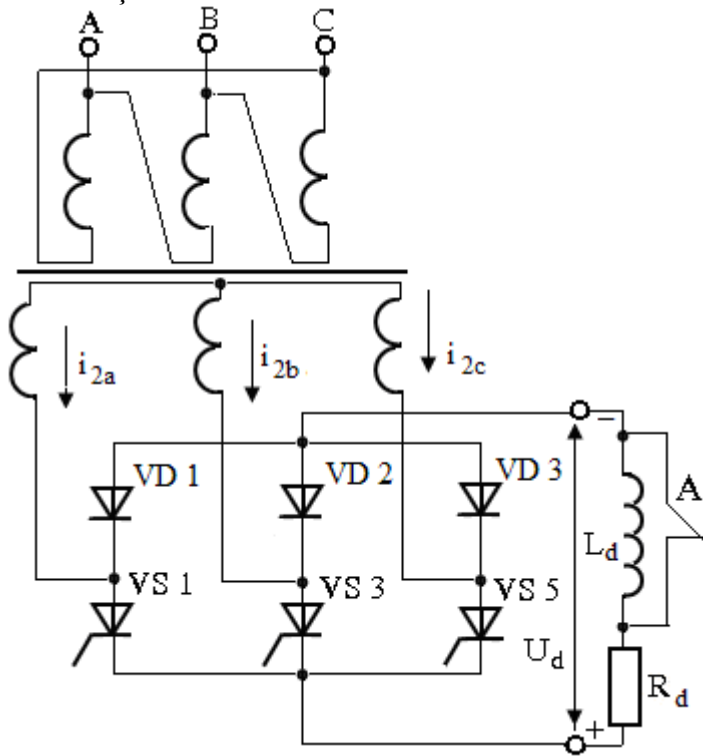
Şəkil 1.24 -də düzləndiricinin idarə bucağının $\alpha = 30^\circ$, $60^\circ, 90^\circ$ qiymətləri üçün elektromaqnit proseslərinin zaman diaqramları təsvir olunmuşdur.



Şəkil 1.8.5 Düzləndiricinin idarə bucağının $\alpha = 30^\circ$, $60^\circ, 90^\circ$ qiymətləri üçün zaman diaqramları

b) yarımidarəolunan (qeyri-simmetrik) düzləndirici

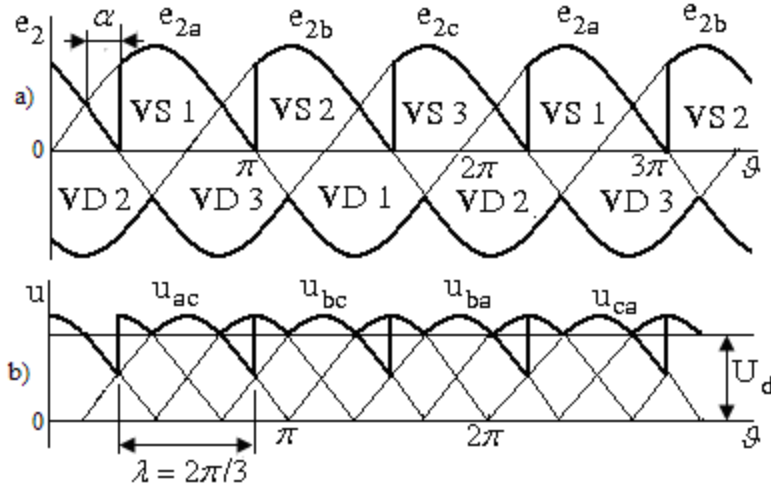
Əgər tam idarəolunan düzləndiricilərdə ventillərin yarısını diodlarla əvəz etdikdə yarımidarəolunan düzləndiricilər alınır. Belə düzləndiricinin elektrik sxemi şəkil 1.25 - də təsvir olunmuşdur.



Şəkil 1.25 Yarımidarəolunan düzləndirici sxemi

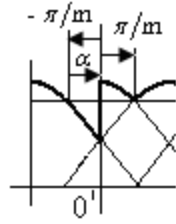
Sxemdən görüldüyü kimi anod qrupundakı tiristorlar diodlarla əvəz olunmuşdur. Bu sxem də paralel qoşulmuş iki „0“ – nöqtəli düzləndiricidən ibarətdir. Lakin, biri idarəolunan, digəri isə idarəolunmayandır. Katod qrupundan olan istənilən bir tiristor özü ilə əks qrupda yerləşən iki diodla birlikdə işləyir (belə ki, onun hər biri ilə $\pi/3$ qədər işləyir). Ventillərin belə əvəz olunması düzləndiricinin idarə sistemini asanlaşdırır və maya dəyərini aşağı salır. Belə düzləndiricilər orta güclü və hətta məhdud tənzimləməyə malik böyük güclü qurğularda istifadə olunur.

Düzləndirici α idarə bucağının qiymətindən asılı olaraq iki rejimdə işləyir: $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ və $\alpha \geq \pi/3$. Düzləndiricinin birinci rejimə uyğun işini əks etdirən zaman diaqramı şəkil 1.26 – da təsvir olunmuşdur.



Şəkil 1.26 $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ olduğu halda düzləndiricinin işini əks etdirən zaman diaqramları

Düzlənmiş gərginliyin qiymətini hesablamaq üçün şəkil 1.27 - də təsvir olunmuş diaqramdan istifadə olunur:



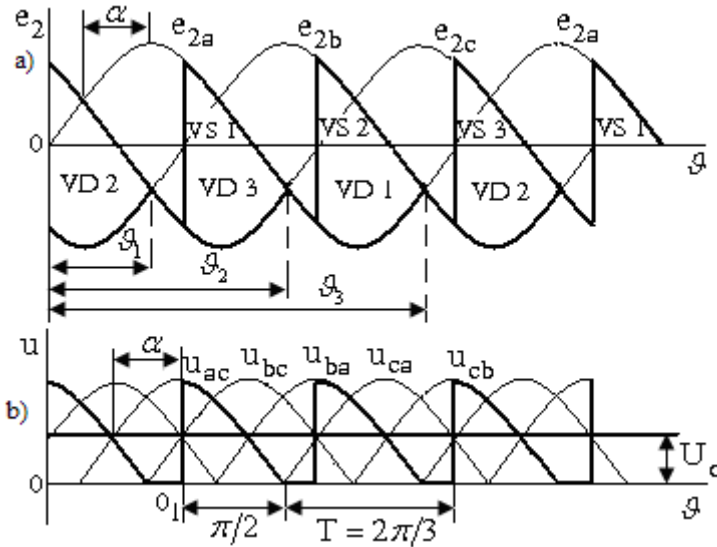
Şəkil 1.27 U_d - nin qiymətini hesablamaq üçün diaqram

Katod qrupu ventillərində (VS 1, VS 2, VS 3) cərəyanın kommutasiyası müvafiq ventillərə idarəedici impulsar verildiyi anlarda, anod qrupu ventillərində (VD 1, VD 2, VD 3) isə ventillərin təbii açılma müddətlərində (sinusoidal faza gərginliklərinin kəsişdiyi nöqtələrdə) baş verir.

Çıxış gərginlik əyrisi qeyri-simmetrik alınır. Ona görə də onun orta qiymətini tapmaq üçün bir period ərzində çıxış gərginlik əyrisini təkrarlayan iki integral almaq lazımdır:

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_2}} \left(\int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6} \sqrt{2}E_{2f} \cos \vartheta d\vartheta + \int_{-\pi/6}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{2}E_{2f} \cos \vartheta d\vartheta \right) =$$

$$= \frac{3\sqrt{2}E_{2f}}{2\pi} (\cos \alpha + 1) = U_{dm} \frac{(\cos \alpha + 1)}{2} \quad (1.62)$$



Şəkil 1.28 $\alpha \geq \pi/3$ olduğu halda düzləndiricinin işini əks etdirən zaman diaqramları

$\alpha \geq \pi/3$ rejimində sxemin işini əks etdirən zaman diaqramı isə şəkil 1.28 – də təsvir olunmuşdur. Bu rejimdə hər iki qrupda ventillərin işə qoşulması tiristorlara idarəedici impuls verildikdə baş verir və qruplarda cərəyanın kommutasiyası baş verə bilməz. Belə ki, növbəti tiristorlara bağlayıcı impuls verildikdə qəddər yükəki i_d cərəyanı sıfır bərabər olur.

Şəkil 1.28, b - də təsvir olunan diaqramdan istifadə edərək bu hal üçün U_d - nin qiymətini hesablamaq olar:

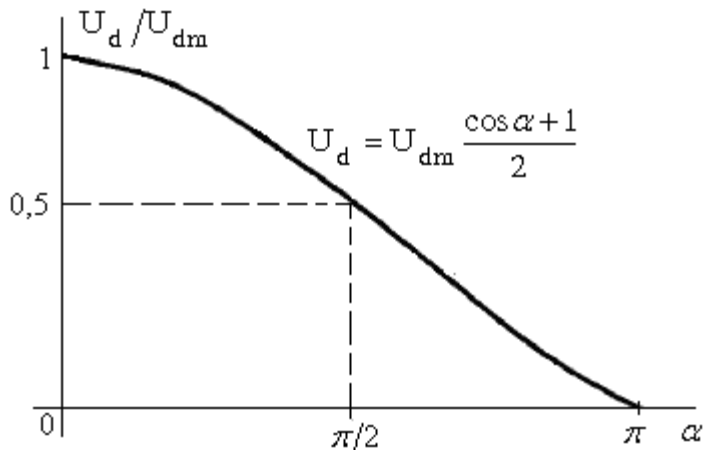
$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2+\alpha}^{\pi/2} \sqrt{2}E_{2f} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \left[\sin \frac{\pi}{2} - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right] = \frac{m_2}{2\pi} = \frac{3\sqrt{6}E_{2f}}{2\pi} (\cos \alpha + 1) = U_{dm} \frac{(\cos \alpha + 1)}{2} \quad (1.63)$$

burada,
$$U_{dm} = \frac{3\sqrt{6}E_{2f}}{\pi} \quad (1.64)$$

Diaqramlardan görünür ki, $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ rejimində (şəkil 1.26, b diaqramı) cərəyanın və gərginliyin ani qiymətləri sıfıra qədər azalır, lakin fasilə yaranmır. Məlum olduğu kimi bu rejim cərəyanın kəsilməz (fasiləsiz) rejimi adlandırılmışdır. $\alpha \geq \pi/3$ rejimində (şəkil 1.28, b diaqramı) yük cərəyanı bu ventillər vasitəsilə qısa qapanır və çıxış gərginlik əyrisində fasilə yaranır. Başqa sözlə, düzləndiricinin çıxışında gərginliyin sıfır qiymətində yükədən cərəyan axır (məsələn, $\vartheta_1 - \vartheta_3$ intervalı). Yarımidarəolunan düzləndiricilər üçün idarə bucağının kri-

tik qiyməti $\alpha = 180^\circ$ - dir. Çünki, bu halda $U_d = 0$ olur. $\alpha = 0^\circ$ olduqda $\frac{U_d}{U_{dm}} = 1$ olur.

Bunlara əsasən düzləndiricinin tənzim xarakteristikasını qurmaq olar. Bu xarakteristika şəkil 1.29 – da göstərilmişdir.



Şəkil 1.29 Düzləndiricinin tənzim xarakteristikası

Ümumiyyətlə, tam idarəolunan düzləndiricilərlə müqayisədə burada tiristorların sayı iki dəfə azaldığından düzlənmiş gərginlik əyrisində döyünmənin bölünənlərinin sayı da iki dəfə (6– dan 3– ə qədər) azalır. Belə azalma nisbətən böyük güclü süzgəc elementləri tələb edir. Ona görə də natamam sayda ventillərə malik sxemdən idarə bucağının dəyişmə diapazonunun müqayisədə çox da böyük olmayan düzləndiricilərdə istifadə etmək məqsədəuyğundur. Yarımidarəolunan düzləndiricilərin bir sıra xüsusiyyətlərini qeyd etmək lazım gəlir. Məlumdur ki, verilmiş düzləndirici idarəolunan və olunmayan iki „0“– nöqtəli düzləndiricidən ibarətdir. Düzləndirici aktiv-induktiv yük rejimində işləyərkən onun idarəolunan hissəsi („0“– nöqtəli idarəolunan düzləndirici hissəsi) $\alpha > \pi/2$ qiymətlərində şəbəkə ilə idarəolunan invertor rejiminə keçir (bu invertor haqqında sonralar bəhs olunacaqdır). Başqa sözlə onun çıxış gərginliyinin işarəsi dəyişir. Tam idarəolunan düzləndirici ilə müqayisədə bu düzləndirici şəbəkədən həm tək, həm də cüt sayda harmoniyalara malik cərəyan tələb edir. Bu da təhrif faizini pisləşdirir. Yarımidarəolunan düzləndiricinin üstün cəhəti ondan ibarətdir ki, şəbəkədən tələb etdiyi reaktiv güc kiçik olur.

Mühazirə 8

ALTI FAZALI „0“ – NÖQTƏLİ DÜZLƏNDİRİCİ

Altıfazlı „0“ - nöqtəli düzləndiricilərdən praktikada demək olar ki, istifadə olunmur. Çünki transformatorun hesabat gücü, diodların keçiricilik halında onlardan axan cərəyanın amplitudu böyük olur. Ona görə də diodlardan istifadə etmək pisləşir. Məcburi maqnitlənmənin döyünmə selinin hesabına da belə sxemdən istifadə etməmək məcburiyyəti meydana çıxır. Lakin onda gedən prosesləri qısaca da olsa nəzərdən keçirmək lazımdır. Transformatorun birinci dolağı həm ulduz, həm də üçbucaq sxemi üzrə qoşula bilər. İkinci dolaq isə altıfazlı ulduz sxemindən ibarətdir. Düzləndiricinin elektrik sxemi və onun vektor diaqramı şəkil 1.12 – də təsvir olunmuşdur.

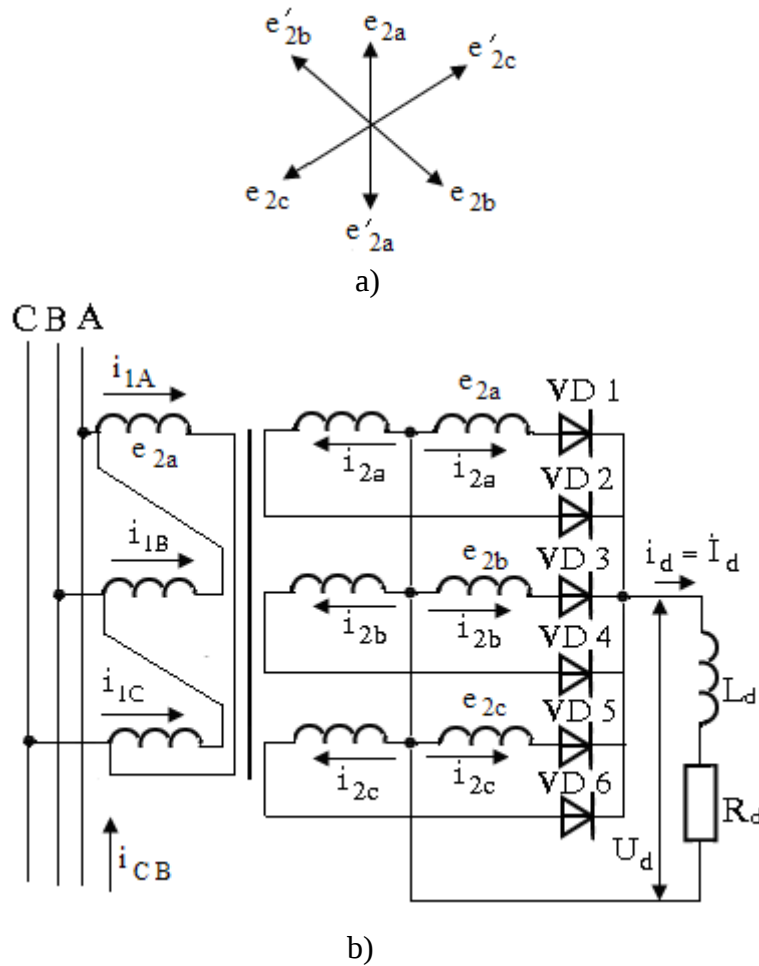
Üçfazlı „0“- nöqtəli düzləndiricidə olduğu kimi burada da hər dəfə bir diod işə qoşulur. Fərq ondan ibarətdir ki, birincilərdə hər bir diod $\lambda = 2\pi/3$ (yəni periodun $1/3$ - i qədər) qədər, ikincilərdə isə $\lambda = 2\pi/6 = \pi/3$ (yəni periodun $1/6$ - i qədər) qədər cərəyan keçirir. Düzləndiricilər üçün ənənəvi olaraq hər dəfə o diod işə qoşulur ki, həmin diodun anodunun potensialı digərlərilə müqayisədə daha çox müsbət potensiala malik olur. Tutaq ki, ilk anda

VD 1 diodunun anodunun potensialı daha çox müsbət potensiala malikdir. Onda həmin diod işə qoşulur.

Cərəyanın kommutasiyası burada da faza gərginlikləri sinusoidalarının kəsişdikləri nöqtələrdə baş verir. Bundan sonra cərəyan VD 1 diodundan VD 6 dioduna kommutasiya olunur. VD 1 diodu bağlanır, VD 6 diodu işə qoşulur. Beləliklə, bir period ərzində diodların hər biri işə qoşulub ayrılır.

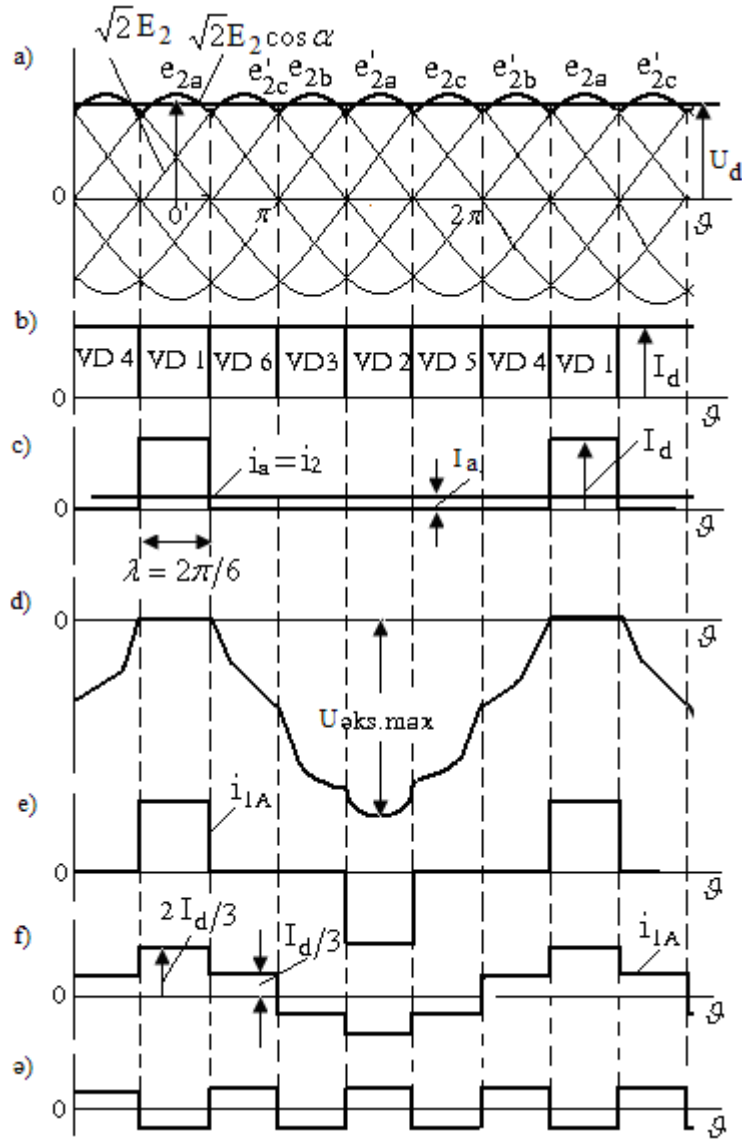
Düzləndiricinin qovşaqlarında baş verən elektomaqnit proseslərinin zaman diaqramları şəkil 1.13- də təsvir olunmuşdur. Diodların işləmə ardıcılıqları şəkil 1.13,b – də göstərilmişdir. Buradan belə bir nəticə çıxır ki, hər bir ventildən keçən cərəyanın orta qiyməti yük cərəyanından 6 dəfə kiçikdir.

Bağlı halda olan dioda işlək dioddakı fazalararası gərginlik tətbiq olunur (şəkil 1.13, d). Hansı fazadakı diod cərəyan keçirirsə onunla eyni qolda olan dioda maksimal əks gərginlik tətbiq olunur. Buna görə də həmin diod bağlı olur. Başqa sözlə, eyni bir qolda olan hər iki diod eyni vaxtda işə qoşula bilməz.



Şəkil 1.12 Altıfazlı „0” – nöqtəli düzləndirici:

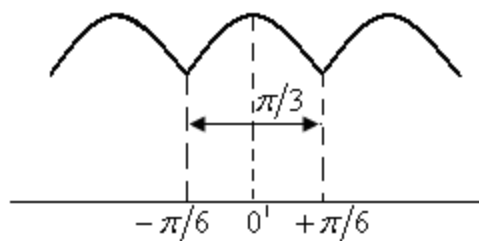
- a) düzləndiricinin işini xarakterizə edən vektor diaqramı; a) elektrik sxemi



Şəkil 1.13 Altıfazlı „0“ – nöqtəli düzləndiricinin işini xarakterizə edən zaman diaqramları
Maksimal əks gərginlik aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$U_{\text{əks.max}} = 2\sqrt{2}E_2 = 2,09U_d \quad (1.29)$$

Şəkil 1.13, a – da təsvir olunmuş diaqramdan görünür ki, yük dövrəsinə keçirici diod vasitəsilə periodun $1/6$ - i ərzində faza gərginliyi tətbiq olunur.



Şəkil 1.14 Düzlənmiş gərginliyin orta qiymətini

hesablamaq üçün diaqram

Deməli, çıxış gərginliyi 6 qat döyünməyə malikdir və onun orta qiyməti şəkil 1.14 – də təsvir olunmuş diaqramın köməyiylə aşağıdakı kimi hesablanır:

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_2}} \cdot \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} =$$

$$= 1,35 E_2 \quad (1.30)$$

Yükdəki gərginliyin birinci harmoniyaya görə döyünmə əmsalı

$$q_1 = U_{1\max}/U_d = 2/(m_2 - 1) - \epsilon \quad (1.31)$$

bərabərdir.

Diodlar transformatorun ikinci dolağına ardıcıl qoşulduğuna görə onların zamandan asılılıq diaqramları transformatorun ikinci dolaq cərəyanının zaman diaqramı kimidir (şəkil 1.13,c). Buna görə transformatorun ikinci dolaq cərəyanının təsiredici qiyməti aşağıdakı kimi tapılır:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{6} \quad (1.32)$$

Yuxarıda qeyd olunduğu kimi transformatorun birinci dolağı həm ulduz, həm də üçbucaq sxemi üzrə qoşula bilər. Əgər üçbucaq sxemi üzrə qoşularsa, onda bu dolaqdan keçən cərəyan digər fazalardakı cərəyanlardan asılı olmur. Çünki hər bir dolağın ucları şəbəkənin xətti gərginlik sıxacına qoşulur. Bir qolda olan dolağın ikinci dolaq cərəyanı transformasiya əmsalı nəzərə alınmaqla transformatorun birinci dolağına transformasiya olunur. Əgər ikinci tərəfdə iki dolaq olarsa və bu dolaqlar bir-birinin əksinə yönələn maqnit seli yaradarsa, onda birinci dolaqdakı cərəyanın forması şəkil 1.13, e – də təsvir olunan diaqramdakı kimidir. Bu zaman məcburi maqnitlənmə yox olur. Birinci dolaqdan axan cərəyanın təsiredici qiyməti

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{I_d^2}{k_T} d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{3}k_T} \quad (1.33)$$

ifadəsilə təyin olunur. Bu sxemin analizi zamanı belə qənaətə gəlmək olar ki, birinci dolaq ulduz sxemi üzrə qoşularsa, onda digər fazaların birinci dolaq cərəyanlarından asılı olmayaraq hər hansı bir fazanın birinci dolağından cərəyan keçə bilməz. Fazalarda cərəyanların paylanması aşağıdakı münasibətlərə tabe olur:

$$i_{1A} = (2/3)(i_{2a}/k_T) \quad (1.34)$$

$$i_{1B} = i_{1C} = (-1/3)(-i_{2a}/k_T) \quad (1.35)$$

Belə ki, ikinci dolaq cərəyanının ani qiyməti I_d yük cərəyanına bərabər olur: $i_{2a} = I_d$. Bu halda

$$i_{1A} = (2/3) \left(\frac{I_d}{k_T} \right), \quad (1.36)$$

$$i_{1B} = i_{1C} (-1/3) \left(\frac{I_d}{k_T} \right) \quad (1.37)$$

Bu münasibətlərdən istifadə etməklə transformatorun birinci dolaq cərəyanının zamandan asılılıq diaqramını qurmaq olar (şəkil 1.13,f). Sonuncu diaqram eyni bir qoldakı dolağın ampersarğılarının fərfini ifadə edir:

$$i_{1A}W_1 - i_{2a}W_2 - i'_{2a}W_2 \quad (1.38)$$

Sxemin analizinin sadəliyi üçün dolaqlardakı sarğıların sayının eyni olması qəbul olunur. Qeyd etmək lazımdır ki, digər fazalar üçün də diaqramlar eyni bunun kimi alınır. Transformatorun birinci dolağı ulduz sxemi üzrə qoşularsa, onun içliyində tezliyi qidalandırıcı gərginliyin tezliyinin üç mislinə bərabər dəyişən məcburi maqnitlənmə seli yaranır. Məcburi maqnit sellərinin bir qismi içliyə, bir qismi havaya, bir qismi isə transformatorun metal çubuğuna görə qısa qapanır. Bu halda içlik üç qat tezliklə maqnitlənir, polad içlikdə, metal çubuqda itki artır, bu da onların qızmasına səbəb olur.

Transformatorun hesabat gücü aşağıdakı kimi tapılır:

$$P_T = \frac{3P_1 + 6P_2}{2} = \frac{3k_T \frac{I_d}{\sqrt{3}} \frac{U_d}{1,35k_T} + 6 \frac{I_d}{\sqrt{6}} \frac{U_d}{1,35}}{2} =$$

$$= 1,28P_d \quad (1.39)$$

MÜVAZİNƏTLƏNDİRİCİ REAKTORA MALİK 6 - FAZALI DÜZLƏNDİRİCİ

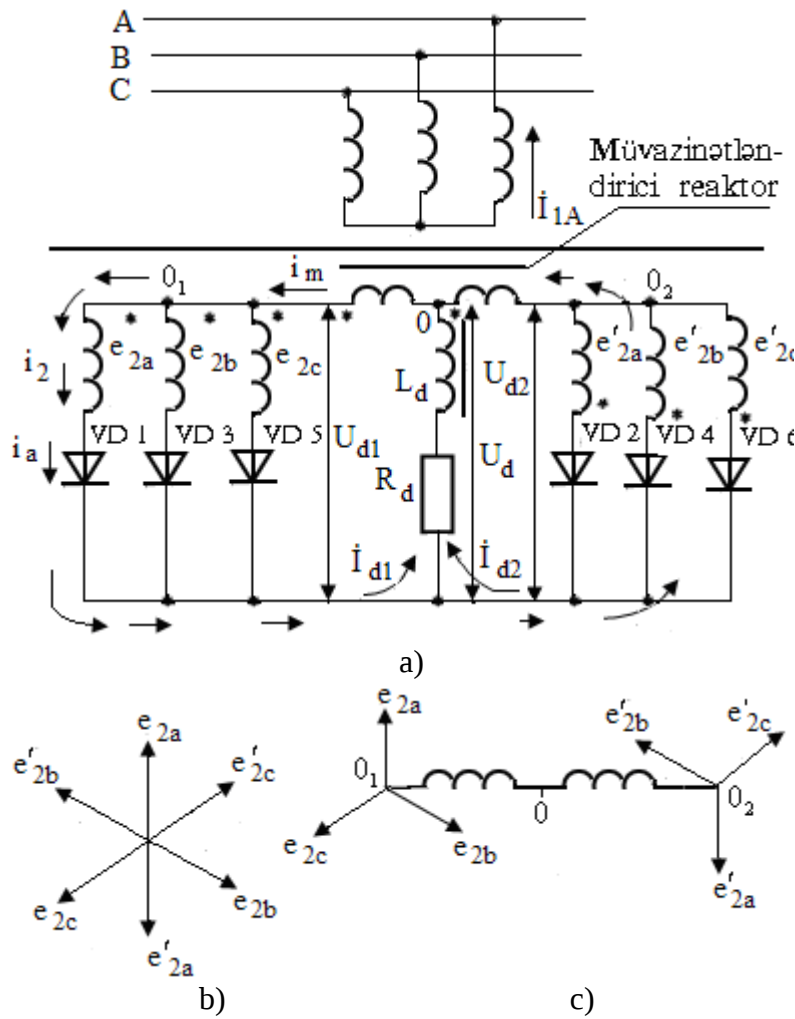
Bu düzləndiricinin işinin təhlili zamanı bundan əvvəlki mövzuda verilmiş düzləndiricinin iş prinsipindən istifadə olunur.

