

A tárcsadiódákból felépített egyenirányítók elemzése és vizsgálata

Tanulmány

Készítette: a PowerQuattro Kft.

Molnár Károly

PowerQuattro Kft.



H-1161 Budapest, János u. 175. Magyarország
telefon: 36-1 405-5400; 36-1 405-5401; fax: 36-1 405-4008;
e-mail: pqinfo@powerquattro.hu

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés.....	3
2. A menetes, illetve a leszorított bázistönkű diódák és a tárcsa kivitelű diódák felépítése.....	4
3. A háromfázisú, kétutas, hatütemű (3F, 2U, 6Ü) diódás egyenirányító működése és főbb jellemzői.....	6
3.1 A kimeneti feszültség középértékének meghatározása	8
3.2 Az egy diódán átfolyó áram középértékének, effektív értékének, valamint a transzformátor szekunder tekercsében folyó áram effektív értékének meghatározása.....	9
3.3. A kimeneti egyenáramú teljesítmény	10
3.4. Az egyenirányító teljesítménytényezője	10
4. Az egyenirányító berendezések túláram elleni védelme.....	27
4.1. A félvezetővédő biztosítók.....	27
4.2. Az egyenáramú gyorskapcsolók.....	30
4.3. A megszakítók.....	30
5. Az egyenirányító berendezések túlfeszültség elleni védelme.....	31
5.1 A túlfeszültségek korlátozása.....	31
5.2. A túlfeszültségek csillapítása	31
5.3. A kommutációs túlfeszültség	33
6. A félvezető elemek melegeedése, hűtési módok.....	37
6.1. A dióda veszteségi teljesítménye	37
6.2. A melegeedés számítása állandósult állapotban	38
6.3. A melegeedés számítása átmeneti állapotban	40
6.4. A diódák párhuzamos kapcsolása	42
6.5. A diódák soros kapcsolása	42
6.5.1. A statikus zárófeszültség megközelítőleg egyenletes elosztásának biztosítása	43
6.5.2. A kommutációs túlfeszültség megközelítőleg egyenletes elosztásának biztosítása.....	43
6.6. A diódák hűtési módjai	44
7. Az egyenirányító berendezések túláram-idő védelmének koordinálása, túlterhelési osztályok.	45
8. Az elektronikus berendezések megbízhatósága, főbb definíciók.....	47
8.1 A hőmérséklet hatása a meghibásodási gyakoriságra	49
8.2. A hőciklus igénybevétel hatása a meghibásodási gyakoriságra.....	51
8.3. A meghibásodási gyakoriság összetevői	54
8.4. A megbízhatóság növelésének módszerei.....	55
9. Alkalmazott jelölések és azok értelmezése.....	57
10. Irodalomjegyzék	60

A tárcsadiódákból felépített egyenirányítók elemzése és vizsgálata tanulmány

1. Bevezetés

A tárcsadiódákból felépített egyenirányítók elemzése és vizsgálata című tanulmány célja, hogy - a teljesség igénye nélkül - képet adjon a diódás egyenirányítók elvi működéséről, áram, feszültség és teljesítmény viszonyairól.

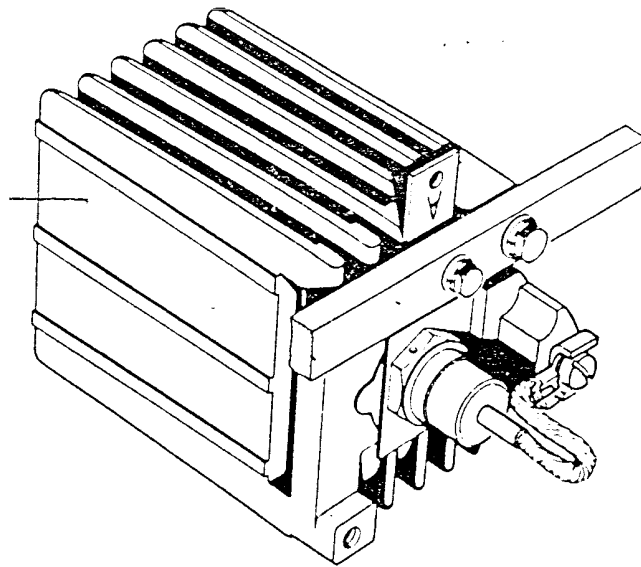
A tanulmányban külön fejezetek foglalkoznak a diódák felépítésével, a hídkapcsolású egyenirányító működésével és főbb jellemzőivel, a túláram, illetve a túlfeszültség elleni védelemmel, a félvezető elemek melegedésével, a diódák párhuzamos, illetve soros kapcsolásával, valamint az elektronikus berendezések megbízhatóságával.

A tárgyalások során számos alapfogalmat ismertetünk. (Így például ismertetünk a fázis, út és ütemszám fogalmát, a Fourier analízist, stb.) Minden egyes fejezethez külön ábra számozás és külön egyenlet számozás tartozik. Az egyenlet számozást a fejezet, illetve az ábra számozástól zárójel különbözteti meg (p1. a 3. fejezethez a 3.2 ábra és (3.2) egyenlet).

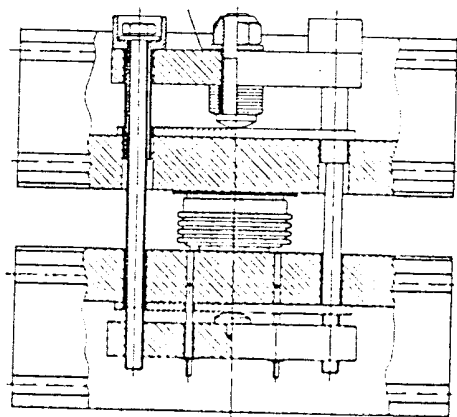
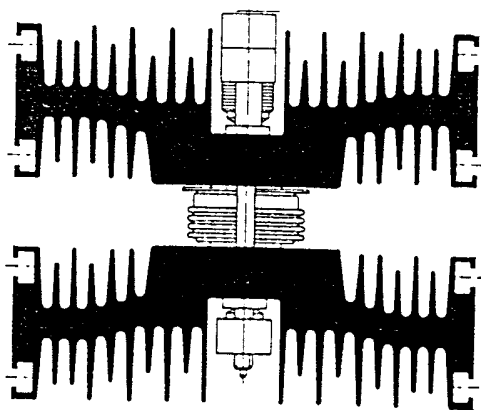
A legtöbb matematikai kifejezés és megfontolás tárgyalása " α " függvényében történik, amelynek az időhöz való kapcsolatát az $\alpha = \omega t$ kifejezés adja.

2. A menetes, illetve a leszorított bázistönkű diódák és a tárcsa kivitelű diódák felépítése

A felhasználó szempontjából a menetes bázistönkű, illetve a leszorított bázistönkű diódákat (2.1. ábra) az különbözteti meg a tárcsa (kialakítású) diódáktól (2.2. ábra), hogy a tárcsa diódáknál vagy az anód, vagy pedig a katód oldalt, vagy mindkét oldalt hűtőtestre lehet szerelni, így azonos szilíciumlapka esetén nagyobb hűtőhatás, kisebb eredő termikus hőellenállás és így nagyobb félvezető terhelhetőség érhető el.

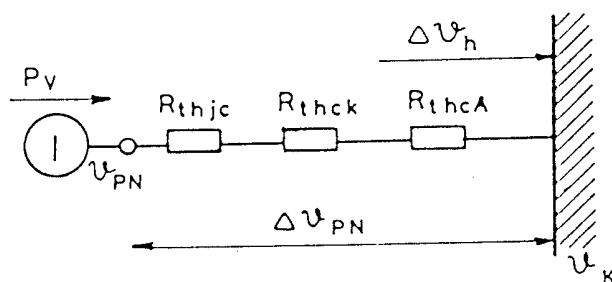


2.1. ábra



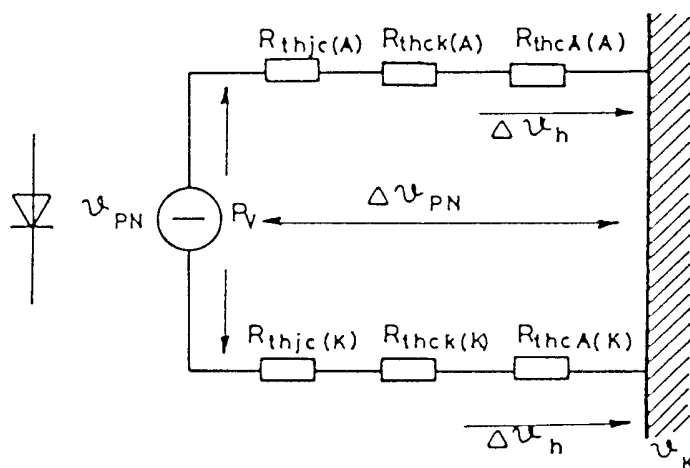
2.2. ábra

A 2.3., 2.4. ábrák a két különféle konstrukciós kivitelű dióda termikus helyettesítő képeit mutatják



2.3. ábra

A menetes, vagy leszorított bázistönkű dióda termikus helyettesítő képe



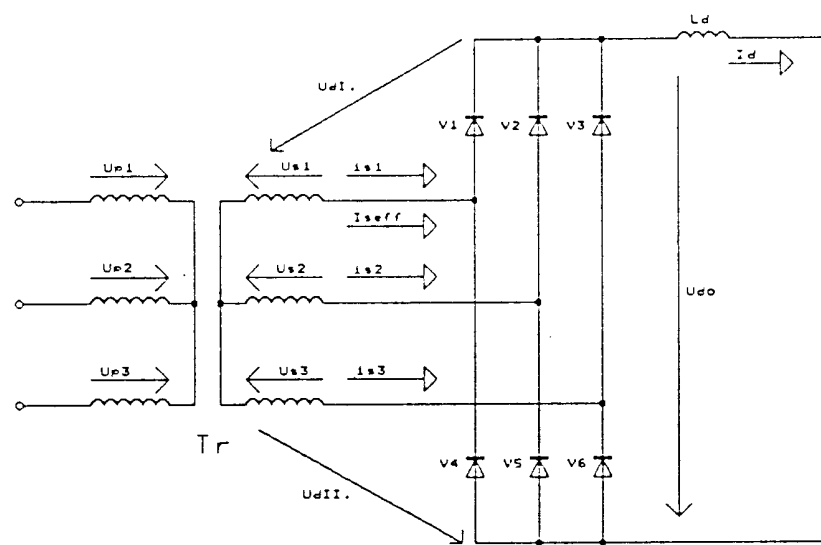
2.4. ábra

A tárcsadióda termikus helyettesítő képe

Az ábrák alapján megállapítható, hogy ha a menetes, vagy a leszorított bázistönkű dióda elhanyagolható hővezető-képességű (nagy hőellenállású) nem hűtőoldali kivezetésének jelentéktelen hűtőhatásától eltekintünk, a kétoldali hűtőtesttel szerelt tárcsa dióda hőellenállásai párhuzamosan kapcsolódnak, így azonos veszteségi teljesítmény és azonos egyoldali hőellenállás adatok mellett kisebb P-N átmenet hőmérsékletemelkedés ($\Delta \vartheta_{PN}$) jön létre. Ezért a nagyteljesítményű diódákat ($I_{AV} \geq 500A$) a jelentős hűtési igény miatt szinte kizárólag csak tárcsakivitelben készítik.