Baxılan sxem altıfazlı ekvivalent sxemdir. Həmin sxem və onun vektor diaqramları şəkil 1.15 – də təsvir olunmuşdur.

Şəkildən görüldüyü kimi müvazinətləndirici altıfazlı düzləndirici iki üçfazlı „0“ – nöqtəli düzləndiricidən ibarətdir. Belə ki, bu düzləndiricilər həmin reaktor vasitəsilə bir-birinə paralel qoşulmuş və eyni bir yüklə işləyirlər.

İki üçfazlı gərginlik sistemi arasında lazımi faza sürüşməsi qarşı – qarşıya qoşulmuş iki üçfazlı dolaq seksiyasının bir içlikdə yerləşdirilməsi hesabına yaranır.

$$\psi = 2\pi/m_{ekv} = 2\pi/6 \quad (1.40)$$



Şəkil 1.15 Müvazinətləndirici reaktora malik
altıfazlı düzləndirici:
a) elektrik sxemi; b), c) vektor diaqramları

Bu səbəbdən ventilləri üçfazlı dolağın hər bir qrupuna qoşduqda iki üçfazlı „0“ – nöqtəli düzləndirici sxemi alınır. Onların çıxış gərginliyinin orta qiyməti eyni, lakin hər iki qrupun çıxış gərginliyinin ani qiymətləri bir-birinə nəzərən $\psi = 60^\circ$ qədər sürüşmüş olur. İki üçfazlı düzləndirici yuxarıda qeyd olunduğu kimi eyni bir yüklə paralel işləyir. Hər bir sxemin müvazinətləndirici reaktorunda çıxış gərginliyinin ani qiymətlərinin fərqi əmələ gəlir. Müvazinətləndirici reaktor „0“- nöqtəli sarğacdən ibarətdir və transformatorun iki qrup dolağının sıfırıncı 0_1 və 0_2 nöqtələrinə qoşulmuşdur (şəkil 1.15,a). Bu çıxıntı düzləndiricinin çıxış gərginliyinin bir qütbü, diodların ümumi nöqtəsi isə çıxış gərginliyinin digər qütbüdür. Bu cür qoşulma iki üçfazlı düzləndiricini paralel işləmək imkanı verir. Əgər reaktor sxemdən çıxarılıb 0_1 və 0_2 nöqtələri bir-birilə birləşdirilsə, onda bundan əvvəlki mövzuda haqqında söhbət gedən altıfazlı „0“ – nöqtəli düzləndirici sxemi alınır. Şəkil 1.15 – də təsvir olunmuş vektor diaqramlarından biri düzləndiricinin reaktorsuz (b diaqramı), digəri isə (c diaqramı) reaktorla birlikdəki faza gərginlikləri diaqramıdır. Düzləndiricinin işini xarakterizə edən elektromaqnit proseslərinin zaman diaqramları şəkil 1.16 – da təsvir olunmuşdur. Diaqramdan görünür ki, müvazinətləndirici reaktora U_{d1} və U_{d2} gərginliklərinin ani qiymətlərinin fərqi tətbiq olunmuşdur (a diaqramında ştrixlənmiş hissə).

Bu halda u_d çıxış gərginliyinin ani qiyməti faza gərginliklərinin ani qiymətlərinin və reaktorun yarımolağında ani gərginliklərinin fərqi kimi formalaşdırılır. Reaktorda ani gərginliyin ϑ_1 zaman anına uyğun olan qiyməti

$$u_{müv} = e_{2c} - e'_{2a} \quad (1.41)$$

kimi təyin olunur.

Onda reaktorun yarımolağında gərginlik

$$u_{müv} / 2 = (e_{2c} - e'_{2a}) / 2 \quad (1.42)$$

kimi olar.

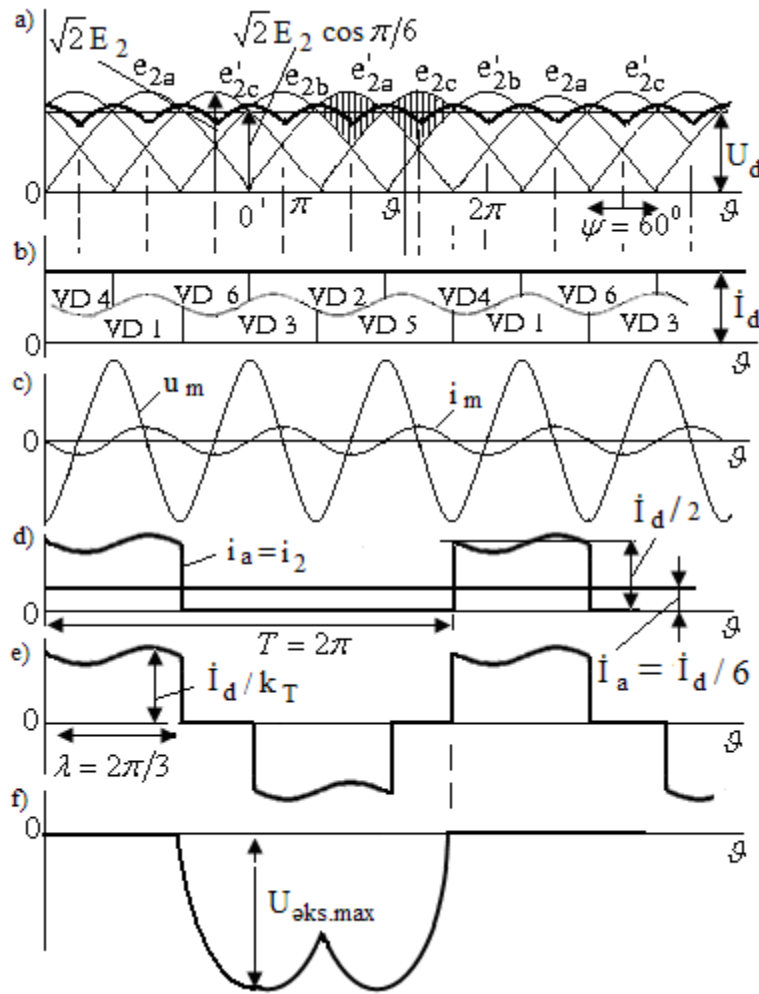
ϑ_1 zaman anında yükdəki gərginliyin ani qiyməti aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$u_d = e_{2c} - (e_{2c} - e'_{2a}) / 2 = e_{2c} + e'_{2a} / 2 \quad (1.43)$$

Yükdə u_d gərginliyinin dəyişməsi şəkil 1.16,a diaqramında qalın xətlə göstərilmişdir. Diaqramdan görüldüyü kimi şəbəkə gərginliyinin dəyişmə tezliyi ilə müqayisədə bu gərginlik 6 qat döyünməyə məruz qalır. Düzlənmiş gərginliyin orta qiyməti aşağıdakı kimi tapılır:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2} E_2 \cos \frac{\pi}{6} \cos \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{6\sqrt{6}}{4\pi} E_2 = 1,17 E_2 \end{aligned} \quad (1.44)$$

burada, $U_{d0} = \sqrt{2} E_2 \cos \frac{\pi}{6}$ yükdəki gərginliyin amplitud qiymətidir. Alınan nəticə üçfazlı „0“ – nöqtəli düzləndiricidə olduğu kimidir.



Şəkil 1.16 Müvazinətləndirici reaktora malik düzləndiricinin işini xarakterizə elektromaqnit proseslərinin zaman diaqramları

Yükdəki cərəyanın I_d orta qiyməti sxemin hər bir təşkiledicisinin I_{d1} və I_{d2} cərəyanlarının cəminə bərabərdir:

$$I_d = I_{d1} + I_{d2} \quad (1.45)$$

Lakin hər bir ventill periodun $1/3$ - i ərzində cərəyan keçirir. Onda hər bir ventildən keçən cərəyanın orta qiyməti

$$I_a = \frac{I_d}{2 \cdot 3} = \frac{I_d}{6} \quad (1.46)$$

Şəkil 1.16 , c və d diaqramlarında sxemin i_d , hər bir düzləndiricinin I_{d1} və I_{d2} yük cərəyanları, o cümlədən ventillərdən birindəki i_a cərəyanı təsvir olunmuşdur. Şəkil 1.16, b-də isə müvazinətləndirici reaktorun uyğun olaraq $u_{müv}$ gərginliyi və $i_{müv}$ cərəyanının dəyişən təşkiledicisi təsvir olunmuşdur. Reaktorda gərginlik sinusoidal qanun üzrə dəyişir və şəbəkə gərginliyi ilə müqayisədə 3 qat döyünməyə malik olur. Zaman diaqramından istifadə edərək həmin gərginliyin qiymətini hesablamaq olar:

$$U_{\text{müv}} = \sqrt{2}E_2 - \sqrt{2}E_2 \sin 30^\circ = 0,5\sqrt{2}E_2 \quad (1.47)$$

Bu gərginliyin təsiri ilə qiyməti reaktorun induktiv müqavimətilə məhdudlaşdırılan müvazinətləndirici cərəyan axır. Sxemdə bu cərəyanlar oxlarla göstərilmişdir. Müvazinətləndirici cərəyan və onun amplitud qiyməti gərginlikdən fazaca $\frac{\pi}{2}$ qədər geri qalır. Belə ki,

$$\begin{aligned} I_{\text{müv.max}} &= U_{\text{müv.max}} / X_{\text{müv}} = \\ &= 0,5\sqrt{2}E_2 / (6\pi f_\varphi L_{\text{müv}}) \end{aligned} \quad (1.48)$$

burada, $L_{\text{müv}}$ - reaktorun induktivliyi, f_φ - şəbəkə tezliyidir. Bu cərəyan ventildəki cərəyanla toplanır və onun qiyməti yükəki cərəyan ideal hamarlandıqda belə yük cərəyanı ilə müəyyən olunur, ventilin keçiricilik intervalında döyünməyə məruz qalır (şəkil 1.16,d):

$$i_a = 0,5I_d + i_{\text{müv}} \quad (1.49)$$

Transformatorun birinci dolağına onunla eyni bir qolda yerləşən ikinci dolaqdan keçən cərəyan transformasiya olunur. Bunun da nəticəsində ikinci dolaqdan keçən cərəyan dioddan keçən cərəyanı təkrarlayır (şəkil 1.16, d). Onda birinci dolaqdakı cərəyanın forması kimi hər birinin davamiyyət müddəti $\lambda = 2\pi/3$ olan iki polyarlı impulslardan ibarət olur (şəkil 1.16,e). Şəkil 1.16,d, e, f — də təsvir olunmuş diaqramlardan istifadə edərək aşağıdakı kəmiyyətlərin qiymətini hesablamaq olar:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} \left(\frac{\dot{I}_d}{2}\right)^2 d\vartheta} = \frac{\dot{I}_d}{2} \quad (1.50)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot 2 \cdot \int_0^{2\pi/3} \left(\frac{\dot{I}_d}{2k_T}\right)^2 d\vartheta} = \frac{\dot{I}_d}{\sqrt{6}k_T} \quad (1.51)$$

$$U_{\text{əks.max}} = \sqrt{2}\sqrt{6}E_2 = \sqrt{6}E_2 = 2,09U_d \quad (1.52)$$

$$\begin{aligned} P_T &= \frac{3\dot{I}_1 \cdot U_1 + 6E_2 \cdot \dot{I}_2}{2} = \frac{\frac{3\dot{I}_d k_T}{1,17} \cdot \frac{\dot{I}_d}{\sqrt{6}k_T} + \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{\dot{I}_d}{2\sqrt{3}}}{2} = \\ &= 1,26U_d \dot{I}_d = 1,26P_d \end{aligned} \quad (1.53)$$

Hesablamalar göstərir ki, müvazinətləndirici reaktorun tipik gücü $P_{\text{müv}} = 0,071P_d$ - yə bərabərdir. Reaktor şəbəkə transformatoru ilə bir örtükdə yerləşir və ona görə də onun şəbəkə transformatoru ilə birlikdə gücü aşağıdakı kimi hesablanır:

$$P_T = (1,26 + 0,071)P_d \quad (1.54)$$

Üçfazlı „0“ – nöqtəli düzləndirici ilə müqayisədə müvazinətləndirici reaktora malik altıfazlı düzləndiricinin bir neçə fərqli xüsusiyyətlərini göstərmək olar:

1. Çıxış gərginliyi 6 qat döyünməyə malikdir, onda hər bir düzləndirici üçfazlı rejimdə işləyir. Ventillərin cərəyan keçirmə müddəti $\lambda = 2\pi/3$ - ə bərabərdir.

2. Ventillər periodun $1/3$ - i ərzində işə qoşulduğuna görə onlardan istifadə etmək əlverişli olur.

3. Transformatorun tipik gücü vahidə yaxın olduğuna görə ondan da istifadə etmək əlverişli olur.

4. Transformatorun birinci dolağının istənilən sxem üzrə qoşulmasından asılı olmayaraq, onda məcburi maqnitlənmə yox olur. Belə ki, hər dəfə müxtəlif fazalardan iki ventillər cərəyan keçirir. Transformatorun eyni qolunda yerləşən ikinci dolaqdan əks işarəli sellər yaratmaqla, əks istiqamətlərdə cərəyanlar axır.

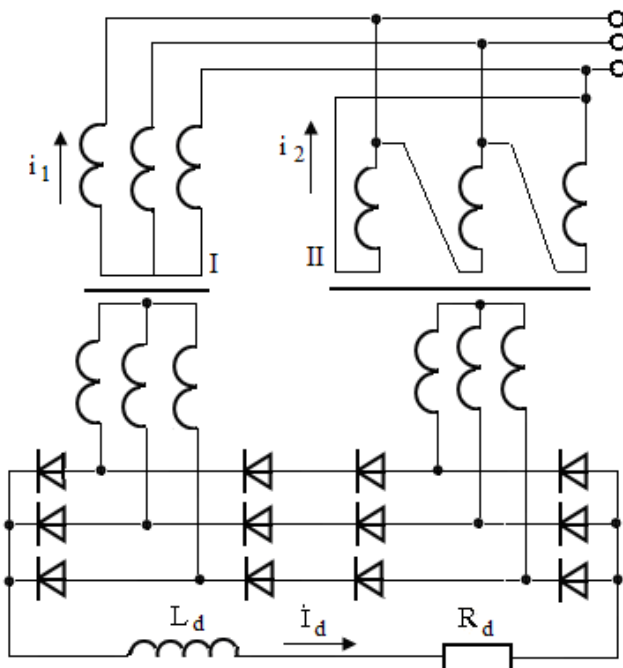
5. Ventillər yük dövrəsini cərəyanın $1/6$ - ilə təmin etdiyi üçün düzləndiricinin yüklənmə xüsusiyyəti yüksəlir.

6. Şəbəkədən tələb olunan cərəyan əyrisinin təhrifi azalır (cüt harmoniyalar olmur), başqa sözlə, şəbəkə yüksək harmoniyalarla yüklənməyə az məruz qalır.

MÜHAZİRƏ 9

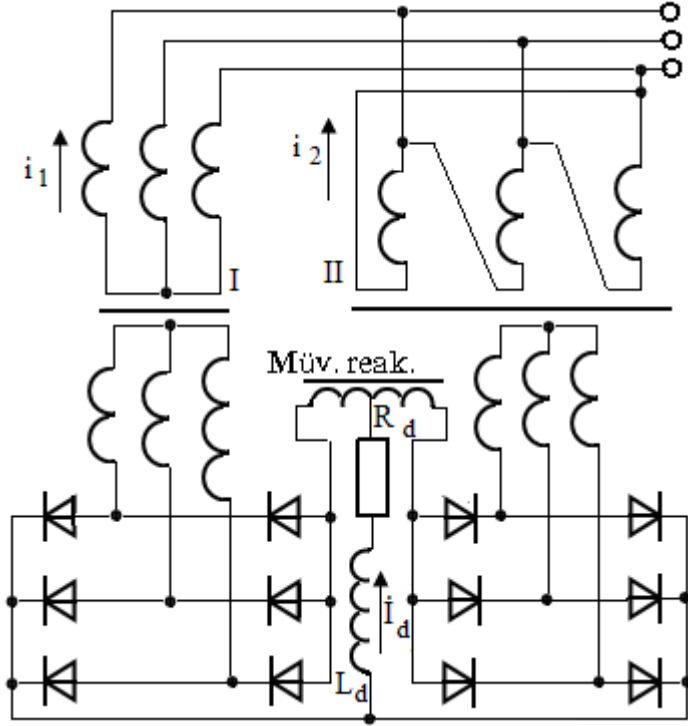
ÜÇFAZLI DÜZLƏNDİRİCİLƏRİN ARDICIL VƏ PARALEL QOŞULMASI. EKVİVALENT ÇOXFAZLI DÜZLƏNDİRİCİLƏR

İndiyə qədər nəzərdən keçirilən üçfazlı körpü sxemlər əsasında ekvivalent çoxfazlı – altı, on iki, iyirmi dördfazlı və s. sxemlər almaq mümkündür. Bu da həmin körpü sxemlərinin ardıcıl və paralel qoşulması nəticəsində alınır. Bu cür qoşulma sxemləri şəkil 1.30 və 1.31 – də təsvir olunmuşdur. Hətta birlikdə işləyən digər düzləndirici sxemlər də (məsələn, müvazinətləndirici reaktora malik altıfazlı düzləndiricilərin paralel işləməsi sxemi) almaq mümkündür.



Şəkil 1.30 İki üçfazlı körpü düzləndiricisinin
ardıcıl qoşulması sxemi

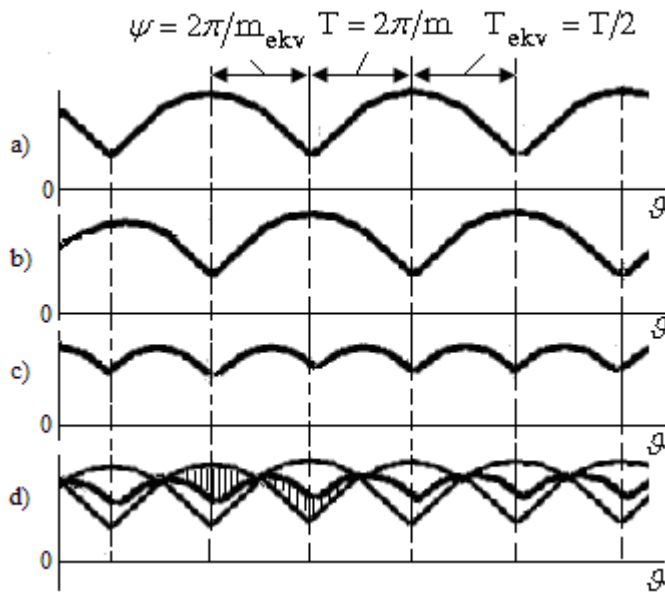
Üçfazlı körpü düzləndiricilərinin bu cür qoşulması bir neçə amildən irəli gəlir:
 düzlənmiş gərginlik əyrisində kiçik döyünmələr almaq lazımdır;
 sxemin şəbəkədən tələb etdiyi cərəyan əyrisində yüksək harmoniyaların azaldılması vacib olduqda;
 yüksək gərginlik və ya böyük cərəyanla işləyən aqreqlər qurmaq lazım gəldikdə və s.



Şəkil 1.31 İki üçfazlı körpü düzləndiricisinin paralel qoşulması sxemi

Ayrı – ayrılıqda həmin üçfazlı düzləndiriciləri düzləndirici bloklar da adlandırmaq olar. Bu blokların qida gərginlikləri və deməli, çıxış gərginliklərinin ani qiymətləri müəyyən bir ψ faza sürüşməsinə malik olur. Üçfazlı düzləndiricilərdə də ($m_2 = 3$) çıxış gərginliyinin döyünmə periodu $T = 2\pi/3$ - ə bərabərdir (şəkil 1.32, a və b).

Əgər bu iki düzləndiricinin qida gərginlikləri bir-birinə nəzərən $\psi = T/2 = \pi/3$ qədər sürüşdürülmüş olarsa, onda çıxış gərginlikləri toplanır. Belə çıxır ki, iki düzləndirici bloku ardıcıl qoşduqda yükdəki gərginliyin döyünmə tezliyi iki dəfə artmış olur (şəkil 1.32, c).

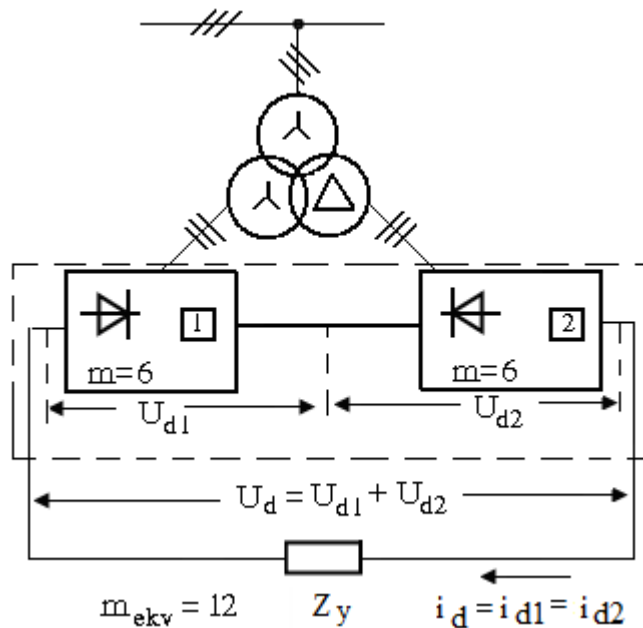


Şəkil 1.32 Çoxfazlı ekvivalent sxemlərdə çıxış gərginliyinin döyünmələrinin təsviri

Ekvivalent onikifazlı düzləndiricinin alınma sxemi şəkil 1.33 – də təsvir olunmuşdur. Burada iki altıfazlı düzləndirici ($m_2 = 6$) çıxışa nəzərən bir-biri ilə ardıcıl qoşulmuş və eyni bir yüklə işləyirlər. Çıxış gərginliyinin döyünmə tezliyini iki dəfə artırmaq üçün onikifazlı ekvivalent sxemdəki düzləndirici blokların faza sürüşməsi $\psi = 2\pi/12$ olmalıdır.

Müvafiq faza sürüşməsini transformatorun ikinci dolağını 2 sayda götürməklə də almaq olar. Belə ki, hər bir dolaq ilkin altıimpulsu sxem ilə qidalanır (şəkil 1.33).

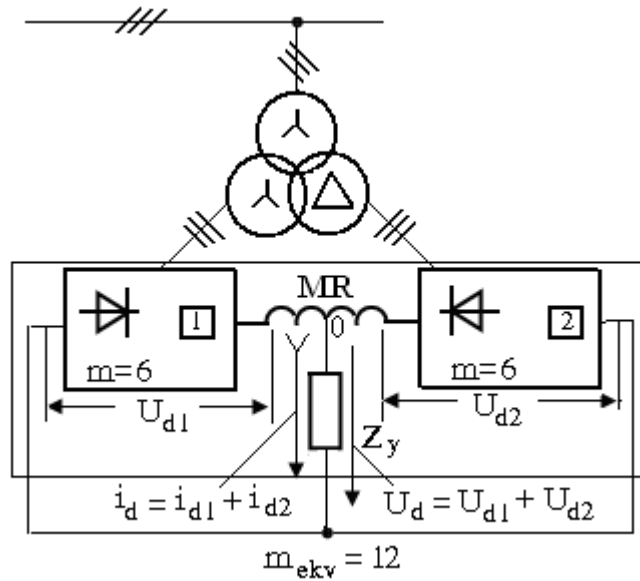
Əgər transformatorun ikinci dolaqlarından biri ulduz, digəri



Şəkil 1.33 İki altıfazlı düzləndiricinin ardıcıl qoşulmasından alınan ekvivalent onikifazlı düzləndirici sxemi

isə üçbucaq sxemi üzrə qoşularsa, onda onların üçfazlı gərginlik sistemləri arasında faza sürüşməsi $\pi/6$ olar. İki düzləndirici blokun çıxış gərginliklərinin ani qiymətləri arasında da faza sürüşməsi həmin qədər olur. Bütün bunlarla yanaşı düzləndirici blokları ardıcıl birləşdirdikdə (yük dövrəsinə nəzərən) ventillərdə buraxıla bilən maksimal gərginlik dəyişmədiyi halda belə çıxış gərginliyi iki dəfə artır.

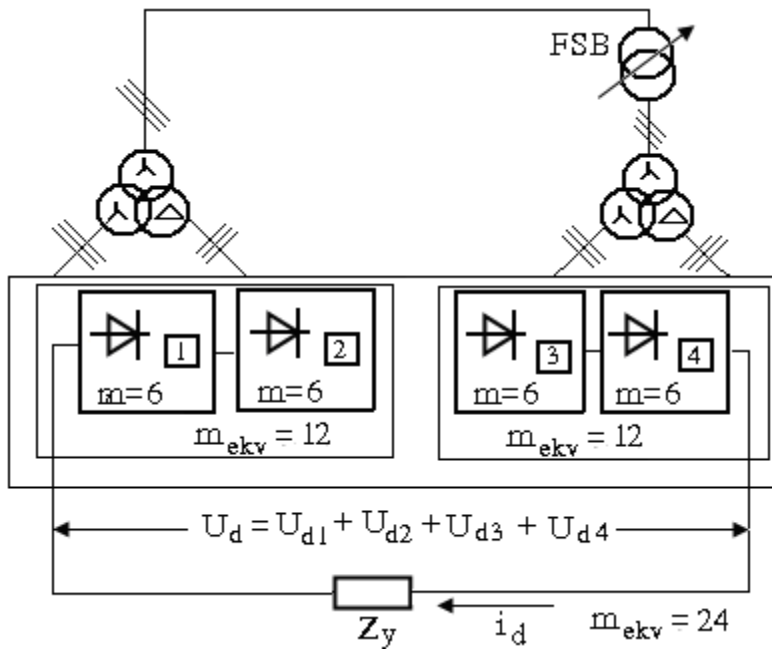
İki altıfazlı düzləndirici bloku paralel qoşduqda (şəkil 1.34) həmin blokların birindəki ventillərin birində buraxıla bilən maksimal cərəyan dəyişmədikdə belə yükdəki maksimal cərəyan iki dəfə artır. Lakin, qida gərginlikləri müəyyən sürüşməyə malik hər bir düzləndirici blokun çıxış gərginliyinin ani qiymətləri bir – birindən fərqlənirlər (şəkil 1.32, d).