3. A háromfázisú, kétutas, hatütemű (3F, 2U, 6Ü) diódás egyenirányító működése és főbb jellemzői

A háromfázisú, kétutas, hatütemű egyenirányító, más néven háromfázisú hídkapcsolású egyenirányító kapcsolás látható a 3.1 ábrán.

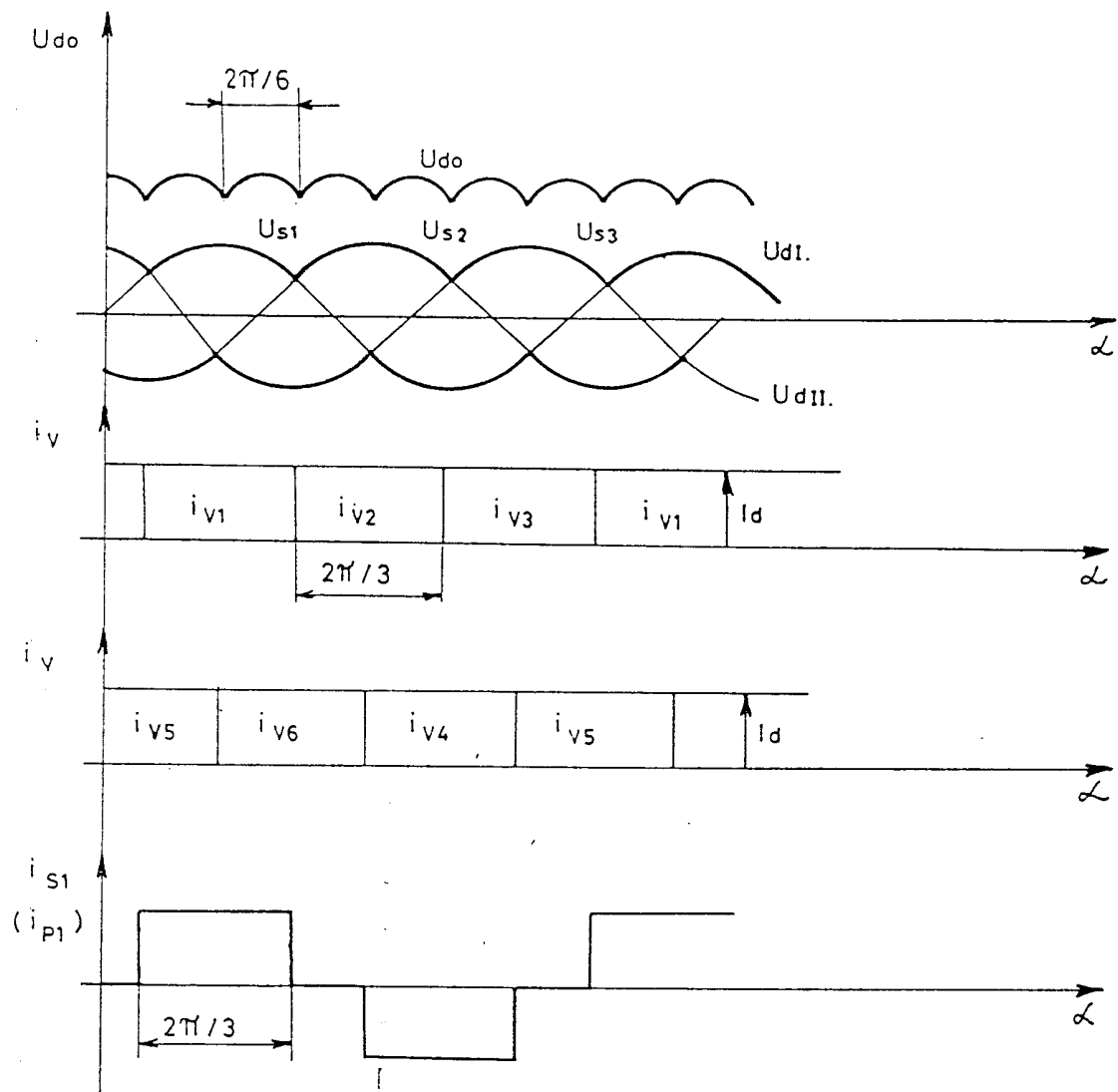


3.1. ábra

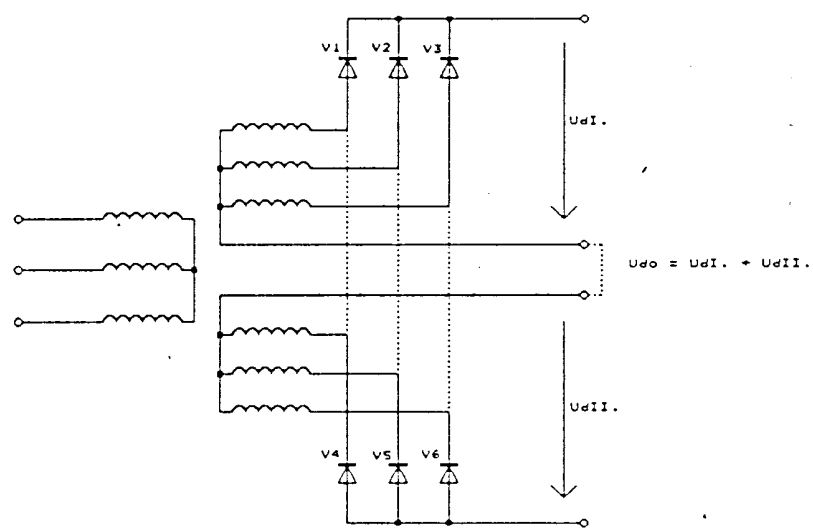
Az

egyenirányító feladata, hogy háromfázisú hálózathoz egyenfeszültséget, illetve egyenáramot állítson elő. Az egyenirányító működésének tárgyalása során egyszerűsítő feltételeként bevezetjük, hogy az L_d – simító-fojtótekercs inuktivitása olyan nagy, hogy a kimenő áram hullámossága elhanyagolható (ha $L_d \rightarrow \infty$, $\Delta i_d \rightarrow 0$), valamint a fedési idő (szög) nulla, tehát a kommutáció pillanatszerű.

A 3.2. ábrán látható, hogy egyszerre mindig két (egy közös katódoldali és egy közös anódoldali) dióda vezet és a vezető diódák a kimenetre mindig a transzformátor szekunder oldali csillagpontjához képesti legpozitívabb, illetve a legnegatívabb fázis feszültségét kapcsolják. Az áramirányító működése úgy is felfogható, mintha két 3F, 1U, 3Ü kapcsolást működtetnénk úgy, hogy azok egymáshoz képest ellenkező előjelű kimeneti feszültséget állítanának elő. (3.3. ábra), és a csillagpontokat, valamint az ekvipotenciális transzformátorpontokat összekötnénk.



3.2. ábra

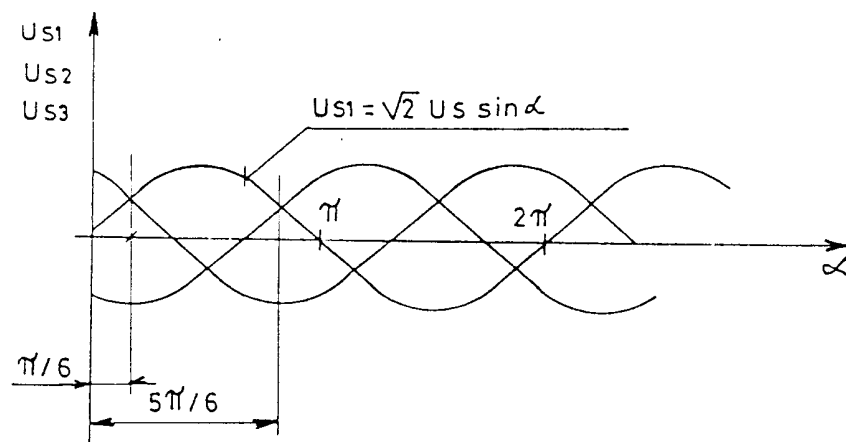


3.3. ábra

A 3.2. ábrából látszik, hogy szimmetrikus háromfázisú hálózatot feltételezve egy dióda mindig $2\pi/3$ szögig (120°) vezet.

3.1 A kimeneti feszültség középértékének meghatározása

A kimeneti feszültség középértékének meghatározásához tekintsük a 3.4. ábrát.



3.4. ábra

3.4. ábra

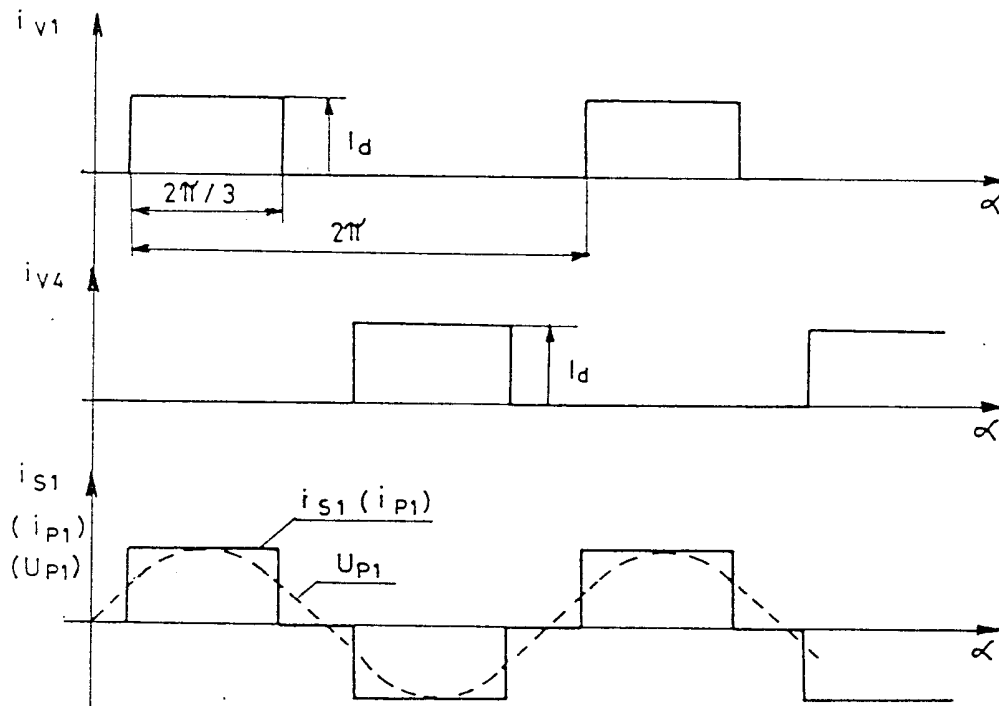
$$U_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U(\alpha) d\alpha = \frac{2 \cdot 3}{2 \cdot \pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (\sqrt{2} U_s \sin \alpha) d\alpha$$

$$U_{do} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_s \cong 2,34 \cdot U_s$$

(3.1)

3.2 Az egy diódán átfolyó áram középértékének, effektív értékének, valamint a transzformátor szekunder tekercsében folyó áram effektív értékének meghatározása

A 3.5. ábrán példaként a V1, V4, diódák, valamint az i_{S1} szekunder tekercs árama láthatóak.