Şəkil 1.34 İki altıfazlı düzləndiricinin paralel qoşulmasından alınan ekvivalent onikifazlı düzləndirici sxemi

Bu da düzləndiricilər arasında qeyri-məhdud müvazinətləndirici cərəyanın əmələ gəlməsinə gətirib çıxarır. Onda həmin bloklar arasında müvazinətləndirici reaktor qoymaq lazım gəlir. Reaktorun orta nöqtəsi yükün qütblərindən birinə qoşulur. Müvazinətləndirici reaktor cərəyanının sabit təşkilədiciyinə heç bir müqavimət göstərmir. Onda, deməli, reaktorun induktiv müqaviməti dəyişən təşkilədici üçün məhdudlaşdırıcı rolunu oynayır. Ekvivalent çoxfazlı sxemlərin hesabı zamanı aşağıdakı cəhəti nəzərə almaq lazımdır: simmetrik çıxış gərginlik əyrisi almaq üçün düzləndiriciləri qidalandıran gərginliklər bərabər olmalıdır. Buna görə də transformatorun ulduz sxemi üzrə qoşulmuş dolaqlarının sayı, üçbucaq sxemi üzrə qoşulmuş dolaqlarının sayından $\sqrt{3}$ dəfə az olmalıdır. Şəkil 1.35 – də iki ekvivalent onikifazlı sxem üzərində yığılmış ekvivalent 24 - fazlı sxem təsvir olunmuşdur. Onun düzləndirici blokları arasında faza sürüşməsi

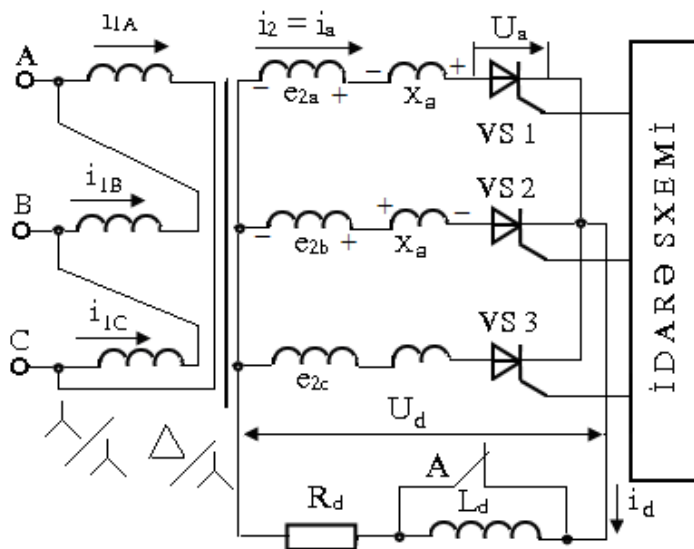
$$\psi = 2\pi/m_{ekv} = 360^\circ/24 = 15^\circ - \text{dir.}$$



Şəkil 1.35 Ekvivalent 24 – fazalı düzləndirici sxem

ÜÇFAZALI DÜZLƏNDİRİCİLƏRDƏ KOMMUTASIYA PROSESİ

Bundan əvvəlki mövzularda cərəyanın kommutasiyası (cərəyanın bir ventildən digərinə verilməsi) ifadəsinə dəfələrlə rast gəlmək olar. Lakin o prosesin baş verməsi açıqlanmamışdır. Ona görə də düzləndiricilərin işinin tam müfəssəl öyrənilməsi üçün kommutasiya prosesinin necə baş verməsini bilmək vacibdir. Qeyd etmək lazımdır ki, sadəlik üçün üçfazlı düzləndiricilər içərisində ən sadə sxemə malik „0“- nöqtəli düzləndirici üzərində nəzərdən keçirmək məqsədəuyğundur. Onun elektrik sxemi şəkil 1.36- da təsvir olunmuşdur.

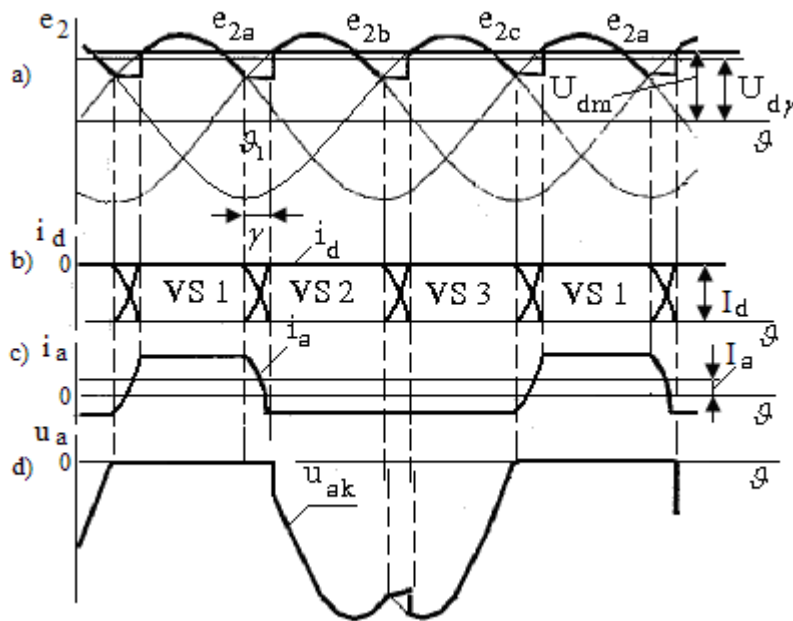


Şəkil 1.36 Üçfazlı düzləndiricilərdə kommutasiya prosesinin baş verməsini əks etdirən sxem

Şəkil 1.8 - də təsvir olunan sxemlə bu sxemin fərqi ondan ibarətdir ki, burada hər bir ventilin anod dövrəsinə transformatorun parazit X_a anod induktivliyi (induktiv müqavimət) qoşulmuşdur. $\alpha = 0$ (idarəolunmayan düzləndirici) olan hal üçün kommutasiya prosesinin baş verməsini aydınlaşdırın zaman diaqramları şəkil 1.37 - də göstərildiyi kimidir.

Burada iki hal ola bilər: $X_a = 0$ və $X_a \neq 0$.

Birinci halda kommutasiya ani olaraq baş verir. Lakin ikinci halda anod dövrəsində cərəyan ani olaraq dəyişə bilməz (məlum öz-özünə induksiyası qanununa görə). Bu zaman cərəyanın bir ventildə (məsələn, VS1 ventili) I_d qiymətindən 0- a qədər azalması və eləcə də digər bir ventildə (məsələn, VS 2 ventili)



Şəkil 1.37 $\alpha = 0$ olan hal üçün kommutasiya prosesinin baş verməsini aydınlaşdırın zaman diaqramları

0-dan U_d qiymətinə qədər artması üçün müəyyən qədər vaxt sərf olunur (şəkil 1.37, b və c diaqramları).

Ümumiyyətlə, iki ventilin eyni zamanda cərəyan keçirməsi anı kommutasiya müddəti, bu ana uyğun bucağı isə kommutasiya bucağı adlandırılır. Kommutasiya bucağı γ hərfi ilə işarə olunur (şəkil 1.10.2, b). ϑ_1 zaman anına uyğun bu prosesin baş verməsi aşağıdakı kimi izah olunur (şəkil 1.37, a). Həmin zaman anında e_{2a} fazasında cərəyan azalır, əksinə e_{2b} fazasında isə artır. X_a anod induktivliyində yaranan e.h.q - nin və faza gərginliklərinin bu zaman anındakı işarələri nəzərə alınmışdır. Kommutasiya intervalında VS 1 və VS 2 ventilləri cərəyan keçirir. Bu ventillərin qoşulduqları e_{2a} və e_{2b} faza gərginlikləri qısaqapanır. Həmin fazalardakı X_a anod induktivliklərinə e_{2a} - e_{2b} faza gərginlikləri fərqi tətbiq olunur. Hər birinə isə tətbiq olunan gərginlik isə $u_{xa} (e_{2a} - e_{2b})/2$ olur. Kommutasiya intervalında yükdəki gərginliyin ani qiyməti faza gərginliyi ilə X_a induktivliyindəki y_{xa} gərginliyinin cəbri cəmi ilə təyin olunur: $u_d = e_{2a} + e_{2a} = e_{2b} - u_{xa} =$

$$= e_{2a} + (e_{2b} - e_{2a})/2 =$$

$$= e_{2b} - (e_{2b} - e_{2a})/2 = (e_{2a} + e_{2b})/2 \quad (1.65)$$

Buradan belə görünür ki, u_d gərginliyi faza gərginliklərinin orta qiymətinə bərabərdir. Çıxış gərginlik əyrisində kommutasiya kəsikləri əmələ gəlir və bu da yükləki gərginliyin orta qiymətini azaldır:

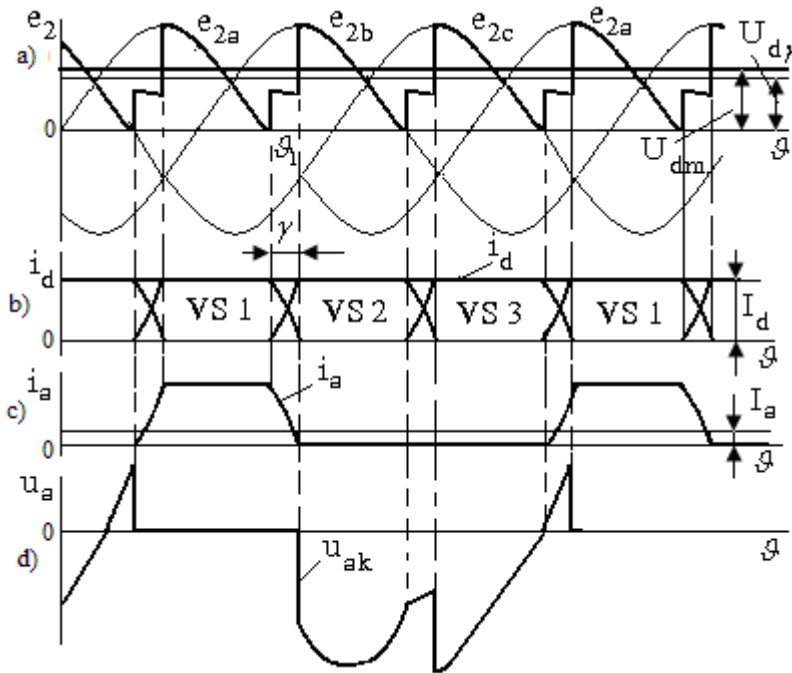
$$U_{d\gamma} = U_{dm} - \Delta U_x \quad (1.66)$$

burada, $U_{dm} - x_a = 0$ olduğu halda yükləki gərginliyin maksimal qiyməti, ΔU_x - anod induktivliyindəki gərginliyin orta qiymətidir. Ventildəki gərginliyin forması da dəyişməyə məruz qalır (şəkil 1.37, d diaqramı). Belə ki, cərəyanı ventill $\lambda > 2\pi/m_2$ intervalında keçirir.

$\alpha \neq 0$ olduğu halda, başqa sözlə idarəolunan düzləndiricinin işi zamanı kommutasiya tiristorun idarəedici elektroduna idarəedici signal verildiyi anda baş verir. Yuxarıda deyilənlərin hamısı bu hal üçün də doğrudur:

tiristorlardan birinin keçiricilik intervalında yükləki gərginliyin ani qiyməti yük dövrəsinə keçirici tiristor vasitəsilə qoşulmuş fazadakı gərginliyin qiyməti ilə müəyyən olunur;

kommutasiya intervalında yükləki gərginliyin u_d ani qiyməti kommutasiya prosesinin baş verdiyi fazalardakı gərginliklərin orta qiyməti ilə müəyyən olunur. α idarə bucağının müəyyən bir qiymətində yük gərginliyinin forması, yük cərəyanı, ventildəki cərəyan və ventildəki gərginlik şəkil 1.38 – də göstərildiyi kimidir.



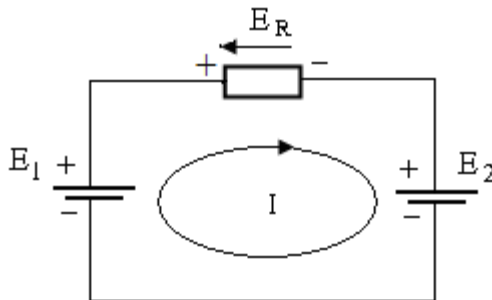
Şəkil 1.38 İdarəolunan düzləndiricilərdə kommutasiya prosesinin baş verməsi diaqramı

MÜHAZİRƏ 10

ŞƏBƏKƏDƏN İDARƏOLUNAN ÇEVİRİCİLƏR. QEYRİ - MÜSTƏQİL İNVERTORLAR.

Ümumi məlumat.

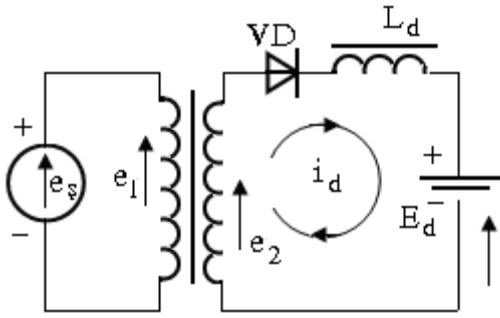
Şəbəkədən idarəolunan invertor güc selini sabit gərginlik mənbəyindən dəyişən gərginlik şəbəkəsinə ötürməyə xidmət edir. Başqa sözlə, inversləmə prosesi düzləndirmənin əksi olan prosesdir.



Şəkil 2.1. İki mənbədən ibarət elektrik dövrəsi

Düzləndirmə zamanı dəyişən gərginlik şəbəkəsi elektrik enerji mənbəyi, sabit gərginlik dövrəsi isə onun enerji sərfedicisi olur. Inversləmə zamanı isə bunun əksinə olur. Elektrik enerji mənbəyi və onun sərfedicisinin formal əlamətlərini nəzərdən keçirək. Şəkil 2.1.- də iki sabit gərginlik mənbəyindən (məsələn, akkumulyator batareyası) və konturda cərəyanı hədudlayan R rezistorundan ibarət sadə bir dövrə təsvir olunmuşdur. Oxlarla $E_1 > E_2$ olduğu halda cərəyan və E_{HQ} – lərin istiqaməti göstərilmişdir. Bu vaxt E_1 batareyası boşalaraq elektrik enerjisi yaradır, E_2 batareyası isə həmin enerjini qəbul edərək dolur. Enerjinin bir hissəsi rezistorun qızmasına sərf olunur ki, o da enerji sərfedicisi rolunu oynayır. E_{HQ} vektoru minus qütbədən plus qütbə doğru yönəlmişdir. Rezistorda da kvazi E_{HQ} – nin istiqaməti göstərilmişdir. Cərəyan və E_{HQ} – lərin qarşılıqlı istiqamətlərinə görə belə bir mühakimə aparmaq olar ki, dövrənin hansı elementi mənbə, hansı elementi isə onun sərfedicisidir. Sxemdən görünür ki, əgər cərəyan və E_{HQ} – lərinin istiqamətləri üst-üstə düşərsə, onda həmin element elektrik enerji mənbəyi, əks halda isə enerji sərfedicisi funksiyasını yerinə yetirir.

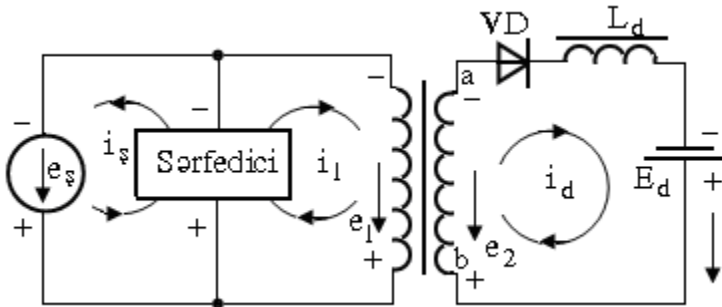
Şəkil 2.2 - də akkumulyator batareyasını qidalandıran biryarımperiodlu düzləndirici sxemi təsvir olunmuşdur. Sxemin elementlərində diodun keçiricilik halına uyğun E_{HQ} – nin işarəsi göstərilmişdir. Burada da cərəyan və E_{HQ} – lərin istiqamətinə görə mühakimə aparmaq olar ki, şəbəkə (e_s) enerji mənbəyi, transformatorun birinci dolağı isə onun sərfedicisi rolunu oynayır. Yüklənən batareya (E_d) ilə müqayisədə transformatorun ikinci dolağı da (e_2) enerji mənbəyi funksiyasını yerinə yetirir.



Şəkil 2.2 Akkumulyator batareyasını qidalandıran
biryarımperiodlu düzləndirici sxemi

Akkumulyator batareyasının enerji mənbəyi rolunu oynaması üçün ventildəki cərəyanın istiqamətinin E_d – nin EHQ – nin istiqaməti ilə üst-üstə düşməsinə təmin etmək lazımdır (şəkil 2.3).

Transformatorun ikinci dolağının enerji sərfedicisi rolunu oynaması üçün ventilin dolaqdakı cərəyan və EHQ – lərin üst-üstə düşdüyü zaman intervallarında işə qoşulması gərəkdir. Buradan ventillə belə bir tələb meydana çıxır. O mütləq idarəolunan olmalıdır. Deməli, tiristorlardan istifadə etmək lazımdır. Sxemdən göründüyü kimi anodda mənfi potensial olan halda cərəyan keçməlidir. Katodun potensialı isə daha çox mənfidir. Buna görə də inversləmə rejimində tiristorun açılması şərti pozulmur. Şəkil 2.3- də təsvir olunmuş sxemdən görünür ki, ventilin cərəyan keçirdiyi intervalda transformatorun birinci dolağı dəyişən gərginlik dövrəsindəki sərfedici üçün enerji mənbəyi rolunu oynayır.



Şəkil 2.3 Akkumulyator batareyası enerji mənbəyi kimi

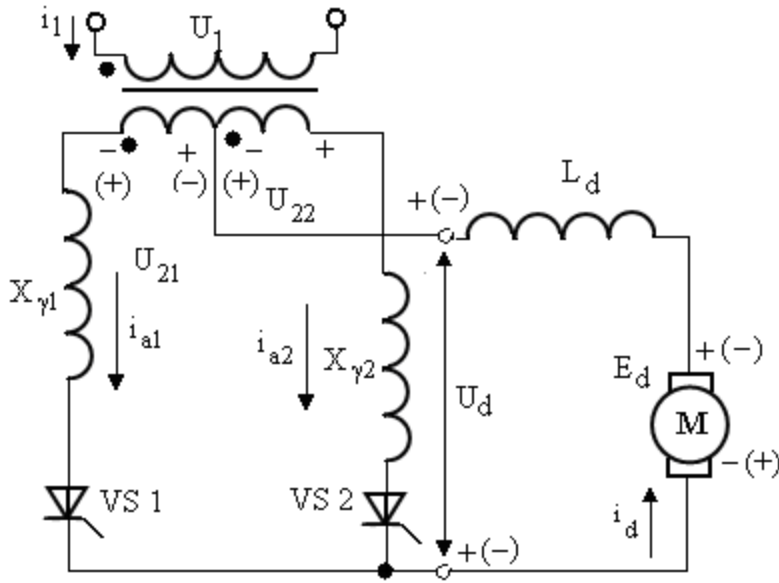
Yuxarıda deyilənlərdən belə aydın olur ki, qeyri-müstəqil inverter sxemi istənilən idarəolunan düzləndirici sxemidir. İnversləmə rejimi dəyişən cərəyan intervalında çeviricinin ventilinin işə qoşulmasını təmin edən idarə sistemini təmin edir. Bu vaxt transformatorun ikinci dolağının cərəyan və EHQ – ləri bir-birinə qarşı yönəlir. Nəzərdən keçirilən inverter qeyri-müstəqil və ya şəbəkədən idarəolunan inverter adlanır. Ona görə ki, onun işi üçün dəyişən gərginlik şəbəkəsinin olması vacibdir və bu zaman ventillərin çevirilmə tezliyi şəbəkə gərginliyinin tezliyi ilə müəyyən olunur.

Çeviricinin düzləndirmə rejimindən inverter rejiminə keçmə şərti.

Qeyd olunduğu kimi q/müstəqil inverter sxemi idarəolunan düzləndirici sxemi kimi həyata keçirilir. Şəkil 2.4 - də birfazlı „0“ – nöqtəli inverter sxemi təsvir olunmuşdur.

Enerji invers mənbə kimi generator rejimində işləyən sabit cərəyan maşını tətbiq olunmuşdur. L_d sarğacı inverterin giriş cərəyanını hamarlayır, $x_{\gamma 1}$ və $x_{\gamma 2}$ reaktiv müqavimətləri isə transformatorun səpilmə dolağının və qidalandırıcı şəbəkənin induktivliklərini

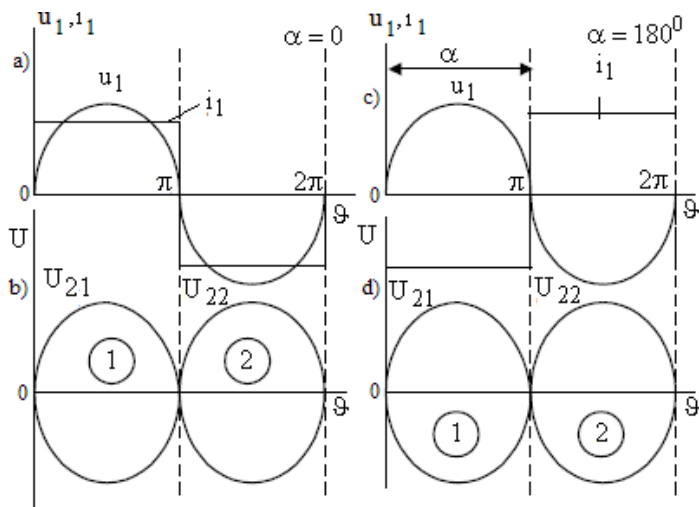
qiymətləndirir. İnvers rejimin düzləndirmə rejimindən fərqli xüsusiyyətlərini nəzərdən keçirək.



Şəkil 2.4 Birfazlı „0“ – nöqtəli invertor sxemi

Məlum olduğu kimi düzləndirmə zamanı enerji mənbəyi kimi dəyişən cərəyan şəbəkəsi qəbul olunur. Buna görə də $\alpha = 0$ olduqda şəbəkədən tələb olunan i_1 cərəyan əyrisi u_1 qida gərginliyi ilə fazaca üst-üstə düşür. $L_d \rightarrow \infty$ və $x_{\gamma 1} = x_{\gamma 2} = 0$ olduqda i_1 cərəyan əyrisinin forması düzbucaqlı impuls şəkilində olur (şəkil 2.5). VS 1 və VS 2 tiristorları uyğun olaraq $U_{21} > 0$ və $U_{22} > 0$ gərginliklərində açılır. M sabit cərəyan maşını şəbəkədən enerji sərf etməklə mühərrik rejimində işləyir. Maşına şəkil 2.4 - də mütərizədə göstərilən polyarlı U_d gərginliyi tətbiq olunmuşdur.

Sxemin invertor rejimdə işi zamanı sabit cərəyan maşını elektrik enerji mənbəyi, dəyişən cərəyan şəbəkəsi isə onun sərfedicisi rolunu oynayır. Şəkilə mütərizəsiz göstərilən işarələr maşının generator rejimində işi zamanı i_{a1} , i_{a2} və i_d cərəyanlarının



Şəkil 2.5 (a,b) düzləndirici; (c,d) invertor üçün cərəyan və gərginlik əyriləri

istiqamətini göstərir. Maşının sabit cərəyan dövrəsinə qoşulma polyarlığının dəyişməsi i_1 cərəyanının u_2 gərginliyinə nəzərən fazaca 180° sürüşməsi (şəkil 2.5,c) şəbəkə enerji sərfinin göstəricisidir. Bu o deməkdir ki, inverter rejimində transformatorun ikinci dolaq gərginliklərinin mənfi qiymətlərində sxemin tiristorları açıq vəziyyətdə olmalıdır, belə ki, VS 1 tiristoru U_{21} , VS 2 tiristoru isə U_{22} gərginliyinin mənfi qiymətlərində açıq olmalıdır. Belə rejimdə tiristorların açılması transformatorun ikinci dolağının L_d sarğacı vasitəsilə sabit cərəyan mənbəyinə növbə ilə qoşulması hesabına həyata keçirilir. Bu vaxt həm i_d cərəyanının dəyişən cərəyana çevirilməsi, həm də enerjinin şəbəkəyə verilməsi baş verir. Inverter rejimində tiristorların açılması onların təbii açılma nöqtələrinə ($0, \pi, 2\pi$) nəzərən idarə bucağının $\alpha = \pi$ qiyməti qədər (şəkil 2.5,c) gecikməsinə uyğundur. Q/müstəqil inverterda növbəti tiristor açılan zaman əvvəlcədən cərəyan keçirən bağlanması transformatorun ikinci dolağı tərəfdən şəbəkə gərginliyinin yaratdığı əks gərginliyin təsiri ilə həyata keçirilir. Əks gərginlik o vaxt transformatorun ikinci dolaq gərginliklərinin cəminə bərabər olur ki, növbəti tiristor ona qoşulan dolağa müsbət polyarlı gərginlik tətbiq olunduqda açılsın. Başqa sözlə inverterun işi zamanı α bucağının real qiyməti π –dən hər hansı β bucağı qədər kiçik olmalıdır, yəni $\alpha = \pi - \beta$. Əgər növbəti tiristor $\alpha = \pi$ olduğu halda açılsa, onda əvvəlcədən cərəyan keçirən ventil bağlana bilməz. Bu tiristor açıq vəziyyətdə qalır, transformatorun ikinci dolağı ilə ardıcıl qoşulmuş və sabit cərəyan mənbəyi dövrəsini qısa qapayır. Belə hadisə inversləmə prosesinin qurtarması və ya inverterun çevirilməsi prosesi adlanır. $\pi, 2\pi, \dots$ təbii açılma nöqtələrinin sol tərəfindən hesablanan β bucağı tiristorların açılmasını qabaqlama bucağı adlanır. β qabaqlama bucağı ilə α gecikmə bucağı arasında $\beta = \pi - \alpha$ və ya $\pi = \alpha + \beta$ kimi əlaqə mövcuddur. Bu səbəbdən sxemi düzləndirmə rejimindən inverter rejiminə keçirmək üçün aşağıdakıları bilmək vacibdir:

1. Sabit cərəyan mənbəyini düzləndirmə rejiminə əks olan polyarlıqla qoşmaq lazımdır.

2. β qabaqlama bucağının köməyiylə tiristorları açıq vəziyyətə gətirərək ikinci dolaqlardakı gərginliklərin mənfi qiymətlərində dövrədən cərəyanın keçməsinə təmin etməli.

Qeyd etmək lazımdır ki, düzləndiricinin inverter rejiminə bu cür keçmə üsulu yeganə imkan deyil. i_d –nin əvvəlki istiqamətini saxlaması, U_d sabit gərginliyinin polyarlığını dəyişməsi onun üçün xarakterik olan cəhətdir. Təsəvvür edək ki, sabit cərəyan mənbəyinin sıxaclarına birinci çeviriciyə analogi olan, lakin tiristorların əksinə olaraq ikinci çevirici qoşulmuşdur. Onda belə sistemi inverter rejiminə keçirmək generatorda i_d –nin istiqamətini dəyişmək, U_d –nin isə əvvəlki polyarlığını saxlamaq yolu ilə mümkündür. Bu vaxt birinci çevirici düzləndirici, maşın isə mühərrik rolunu oynasa, ikinci çevirici ola bilər ki, bağlı olsun. Maşını generator rejiminə keçirdikdə, ikinci çevirici β bucağına uyğun olaraq inverter rejimində işləməyə başlayır və ikinci çevirici isə bağlanır.