3.5. ábra

Egy dióda áramának közép értéke:

$$I_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_v(\alpha) d\alpha = \frac{I_d}{3}$$

(3.2)

Egy dióda áramának effektív értéke:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_v^2(\alpha) d\alpha} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

(3.3)

A transzformátor egyik szekunder tekercsében folyó áram effektív értéke:

$$I_{Seff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2(\alpha) d\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3.4)$$

(Értelemszerűen a primer tekercsben folyó áram effektív értékét az áttétel figyelembevételével lehet meghatározni.)

3.3. A kimeneti egyenáramú teljesítmény

$$P_d = U_{do} \cdot I_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_S \cdot I_d \quad (3.5)$$

3.4. Az egyenirányító teljesítménytényezője

Az egyenirányító működéséből és a működést szemléltető 3.2., 3.4. ábrákból látszik, hogy az egyenirányító a hálózatot nem szinuszos árammal terheli. Miután hatásos teljesítményt, csak a szinuszos bemeneti feszültséggel azonos frekvenciájú áram harmonikus és a bemeneti feszültség hoz létre, az egyenirányító a felharmonikusok miatt $\lambda < 1$ teljesítménytényezővel üzemel.

A teljesítménytényező: $\lambda = \frac{P}{S}$

, ahol:

$$P_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_S \cdot I_d$$

és

$$S = 3U_S \cdot I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = \sqrt{6} \cdot U_S \cdot I_d$$

Tehát:

$$\lambda = \frac{P_d}{S} = \frac{3}{\pi} \cong 0,95$$

(3.6)

Az eredményből látszik, hogy ideális esetben is az egyenirányító $\lambda < 1$ teljesítménytényezővel üzemel. (Ez a λ érték megfelel a 0° gyújtásszöggel üzemelő tirisztoros áramirányító λ értékének.)

3.5. A felvett hatásos teljesítmény meghatározása Fourier-analízis segítségével.

Ha az egyenirányító a 3.1. ábrán látható kapcsolású és a 3.2., illetve a 3.5. ábrán bemutatott jelalakok jellemzik, akkor az i_{p1} primer áram az i_{s1} szekunder áramhoz, illetve az U_{p1} primer feszültség az U_{s1} szekunder feszültséghez hasonló. (Ez értelemszerűen a többi fázisfeszültségre, illetve áramra is igaz). Az egyes alap, illetve felharmonikus összetevőket - a Fourier analízis szabályai szerint - $\sin \alpha$, $\cos \alpha$, illetve $\sin(n\alpha)$ és $\cos(n\alpha)$ függvényekre való vetítéssel határozhatjuk meg.

Mivel a hálózati áramnak (i_{p1}) egyenösszetevője nincs, az i_{p1} áram

$$i_{p1} = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\alpha) d\alpha + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\alpha) d\alpha$$

alakban írható fel, ahol

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{p1}(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha$$

és

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{p1}(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha$$

Mivel csak a hálózati feszültséggel azonos frekvenciájú áram harmonikus és a hálózati feszültség hoz létre hatásos teljesítményt, illetve 1:1 áttételű ideális Tr transzformátort feltételezve a B_1 értéke:

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (I_d \sin \alpha) d\alpha = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

(3.7)

Mivel a vizsgált 3F, 2U, 6Ü kapcsolásban az i_{p1} hálózati áram alapharmonikusa az U_{p1} feszültséggel fázisban van, tehát az áram-alapharmonikus fázisszöge $\varphi_1 = 0$, így a hatásos és a látszólagos teljesítmény egynél kisebb hányadosát (3.6) csak a felharmonikusok okozta látszólagos teljesítmény okozza. Ezért a hálózati feszültség és a hálózati áram alapharmonikusának hatásos összetevője (B_1) által szállított teljesítménynek egyeznie kell az egyenáramú teljesítménnyel (P_d).

Mivel:

$$P_H = 3 \cdot U_{Peff} \cdot I_{Peff}$$

és

$$U_{Peff} = U_{Seff}, \quad I_{Peff} = I_{Seff}$$

$$P_H = 3 \cdot U_{Seff} \cdot \frac{B_1}{\sqrt{2}} = 3 \cdot U_{Seff} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2} \pi} \cdot I_d$$

$$P_H = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_s I_d$$

(3.8)

Az eredmény megegyezik a (3.5) eredménnyel, vagyis az egyenáramú teljesítménnyel, ami természetes, hiszen a kapcsolat elemzésekor ideális veszteségmentes transzformátort, illetve félvezetőket tételeztünk fel.

3.6 Az áram felharmonikusok a váltakozó áramú oldalon

Mint már korábban említettük az 3.1. ábrán látható kapcsolat hálózati (felvett) áramát mutatja a 3.5 ábra. Az áram Fourier sorának egyes amplitúdóit meghatározva a következő eredményekhez jutunk:

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \sin(n\alpha) d\alpha$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin(n\alpha) d\alpha$$

$$B_n = \frac{2 \cdot I_d}{n\pi} \left[\cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(n \frac{5\pi}{6}\right) \right]$$

(3.9)

,amelynek alapján:

$$B_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

$$B_5 = \frac{2\sqrt{3}I_d}{5\pi} = \frac{B_1}{5}$$

$$B_7 = \frac{2\sqrt{3}I_d}{7\pi} = \frac{B_1}{7}$$

$$B_{11} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{11\pi} = \frac{B_1}{11}$$

$$B_{13} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{13\pi} = \frac{B_1}{13}$$

míg, a $B_2=B_3=B_4=B_6=B_8=B_9\dots = 0$

Az eredményekből megállapítható, hogy az egyes harmonikusok amplitúdói és a rendszámuk között fordított arányosság van.

$$\frac{B_n}{B_1} = \frac{1}{n}$$

(3.10)

(Ez a Müller-Lübeck féle amplitúdótörvény.)