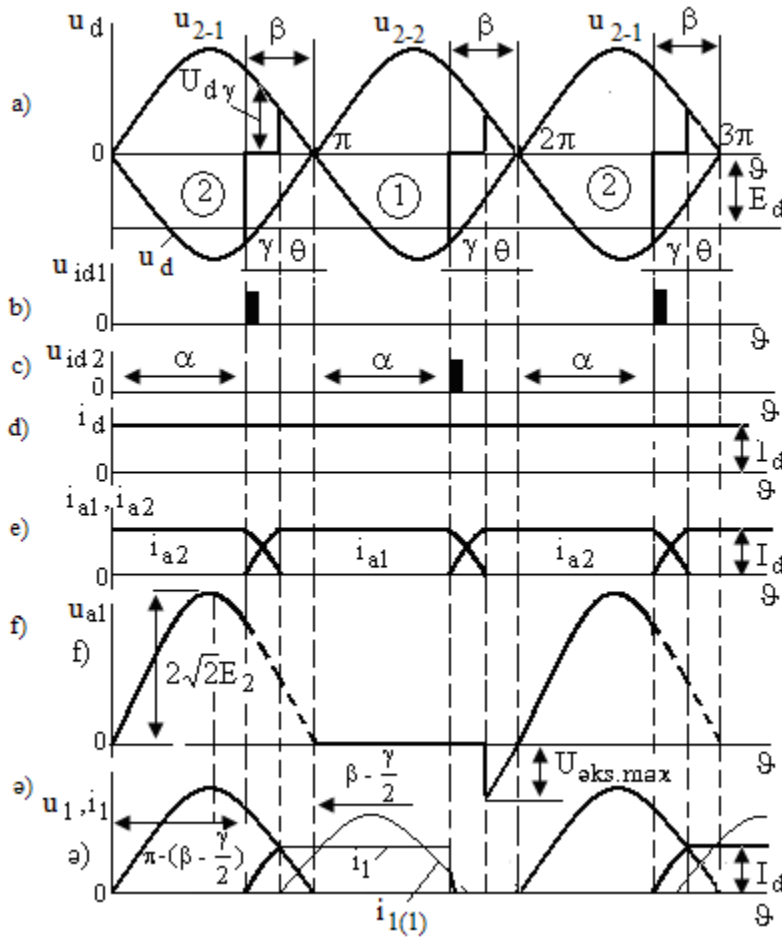
Yuxarıda göstərilən iki üsuldan, yəni düzləndiricinin invers rejiminə və əksinə çevirilməsindən reversiv çeviricilərdə istifadə olunur.

ŞƏBƏKƏDƏN İDARƏOLUNAN BİRFƏZALI „0“- NÖQTƏLİ QEYRİ-MÜSTƏQİL İNVERTORLAR

Belə inverterun elektrik sxemi şəkil 2.4 -də, onun işini xarakterizə edən elektromaqnit proseslərinin zaman diaqramları isə şəkil 2.1.6-də təsvir olunmuşdur. $L_d \rightarrow \infty$ olduqda düzləndiricilərdə olduğu kimi generator dövrəsindəki i_d cərəyanı (inverterun giriş cərəyanı) ideal hamarlanmış olur (şəkil 2.1.6,d). Onun forması şəkildən görüldüyü kimi düzbucaqlı impuls formasında olur.

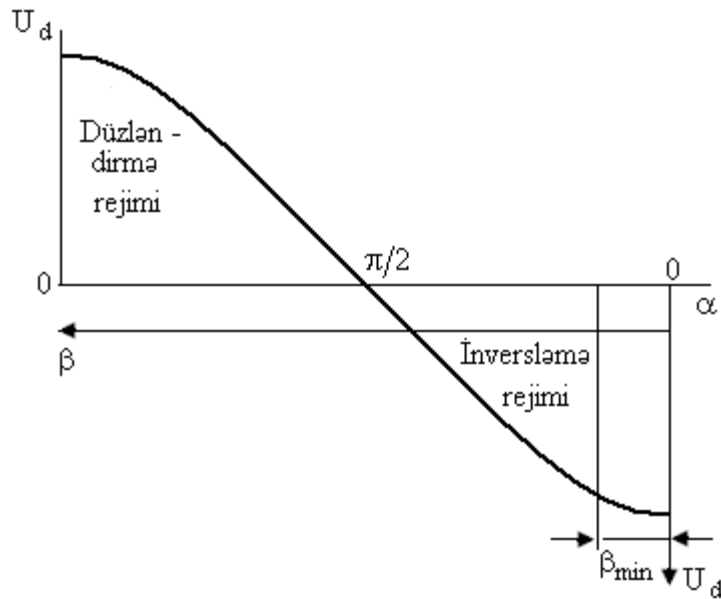
$0 - \alpha$ intervalında (şəkil 2.6,a) VS 2 ventili cərəyan keçirir. Onun i_{a2} anod cərəyanı (şəkildə, e) i_d cərəyanına bərabər olub, E_d sabit cərəyan mənbəyinin E.H.Q –sinin təsiri ilə transformatorun ikinci dolağı vasitəsilə u_{22} gərginliyinin əksi istiqamətdə axır (gərginliyin

istiqlaməti şəkildə göstərilmişdir). u_{22} mənfi polyarlı yarımdalğası bu intervalda invertorun U_d gərginliyini müəyyən edir. Göstərilən intervalın sonunda, yəni π nöqtəsinə nəzərən $\theta = \beta$ şərtində (β - qabaqlama bucağıdır) idarəedici impulsun verilməsilə VS 1 tiristoru açılır. $x_{\gamma 1}$, $x_{\gamma 2}$ reaktiv müqavimətləri vasitəsilə tiristorların anod dövrəsində i_d cərəyanının kommutasiyası baş verir. Belə ki, cərəyan VS 2 tiristorundan VS 1 tiristoruna kommutasiya olunur. Onun davam etmə müddəti γ -ya bərabərdir. Düzləndiricilərdə olduğu kimi bu proses hər iki keçirici tiristor dövrəsindəki i_k cərəyanının hesabına baş verir və $U_d = 0$ şərti ilə xarakterizə olunur (şəkil 2.6). Kommutasiya prosesi qurtardıqda $i_{a2} = 0$ və $i_{a2} = i_d$ olur. $\theta = \beta - \gamma$ intervalında VS 2 tiristoruna onun bağlanması bərpa etmək üçün əks gərginlik tətbiq olunur. $\pi - \theta$ intervalından $2\pi - \beta$ intervalına bərabər bir zaman müddətində generator transformatorun digər ikinci dolağından və VS 1 tiristorundan cərəyanın keçməsinə təmin edir.



Şəkil 2.6 Şəbəkədən idarəolunan invertorun işini
əks etdirən zaman diaqramları

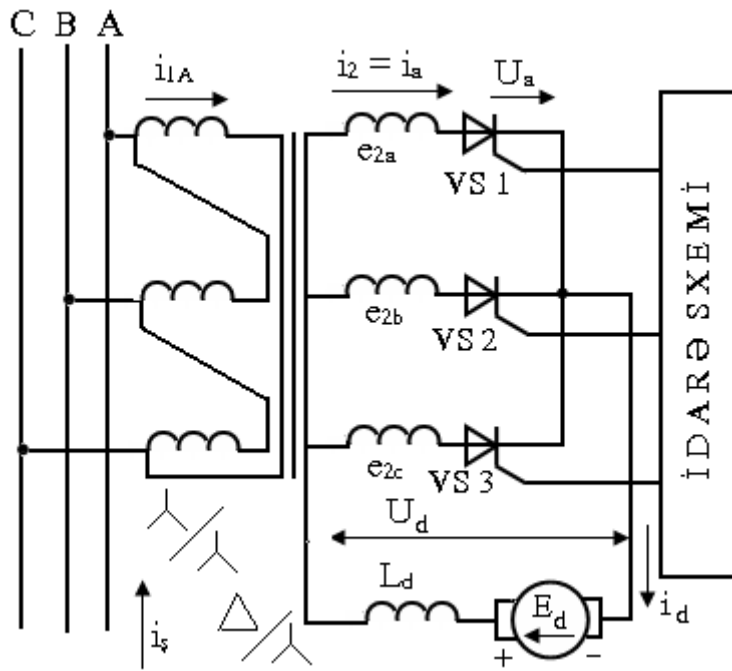
Invertorun ümumiləşdirilmiş tənzim xarakteristikası şəkil 2.7 - də təsvir olunmuşdur.



Şəkil 2.7 İnvertorun ümümləşdirilmiş tənzim xarakteristikası

ŞƏBƏKƏDƏN İDARƏOLUNAN ÜÇFAZALI QEYRİ-MÜSTƏQİL İNVERTORLAR

Şəbəkədən idarəolunan üçfazlı invertorun sxemi və onun işini xarakterizə edən zaman diaqramları şəkil 2.8 və 2.9 – da təsvir olunmuşdur. İnvertorun girişinə generator rejimində işləyən sabit cərəyan elektrik maşını şəkilində EHQ mənbəyi qoşulmuşdur. Mənbəyin mənfi qütbü sarğac vasitəsilə ventillərin katodlarının qoşulduğu ümumi nöqtəyə birləşdirilmişdir. Belə ki, generatorun sıxaclarında gərginlik sabit, invertorun girişindəki gərginlik isə döyünən gərginlikdir. E_d və U_{di} gərginliklərinin orta qiymətləri eyni olub, işarə etibarilə mənfidirlər.

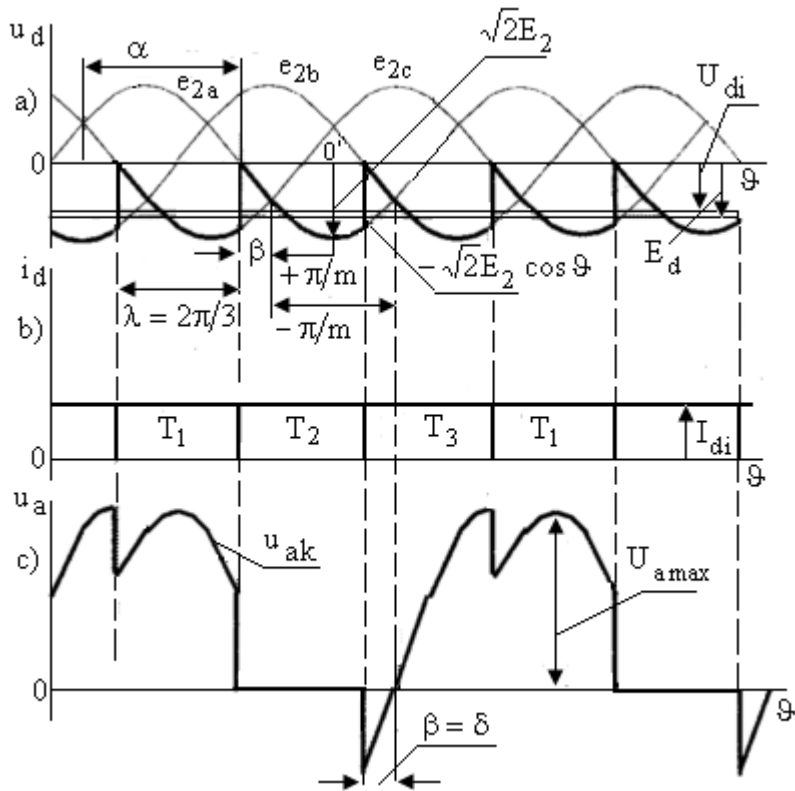


Şəkil 2.8 Şəbəkədən idarəolunan üçfazlı invertor sxemi

Bu halda tiristorlar idarə bucağının $\alpha > 90^\circ$ qiymətlərində işə düşürlər. U_d gərginliyinin ani qiymətinin dəyişməsi şəkildə (şəkil 2.9,a) də qalın xətlərlə göstərilmişdir.

Normal rejimdə invertorun giriş cərəyanı sabit və kəsilməzdir (şəkil 2.9,b).

İstənilən fazanın ventili faza gərginliyinin E_d gərginliyinə nisbətən daha böyük müsbət qiymətə malik olduğu zaman anında işə düşə bilər. Məsələn, e_{2a} fazasındakı ventil onun idarəedici elektroduna $\vartheta_0 - \vartheta_1$ intervalında verilən siqnalların hesabına işə qoşulur (şəkil 2.9,a). Lakin cərəyanın kəsilməzlik rejiminə görə bu ventil növbəti ventil işə qoşulana qədər cərəyan keçirir. Drossel dolağının aktiv müqaviməti nəzərə alınmadıqda, həmçinin cərəyanın kommutasiyasının ani olduğunu qəbul etdikdə ($x_a = 0$):



Şekil 2.9 Üçfazlı invertorun zaman diaqramları

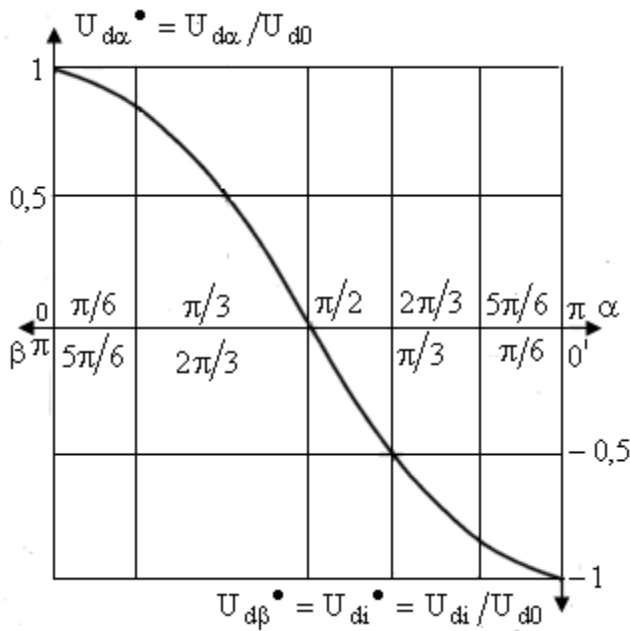
$$\begin{aligned}
 U_{di} &= E_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{m} - \beta}^{\frac{\pi}{m}} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{m} - \beta\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{m} - \beta\right) \right] = \frac{\sqrt{2} E_2}{2\pi} \left[\sin \frac{\pi}{m} \cos \beta - \right. \\
 &\quad \left. - \cos \frac{\pi}{m} \sin \beta - \sin\left(-\frac{\pi}{m}\right) \cos(-\beta) - \cos\left(-\frac{\pi}{m}\right) \sin(-\beta) \right] = \\
 &= \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta = U_{di0} \cos \beta = U_{di0} \cos(\pi - \alpha) = \\
 &= -U_{di0} \cos \alpha \\
 U_{di} &= U_{di0} \cos \beta = -U_{di0} \cos \alpha \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

Qeyri-müstəqil inverterin tənzim xarakteristikasını təsvir edən tənlik idarəolunan düzləndiricinin cərəyanın kəsilməzlik rejimində alınan tənliklə eynidir. Şəkil 2.10 - da ventilli qeyri- müstəqil çeviricinin tam tənzim xarakteristikası təsvir olunmuşdur.

Göründüyü kimi xarakteristika kosinusoidal xarakter daşıyır. α idarə bucağının $\alpha = 0 - \pi/2$ ($\beta = \pi/2 - \pi$) dəyişmə intervalı çeviricinin düzləndirmə rejiminə uyğun gəlirsə, onda $\beta = 0 - \pi/2$ ($\pi/2 - \pi$) diapazonu çeviricinin inversləmə rejiminə uyğun olar. Şəbəkəyə verilən gücü artırmaq üçün I_d cərəyanını artırmaq lazımdır. Bunu iki üsulla həyata keçirmək olar:

1. Sabit gərginlik mənbəyinin E_d gərginliyinin qiymətini U_{di} - nin qiymətinə nəzərən artırmaq lazımdır.

2. İnverterin U_{di} giriş gərginliyinin qiymətini sabit gərginlik mənbəyinin E_d gərginliyinin qiymətinə nəzərən azaltmaqla, β qabaqlama bucağının qiymətini artırmaq lazımdır.



Şəkil 2.10 İnverterin tam tənzim xarakteristikası

Şəkil 2.9,c - də u_{ak} gərginliyinin zamandan asılılıq diaqramı təsvir olunmuşdur. Diaqramdan görünür ki, ventildəki gərginliyin mənfi sahəsinin davamiyyət müddəti β qabaqlama bucağına bərabər, lakin çox da böyük olmayan intervala uyğundur. Bu zaman ərzində əvvəlcədən işə qoşulmuş ventil öz idarəetmə xassəsini etməlidir. Əks halda ventildə müsbət gərginlik yarandıqda o özü sərbəst işə qoşulur. Bu zaman digər fazanın ventili işə qoşulmalı və ondan cərəyan keçməlidir. Periodun π/m (yəni, $t = \frac{\pi}{m} T = \frac{1}{3} T$) anında işə

üçüncü ventil də işə qoşulur. Deməli, çeviricinin bütün ventilləri hər zaman cərəyan keçirir. Bu da həm sabit, həm də dəyişən gərginlik mənbəyi üçün qısa qapanma rejimi adlanır. Bunu bəzən də „inversləmə rejiminin kəsilməsi“ rejimi adlandırırlar. Bunun baş verməməsi üçün β qabaqlama bucağı istifadə olunan tiristorların $t_{b\bar{e}r}$ bərpa müddətindən böyük olmalıdır. Buradan belə çıxır ki, $\beta = 0$ olduqda qeyri-müstəqil inverter işləyə bilməz. Bundan başqa ventillə periodun daha böyük hissəsinə uyğun gərginlik tətbiq olunur. Buna görə ventil müsbət gərginliyi daha yaxşı saxlaya bilər və öz- özünə işə qoşula bilməz (hətta idarəedici signal olmadıqda belə)

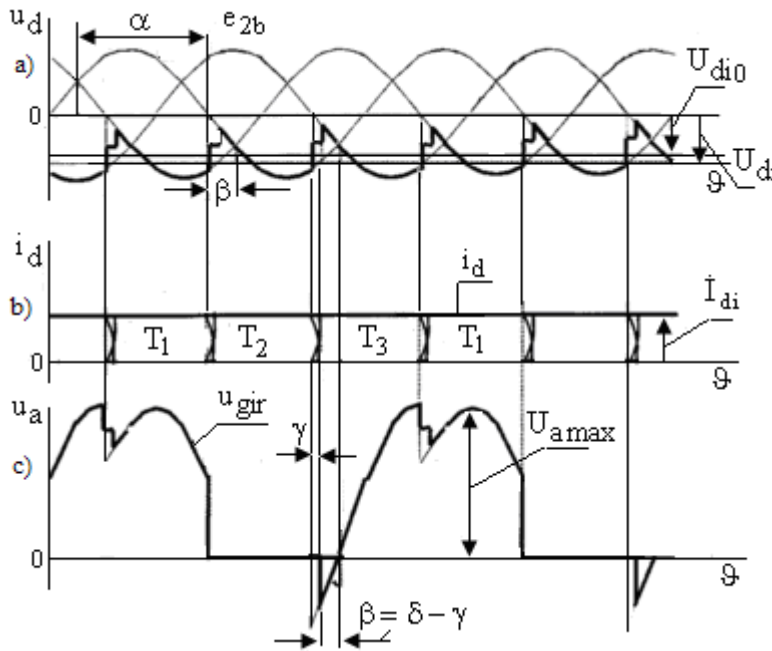
QEYRİ-MÜSTƏQİL İNVERTORLARIN GİRİŞ XARAKTERİSTİKALARI

Çeviricinin düzləndirmə rejimində olduğu kimi inversləmə rejimi də bir fazanın ventilin digər bir fazanın ventilinə cərəyanın kommutasiya müddətinin sonlu qiyməti ilə xarakterizə olunur ($\gamma \neq 0$). Bu proses transformatorun parazit səpələnə induktivliyinin hesabına olur.

Şəkil 2.11 - də invertorun u_d giriş gərginliyinin, i_d cərəyanının və ventildəki u_a gərginliyinin zamandan asılılıq diaqramları təsvir olunmuşdur. Əvvəllər qeyd olunduğu kimi kommutasiya intervalı ərzində u_d gərginliyi faza gərginliklərinin yarıməmi qanunu ilə dəyişir. Kommutasiya itkisinin orta qiyməti isə 2.2 ifadəsinin köməyiylə təyin olunur. Lakin, düzləndirmə rejimindən fərqli olaraq inversləmə rejimində kommutasiya kəsiyi kiçilmir, U_{di} gərginliyi artır. Bu, şəkil 2.11,a - da təsvir olunmuş zaman diaqramından aydın görünür:

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi} \int_0^\gamma u_x d\vartheta = \frac{I_d m x_a}{2\pi} \quad (2.2)$$

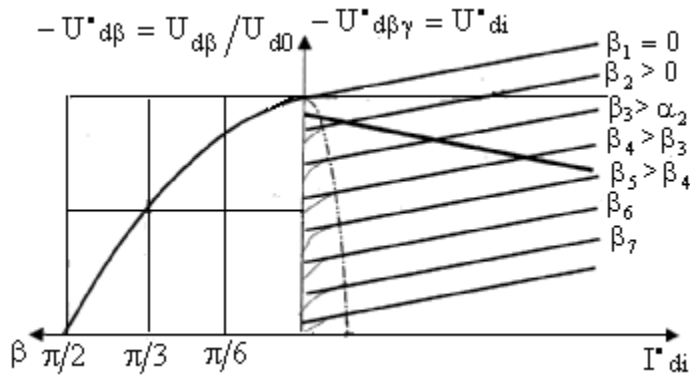
$$U_{di} = U_{di0} \cos \beta + \Delta U_x = U_{di0} \cos \beta + I_d m x_a / 2\pi \quad (2.3)$$



Şəkil 2.11 Invertorun u_d , i_d və u_a parametrlərinin diaqramı

Düzləndirmə rejimində U_d gərginliyi və I_d cərəyanı sxemin çıxış parametrləridir. Buna görə də $U_d = f(I_d)$ asılılığı düzləndiricinin yük (xarici) xarakteristikası adlanır. Qeyri-müstəqil invertorda sabit cərəyan dövrəsi giriş dövrəsidir. Buna görə $U_{di} = U_{d\beta} = f(I_{di})$ asılılığı invertorun giriş xarakteristikasıdır. Onda invertorun tənzim və giriş xarakteristikalar ailəsi şəkil 2.12-də təsvir olunduğu kimidir. Göründüyü kimi bu xarakteristika artan xarakter daşıyır. Düzləndirmə rejimində olduğu kimi burada da $U_{di} = U_{d\beta} = f(I_{di})$ asılılığı nisbi vahidlərlə qurulur.

$$U^*_{di} = U^*_{d\beta} = \frac{U_{d\beta}}{U_{i0}} = \cos\beta + \frac{A_{u_k} \%}{100} I^*_{di} \quad (2.4)$$



Şəkil 2.12 İnvertorun tənzim və giriş xarakteristikaları

Burada, $I^*_{di} = \frac{I_{di}}{I_{diy}}$; $A = \frac{m}{2\pi ab}$; a və b əmsallardır. Onların qiyməti müvafiq düzləndirici

sxemlərdə olduğu kimidir. Həmçinin, düzləndirmə rejimində olduğu kimi cərəyanın kiçik qiymətlərində kəsilmə rejimi baş verir. Bu rejimdə cərəyan kəsilmir, kommutasiya hadisəsi, u_{di} gərginlik əyrisində kəsiklər yox olur və U_{di} gərginliyi azalır. Kiçik cərəyan rejimində bunlar giriş xarakteristikasından da (şəkil 2.12) görünür.

Düzləndiricilərin xarici xarakteristikalarının təhlili onu göstərir ki, I_d cərəyanı kommutasiya prosesinin γ davamiyyət müddətinə təsir göstərir. Öz növbəsində tiristorların idarəetmə xassəsini bərpa bucağı $\delta = \beta - \gamma$ (şəkil 2.11,c) $\beta = \pi - \alpha$ qabaqlama bucağından asılıdır. Bu səbəbdən, qeyri-müstəqil invertorun hesabı aparılan zaman β qabaqlama bucağı minimal götürülməlidir ki, böyük cərəyanlarda sabit cərəyan dövrəsində lazım olan δ bərpa bucağı təmin olunsun.

İnvertorun dayanıqlı iş oblastı məhdudlayıcı xarakteristika ilə xarakterizə olunur (şəkil 2.12, qalın xətt). Məhdudlayıcı xarakteristika inversləyici I_{di} cərəyanının sərhəd qiymətini müəyyən edir (β bucağının verilmiş qiymətində).

MÜHAZİRƏ 11

HAMARLAYICI SÜZGƏCLƏR.

Düzləndiricinin çıxış gərginlik əyrisi düzləndirmə sxemindən asılı olmayaraq həmişə döyünən xarakter daşıyır. Onu sabit və dəyişən təşkiledicilərin cəmi kimi göstərmək olar. Dəyişən təşkiledicinin amplitudu nə qədər kiçik olarsa, çıxış gərginlik əyrisinin döyünməsi də bir o qədər az olar. Hamarlayıcı süzgəclər yükdəki düzlənmiş gərginliyin döyünmələrini azaltmaq üçün nəzərdə tutulmuşdur. Belə ki, bu azalma qidalandırılması nəzərdə tutulan elektron aparatlarının işinə mənfi təsir göstərmiyənəcən aparılmalıdır. Onlar düzlənmiş gərginliyin sabit təşkiledicisini buraxmalı və onun harmonik təşkiledicilərini nəzərə çarpacaq dərəcədə zəiflətməlidir.

Süzgəcin yükdəki gərginliyin (cərəyanın) döyünməsinin azalmasına təsiri hamarlama əmsalı adlanan kəmiyyətlə xarakterizə olunur. Düzləndiricinin çıxışındakı q_{n1} döyünmə

əmsalının (süzgəcə qədər) yükdəki q_{n2} döyünmə əmsalına (süzgəcdən sonra) nisbəti k_h hamaralama əmsalı adlanır:

$$k_h = q_{n1}/q_{n2} \quad (3.1.1)$$

Düzlənmiş gərginliyin keyfiyyəti dəyişən təşkilədiciyin amplitudunun düzlənmiş gərginliyin orta qiymətinə olan nisbəti kimi səciyyələndirilir.

$$q_n = \frac{U_{dmax}}{U_d} \quad (3.1.2)$$

Burada, q_n – n – ci harmoniyanın döyünmə əmsalı, U_{dmax} – n – ci harmoniyanın amplitududur.

Təhlillər göstərir ki, döyünən təşkilədiciyə içərsində ən başlıcası birinci harmoniyadır. Ona görə də döyünmə əmsallarına görə süzgəclərin hesabı aparılarkən birinci harmoniyanın U_{1max} amplitudunun düzlənmiş gərginliyin orta qiymətinə nisbətini götürmək lazımdır.

Məlumdur ki, istənilən funksiyanı Furje sırasına ayırmaq və sonra onu harmonik təşkilədiciyə cəmi şəkilində göstərmək olar:

$$U_d(\vartheta) = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} U_{y_{max}} \cdot (n\omega_s + \vartheta_n) \quad (3.1.3)$$

Burada, n – harmoniyanın nömrəsi, $\omega_s = 2\pi f_s$ – şəbəkə gərginliyinin dairəvi tezliyi ($f_s = 50$ Hz), ϑ_n – harmonik təşkilədiciyə başlanğıc fazasıdır.

Harmonik təşkilədiciyin $U_{y_{max}}$ amplitudunu Furje əmsalları ilə ifadə etmək olar:

$$U_{y_{max}} = \frac{1}{\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \cos n\vartheta d\vartheta = \frac{2U_d}{n^2 - 1} \quad (3.1.4)$$

Təhlillər onu göstərir ki, düzləndiricinin çıxış gərginliyinin harmonik tərkibi fazaların m sayından asılıdır. $U_d(\vartheta)$ çıxış gərginlik əyrisində $n = km$ sayda harmoniya olur, burada $k = 1, 2, 3, \dots$ – natural ədədlər sırasıdır. Cədvəl 3.1 - də m - fazalı düzləndiricinin şəbəkə gərginliyinin tezliyinə görə çıxış gərginlik əyrisindəki harmoniyaların nömrələri göstərilmişdir.

Cədvəldən göründüyü kimi düzləndiricinin m fazalarının sayı artdıqca çıxış gərginliyi əyrisindəki harmoniyaların sayı azalır. Həm də nəzərə almaq lazımdır ki, bu azalma ən çox kiçik tezlikli harmonik təşkilədiciyə hesabına baş verir. Nəzəri olaraq $m = \infty$ olduqda çıxış gərginlik əyrisində yüksək harmoniyalar yox olur. Başqa sözlə, düzləndiricinin çıxış gərginliyi ideal hamarlanmış olur.

Yuxarıda göstərilən ifadədən istifadə edərək m -fazalı düzləndiricinin birinci harmoniyaya görə çıxış gərginlik əyrisinin döyünmə əmsalını hesablamaq olar:

$$q_1 = U_{1max}/U_d = 2/(m^2 - 1) \quad (3.1.5)$$

Cədvəl 3.1

Fazaların sayı	Harmonik tərkibi
m=2	n=km= 2,4,6,8,10, 12, 14,....
m=3	n=3,6,9,12,15,18,21,24,27,....
m=6	n=6,12,18,24,30,36,....
m=12	n=12,24 36,....
m=24	n=24,36,....

Cədvəl 3.1 – də m - fazalı düzləndirici üçün döyünmə əmsalının hesablanmış qiymətləri verilmişdir.

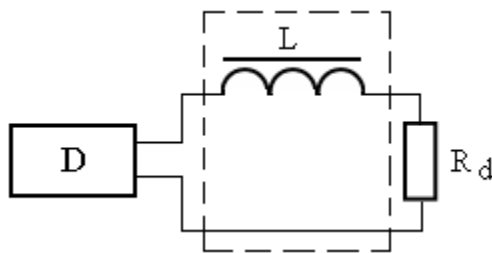
Hamarlayıcı süzgəclərin növləri

Konkret sərfedicini qidalandıran zaman düzlənmiş gərginliyin tələb olunan döyünmə əmsalı verilmiş qiyməti ala bilməz (bir neçə faizdən faizin onda birlərinə qədər). Döyünmə əmsalını aşağı salmaq üçün düzlənmiş gərginliyin döyünmələrinin (harmonik təşkilədicilərinin) amplitudunu azaltmaq lazımdır. Adətən, süzgəc elementləri kimi reaktiv elementlərdən (drossel və kondensatorlar) istifadə olunur. Belə ki, onların müqaviməti keçən cərəyanın tezliyindən asılıdır.

Süzgəcin parametrləri düzləndiricinin çıxış gərginliyinin ən aşağı harmoniyasına göstərilən təsir şərti ilə hesablanır. Daha yüksək tezlikli təşkilədicilər üçün reaktiv elementlərin müqaviməti böyük olar.

Hamarlayıcı süzgəclər sadə, mürəkkəb və rezonans olmaqla bir neçə növə bölünürlər. Güc elektronikasısı qurğularında müxtəlif növ süzgəclərdən istifadə olunur.

Sadə induktiv süzgəc. Sadə induktiv süzgəc R_y rezistoruna ardıcıl qoşulmuş L_s drosselindən ibarətdir. Drosselin dolağının r_L aktiv müqaviməti R_y yük müqavimətindən çox kiçik olması- na baxmayaraq, düzləndiricinin U_d çıxış gərginliyinin sabit təşkilədicisi yükdəki U_y gərginliyinə bərabər olur. Onda



Şəkil 3.1.1 Sadə induktiv süzgəc

düzləndiricinin çıxış gərginliyinin dəyişən təşkilədicisi drosselin reaktiv müqaviməti ($X_L = \omega_d L_s$; burada, ω_d - döyünən gərginliyin birinci harmoniyasının dairəvi tezliyidir) ilə R_y yük müqaviməti arasında mütənəsb bölünür. Birinci harmoniyaya görə süzgəcin süzmə əmsalı

$$k_1 = q_{1\text{gir}}/q_{1\text{çıx}} = \frac{\sqrt{P_d^2 (m_2 \omega_s L_s)}}{P_d} \quad (3.1.6)$$

ifadəsinin köməyi ilə müəyyən olunur. Burada, $\omega_{\varphi} = 2\pi f_{\varphi}$ – şəbəkə gərginliyinin bucaq tezliyi, m – düzlənmənin fazalarının sayıdır.

Verilmiş k_1 süzmə əmsalını almaq üçün drosselin induktivliyi

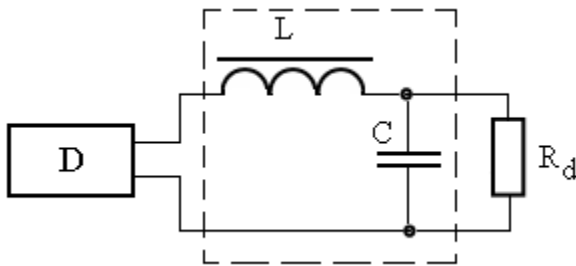
$$L_s = \frac{P_d \sqrt{C_1^2 - 1}}{2\pi m_2 f_{\varphi}} \quad (3.1.7) \quad \text{ifadəsinə əsasən}$$

hesablanmalıdır.

Sonuncu ifadədən görünür ki, drosselin induktivliyinin tələb olunan qiyməti yük müqaviməti ilə mütənəsbdir. Buna görə də sadə induktiv süzgəci kiçik müqavimətli yükə malik düzləndiricilərdə istifadə etmək daha məqsədəuyğun olar.

Γ – şəkilli LC – süzgəc.

Belə süzgəc sxemi şəkil 3.1.2 - də təsvir olunduğu kimidir. Süzgəcin reaktiv elementlərinin parametrləri elə seçilir ki, $X_L \gg X_C \ll R_d$ şərti ödənilsin. Belə bir halda drossel yük cərəyanını hamarlayır, kondensator isə dəyişən təşkiledicilərə görə yükü şuntlayır. Belə ki, $X_C \ll R_d$ olduqda, süzgəcin hamarlama əmsalı praktiki olaraq yükün müqavimətindən asılı olmur.



Şəkil 3.1.2 Γ – şəkilli LC – süzgəc

Sadə induktiv süzgəcdə olduğu kimi düzləndiricinin çıxışındakı gərginliyin sabit təşkiledicisi U_d yük gərginliyinin orta qiymətinə bərabərdir:

$k_1 = q_{1\text{gir}}/q_{1\text{çix}}$, nəticədə isə (3.1.8) ifadəsi alınır.

$$L_{\text{süz}} \cdot C_{\text{süz}} = \frac{k_1}{m^2 \omega_{\text{III}}^2} \quad (3.1.8)$$

Belə bir nəticəyə gəlmək olar ki, süzgəcin hamarlama əmsalı $L_{\text{süz}} \cdot C_{\text{süz}}$ hasilindən asılıdır. Komponentlərin hər biri optimal ölçü, maya dəyəri və komponentlərin qiymətlərinin kiçik olmasına görə seçilir. Məsələn, drosselin $L_{\text{süz}}$ induktivliyi cərəyanın kəsilməzlik şərtinə əsasən seçilir. Bunun üçün cərəyanın $\dot{I}_{1\text{max}}$ dəyişən təşkiledicisinin amplitudu cərəyanın $\dot{I}_d$ nominal qiymətindən (düzləndiricinin çıxış cərəyanı) kiçik olmalıdır:

$$\dot{I}_{1\text{max}} \leq \dot{I}_{d\text{min}}$$

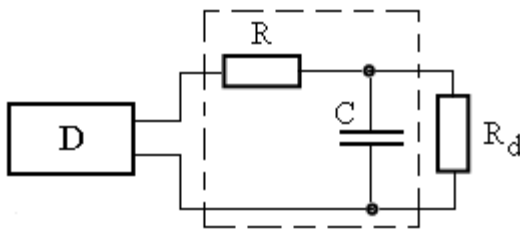
$$q_{\text{gir}} = \frac{2}{m^2 - 1} \quad \text{ifadəsinə görə } L_s \geq \frac{R_{d\text{max}}}{m(m^2 - 1)\pi f_{\varphi}} \quad (3.1.9)$$

şərtini almaq olar. LC – süzgəcdən istifadə etməklə, bütün birmanqalı süzgəclərlə müqayisədə ən böyük hamarlama əmsalı almaq olar.

Γ – şəkilli RC – süzgəc.

Süzgəcin sxemi şəkil 3.1.3 də təsvir olunmuşdur. Bu süzgəcdən istifadə etdikdə ($U_d \neq U_y$) hamarlama əmsalını aşağıdakı kimi tapmaq olar:

$$k_1 = q_{1\text{gir}}/q_{1\text{çix}} = \gamma \frac{\sqrt{R_s^2 + X_C^2}}{X_C} \quad (3.1.10)$$



Şəkil 3.1.3 Γ – şəkilli RC – süzgəc

$$Z_1 = \sqrt{R_s^2 + X_C^2}, \quad Z_2 \cong X_C = \frac{1}{\omega_{\text{eff}} \tilde{N}_c}, \quad (\text{belə ki, } X_C \ll R_d) \text{ olduğunu nəzərə aldıqda } \gamma =$$

$U_y/U_d = R_y/(R_s + R_y)$ və ya $R_s = R_y(1-\gamma)/\gamma$, onda $k_1 = \gamma \omega_{\text{eff}} C_s$ olar. Buradan isə

$$C_s = \frac{k_1}{\gamma \omega_{\text{eff}} P_{\text{y}}} = \frac{k_1}{(1-\gamma) \omega_{\text{eff}} P_{\text{y}}} \quad (3.1.11)$$

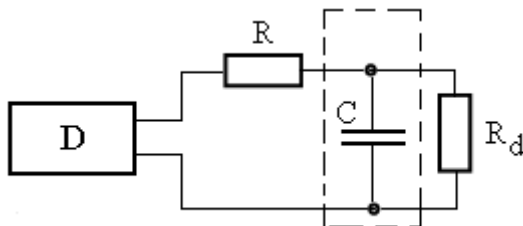
alınar.

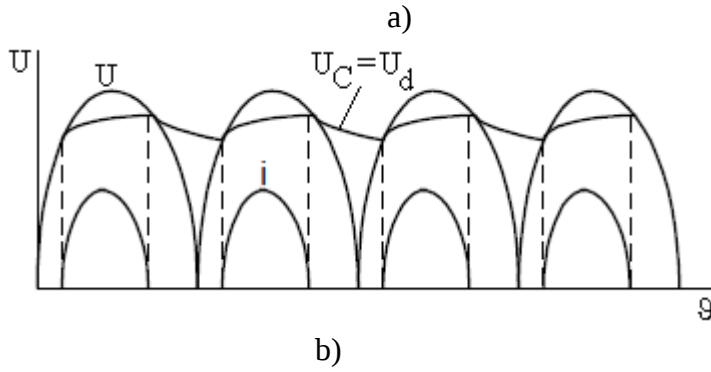
Süzgəcin R_s müqaviməti sabit cərəyana görə ötürmə əmsalının $\gamma = 0,75 + 0,9$ şərtinə əsasən seçilir.

RC – süzgəc müqaviməti böyük olan yüklərə tətbiq olunur. Belə ki, R_s aktiv müqaviməti yük cərəyanının sabit təşkilədiciyinə görə yaranan güc itkisinin qarşısını alır.

Sadə tutum süzgəci.

Tutum süzgəcinin sxemi şəkil 3.1.4 - də təsvir olunmuşdur. O, R_d yük müqavimətinə paralel qoşulmuş C_s kondensatorundan ibarətdir, əslində belə süzgəc ola bilməz. Belə ki, kondensatorun dolma (yüklənmə) cərəyanını məhdudlaşdıran heç bir şey yoxdur və bu şəraitdə düzləndiricinin diodları sıradan çıxa bilər. Buna görə də düzləndiricinin sadə tutum süzgəci ilə işi zamanı onun çıxış müqaviməti nəzərə alınmalıdır. Buraya keçirici naqillərin və transformatorun dolaqlarının aktiv müqaviməti və s. daxildir.



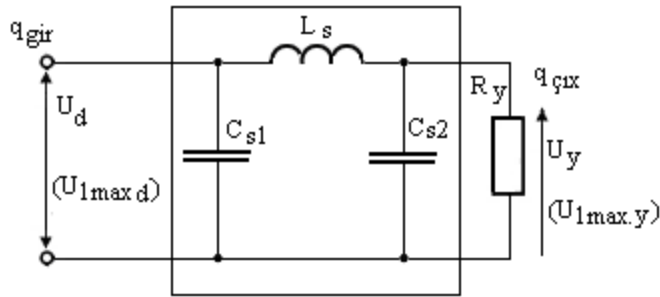


Şəkil 3.1.4 Sadə tutum süzgəci:

a) elektrik sxemi; b) sxemdə baş verən proseslərin diaqramı

Çoxmanqalı süzgəc

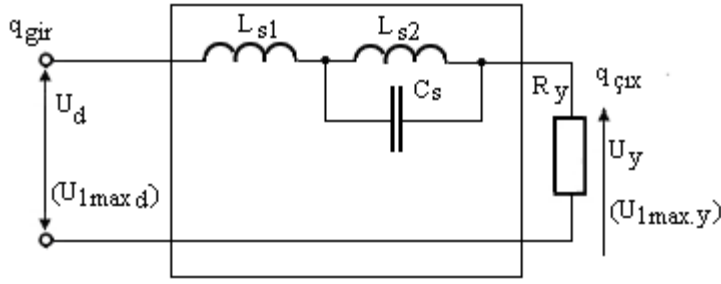
Yüksək hamarlaşma əmsalı almaq lazım gəldikdə onda çoxmanqalı süzgəclərdən istifadə olunur. Belə süzgəclərə şəkil 3.1.5 - də təsvir olunmuş sxemi misal göstərmək olar. Çoxmanqalı süzgəc sadə tutum və LC - süzgəclər kombinasiyasından ibarətdir. Bu cür süzgəclərin yekun hamarlaşma əmsalı k_{Σ} manqanı əmələ gətirən süzgəclərin hamarlaşma əmsallarının hasilinə bərabərdir: $k_{\Sigma} = k_1 k_2 k_3 \dots$



Şəkil 3.1.5 Çoxmanqalı süzgəc sxemi

Rezonans süzgəc

Bunlardan başqa yuxarıda qeyd olunduğu kimi rezonans süzgəclər də mövcuddur. Onun sxemi şəkil 3.1.6 - da göstərilmişdir. Belə süzgəclərdən çıxış gərginlik əyrisindəki müəyyən harmoniyaları sıxlaşdırmaq lazım gəldikdə istifadə olunur.



Şəkil 3.1.6 Rezonans süzgəc

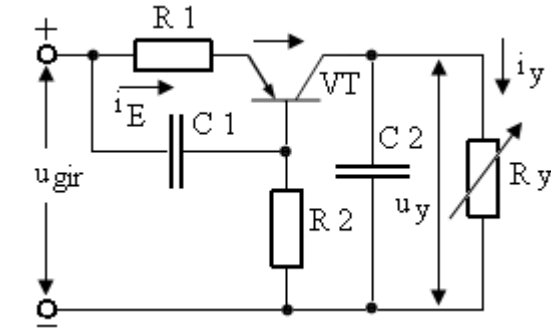
Aktiv süzgəclər

Passiv süzgəclərdən başqa, həm də drosselsiz aktiv süzgəclərdən çox geniş istifadə olunur. Drossel rolunu adi tranzistorlar oynayır. Aktiv süzgəclər k_h hamarlama əmsalının yük cərəyanından asılı olmasını təmin edir. Belə süzgəclərin ən əsas çatışmayan cəhəti temperaturun dəyişməsinin tranzistorun iş rejiminə nəzərə cərpacaq dərəcədə təsir göstərməsidir.

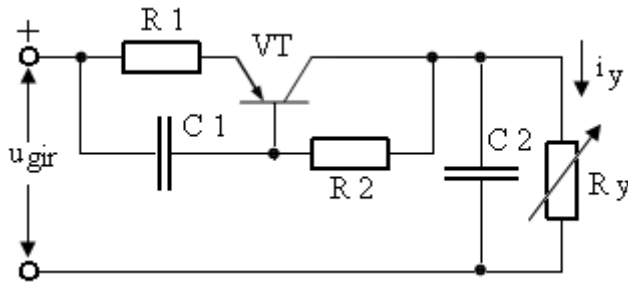
Aktiv süzgəclərin iş prinsipi müəyyən iş rejimində tranzistorun dəyişən cərəyana görə müqavimətinin, sabit cərəyana görə müqavimətindən bir neçə dəfə çox olmasına əsaslanır. Yükün kollektor və ya emitter dövrəsinə qoşulmasından asılı olaraq aktiv süzgəcləri ardıcıl və paralel olmaqla iki növə bölmək olar.

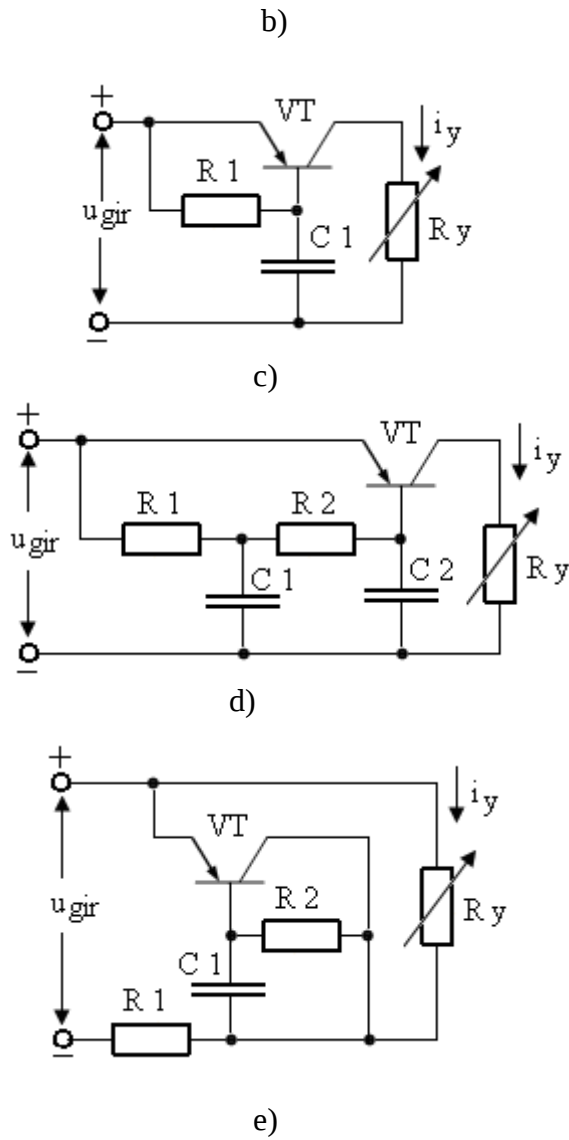
Şəkil 3.1.7 - da sürüşməsi qeydə alınan (şəkil 3.1.7,a) və avtomatik sürüşməyə malik (şəkil 3.1.7,b) ardıcıl aktiv süzgəclər təsvir olunmuşdur. Tranzistorun i_k kollektor cərəyanı (şəkil 3.1.7,a)

i_y yük cərəyanına bərabərdir. Həmin cərəyan U_{EK} emitter – kollektor gərginliyindən asılı olmayıb, i_e cərəyanı ilə müəyyən olunur. Əgər $I_B = \text{const}$ olduqda, kollektorda gərginliyin istənilən şəkildə dəyişməsi xarakteristikada işçi nöqtənin yerdəyişməsinə gətirib çıxarır.



a)





Şəkil 3.1.7 Ardıcıl aktiv süzgəclər

- a) sürüşməsi qeydə alınan; b) avtomatik sürüşməyə malik;
c) birmanqalı d) ikimanqalı; e) VT tranzistoru əsasında
RC – süzgəc

Bu halda cərəyanın dəyişən təşkiledicisinin müqaviməti $R_{dif} = \Delta U_k / \Delta I_k$ kimi təyin olunur. Bu müqavimət bir neçə kOm – lara bərabər olur.

I_E emitter cərəyanını sabit saxlamaq ($I_E = \text{const}$) üçün süzgəc sxemində böyük zaman sabitinə malik $R_1 \cdot C_1$ manqasına baxılır. Emitter cərəyanı $I_E = U_{C1} / R_1$ demək olar ki, bir period ərzində praktik olaraq dəyişmir. Lakin R_1 rezistorunun hesabına sxemdə süzgəcin F.İ.Ə – si 15....20% azalır.

Sürüşməsi qeydə alınan süzgəc sxemində temperatur və yük cərəyanının dəyişməsilə u_d çıxış gərginliyi dəyişir. Avtomat sürüşməyə malik süzgəc sxemi həyacanlanmaların kompensə olunmasını təmin edir. Lakin bu sxem çox kiçik k_h hamarlama əmsalına malikdir. C 2 kondensatoru hər iki sxemdə aktiv süzgəclərin çıxışında gərginliyin döyünməsini hamarlamaq üçün əlavə süzgəc rolunu oynayır.

Şəkil 3.1.7 - da təsvir olunmuş bir (c sxemi) və iki (d sxemi) manqalı süzgəclərin giriş müqavimətləri 1 Om – dan kiçik olur. Sxemdən görüldüyü kimi C 2 kondensatoru

qoşulmuşdur (bu kondesator k_d döyülmə əmsalının artırılmasına elə də təsir göstərmir). Yüke ardıcıl qoşulmuş R_1 rezistoru süzgəcin F.İ.Ə – sini kifayət qədər artırır. Kiçik gərginlik və böyük cərəyanlar (çox da böyük olmayan R_d yük müqaviməti olduqda) üçün yükə paralel qoşulmuş süzgəclərdən istifadə olunur. VT tranzistoru RC – süzgəcindəki kondensator rolunu oynayır (şəkil 3.1.7,e).

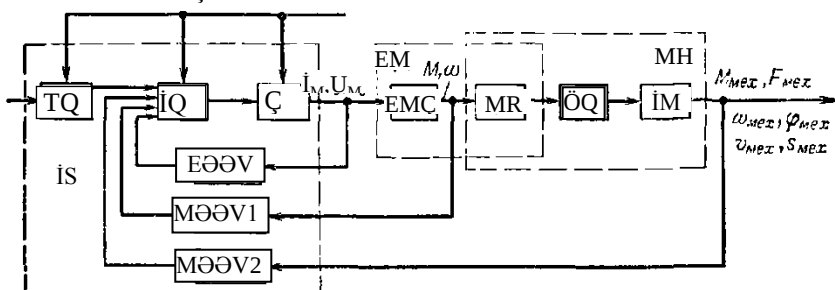
MÜHAZİRƏ 13

ÜMUMİ MƏLUMAT. ELEKTRİK İNTİQALININ NÖVLƏRİ VƏ MEXANİKASI Elektrik intiqalının növləri

Avtomatlaşdırılmış elektrik intiqalı elektrik mühərrikindən, çeviricidən, ötürücü və ya idarəedici qurğudan ibarət olan və işçi maşının icraedici orqanını hərəkətə gətirmək və onun hərəkətini idarə etmək vəzifəsini həyata keçirən elektromexaniki sistemdir.

Elektrik intiqalında elektrik enerjisini mexaniki enerjiyə çevirən əsas element elektrik mühərrikidir ki, o uyğun çevirici və idarəedici qurğular vasitəsi ilə idarə olunur. Burada maşına irəliləmə və ya fırlanma hərəkəti verilməklə bərabər eyni zamanda

Elektrik şəbəkəsi optimal iş rejimi təmin



Səkil 1.1 Avtomatlaşdırılmış elektrik intiqalının struktur sxemi

edilir. Müasir dövrdə avtomatlaşdırılmış elektrik intiqalı ən geniş istifadə edilən intiqaldır

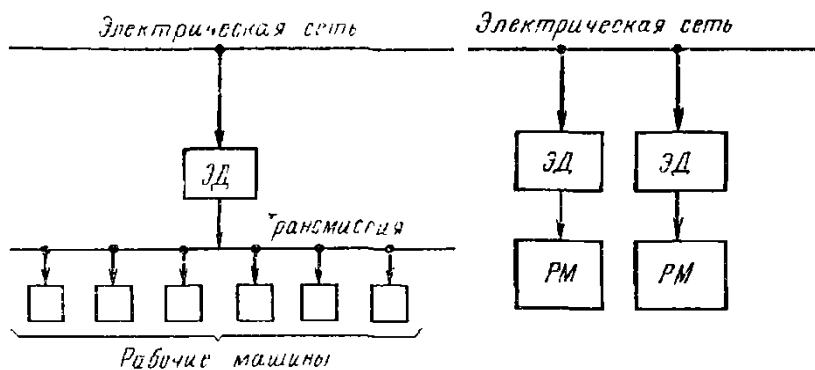
Belə avtomatlaşdırılmış elektrik intiqalının struktur sxemi şəkl. 1.1 –də göstərilmişdir. Bunu üç əsas hissəyə ayırmaq olar:

- 1) MH (M^H)- mexaniki hissə. Burada - MR (PM) mühərrikin rotoru, ÖQ (ΠY) mexaniki hərəkəti elektrik mühərrikindən işçi maşının icra orqanına ötürən ötürücü qurğudur;
- 2) EM ($\mathcal{E}H$)- elektrik mühərriki qurğusu. Bu elektrik enerjisini mexaniki enerjiyə və əksinə çevirmək funksiyasını daşıyır. Sxemdə elektrik mühərriki qurğusu (elektrik mühərriki) iki elementdən ibarət olan kimi göstərilmişdir: EMC ($\mathcal{E}MH$)- elektrik enerjisini mexaniki enerjiyə çevirən elektromexaniki çevirici (onun girişinə gərginlik və ya cərəyan formasında elektrik signalı verilir), və MR (PH)- mühərrikin rotoru (buna sürət ω olduqda mühərrikin M momenti təsir edir);
- 3) İS ($\mathcal{C}Y$)- idarəetmə sistemi. Bu sistem Ç (Π)- güc çeviricisindən, İ (Y)

idarəedici qurğudan, TQ (3Y)- tapşırıq qurğusundan və EƏƏV (ДООЭ) – elektriki əks əlaqə vericilərindən və MƏƏV1 (ДООМ) və MƏƏV2- mexaniki əks əlaqə vericilərindən ibarətdir. Ç (II) çeviricisi mühərriki qidalandırmaq və ona təsiredici signalı yaratmaq üçündür. O, mühərrikə verilən elektrik enerjisinin cərəyanının, gərginliyinin növünü, tezliyini və ya digər keyfiyyət göstəricilərini çevirmək funksiyasını daşıyır. Ç çeviricisini idarə edən İ qurğusu əmr signalını TQ tapşırıq qurğusundan, elektrik intiqalının halı və texnoloji prosesin cari vəziyyəti haqda məlumatı isə əks əlaqə vericilərindən alır. Bu əksəlaqə vericiləri vasitəsi ilə mühərrikin cərəyanı, gərginliyi, gücü və digər parametrləri – sürəti, moenti, qüvvəsi və icraedici orqanın vəziyyəti (yerdəyişməsi) İ idarəedici qurğuya verilən bu parametrlərə mütənasib elektrik signallarına çevrilirlər. Bu qurğuda elektrik intiqalının və texnoloji prosesin halı tapşırıq qurğusundan alınan tələb olunanla müqayisə edilir. Əgər onlar arasında fərq yaranarsa İ qurğusu elə signal yaradır ki, o Ç çeviricisi vasitəsi ilə elektrik mühərrikinə təsir edərək deyilən fərqi avtomatik azaldır.