Megállapítható továbbá, hogy az egyenirányító áramában az alapharmonikuson kívül csak

$$n = 6a \pm 1$$

(3.11)

$$(a = 1, 2, 3 \dots)$$

felharmonikusok vannak jelen.

A képletet általánosítani is lehet:

$$n = pa \pm 1$$
$$(a=1,2,3\dots)$$

, ahol p az áramirányító ütemszáma.

3.7. A hálózati áram felharmonikus tartalmának csökkentése az egy hálózatról, párhuzamosan üzemelő egyenirányítók alkalmazása esetén.

Az egyenirányítók egyenáramú teljesítményét, vagy nagyobb teljesítményű alkatелеmek (diódák, transzformátorok, stb.) alkalmazásával, vagy célszerűen párhuzamosan kötött egyenirányítók segítségével lehet *növelni*.

Több egy hálózatról párhuzamosan üzemelő egyenirányító berendezést célszerű úgy kialakítani, hogy az egyik (csoport) egyenirányító Y-y, míg a másik (csoport) egyenirányító Δ -y kapcsolású transzformátorral rendelkezzen. Ekkor ugyanis a hálózatot terhelő áram szempontjából a két egyenirányító egy $p=12$ ütemű egyenirányító kapcsolásnak felel meg, tehát a 3.12 képlet értelmében az első felharmonikusok csak a 11., illetve a 13. rendszámú felharmonikusok. Az alacsonyabb rendszámú (5., 7.) harmonikusok hiánya nagyobb teljesítménytényezőt (λ) eredményez. A 3.6. ábrán két különféle kapcsolású transzformátorral rendelkező, azonos váltakozó áramú hálózatról üzemelő és azonos egyenáramú hálózatra dolgozó egyenirányító berendezés elvi kapcsolása látható.

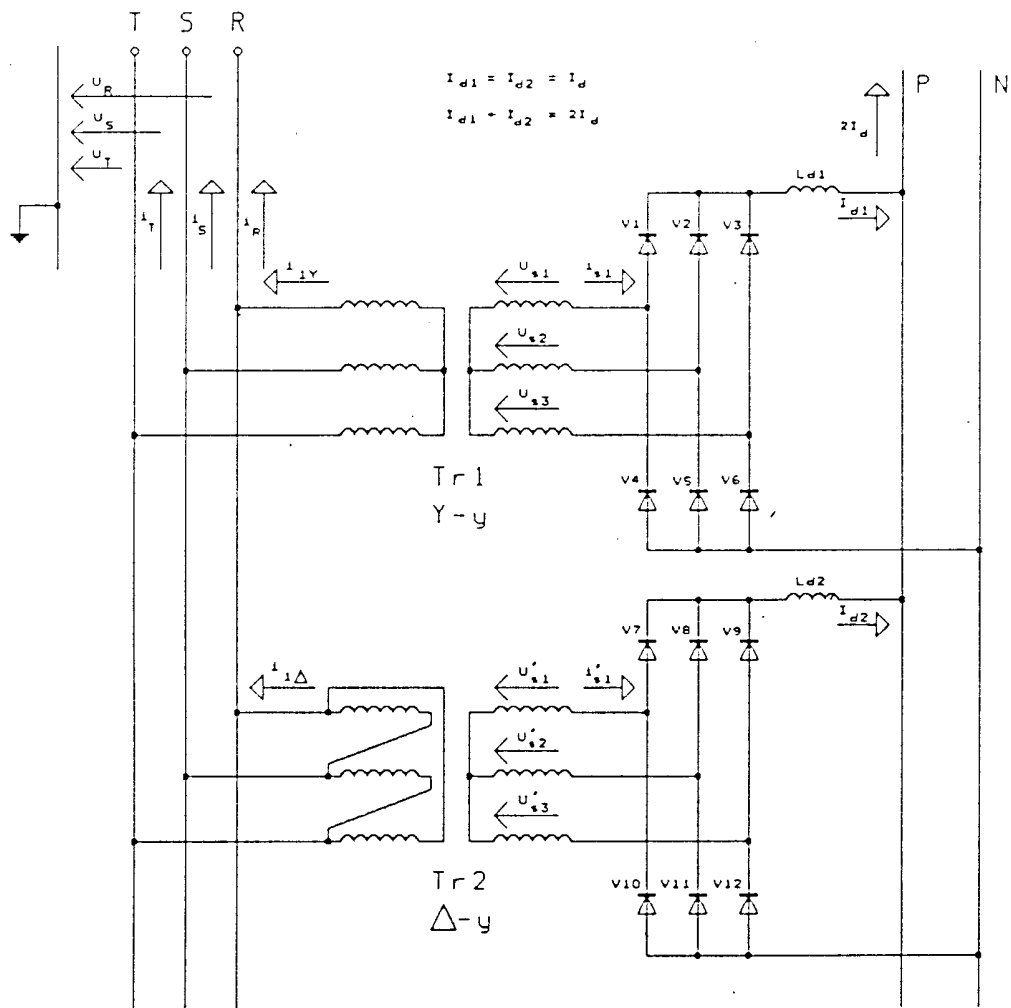
Ha az egyenirányító berendezések kimeneti droppja azonos és a transzformátorok szekunder feszültségei egyenlők, akkor az egyenirányító berendezések egyenlő $I_{d1}=I_{d2}=I_d$ áramterheléssel üzemelnek.