Mexaniki enerjinin paylanma üsuluna görə elektrik intiqalları üç əsas növə ayrılırlar; *qruplu elektrik intiqalları, fərdi və qarşılıqlı əlaqəli elektrik intiqalları.*

Qruplu elektrik intiqalı bir neçə işçi maşınların icraedici orqanlarını və ya bir işçi maşının bir neçə işçi orqanını hərəkətə gətirir. Burada mexaniki hərəkət bir mühərrikdən bir neçə işçi maşına ötürülməsi və onlar arasında paylanması bir və ya bir neçə transmissiya vasitəsi ilə həyata keçirilir. Ona görə belə intiqallar transmissiyalı elektrik intiqalı da adlanır (şəkl.1.2). Belə intiqallar çatıçmayan əsas cəhətləri ondadır ki, onlarda transmissiyanın olması onun quruluşunu mürəkkəbləşdirməklə bərabər ona xidmət olunmasını, onun idarəedilməsini çətinləşdirir, belə intiqallarda işçi maşınlardan birini təmir etmək üçün digər maşınlarının da işini dayandırmaq lazım gəlir.



Şəkil 1.2 Qruplu transmissiyalı elektrik intiqalının struktur sxemi

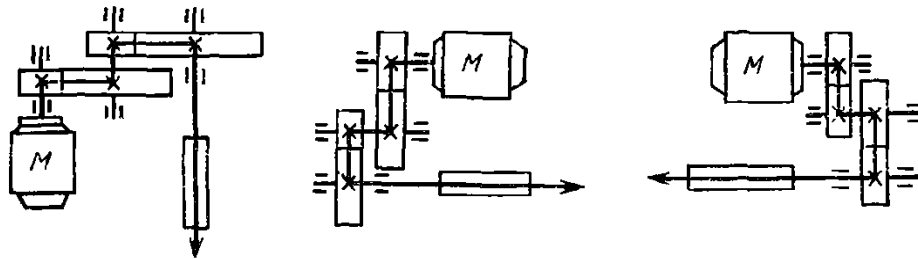
Elektrik intiqalının inkişafı nəticəsində işçi maşınlar arasında mexaniki enerjinin paylanmasında transmissiyadan imtina edilməsinə gətirdi. Bu hər işçi maşın üçün ayrı özünün elektrik mühərrikinin qoyulması sayəsində təmin olundu. Ancaq belə elektrik intiqalında da işçi maşının daxilində mexaniki enerjinin icraedici orqanlar arasında paylanması sistemi saxlanılır. Ona görə belə elektrik intiqalları da qruplu elektrik intiqalı olaraq qalır. Bir işçi

maşının müxtəlif işçi orqanları arasındakı belə mexaniki əlaqə kifayət qədər mürəkkəb olmaqla o maşının özünün konstruksiyasını mürəkkəbləşdirir (şək. 1.3)

Şəkil 1.3 Qruplu elektrik intiqalının struktur sxemi

Göstərilən çatışmamazlığına görə transmissiyalı elektrik intiqalları müasir zamanda mümkün qədər, istifadə olunmur və onlar fərdi, qarşılıqlı elektrik intiqalları ilə əvəz olunur.

Fərdi elektrik intiqalı qruplu və transmissiyalı intiqallarına nisbətən bir sıra üstünlüklərə malikdir; istehsal sahəsi ağır transmissiya və ötürücü qurğularından azad olur, iş şəraiti yaxşılaşır, müxtəlif mexanizmlərə xidmət edilməsi və onların idarəedilməsi asanlaşır, nəticədə məhsuldarlıq artır. Bundan başqa fərdi elektrik intiqalının energetik göstəriciləri də daha yüksək olması ilə fərqlənir. Ayrı-ayrı işçi orqanların koordinasiyası və onların uyğun əməliyyatların yerinə yetirilməsi mürəkkəb mexaniki ötürmələr hesabına yox elektriki idarəetmə sistemi vasitəsi ilə həyata keçirilir.

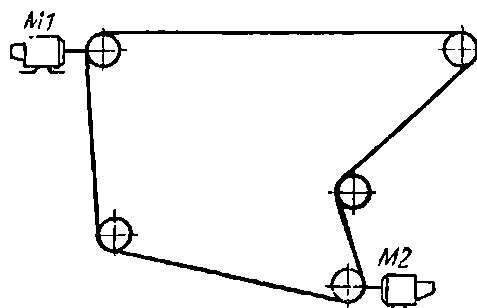


Şəkil 1.4 İşçi orqanların fərdi elektrik intiqalları

Fərdi elektrik (şək.1.4) intiqalında maşının hər bir işçi orqanı öz elektrik mühərriki ilə hərəkətə gətirildiyi üçün bu işçi orqanlar bir-biri ilə əlaqələri olmur və bu mexaniki ötürməni nəzərə cəpəcaq qədər sadələşdirir. Bəzi hallarda isə bu mexaniki ötürməsiz keçinmək olur və bu maşının işinin dəqiqliyini artırmağa imkan verir. Bundan başqa fərdi elektrik intiqallarının tətbiqi maşının işini və texnoloji proseslərin avtomatlaşdırılmasını asanlaşdırır. Fərdi elektrik intiqalları müxtəlif müasir maşınlarında, məsələn mürəkkəb metalkəsən dəzgahlarda, qaldırıcı-nəqliyyat maşınlarında, robot-manipulyatorlarda tətbiq edilir.

Qarşılıqlı əlaqəli elektrik intiqalı iki və ya bir-biri ilə mexaniki ya da elektriki əlaqəli bir neçə elektrik mühərrik qurğularına malik olur. Onlar işi zamanı onların sürətlərinin nisbəti və ya bərabərliyi saxlanılır. Belə intiqallara tələb çox hallarda konstruktiv və texnoloji nöqtəyi nəzərdən yaranır.

Qarşılıqlı əlaqəli elektrik intiqalına misal olaraq konveyerin intiqalını göstərmək olar (Şək.1.5).



Şəkil 1.5 Konveyerin qarşılıqlı əlaqəli intiqalının sxemi

Burada konveyer iki M1, M2 mühərrikləri ilə hərəkətə gətirilir. Bu mühərriklə məcburi eyni sürətə malikdirlər.

Qarşılıqlı əlaqəli elektrik intiqalları müasir maşın və aqreqlatlarda, məsələn prqramla idatə olunan dəzgahlarda, kagız düzəldən maşınlarda, poliqrafiyada, toxuyucu dəzgahlarda , texnoloji xəttlərdə v.s. geniş istifadə edilir.

Qarşılıqlı əlaqəli elektrik intiqalların növlərindən biri *çoxmühərrikli* elektrik intiqalıdır- bu elektrik intiqalında bir neçə elctrik mühərriki bir vala işləirlər.Belə çoxmühərrikli intiqala misal olaraq güclü ekskavatorun platformasının mexanizminin intiqalını göstərmək olar. Burada bir-biri ilə elctriki əlaqədə olan çoxmühərrikli elektrik intiqalının tətbiqi platforma fırlanıqda mühərriklər arasında statik və dinamiki yüklərin bərabər paylanmasını təmin etməyə imkan verir.

Qarşılıqlı əlaqəli elektrik intiqalında bir-biri ilə mexaniki əlaqədə olmayan elektrik mühərriklərinin sürətləri arasında vrilmiş nisbəti sabit saxlamaq lazım gəldikdə bu mühərriklər arasında xüsusi elektrik sxemi vasitəsi ilə elctriki əlaqə ilə bu məsələ həll edilir ki , bu elektrik sxemi *elektrik valı* adlanır.

İstehsal proseslərinin çox cəhətliyi maşının işçi orqanlarının hərəkət xarakterinin və uyğun olaraq elektrik intiqallarının müxtəlif olmasına səbəb olur.

Hərəkətin növünə görə elektrik intiqalları biristiqamətli fırlanma hərəkətini, dönəbilən fırlanma və irəliləmə hərəklərini təmin edə bilər.

İdarə olunma dərəcəsinə görə elektrik intiqalları ola bilər:

- 1) *tənzim olunmayan*- birsürətli işçi maşının icra orqanını hərəkətə gətirmək üçün istifadə olunur. Burada intiqalın parametrləri yalnız xarici təkan təsirindən dəyişir;
- 2) *tənzim olunan*- maşının icraedici orqanına dəyişən və ya sabit sürət vermək üçün istifadə olunur.Burada intiqalın parametrləri idarəedici qurğunun təsirindən dəyişə bilər;
- 3) *proqramla-idarə olunan*- verilmiş proqrama uyğun idarə olunur;
- 4) *izləyici-ixtiyari* dəyişən tapşırıq siqnalına uyğun olaraq müəyyən dəqiqliklə işçi maşının icra orqanının yerdəyişməsinə avtomatik həyata keçirir;
- 5) *adaptiv*-maşının iş şəraiti dəyişdikdə optimal rejimi təmin etmək üçün idarəetmə sisteminin parametrlərini və strukturunu avtomatik olaraq dəyişir.

Ötürücü qurğunun növünə görə elektrik intiqallarını aşağıdakılara ayırmaq olar:

- 1) *reduktorlu*- elektrik mühərriki fırlanma hərəkətini reduktoru olan ötürücü qurğuya ötürür.
- 2) *reduktorsuz*- burada elctrik mühərrikindən hərəkət işçi orqana birbaşa ya da reduktoru olmayan ötürücü qurğu vasitəsi ilə ötürülür.
Avtomatlaşdırılmanın səviyyəsinə görə elektrik intiqalları ayırmaq olar:
- 3) *avtomatlaşdırılmamış elektrik intiqalı*- burada idarəetmə əllə həyata keçirilir;
- 4) *avtomatlaşdırılmış elektrik intiqalı*- idarəetmə parametrlərin avtomatik tənzimoluması ilə aparılır;
- 5) *avtomat elektrik intiqalı*- idarəedici təsir operatorun iştirakı olmadan avtomatik olaraq yaradılır.

Elektrik intiqalının axırıncı iki növü ən çox tətbiq olunurlar.

Cərəyanın növünə görə elctrik intiqalları sabit və dəyişən cərəyan intiqalları olurlar.

MÜHAZİRƏ 14

ELEKTRİK İNTİQALININ SÜRƏTİNİN TƏNZİM EDİLMƏSİ

Elektrik intiqalının bucaq sürətinin tənzimlənməsinin əsas göstəriciləri

Müasir sənayedə müxtəlif dəyişən sürətlərlə işləyən istehsal mexanizmlərindən istifadə edilir. Bunlara metalelədən dəzgahlar, metal prokat dəzgahları, qaldırıcı kranlar və nəqliyyat qurğuları, eləcə də kağız, toxuculuq v.s. sənayesi sahələrini aid etmək olar. Bu mexanizmlərin hamısında, eləcə də digərlərində yüksək məhsuldarlığa və işin tələb olunan keyfiyyətinə nail olmaq üçün mexanizmin sürətini tənzim etmək lazım gəlir.

Elektrik intiqalının *sürətinin tənzimlənməsi* texnoloji prosesin tələblərindən asılı olaraq onun sürətinin məcburi dəyişdirilməsinə deyilir. Sürətin tənzimlənməsi anlayışını elektrik intiqalının valı üzərində yükün dəyişməsi zamanı onun sürətinin təbii olaraq dəyişməsi ilə qarışdırmaq olmaz. Sürətin tənzimlənməsi isə intiqalın mühərrikinə əlavə təsir etməklə həyata keçirilir: bu təsir insan tərəfindən və ya xüsusi idarəedici qurğu tərəfindən edilə bilər.

Elektrik intiqallarının sürətinin tənzimlənmə üsulları aşağıdakı keyfiyyət göstəriciləri ilə xarakterizə edilir. 1) tənzimlənmə diapozonu; 2) səliqlik; 3) qənaətlilik; 4) sürətin sabilliyi; 5) sürətin tənzimlənmə istiqaməti (əsas sürətdən etibarən artma və ya azalma); 6) müxtəlif sürətlərdə buraxıla bilən yük.

1. *Sürətin tənzimlənmə diapozonu* yük momentinin müəyyən dəyişmə intervalında tənzimlənmənin verilmiş dəqiqliyində mümkün maksimal qərarlaşmış $\omega_{\max}$ sürətinin mümkün minimal qərarlaşmış $\omega_{\min}$ sürətinə nisbəti kimi təyin edilir.

$$D = \omega_{\max} / \omega_{\min}$$

Adətən tənzimlənmə diapozonu rəqəmlərlə aşağıda göstərilən kimi ifadə edilir: 2:1, 4:1, 10:1, 20:1 v.s. Müasir elektrik intiqallarının avtomatik tənzimlənmə sistemləri onların sürətinin tənzimlənmə diapozonunu nəzərə cərpacaq əqdər genişləndirməyə imkan verir.

2. *Tənzimlənmənin səliqliyi* sürətin bir qiymətdən ona ən yaxın olan digər qiymətə keçməsi zamanı onun sıçrayışını xarakterizə edir. Bu sıçrayış nə qədər az olarsa səliqlik bir o qədər yüksək olur. Verilmiş diapozonda sürətin aldığı qiymətlər çoxluğu tənzimlənmənin səliqliyi ilə xarakterizə edilir. tənzimlənmənin səliqliyi *səliqlik əmsali* ilə qiymətləndirilir.

$$\varphi_{t.s.} = \omega_i / \omega_{i-1}$$

harda ki, tənzimlənmənin i -ci və $i-1$ -ci pillələrində bucaq sürətləridir.

Səliq tənzimlənmədə $\varphi_{t.s.} \rightarrow 1$ və sürətin qiymətləri sayı $z \rightarrow \infty$.

3. *Tənzimlənmənin qənaətliliyi* qurğuya və intiqalın istismarına çəkilən xərclər ilə xarakterizə edilir.

Qeyd etmək lazımdır ki, iqsadi nöqtəyi nəzərdən o elektrik intiqalı məqsəduyğun o intiqal hesab edilir ki, o texnoloji prosesin yüksək keyfiyyətini təmin etməklə onun hərəkətə gətirdiyi mexanizmin yüksək məhsuldarlığını nail olsun və ona çəkilən xərcləri tez doğrultsun.

4. *Bucaq sürətinin sabilliyi* yük momentinin dəyişməsinin verilmiş qiymətində sürətin dəyişməsi ilə xarakterizə edilir və mexaniki xarakteristikanın sərtliyindən asılıdır: sərtlik böyük olduqca o da yüksək olur.

5. *Sürətin tənzimlənmə istiqaməti*, yəni sürətin onun əsas qiymətinə nəzərən artması və ya azalması tənzimlənmə üsulundan asılı olur.

Mühərrikin əsas sürəti dedikdə onun nominal gərginliyinə və nominal maqnit selinə uyğun sürəti başa düşülür.

Əgər sürətin tənzimlənməsi onun əsas qiymətindən etibarən yalnız artırılma və ya yalnız azaldılma istiqamətində baş verirsə onda belə tənzimə birzonalı tənzimlənmə adlanır. Əgər sürət onun əsas qiymətindən etibarən həm artırılma, həm də azaldılma istiqamətlərində tənzim edilsə belə tənzimlənmə ikizonalı tənzimlənmə adlanır.

6. *Mühərrikin buraxılabilən yükü*, tənzimə xarakteristikaları üzərində işlədikdə mühərrikin yarada bildiyi maksimal momentdir və o mühərrikin qızması ilə təyin edilir, müxtəlif tənzimə üsulları üçün müxtəlifdir.

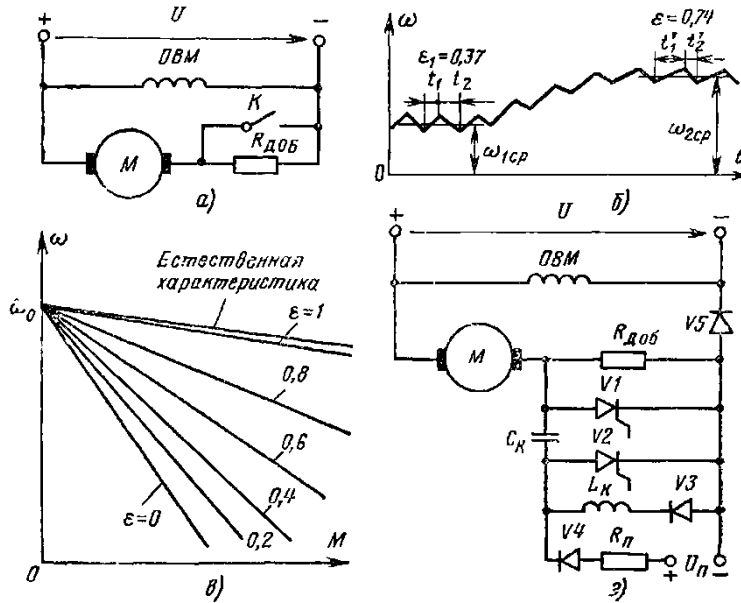
MÜHAZİRƏ 15

Paralel təsirlənən sabit cərəyan mühərrikin reostat və impuls-parametrik üsulla sürətinin tənzimlənməsi

P.P 2.1-də müstəqil təsirlənən sabit cərəyan mühərrikinin mexaniki xarakteristikalarına baxdıqda onun lövbərinə ardıcıl qoşulmuş əlavə müqavimətin müxtəlif qiymətlərində qurulmuş mexaniki xarakteristikaları göstərilmişdir (şək.2.2).Göründüyü kimi momentin sabit qiymətində bu əlavə müqavimətin müxtəlif qiymətlərinə mühərrikin müxtəlif sürətləri uyğun gəlir. Başqa sözlə bu müqaviməti dəyişməklə mühərrikin sürətini tənzim etmək olur.Mühərrikin sürətinin belə tənzim edilməsi *reostat üsulu*,bu müqavimət isə *sürət tənzimləmə müqaviməti* adlanır. Qeyd edək ki, işəburaxma reostatından fərqli olaraq bu tənzimləmə reostat intiqalın iş rejiminə uyğun olaraq hesablanmalıdır, belə ki, işəburaxma reostatı yalnız mühərrik işə buraxılan qısa müddət dövrəyə qoşulu olur. Tənzimə reostatı isə mühərrikin verilmiş sürətlə işləmə zamanı ərzində dövrəyə qoşulu olur.

Reostat üsulu ilə mühərrikin sürətini tənzim etdikdə bu tənzimləmə rezistorun müqaviməti artdıqda onun mexaniki xarakteristikasını sərtliyi azalır və nəticədə momentin sabit qiymətində sürət də nominal sürətdən etibarən azalma istiqamətində dəyişir.Məsələ ondadır ki, sürətin reostat üsulu ilə tənzim etdikdə bu tənzimə reostatı qızır və əlavə enerji itgiləri yaradır.Bu üsulla sürətin tənzimlənmə diapozonu $(1.5 \div 2)$: 1- dən böyük olmur. Çox hallarda tənzimə reostatının müqaviməti kontaktorlar vasitəsi ilə diskret olaraq pillə-pillə dəyişdirilir. Bu zaman baxılan üsul sürətin tənzimlənməsini səliqliyini təmin etmir. Maye və ya sürüngəcli reostatların istifadə edilməsi tələb olunan səliqliyi təmin edə bilər.Tənzimləmənin yüksək səliqliyə digər- impuls parametrik üsulla da nail olmaq olur.

Paralel təsirlənən sabit cərəyan mühərrikinin lövbər dövrəsindəki əlavə müqavimətin impuls tənzimlənməsi zamanı qoşulma sxemi şək.3.5 –də göstərilmişdir.



Şəkil 3.5 Paralel təsirlənən sabit cərəyan mühərrikinin əlavə müqavimətin impuls tənzimlənməsində qoşulma sxemi (a), K açarının qapanmasının ε boşluğunun dəyişdiyi halda sürətin tənzimlənmə qrafiki (b), müqavimətin impuls tənzimlənməsi zamanı mexaniki xarakteristikalar (c), tiristor açarının sxemi (d)

Şəkil 3.5 a - da K açarı vasitəsi ilə R_{el} əlavə müqaviməti lövbər dövrəsinə ya tam daxil edilir. Ya da qısa qapanaraq tam dövrədən

çıxarılır. K açarının kommutasiyası periodik baş verir. R_{el} qısa qapandıqda lövbər dövrəsində cərəyan və mühərrikin sürəti artır, bu müqavimət dövrəyə daxil edildikdə isə azalır. Cərəyan və sürət onların müəyyən orta qiymətlərinin ətrafında rəqsi olaraq dəyişirlər. Cərəyanın orta qiyməti mühərrikin valı üzərindəki yük momenti ilə, sürətin orta qiyməti isə K açarının qapalı və açıq olması müddətlərinin nisbəti və yük momenti ilə təyin edilir. K açarının qapalı olma t_1 və açıq olma t_2 müddətlərinin münasibəti adsız ε nisbi kəmiyyətlə xarakterizə edilir

$$\varepsilon = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (3.1)$$

və bu kəmiyyət idarəedici impulsların məsaməliliyi adlanır.

Ayındır ki, mühərrikin valı üzərindəki yük dəyişmədikdə ε artdıqda mühərrikin bucaq sürəti də artır, $\varepsilon = 1$ olduqda mühərrik təbii xarakteristika üzərində işləyir (K açarı həmişə qapalıdır). $\varepsilon = 0$ olduqda mühərrik R_{el} rezistoru həmişə dövrədə olmaqla reostat xarakteristikası üzərində işləyir (K açarı açıqdır). Digər hallarda lövbər dövrəsindəki ekvivalent (orta) əlavə müqavimət belə təyin edilir

$$R_{el,ek} = R_{el}(1 - \varepsilon), \quad (3.2)$$

və mexaniki xarakteristikalar (şəkil 4.6, b) sürətin və momentin orta qiymətləri üçün aşağıdakı kimi ifadə olunurlar.

$$\omega_{or} = \frac{U}{k\Phi} - \frac{M_{or}}{k\Phi^2} [R_l + R_{el}(1 - \varepsilon)] \quad (3.3)$$

yəni xarakteristikalar təmiz reostat üsulu ilə sürətin tənzimlənməsində olduğu haldakı kimi formaya və xüsusiyyətlərə malik olurlar.

Müqavimətin impuls üsulu ilə tənzim etmək üçün tranzistorlar və ya tiristorlar bazasında hazırlanmış kontaktsız açarlardan istifadə edilir. Belə açarın sxemi şəkil 4.6 z-də göstərilmişdir.

Üzərinə idarəedici impuls verildikdə R_{el} rezistorunu şuntlayan açar rolunu V1 tiristoru oynayır. V1 tiristoru köməkçi V2 tiristorunun köməyi ilə bağlanır. Bunun üçün V2 tiristoru V1 tiristoruna paralel olaraq əvvəlcədən kiçik güclü sabit cərəyan mənbəyindən V4 tiristoru və R_- müqaviməti vasitəsi ilə doldurulmuş C_k kommutəedici kondensatorunu qoşur. V2 tiristorunun bağlanması lövbər dövrəsindəki gərginliklə (V1 tiristoru açıq olduqda

R_{el} . rezistoru üzərindəki gərginlik düşgüsü) C_k kondensatorunun təkrar yüklənməsi qurtardıqda baş verir. V1 tiristoru növbəti olaraq açıldıqda C_k kondensatorunun rəqsi təkrardolması V1 tiristoru, V3 diodu və L_k reaktoru ilə həyata keçir.

Sabit cərəyan mühərrikinin bucaq sürətini lövbər dolağına daxil edilmiş tənzimləyici müqaviməti tənzim etdikdə güc itgiləri mühərrikin sürət düşgüsünün kvadratı ilə mütənasib olaraq artır:

sabit cərəyan mühərrikinin lövbər dövrəsinin tələb etdiyi güc aşağıdakı kimi təyin edilir

$$P_1 = UI = EI + I^2 R.$$

Axırıncını belə də yazmaq olar:

$$k\Phi\omega_0 I = k\Phi\omega I + \Delta P$$

buradan

$$\Delta P = k\Phi\omega_0 I \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0},$$

və ya

$$\Delta P = P_1 \delta \quad (3.4)$$

harda ki , $\delta = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$

Deməli bu dövrədə güc itgiləri tələb olunan güclə və n.v.-lərlə verilmiş sürət düşgüsü ilə düz mütənasibdir..Ona görə sabit cərəyan mühərriklərinin sürətini tənzim etdikdə reostat və impuls parametrik üsulları iqtisadi cəhətdən əlverişsiz üsullardır.

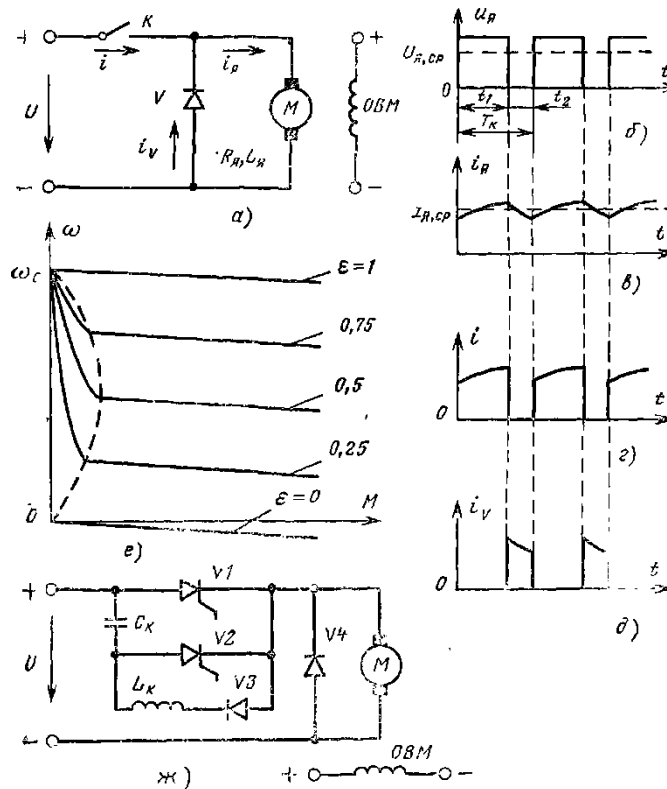
MÜHAZİRƏ 16

3Müstəqil təsirlənən sabit cərəyan mühərrikinin sürətinin onun qida gərginliyinin impuls gərginlik tənzimedicisi (eninə-impuls çeviriciləri) ilə tənzim edilməsi

Mühərrikin qida gərginliyini onu periodik olaraq qida mənbəyinə qoşub-açmaqla da tənzim etmək olar.Bu zaman mənbədən ayrı olma müddətində mühərrikd yığılmış kinetik enerji və elektromaqnit enerjisi hesabına işləməkdə davam edir.

Müstəqil təsirlənən sabit cərəyan mühərrikinin impuls gərginlik tənzimedicisindən qidalanma sxemi şəkl.3.13, a -da göstərilmişdir.

Mühərrikin lövbərini şuntlayan V diodu K açarının açığı olduğu müddətdə lövbər öz-özünə EHQ-nin təsirindən yaranan lövbər cərəyanı üçün dövrə yaradır.Bu mühərrikin lövbərindən cərəyanın kəsilməməsinə imkan yaradır ki, bu isə çox vacib məsələ olan pulsasiyaları nəzərə cərpacaq dərəcədə azaldır , K



dəyişir.

EİT zamanı lövbərə verilən gərginliyin orta qiyməti:

$$U_{l.or} = \varepsilon U$$

burada U - şəbəkə gərginliyidir.

Mühərrikin bucaq sürətinin və momentin orta qiymətləri üçün mexaniki xarakteristikanın ifadəsi aşağıda göstərilmişdir:

$$\omega_{or} = \varepsilon U / k\Phi - M_{or} R_l / (k\Phi)^2 \quad (3.14)$$

Bu ifadədən göründüyü kimi ε -nu dəyişməklə mühərrikin bucaq sürətini geniş diapozonda tənzim etmək olar və bu zaman xarakteristikaların sərtliliyi dəyişmir və təbii xarakteristikanın sərtliliyinə bərabər olur. Bu, mühərrikin sürətini tənzim etməkdə baxılan üsulun üstünlüyüdür. Ancaq burada xarakteristikaların sərtliliyinin yüksək olması yalnız cərəyanın kəsilməz olduğu oblasta aid olur. Əgər K açarının açı olduğu müddətdə lövbər cərəyanı sıfıra qədər azalırsa onda cərəyan əyrisində kəsilmə olur və kəsilmə cərəyan rejimi yaranır və bu oblastda xarakteristikanın sərtliliyi kəskin azalır (şək.3.13, e) Bu oblastın daraldılmasının, lövbər cərəyanının pulsasiyalarının azaldılmasının, nəticə etibarilə əlavə itkilərin azaltmağın yolu K açarının qapanıb-açıma tezliyini artırmaqdır. Adətən bu tezlik 800-1200 Hz təşkil edir.