Az "R" fázisról felvett áramuk:

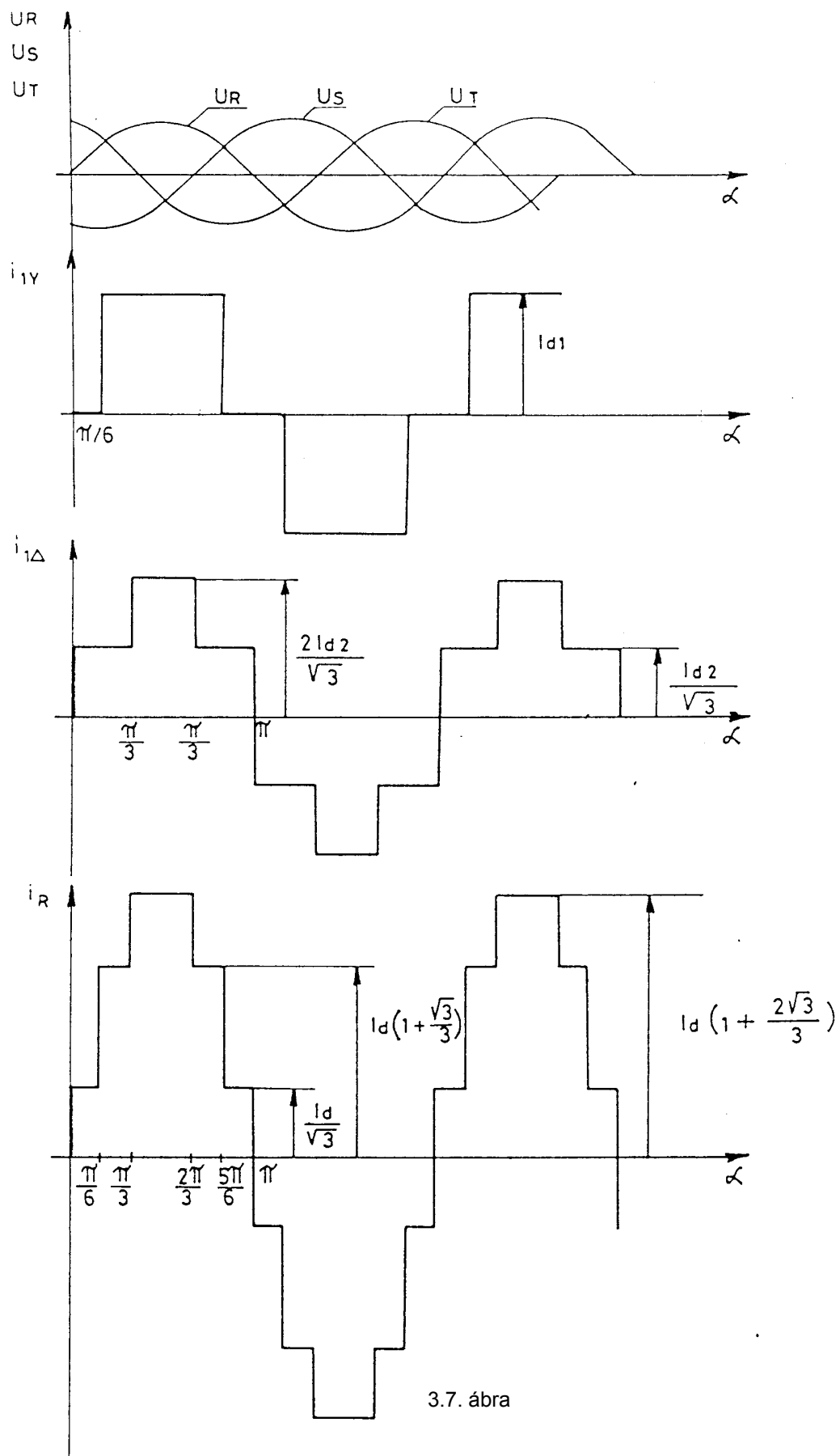
$$i_R = i_{1Y} + i_{1\Delta}$$

(Értelemszerűen

$$i_s = i_{2Y} + i_{2\Delta} \quad i_T = i_{3Y} + i_{3\Delta})$$



3.6. ábra



3.7. ábra

A 3.7, ábrán feltüntettük az egyes áramirányítók R fázisról felvett áramát, illetve az R fázisról felvett eredő áramalakot.

Elvégezve az i_R áram Fourier - analízisét:

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_R(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{I_d}{\sqrt{3}} \sin(n\alpha) d\alpha + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{3}\right) \sin(n\alpha) d\alpha +$$

$$+ \frac{2}{\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} I_d \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{3}\right) \sin(n\alpha) d\alpha + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{I_d}{\sqrt{3}} \sin(n\alpha) d\alpha$$

$$B_1 = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

$$B_{11} = \frac{4\sqrt{3}}{11\pi} I_d$$

$$B_{13} = \frac{4\sqrt{3}}{13\pi} I_d$$

, míg

$$B_2 = B_3 = \dots = B_{10} = B_{12} = \dots = 0$$

Az eredményekből látszik, hogy az alapharmonikuson kívül, az első felharmonikusok a 11. és a 13. rendszámú felharmonikusok és az 5. és a 7. rendszámú felharmonikusok hiányoznak. Az egyes harmonikusok kétszeres amplitúdóját az

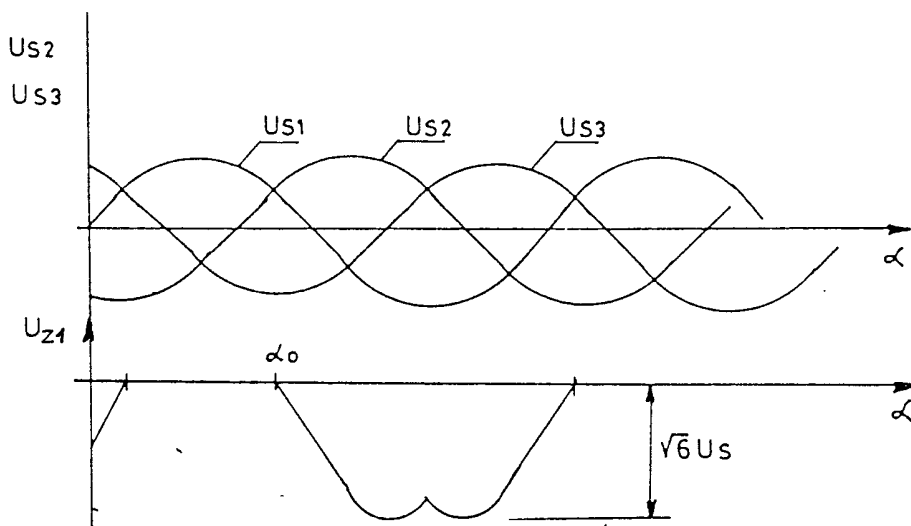
$$I_{d1} = I_{d2} = I_d$$

$$I_{d1} + I_{d2} = 2I_d$$

kiindulási feltételek okozzák.