Baxılan üsulu realizə etmək üçün açar rejimində işləyən ya tranzistorlar və ya tiristirlər istifadə edilə bilər.

Tiristorlu açarlı elektrik intiqalının sxemi şək.3.13, ж -də göstərilmişdir. Bu açar şək.3.5, z -də olduğu kimi işləyir. Ancaq burada kommutəedici C_k kondensatorunu əvvəlcədən əlavə sabit cərəyan mənbəyindən doldurmağa ehtiyac yoxdur, belə ki, o V2 kommutəedici tiristor vasitəsi ilə şəbəkədən və mühərrikin lövbərindən dolur. V1 tiristoru açıldıqda mühərrikin lövbərinə gərginlik verilir, V2 tiristoru bağlanır və L_k reaktoru, V1 tiristoru və V3 diodu vasitəsi ilə C_k kondensatorunun rəqsi təkrar doması baş verir.

Mühərrik şək.3.13, a, ж sxemləri ilə qoşulduqda o yalnız mühərrik və dinamiki tormozlama rejimlərində işləyə bilər. Onun revers edilməsi isə təsirlənmə cərəyanının revers

edilməsi vasitəsi ilə həyata keçirilə bilər. Gərginliyin EİT –nin çox sxemləri mövcuddur. Ancaq mühərrikin lövbər gərginliyinin EİT olduğu elektrik intiqalları nisbətən sadəliyi və yüksək cəldliyinə görə sənayenin müxtəlif sahələrində və nəqliyyat qurğularında geniş istifadə edirlər.

MÜHAZİRƏ 17

Asinxron elektrik intiqalının sürətinin qida gərginliyinin tezliyini dəyişməklə tənzim edilməsi

Asinxron mühərrikinin sürətinin onun qida gərginliyinin tezliyini dəyişməklə tənzim edilə bilməsi prinsipi $\omega = 2\pi f_1(1-s)/p$ düsturundan görünür. Asinxron mühərrik üçün $U_1 \approx E_1 = k\Phi f_1$ ifadəsi [1] doğru olduğu üçün qida gərginliyinin tezliyini dəyişdikdə ona mütənasib olaraq bu gərginliyin amplitudunu (təsiredici qiymətini) də dəyişmək tələb olunur. Əgər gərginliyin qiymətini sabit saxlamaqla onun tezliyini dəyişsək onda maqnit seli onunla tərs mütənasib olaraq dəyişər. Məsələn, tezliyi azaltdıqda maqnit seli artar və bu maşının poladının doymasına, bunun nəticəsi olaraq cərəyanın kəskin artmasına və mühərrikin qızmasına səbəb olar; tezlik artdıqda isə maqnit seli azalar və bu mühərrikin buraxıla bilən momentinin azalmasına gətirər.

Tezliyi dəyişməklə asinxron mühərrikin sürətini tənzim etdikdə onun ən yaxşı istifadə edilməsi üçün gərginliyi eyni zamanda yükün və tezliyin funksiyası kimi tənzim etmək lazımdır ki, bunun realizə edilməsi yalnız qapalı sistemli elektrik intiqallarında mümkündür. Açıqkonturlu sistemlərdə gərginlik yalnız tezliyin funksiyası kimi yükə asılı olan hər hansı qanunla tənzim edilir.

Qısaqapalı asinxron mühərrikli sürəti qida gərginliyinin tezliyini dəyişməklə tənzim olunan elektrik intiqalları texnikanın müxtəlif sahələrində geniş istifadə edilir. Məsələn, toxuculuq sənayesində eyni şəraitdə işləyən bir neçə asinxron mühərriklər qrupu bir çevirici qurğudan qidalanaraq sürətləri bu üsulla səlislə və eyni zamanda tənzim edilir. Belə qurğulara digər misal olaraq metallurgiya sənaye qurğularını, bəzi konveyerləri v.s. göstərmək olar.

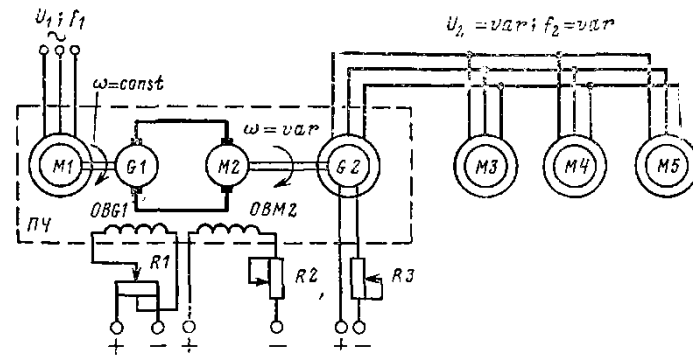
Asinxron mühərriklərini sürətinin tezliyi dəyişməklə tənzim olunmasından yüksək bucaq sürətinin alınması tələb olunan bəzi fərdi elektrik intiqallarında da istifadə edilir.

Sürətin tezliklə tənzim edilməsinin iqtisadi səmərəliliyi fırlanma istiqaməti tez-tez dəyişən və intensiv tormozlama baş verən təkrarolunan-qısamüddətli iş rejimində işləyən elektrik intiqallarında nəzərə çarpan dərəcədə özünü göstərir.

Asinxron mühərriklərinin sürətini tezliyi dəyişməklə tənzim etmək üçün çıxışında tezliyi və qiyməti ya tələb olunan nisbətdə ya da müstəqil dəyişən gərginlik verən çeviricilər tələb olunur. Tezlik tənzimediciləri elektrik maşınları və düzləndiriciləri olurlar. Elektrik maşınları çeviricilər öz növbəsində ara sabit cərəyan manqalı və birbaşa əlaqəli olurlar. Axırıncıda kollektorlu dəyişən cərəyan cərəyanının girişinə sabit tezlikli və amplitudlu dəyişən gərginlik verilir və onun çıxışında tezliyi və amplitudu tənzim olunan gərginlik alırlar. Birbaşa əlaqəli elektrik maşınları çeviricilərdən demək olar ki, istifadə edilmir.

Ara sabit cərəyan manqalı elektrik maşınları çeviricinin prinsipial sxemi şəkl. 3.32-də göstərilmişdir. Çeviricidəki M1-G1 aqreqatı sabit tezlikli dəyişən şəbəkə gərginliyini tənzim olunan sabit gərginliyə çevirmək üçündür. Bu sabit gərginliyin qiyməti G1 sabit cərəyan generatorunun təsirlənmə cərəyanından asılı olur. Dəyişən cərəyan aqreqatının M2 sabit cərəyan mühərriki G1 generatorundan qidalanır. Bu generatorun çıxışındakı gərginliyi dəyişməklə M2 mühərrikinin sürəti və eyni zamanda G2 sinxron generatorun bucaq sürəti səlislə tənzim olunur. G2 generatorunun sürətinin dəyişməsi zamanı onun təsirlənmə cərəyanı

sabit olduqda bu generatordan alınan üçfazlı dəyişən gərginliyin tezliyi və qiyməti sürətin dəyişməsinə düz mütənasib olur.



Şəkil 3.32 Ara sabit cərəyan manqalı və sinxron generator istifadə olunan elektrikmaşınli tezlik çeviricisi

Dəyişən tezlikli və amplitudlu gərginlik mənbəyi rolu oynayan G2 sinxron generatoru bir və ya bir neçə (M1-M5) qısaqapalı rotorlu asinxron mühərriklərini qidalandıra bilər. Müstəqil təsirlənən G1 sabit cərəyan generatorunun təsirlənmə cərəyanının təsirlənmə cərəyanının istiqamətini dəyişərək asinxron mühərriklərinin də fırlanma istiqamətini dəyişmək olar. G2 sinxron generatorunun və M2 sabit cərəyan mühərrikinin təsirlənmə cərəyanlarını sabit saxlamaqla sürəti dəyişdikdə sinxron generatorun çıxışında $U_2 / f_2 = const$ şərtini ödəyən nüç fazalı dəyişən gərginlik almaq olur. Baxılan halda tezlik azaldıqda asinxron mühərriklərinin artıq yüklənmə qabiliyyəti də azalır, ona görə yük momentinin sabit qiymətində sürəti tənzimləmə diapozonu da azalır. Tələbolunan artıq yüklənmə qabiliyyətini təmin etməklə böyük tənzimləmə diapozonunu yük ventilyator xarakterli olduqda almaq olur.

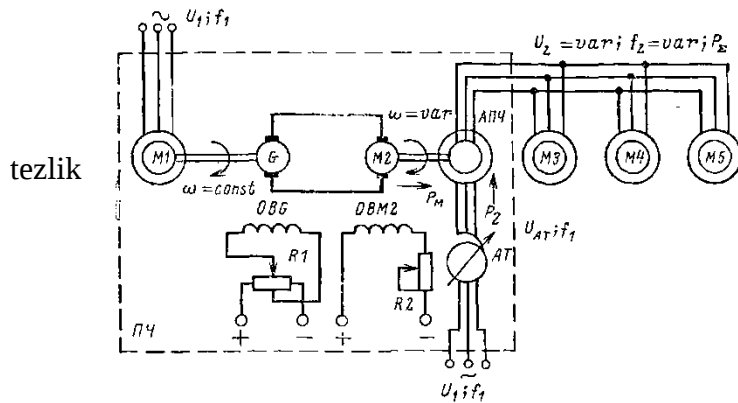
G1 generatorunun EHQ-si nominal olduqda sürət R2 rezistoru vasitəsi ilə M2 mühərrikinin təsirlənmə cərəyanını azaltmaqla artırıla bilər, bu zaman G2 generatorundan alınan gərginliyin tezliyi və amplitudu da artır, ancaq M2 mühərrikinin buraxıla bilən momenti azalır. Sinxron generatorun tezliyindən (bucaq sürətindən) asılı olmayaraq onun çıxışındakı gərginliyin amplitudunu nominal qiymətdən yalnız aşağı istiqamətdə tənzim etmək olur.

Elektrikmaşınli tezlik çeviricilərinin digər növləri ilə [1] –də tanış olmaq olar.

Tezlik çeviricisinin maşınlarındakı dörd dəfə enerjinin çevrilməsi zamanı enerji itgilərini nəzərə alsaq baxılan elektrikmaşınli çeviricinin FİƏ-lı bu maşınların FİƏ-larının hasilinə bərabər olduğu üçün onun ümumi FİƏ –lı nisbətən azdır. Bu və ümumi qurğunun mürəkkəbliyi baxılan tezlik çeviricilərini əsas çatışmayan xüsusiyyətləridir.

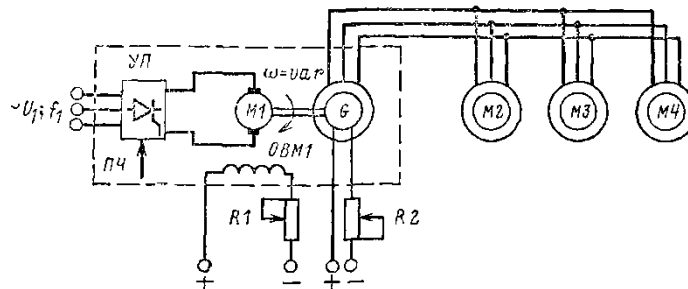
Elektrikmaşınli tezlik çeviricilərində əsas çevirici kimi sinxron generator əvəzinə generator rejimində işləyən fazrotorlu asinxron maşın (asinxron tezlik çeviricisi ATÇ) da götürülə bilər. Belə ATÇ-nin sxemi şəkl.3.33 –də göstərilmişdir.

Burada ATÇ-nin statoru AT avttransformatoru vasitəsi ilə dəyişən cərəyan şəbəkəsinə qoşulur və bu onun girişində gərginliyin amplitudunu müstəqil tənzim etməyə imkan verir. ATÇ-nin rotoru M2 mühərrikinin lövbəri ilə birbaşa əlaqəlidir ki, onun da bucaq sürəti sinxron generator olan əvvəlki sxemdə olduğu kimi G-M sistemi ilə tənzim olunur. ATÇ- nin ikinci (rotor) tərəfi tezliyi və amplitudu tənzim olunan gərginlik mənbəyi rolunu oynayır (ətraflı [1] –də bax)



Şəkil 3.33 Asinxron tezlikçeviricili sxem

ATÇ-li elektrikmaşınli çeviriciləri bir-biri ilə uyğunlaşaraq işləyən çox sayda qısaqapalı asinxron mühərriklərini idarə edərkən şəbəkə tezliyindən böyük tezlikləri almaq üçün istifadə edilir.



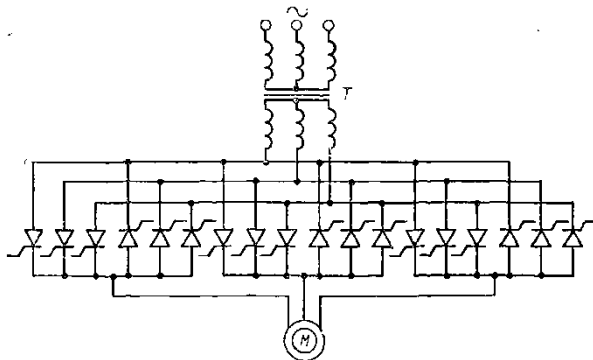
Şəkil 3.34 Sinxron generatorlu ventill-eletrikmaşınli tezlik tənzimləyicisinin sxemi

Şəkil 3.34 –də sinxron generatorlu (onun əvzinə ATÇ də götürülə bilər) ventill-eletrikmaşınli tezlik tənzimləyicisinin sxemi göstərilmişdir. Burada sabit sürətlə fırlanan çevirici aqrekat tiristorlar üzərində qurulan statik çevirici (düzləndirici) ilə əvəz edilmişdir. Bu tezlik çeviricisinin FİƏ-ni biraz artırmağa və onun qabarit ölçülərini isə azaltmağa imkan verir. Ancaq əvvəlki sxemlərdə olan yüksək olmayan etibarlılıq, yenə də iki maşının (M1 və G) istifadə olunmasının lazım olması, çıxış tezliyinin dəyişməsi zamanı aqrekatın bucaq sürətinin dəyişməsi ilə əlaqədar olan intiqalın nəzərə cərpacaq böyük ətalətliliyi.

Deyilən çatışmamazlıqlar elektrikmaşınli tezlik çeviricilərinin tətbiq olunmasını məhdudlaşdırır və tiristor və tranzistorlar üzərində qurulmuş statik tezlik çeviricilərinin yaradılması zərurətini yaradır.

Statik tezlik çeviriciləri struktur sxeminə görə elektrikmaşınli çeviriciləri kimi əsas iki sinifə ayrılır: 1) birbaşa əlaqəli və 2) aralıq sabit cərəyan manqalı.

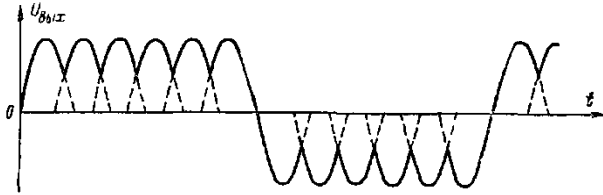
Birbaşa əlaqəli çevirici yüksək tezliyi aşağı tezliyə çevirmək üçün istifadə edilir və ayrılıqda idarəolunan qarşı-parallel birləşmiş qruplarda birləşən 18 tiristordan ibarətdir.



Şəkil 3.35 Birbaşa əlaqəli tezlik çeviricisi

Çeviricinin əsasını üçfazlı sıfır düzləndirici sxem təşkil edir; çeviricinin hər fazası iki belə qarşı birləşmiş düzləndiricidən ibarətdir. Ümumi katodlu üç ventildən ibarət qrup müsbət və ya düzləndirici qrup adlanır, ümumi anodlu isə - mənfi və ya invertor adlanır. Ventil qrupları ayrılıqda və ya birlikdə idarəoluna bilirlər.

Çeviricinin çıxış gərginliyinin bir yarımperiodu ərzində düzləndirici qruplar, digər yarımperiod ərzində isə invertor qruplar cərəyan buraxır. Şək.3.36-da ventillərin qoşulma bucağı sabit $\alpha = 0$ olduqda çıxış gərginliyinin əyrisi göstərilmişdir.

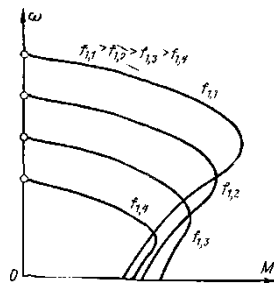


Şəkil 3.36 Birbaşa əlaqəli üçfazlı tezlik tənzimləyicisinin çıxış gərginliyinin forması

Bu tip tezlik çeviricilərin üstün cəhətləri: 1) enerjinin bir dəfə çevrilməsi və ona görə FİƏ –nin yüksək olması (0.97-0.98-ə yaxın); 2) çıxışda gərginliyin amplitudunun onun tezliyindən asılı olmayaraq müstəqil tənzimlənmə imkanı; 3) mühərriklə şəbəkə arasında sərbəst reaktiv enerji mübadiləsinin olması; 4) kommutasiyaedici kondensatorların olmaması, belə ki, burada tiristorların kommutasiyası təbii üsulla (şəbəkə gərginliyi tərəfindən) baş verir.

Baxılan tezlik çeviricilərinin çatışmayan cəhətləri isə aşağıdakılardır: 1) çıxış gərginliyin məhdud tənzim olunması (şəbəkə tezliyinin 0-40 %); 2) cüc ventillərinin sayının həddən çox olması və onların idarəetmə sxeminin mürəkkəb olması; 3)güc əmsalının yüksək olmaması (çeviricinin girişində maksimal qiyməti 0.8 -ə yaxındır).

Qida gərginliyinin tezliyini dəyişməklə asinxron mühərrikinin sürətini tənzim etdikdə onun mexaniki xarakteristikaları şək.3.37 –də göstərilmişdir.



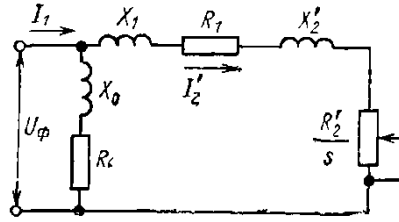
Şəkil 3.37 Asinxron mühərrikinin qida gərginliyinin tezliyini $U / f = const$ qanunu ilə dəyişməklə sürətini tənzim etdikdə mexaniki xarakteristikaları

Ümumiyyətlə sürətin tezliyi dəyişməklə tənzimlənməsinin böyük üstünlüyü sabit cərəyan elektrik intiqallarından geri qalmayan, ən sadə, etibarlı və ucuz kontaktsız qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrikli elektrik intiqallarının sürətinin yüksək tənzimlənmə imkanlarının realizə edilməsi imkanlarının olmasıdır.

MÜHAZİRƏ 18 ASINXRON MÜHƏRRİKİNİN MEXANİKİ XARAKTERİSTİKALARI

Asinxron mühərriklər digər müəhərriklərə nisbətən olan üstünlüklərinə görə geniş istifadə olunurlar. Bu üstünlüklərə onların konstruksiyasının sadə olması, istismarda etibarlılığı, onlarda kollektorun olmaması, qiymətinin ucuz olması və sabit cərəyan mühərriklərinə nisbətən çəkisinin az olmasını aid etmək olar

Asinxron mühərrikinin mexaniki xarakteristikası dedikdə onun yaratdığı momentin sürüşməsindən $M = f(s)$ asılılığı və sürətinin momentdən $\omega = f(M)$ asılılığı nəzərdə tutulur. Bunlardan birincisinin ifadəsini çıxartmaq üçün onun sadələşdirilmiş əvəz sxemindən (şək.2.11) istifadə edək.



Şəkil 2.11. Asinxron mühərrikinin sadələşdirilmiş əvəz sxemi.

Şəkilə U_f - mühərrikin stator dolaqlarına tətbiq olunan faza gərginliyidir; I_1 - statorun faza cərəyanıdır; I_2' - rotor cərəyanının (ikinci tərəf) stator dolağına (birinci tərəf) gətirilmiş qiymətidir; X_1 və X_2' birinci tərəf induktiv (reaktiv) müqaviməti və ikinci tərəf induktiv müqavimətidir; R_1 və R_2' maqnitləşdirmə konturunun aktiv və reaktiv müqavimətləridir; $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ mühərrikinin sürüşməsidir; $\omega_0 = 2\pi \cdot n_0 / 60 = 2\pi \cdot f_1 / p$ - mühərrikin sinxron bucaq sürətidir; R_1 və R_2' - birinci tərəf və ikinci tərəf aktiv müqavimətləridir; f_1 - şəbəkə tezliyidir; p - cüt qütblər sayıdır.

Şəkiləki sxemə görə ikinci tərəf cərəyanı üçün yazmaq olar

$$I_2' = \frac{U_f}{\sqrt{(R_1 + R_2'/s)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.28)$$

Asinxron mühərrikin momentini onun ikinci tərəf (rotor dolaqlarında) dolaqlarında yaranan elektriki itgilər düsturundan təyin etmək olar.

$$M\omega_0 s = mp(I_2')^2 R_2'$$

burada fazalar sayını $m = 3$, cüt qütblər sayını $p = 1$ qəbul etsək alarıq:

$$M = 3(I_2')^2 R_2' / \omega_0 s \quad (2.29)$$

(2.28)-i (2.29)-da yerinə yazaraq asinxron mühərrikinin mexaniki xarakteristikasının ifadəsini alarıq

$$M = \frac{3 \cdot U_f^2 R_2'}{\omega_0 [(R_1 + R_2'/s)^2 + (X_1 + X_2')^2] \cdot s} \quad (2.30)$$

4) $s = 1, M = M_{i.b} = \frac{2M_k(1 + as_k) \cdot s_k}{1 + s_k^2(1 + 2a)}$ mühərrik tərpnəməz haldan işə başlayır;

5) $s = -s_k, M = -M_{kg}$, mühərrik generator rejimində maksimal momentlə işləyir.

Əgər statorun R_1 aktiv müqavimətini $(X_1 + X_2^{'})$ induktiv müqaviməti ilə müqayisədə çox kiçik olduğu üçün nəzərdən atsaq (2.31), (2.32) və (2.33) -ü aşağıdakı sadələşdirilmiş halda yazmaq olar

$$s_k = \pm R_2^{'}/(X_1 + X_2^{'}) \quad (2.33)$$

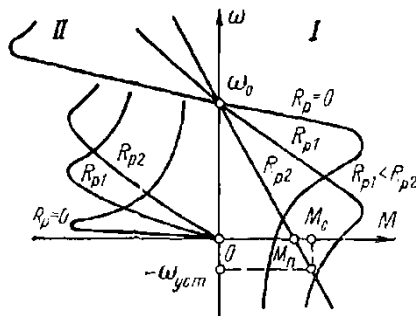
$$M_k = 3U_f^2 / 2\omega_0(X_1 + X_2^{'}) \quad (2.34)$$

$$M = \frac{2M_k}{s/s_k + s_k/s} \quad (2.35)$$

(2.35) K l o s s düsturu adlanır. Axırıncıda M və s - in yerinə onların nominal qiymətlərini yazsaq və M_k / M_{nom} momentin dəfəliyini λ ilə işarə etsək , alarıq:

$$s_k = s_{nom}(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}) \quad (2.36)$$

$M = f(s)$ xarakteristikasından və sürüşmə düsturundan alınmış $\omega = \omega_0(1 - s)$ ifadəsindən istifadə edərək asinxron mühərrikinin $\omega = f(M)$ mexaniki xarakteristikasını qurmaq olar. Onun üçün s -in verilmiş müxtəlif qiymətlərindən hər birinə uyğun $M = f(s)$ asılılığından ω və M qiymətlər cütü təyin edilir. Bu qiymətlər cütlərindən istifadə edərək ω - M koordinat sistemində $\omega = f(M)$ mexaniki xarakteristikasının ərisini qurmaq olar (şək.2.12).

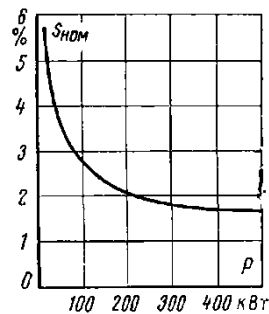


Burada yalnız
Təbii xarakte
Ristikamı saxlamalı və qalanları silməli

Şəkil 2.12. Asinxron mühərrikinin mexaniki xarakteristikaları

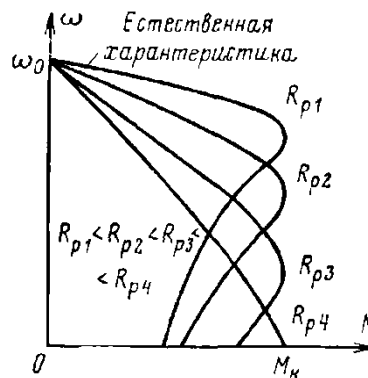
Asinxron mühərrikinin nominal sürüşməsi onun rotorunun müqavimətindən asılıdır. Güc və qütblər cütünün sayı eyni olan asinxron mühərriklərindən ən kiçik nominal sürüşməyə qısaqapalı asinxron mühərriklər malikdirlər. Öz konstruktiv xüsusiyyətlərinə görə bu mühərriklərin rotorunun müqaviməti nisbətən az olur. Mühərrikin gücü böyük olduqca onun nominal sürüşməsi və mexaniki xarakteristikasının sərtliyi artır. Bu, şəkl. 2.13 -dən də görünür.

(2.32) –dən görünür ki, asinxron mühərrikinin maksimal momenti rotorun R_2 aktiv müqavimətindən asılı deyil. Onun kritik sürüşməsi isə bu müqavimət artdıqda artır. Bunun nəticəsində faz rotorlu asinxron mühərriklərinin rotor dövrəsinə



Şəkil 2.13 Asinxron mühərrikinin nominal sürüşməsinin onun gücündən asılılığı

əlavə rezistor qoşulduqda onun maksimal momenti sürüşmənin artma istiqamətində sürüşür. Bunu faz rotorlu asinxron mühərrikinin reostat xarakteristikalarından görmək olur (şək.2.14)



Şəkil 2.14. Faz rotorlu asinxron mühərrikinin təbii və reostat xarakteristikaları

Faz rotorlu asinxron mühərrikin rotor dolağının aktiv müqaviməti aşağıdakı ifadə ilə təyin edilir.

$$R_2 = s_{nom} E_{2k} / \sqrt{3} \cdot I_{nom} \quad (2.37)$$

burada E_{2k} və I_{nom} - rotor tərpənməz olduqda rotordakı xətti gərginlik və rotorun nominal cərəyanıdır.

Qeyd edək ki, asinxron mühərriklərin vacib parametrlərindən biri onların pasportunda verilən maksimal və işəburaxma momentlərinin dəfəliyidir. Maksimal momentin dəfəliyi $\lambda = M_{max}/M_n$ normal faz rotorlu asinxron mühərriklərində 1.8 –dən, qısaqapalı rotorlu asinxron mühərriklərində isə 1.7-dən az olmur. Kran mühərriklərində bu dəfəlik hətta (2.3 ÷ 3.4)-ə çatır.

Elektrik intiqalı nöqtəyi nəzərdən qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrikləri üçün işəburaxma momentinin və işəburaxma cərəyanının dəfəliyi mühüm əhəmiyyət kəsb edir. Normal asinxron mühərrikləri üçün bu əmsal

$$k_{i.b.} = M_{i.b.} / M_n = 1 \div 1.8$$

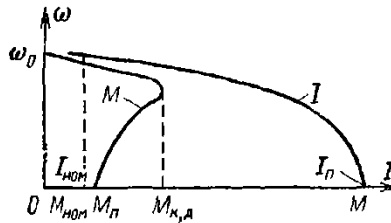
kran asinxron mühərrikləri üçün isə

$$k_{i.b.} \geq 1.7$$

İşəburaxma cərəyanının dəfəliyi

$$k_I = I_{i.b.} / I_n = 5 \div 7$$

Şək.2.15-də normal qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrikinin təqribi təbii xarakteristikaları göstərilmişdir.



Şəkil 2.15 Qısaqapalı rotorlu dairəvi enkəsikli yuvalı asinxron mühərrikinin $\omega = f(M)$ və $\omega = f(I)$ xarakteristikaları

Şəkildən göründüyü kimi qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrik işə buraxma zamanı şəbəkədən kifayət qədər böyük cərəyan götürməsinə baxmayaraq nisbətən kiçik başlanğıc moment yaradır. Bu qeyriuyğunluq işəburaxma zamanı mühərrikin maqnit selinin nəzərə çarpacaq azalması və ikinci (rotor tərəfin güc əmsalının azalması ilə izah edilir.

Faz rotorlu asinxron mühərrikinin işəburaxma momentini artırmaq və işəburaxılma cərəyanını azaltmaq üçün onun rotordolağı dövrəsinə müəyyən qiymətli əlavə müqavimət (işəburaxma müqaviməti) daxil edirlər.

Həmin məqsədlə bəzi qısaqapalı rotorlu asinxron mühərriklərini xüsusi konstruksiya üzrə hazırlanırlar. (məsələn konsentrik yerləşdirilmiş iki qəfəslı, dərin yuvalı və nazik içlikli)

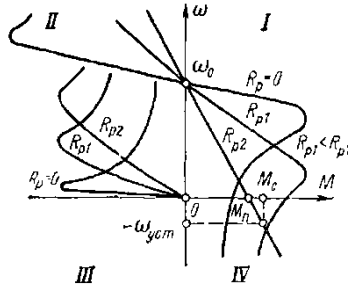
Asinxron mühərrikinin tormozlanma rejimlərində mexaniki xarakteristikaları

Biz yuxarıda asinxron mühərrikinin mühərrik rejimində mexaniki xarakteristikalarına baxdıq. Ancaq asinxron mühərrik həm də tormozlama rejimlərində işləyə bilər: şəbəkəyə enerji ötürməklə tormozlanma, əksqoşulmaqla tormozlanma və dinamiki tormozlanma.

1.Şəbəkəyə enerji ötürməklə tormozlama (rekuperativ tormozlama) sürət ideal yüksüz işləmə sürətindən böyük olduqda mümkündür.Şək. 2.16-da asinxron mmühərrikinin müxtəlif rejimlərində mexaniki xarakteristikaları göstərilmişdir

I kvadrantda asinxron mühərrikinin mühərrik rejimində rotor dövrəsinin müqavimətinin üç qiymətində mexaniki xarakteristikaları göstərilmişdir.Mühərrikin sürəti ideal yüksüz işləmə sürətinə yaxınlaşdıqda onun momenti sıfıra yaxınlaşır.

Bucaq sürəti artmaqda davam etdikdə , $\omega > \omega_0$ olduqda mühərrik şəbəkə ilə paralel qoşulmuş generator rejimində işləyərək ondan təsirlənmə üçün reaktiv güc tələb edərək ona



Şəkil 2.16 Asinxron mühərrikinin müxtəlif rejimlərdə mexaniki xarakteristikaları

aktiv enerji verir. Bu rejimə şəkil 2.16-da II kvadrantın yuxarı hissəsində yerləşən mexaniki xarakteristikalar uyğundur. Göründüyü kimi bu rejimdə maksimal moment maşın mühərrik rejimində işlədiyi halda nisbətən daha böyükdür. Belə tormozlama rejimi çoxsürətli (sürəti bir qiymətdən digərinə çevrilə bilən) mühərriklərdə, və habelə yükqaldırıcı maşınların intiqallarındakı mühərriklərdə istifadə olunur.

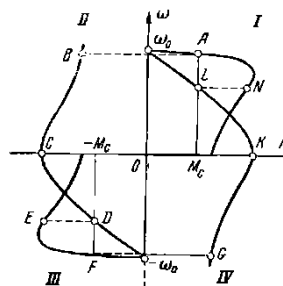
2. Əksqoşulma ilə tormozlama daha çox istifadə edilən tormozlama üsuludur. Sabit cərəyan mühərriklərində olduğu kimi asinxron mühərriklərində də əksqoşulma ilə tormozlama təbii yolla onun valı üzərindəki müqavimət momenti qısaqapanma momentindən (işəburaxma momentindən) böyük olduqda $M_c > M_{i.b.}$ yaranır. Fazrototorlu asinxron mühərrikində bu zaman yaranan cərəyanı məhdudlaşdırmaq və tələb olunan momenti almaq üçün rotor dövrəsinə əlavə rezistor qoşmaq lazımdır. Məsələn, əksqoşulma ilə tormozlama xarakteristikası üzərindəki $(-\omega_q, M)$ nöqtəsindəki (şəkil 2.16) qərarlaşmış rejimə rotor dövrəsinə qoşulmuş R_{R2} rezistoru uyğundur.

Bu əlavə qoşulmuş rezistorun müqaviməti R_{R1} olduqda əksqoşulma ilə tormozlama mexaniki xarakteristikası

$M_c = \text{const}$ olduqda dayanıqlı iş rejimini təmin etmir.

Asinxron mühərrikində əksqoşulma ilə tormozlamasını həm də o işləyə-işləyə onun qidalandığı üçfazlı dəyişən gəginliyin hər hansı iki fazasının yerini dəyişməklə almaq olar. Bu zaman rotor ətalət nəticəsində əvvəlki istiqamətdə fırlanmaqda davam edir, mühərrikin statorunun fırlanan maqnit sahəsi isə istiqamətini dəyişir. Nəticədə mühərrikin yaratdığı elektromaqnit momenti onun rotorunun fırlanmasının əksinə yönəlir, yəni o tormozlayıcı momentə çevrilir.

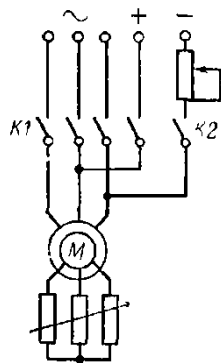
Asinxron mühərrikinin əksqoşulma ilə tormozlamada mexaniki xarakteristikaları şəkil 2.17-də göstərilmişdir.



I kvadrantda xarakteristikanın A nöqtəsində qərarlaşmış mühərrik rejimində işləyən mühərrik statorun iki fazasının yerini dəyişərək əksqoşulma ilə tormozlandıqda *II* kvadrantdakı əksqoşulama ilə tormozlama xarakteristikasının üzərindəki B nöqtəsinə keçir. Bu xarakteristika üzrə tormozlanaraq sürətini C nöqtəsində sıfıra bərabər olana qədər azaldır. Əgər bu nöqtədə mühərrik şəbəkədən ayrılmazsa o əks istiqamətdə fırlanaraq sürətini yığmağa başlayar, yəni revers edər.

3. *Asinxron mühərrikinin dinamik tormozlanması* onu dəyişən gərginlik şəbəkəsindən ayırmaqla rotor dolağını xarici tormozlama rezistoruna qapalı olmaqla onun stator dolağını sabit cərəyan mənbəyinə qoşmaqla yaradılır (şək.2.18)

Mühərriki mühərrik rejimindən dinamik tormozlama rejiminə keçirmək üçün K1 kontaktoru onun statorunu şəbəkədən ayırır. K2 kontaktoru isə onu sabit cərəyan mənbəyinə qoşur. Dinamik tormozlama zamanı cərəyanı məhdudlaşdırmaq və müxtəlif tormozlama xarakteristikalarını almaq üçün rotor dolağı dövrəsinə xarici rezistorlar qoşulur.

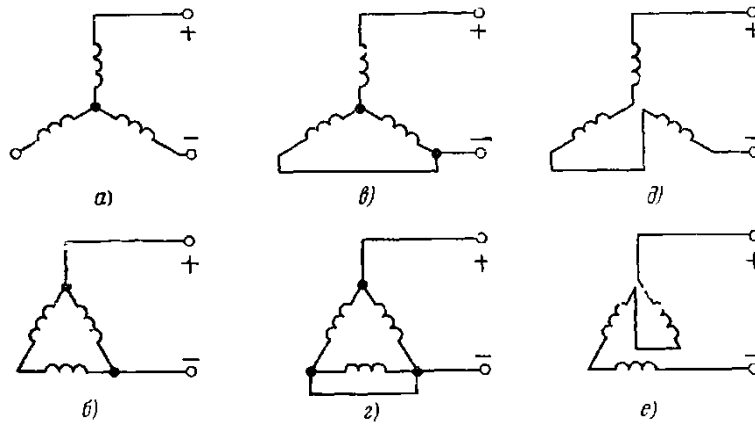


Şəkil 2.18 Asinxron mühərrikinin müstəqil təsirlənməklə dinamik tormozlamada qoşulma sxemi

Dinamik tormozlama zamanı statorun dolaqlarından axan sabit cərəyan onun daxilində stator ilə birlikdə tərpənməz olan sabit maqnit sahəsi yaradır. Bu zaman ətalət nəticəsində əvvəlki istiqamətdə fırlanmaqda davam edən rotorun dolaqları bu sabit maqnit sahəsini kəsir və bu dolaqlarda cərəyan induksiyanılır. Bu isə öz növbəsində rotor ilə birlikdə fırlanan maqnit sahəsini yaradır ki, bu sahənin statorun tərpənməz maqnit sahəsi ilə qarşılıqlı təsirindən rotoru tormozlayıcı elektromaqnit momenti yaranır.

Asinxron mühərrikinin dinamik tormozlama rejimində rotor dövrəsinə qoşulmuş əlavə müqavimətin müxtəlif qiymətlərində qurulmuş mexaniki xarakteristikaları (şək.2.16) *II* kvadrantın aşağı hissəsində göstərilmişdir. Bu xarakteristikaların hamısı koordinat başlanğıcından keçirlər, çünki bu rejimdə rotorun sürəti sıfıra bərabər olduqda onun yaratdığı moment də sıfıra bərabər olur. Bu rejimdə də mühərrikin maksimal momenti statora tətbiq edilən gərginliyin kvadratı ilə düz mütənəssib olur. Kritik sürüşmə yalnız rotor dövrəsinin müqavimətindən asılı olur və bu müqavimət artdıqda o da artır.

Şək.2.19 –da dinamik tormozlama zamanı asinxron mühərrikinin stator dolaqlarının birləşmə sxemləri göstərilmişdir.



Şəkil 2.19 Dinamki tormozlamada asinxron mühərrikinin stator dolaqlarının birləşmə sxemləri

Şək.2.19, $d - e$ -dəki sxemdə statorun bütün faza dolaqlarında yük bərabər paylanır, ancaq bu sxemlə statorun dolaqlarının birləşməsinin çevrilməsi nisbətən mürəkkəb olur. Ən sadə və ən çox istifadə olunan Şək.2.19, a, b sxemləridir.

Dinamiki tormozlama zamanı statorun dolaqları ya ayrı sabit cərəyan mənbəyindən ya da yarımkeçirici düzləndirici vasitəsi ilə dəyişəncərəyan mənbəyindən qidalana bilər (müstəqil təsirlənməklə).

Asinxron mühərrikinin işini analiz etdikdə adətən onun statorunun sabit cərəyanla yox ekvivalent dəyişən I_{ekv} cərəyanı ilə qidalandığını hesab etmək məqsədə uyğun olur. Bu əvəzetmə zamanı hesab edilir ki, statorun dolağından sabit cərəyan axdıqda və ekvivalent dəyişən cərəyan axdıqda yaranan MHQ (maqnit hərəkət qüvvələri) bərabərdir. Dəyişən ekvivalent cərəyanın yaratdığı MHQ-nin amplitud qiyməti,

$$F = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_{ekv} w_1$$

w_1 -statorun fazasında ardıcıl birləşmiş sarğıların sayıdır.

Sabit cərəyanın yaratdığı MHQ-si bu cərəyanla və statorun fazasındakı ardıcıl birləşmiş sarğıların sayı ilə düzmütənasib olub stator dolaqlarının birləşmə sxemindən asılıdır. Məsələn, stator dolaqları ulduz birləşdikdə və sabit cərəyan yalnız iki faza dolağından keçdikdə yaranan MHQ-si,

$$F_- = \sqrt{3} I_- \cdot w_1$$

$$F = F_- \text{ olduğu üçün alırıq}$$

$$I_{ekv} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_-$$

Dinamiki tormozlamada asinxron mühərrikinin sürüşməsi belə təyin edilir:

$$s_T = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.38)$$

Dinamiki tormozlamada asinxron mühərrikinin mexaniki xarakteristikasının ifadəsi aşağıdakı formmanı alır

$$M_T = 2M_{T.kr.} / (s_T / s_{T.kr.} + s_{T.kr.} / s_T) \quad (2.39)$$

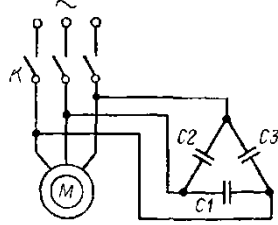
Kritik (maksimal) moment,

$$M_{T.kr.} = 3 \cdot (I_{ekv} X_m)^2 / [2 \cdot \omega_0 (X_m + X_2')] \quad (2.40)$$

Kritik sürüşmə ,

$$s_{T,k} = R_2' / (X_m + X_2') \quad (2.41)$$

Bəzən asinxron mühərrikinin statoruna şəkl.2.20-də göstərilən kimi kondensator batareyası öoşmaqla alınan öz-özünə təsirlənməklə dinamik tormozlanmadan istifadə edilir.Bu zaman mühərrik maqnitləşdirici cərəyanı C1, C2, C3 kondensatorlarından alan öz-özünə təsirlənən asinxron generator kimi işləyir.Stator tərəfindən təsirlənən maşın sürətin müəyyən



Şəkil 2.20 Asinxron mühərrikin öz-özünə təsirlənməklə dinamik tormozlama sxemi

qiymətində rotor dövrəsində ayrılan istilik enerjisini generasiya edir.Belə tormozlamadan kondensator batareyasının qiyməti yüksək olması səbəbindən az istifadə edilir.

MÜHAZİRƏ 19

Asinxron elektrik intiqalının sürətinin reostat və impuls parametrik üsullarla tənzim edilməsi

Faz rotorlu asinxron mühərrikinin rotor dövrəsinə daxil edilmiş rezistorlar sabit cərəyan mühərriklərində olduğu kimi sürəti tənzim etməyə imkan verir.Tənzimetmənin səlisliyi bu rezistorların pillələrinin sayından asılı olur.tənzimetmə əsas sürətdən azalma istiqamətində aparılır.

Asinxron mühərriklərində reostat xarakteristikalarının sərtliyi sabit cərəyan mühərriklərində olduğu kimi yüksək deyil və o, rotor dövrəsinin müqaviməti artdıqda azalır.Əgər nəzərə alsaq ki, asinxron mühərrikinin mexaniki xarakteristikasının işçi hissəsi xəttidir reostat xarakteristikasının sərtliyinin modulu üçün yazmaq olar

$$\beta_R = M_{nom} / \omega_0 s_{n,R} \quad (3.23)$$

burada $s_{n,R}$ -nominal momentə uyğun olan və reostat xarakteristika üzərində sürüşmədir.

Tənzimetmə diapozonu

$$D = \omega_{max} / \omega_{min} = (1 - s_n) / (1 - s_{n,R}) \text{ olduğu üçün}$$

$$\beta_R = DM_{nom} / (D - 1 + s_n) \omega_0 \quad (3.24)$$

Axırıncıdan da görünür ki, tənzimləmə diapozonu artdıqca xarakteristikanın sərtliyi azalır.

İntiqalın sürətini istənilən tənzimetmə üsulu,o cümlədən reostat üsulu moment dəyişmədikdə nəzəri olaraq $D = \infty$ təmi edə bilər.Ancaq müxtəlif səbəblərdən yük momenti

hesabi qiymətdən fərqlənir dəyişir; bu ΔM_c moment dəyişməsi bucaq sürətinin də $\Delta \omega$ dəyişməsinə səbəb olur. Ona görə

$$D \approx \Delta \omega_{R*} / \Delta M_{c*} + 1 \quad (3.25)$$

burada $\Delta \omega_{R*} = \Delta \omega / \omega_R$ - sürətin tənzimlənmə dəqiqliyidir və ya sürətin nisbi meylidir, M_{c*} - yük momentinin nominal momentdən meylətməsidir $M_{c*} = M_c / M_n$.

(3.25)-dən görünür ki, sürətin və momentin nisbi meylətmələri eyni olduqda sürətin tənzimlənmə diapozonu $D = 2:1$. İstismar zamanı qida şəbəkəsinin gərginliyi də nominal qiymətə nəzərən dəyişə bilər. Onun azalması xarakteristikanın sərtliliyinin daha da azalmasına və tənzimləmə diapozonunun daha çox azalmasına gətirir.

Reostat tənzimləməsi ilə uzunmüddət işləyən mühərrikin buraxılabilən maksimal momenti nominal momentə bərabər dəyişməz momentlə müəyyən olunur belə ki, mühərrikin nominal momentinə onun nominal cərəyanı uyğun olur. Bu halda nəzərdə tutulur ki, mühərrik müstəqil ventilyasiyaya malikdir və bütün sürətlərdə eyni intensivliklə soyudulur.

Öz-özünə ventilyasiya olunan mühərriklərdə isə buraxılabilən moment nominal momentdən sürət az olduqca daha çox azalmalıdır.

Fazrotorlu asinxron mühərrikin sürət təqribən $0.4 \cdot \omega_n$ - a qədər azalazaldıqda onun buraxılabilən momenti aşağıdakı ifadəyə uyğun olaraq azalır

$$M_{b.b.} \approx M_n \sqrt{\omega / \omega_n} \quad (3.26)$$

Əgər sürəti tənzimləmə zamanı yük momenti dəyişmirsə və nominal momentə bərabər qalırsa onda mühərrikin gücünü elə artırmaq (mühərriki artırılmış nominal momentlə istifadə etmək) lazımdır ki, mühərrikin minimal sürətində momenti onun buraxılabilən momentini aşmasın.

Reostat tənzimlənməsi zamanı güc itgiləri statorda və rotordakı mis itgilərindən və rotor dövrəsindəki əlavə rezistorlarda yaranan itgilərdən ibarət dəyişən itgilərdən və yükdən asılı olmayan sabit itgilərin cəminə bərabər olur. Axırncıya statorun və rotorun poladında yaranan itgilər, mexaniki və səpələnmə sahələrinin və statorun və rotorun MHQ-nin yüksək harmonikalarının yaratdığı əlavə itgilər aiddir.

Bu halda statorun poladında yaranan itgilər sürüşmədən asılı olmayaraq sabit qalır.

Mexaniki itgilərtəqribən mühərrikin bucaq sürətinə mütənasib olur və sürüşmə artdıqda azalır, bu zaman rotorda yaranan polad itgiləri rotorun cərəyanının tezliyi artdığı üçün artır, ona görə sabit itgilərin cəmi yükədən və sürətdən asılı olmayaraq dəyişməz qalır.

Dəyişən güc itgilərinin cəmi isə belə təyin edilir

$$\Delta P_2 + \Delta P_1 = M \omega_0 s \left[1 + R_1 / (R_2' + R_{el}') \right] \quad (3.27)$$

Burada ΔP_1 və ΔP_2 - uyğun olaraq mühərrikin statorunda və rotorunda yaranan dəyişən güc itgiləri, R_1 stator faza dolağının i aktiv müqaviməti, R_2' və R_{el}' rotorun faza dolağının və rotorun faza dövrəsinə qoşulmuş əlavə rezistorun müqavimətlərinin stator dolağına gətirilmiş qiymətləridir. (3.27)-ni [1] -də göstərilən sadə çevirmələrdən sonra aşağıdakı kimi yazmaq olar

$$\Delta P_2 + \Delta P_1 = M\omega_0 s_s + M\omega_0 \frac{R_1}{R_2} s_T \quad (3.28)$$

burada s_s və s_T - momentin M qiymətində süni reostat və təbii xarakteristikalara uyğun sürüşmələrdir.

Deməli, yük momenti dəyişmədikdə sürətin reostat üsulu ilə tənzim etdikdə rotor dövrəsində güc itgiləri sürüşmə ilə mütənasib olur və statordakı itgilər isə sürüşmədən asılı olmur.

Qeyd edək ki, əsas güc itgiləri tənzimedicilə rezistorlarında yaranır. Məsələn, əgər sürət nominal sürətə nəzərən iki dəfə azlarsa şəbəkədən alınan gücün təqribən yarısı tənzimedicilə reostatlarda itir.

Bucaq sürətini tənzim edərkən yaranan ümumi güc itgiləri:

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 + \Delta P_{\sum_{sabit}} \quad (3.29)$$

hərda ki, $\Delta P_{\sum_{sabit}}$ - sabit güc itgiləridir.

Adətən elektrik intiqalı müxtəlif zaman müddətlərində müxtəlif tənzim etmə xarakteristikaları üzərində işləyir. Belə halda tənzim etmə tsikli ərzində enerji itgilərini hər tənzim etmə xarakteristikası üzərində işləmə müddətini nəzərə alaraq belə təyin etmək lazımdır

$$\Delta A_{TS} = \Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n = \sum_1^n \Delta P_i t_i \quad (3.30)$$

hərda ki, $\Delta P_1, \Delta P_2, \dots, \Delta P_n$ və $t_1, t_2, \dots, t_n$ - güc itgiləri və onlara uyğun tənzim etmə xarakteristikaları üzərində işləmə müddətləridir.

Hər tənzim etmə xarakteristikası üzərində intiqalın yaratdığı faydalı gücü bilərək onun tənzim etmə tsikli ərzində FİÖ-lını təyin etmək olar

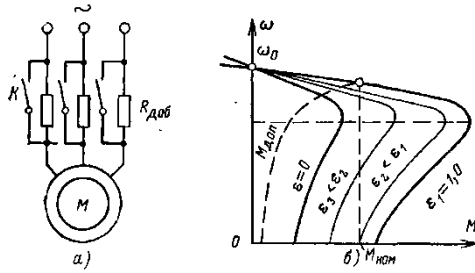
$$\eta_{t,TS} = \frac{\sum_1^n P_{2i} t_i}{\sum_1^n P_{2i} t_i + \sum_1^n \Delta P_i t_i} \quad (3.31)$$

Asinxron mühərrikinin sürətini tənzim etdikdə reostat üsulunun çatışmayan cəhətləri aşağıdakılardır: 1) rotor dövrəsində distansion və ya əllə idarəolunan güc aparatı vasitəsi ilə müqavimətin diskret dəyişdirilməsinin tələb olunması, bu isə qapalı konturlu avtomatik idarəetmə sisteminin tətbiq olunmasını mümkün deyil; 2) cəldliyin yüksək olmaması; 3) enerji itgilərinin çox olması.

Asinxron mühərriklərinin sürətinin stator və ya rotor dövrəsinə rezistor daxil etməklə pilləsiz tənzim olunmasını impuls parametrik tənzim etmədən istifadə etməklə almaq olar. İmpuls parametrik tənzim etmə avtomatlaşdırılmış elektrik intiqallarında yük momenti dəyişdikdə sürətin verilmiş qiymətini sabilləşdirmək üçün və ya dayanmazdan əvvəl intiqalın sürətin sürətini azaltmaq üçün istifadə edilir.

Qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrikinin stator dövrəsinə qoşulmuş əlavə müqavimətlərin impuls tənzim olunması sxemi şəkl. 3.24, *a* - da göstərilmişdir. Bu sxemlə qoşulan asinxron mühərrikinin ε parametrinin müxtəlif qiymətlərində qurulmuş mexaniki xarakteristikaları şəkl. 3.24. *b* -də göstərilmişdir.

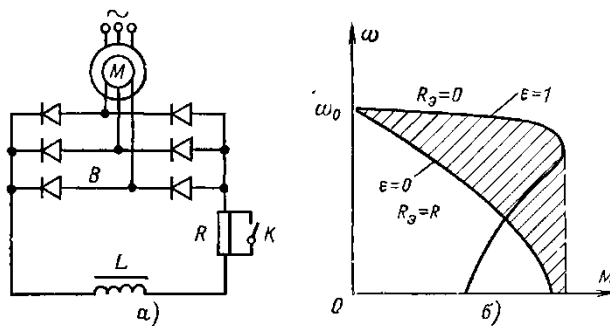
$\varepsilon = 1$ olduqda (K açarı həmişə qapalıdır) mühərrik təbii xarakteristika üzərində işləyir.



Şəkil 3.24 Qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrikinin sürətinin impuls parametrik üsulla tənzim edilmə sxemi. (a), mexaniki xarakteristikaları (b).

$\varepsilon = 0$ olduqda R_{el} rezistoru həmişə dövrədə olduğu halda reostat xarakteristikası üzərində işləyir (K açarı açıqdır). Stator dövrəsindəki aktiv müqaviməti artırırdıqda mühərrikin maksimal momenti və kritik sürüşmə, mexaniki xarakteristikanın sərtliyi və bucaq sürətinin stabilliyi azalır. Qısaqapalı rotorlu asinxron mühərrikinin sürətini impuls parametrik üsulla tənzim etdikdə o, əsas sürətdən etibarən azaltma istiqamətində dəyişir və onun buraxıla bilən momenti kəskin azalır, çünki onda yaranan güc itgiləri nəzərə çarpacaq dərəcədə artır. Ona görə şəkl. 3.24, a - da göstərilən sxem kiçik güclü və qısamüddətli rejimdə işləyən elektrik intiqallarında istifadə edilir. Həmin səbəbə görə burada sürətin tənzimlənmə diapozonu (1.15-1.2):1 -dən böyük olmur. Qısamüddətli iş rejimində sürətin tənzim edilməsi diapozonunu yalnız qapalı idarəetmə sistemi köməyi ilə artırmaq olur ki, burada mühərrikin sürəti əks əlaqə vasitəsi ilə avtomatik olaraq verilmiş səviyyədə saxlanılır.

İmpuls parametrik üsulla sürət tənzim olunduqda mühərrikin ən yaxşı istifadə olunması fazrotorlu asinxron mühərrik istifadə edildikdə alınır. Bu zaman sürətin tənzimlənməsi prosesində yaranan əlavə itgilər əsas etibarilə maşından kənarda olan rotor dolağı dövrəsinə qoşulmuş tənzimedicilə rezistorlarda yaranır. Fazrotorlu asinxron mühərrikinin sürətinin impuls parametrik üsulla tənzim etdikdə qoşulma sxemi şəkl. 3.25-də göstərilmişdir.



Şəkil 3.25 Faz rotorlu asinxron mühərrikinin sürətinin impuls parametrik üsulla tənzim edilmə sxemi (a), mexaniki xarakteristikaları (b)

Əlavə R rezistoru D düzləndirici vasitəsi ilə hamarlayıcı süzgəclə ardıcıl olaraq rotor dövrəsinə qoşulmuşdur. R rezistoru K açarı vasitəsi ilə periodik olaraq dövrəyə daxil edilir və çıxarılır.

K açarı qapalı olduqda ($\varepsilon = 1$) mühərrik $R_e = 0$ -a uyğun olan (şək.3.25, b) xarakteristika üzərində işləyir; əgər açar açıqdırsa ($\varepsilon = 0$) və $R_e = R$, mühərrik reostat xarakteristikası üzərində işləyir.

Müqaviməti impuls parametrik üsulla tənzim etdikdə energetik göstəricilər onu pilləli tənzim olunduğu hala nisbətən bir qədər pisdır. Bu onunla izah edilir ki, impuls parametrik üsulda düzləndirilmiş cərəyanın güc itgilərini artıran pulsasiyaları yaranır, dolaqların dövrəsində mühərrikin cərəyanının formasını təhrif edən tiristorlar vardır ki, bu da momentin əlavə itgilərə səbəb olan yüksək tərtibli harmonikalarını yaradır.

Fazrotorlu asinxron mühərrikinin düzlənmiş cərəyan dövrəsində sadə vasitələrlə impuls idarəetmə onun sürətini geniş intervalda yüksək cəldliklə səliqə tənzim etməyə imkan verir.