3.8. A diódák feszültség-igénybevétele

A V1 egyenirányító dióda névleges (túlfeszültségek nélküli) zárófeszültsége látható a 3.8. ábrán. Az ábrán látszik, hogy egy félvezető zárófeszültségét mindig a hozzátartozó fázisfeszültségből és, vagy a közös katódoldali, vagy a közös anódoldali feszültségből lehet meghatározni:

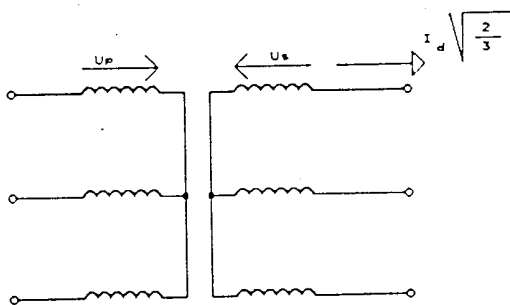


3.8. ábra

A zárófeszültség csúcsértéke: $U_{z \max} = \sqrt{6} U_s$

(3.13)

3.9. Az egyenirányító transzformátorának típus (építési) teljesítménye



3.9. ábra

A 3.9. ábrán egy egyenirányító Y-y transzformátora látható.

A transzformátor S_t típusjelzését a primer, illetve a szekunder tekercsek feszültsége, valamint az egyes tekercsekben folyó áram effektív értékei határozzák meg, hiszen a feszültségek nagyságát a menetszámok, a huzalkeresztmetszetet pedig az egyes tekercsekben folyó áramok effektív értékei adják meg.

Mivel a szekunder tekercsben folyó áram effektív értéke (3.4):

$$I_{Seff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{és}$$

$$p = U_s \quad \text{tehát}$$

$$I_{Seff} = I_{Peff}$$

A primer és szekunder oldal típusjelzését tehát azonos és mivel:

$$S_t = \frac{S_p + S_s}{2}$$

így

$$S_t = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_d$$

Az S_t típusjelzését P_d egyenáramú teljesítményéhez való viszonya:

$$\frac{S_t}{P_d} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_d \cdot \pi}{3\sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_d} = \frac{\pi}{3}$$

tehát

$$\frac{S_t}{P_d} = \frac{\pi}{3} \cong 1,05$$

(3.15)

Ez az $S_t / P_d \cong 1,05$ érték a többi áramirányító kapcsolás transzformátorához viszonyítva a legkedvezőbb. (Például: 3F,1U,3Ü esetén

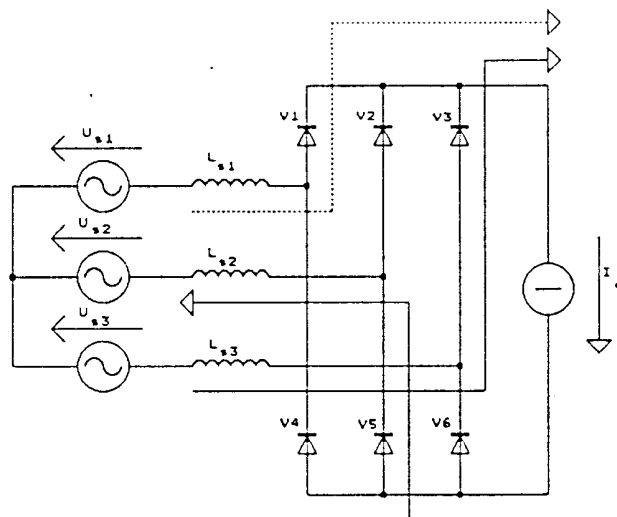
$$\frac{S_t}{P_d} \cong 1,35(\Delta - Y)$$

és 3F,1U,6Ü esetén

$$\frac{S_t}{P_d} \cong 1,55 \quad)$$

3.10. A kommutáció és a kommutáció hatása az egyenirányító jellemzőire

A 3.10. ábrán egy 3F, 2U, 6Ü egyenirányító egyszerűsített helyettesítő kapcsolása látható.



3.10. ábra

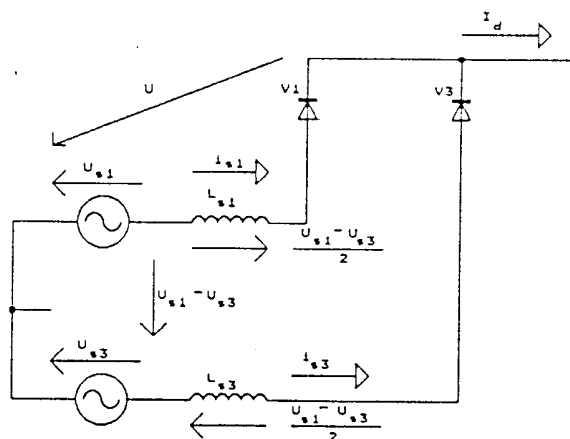
A hálózati transzformátor szekunder feszültségét az U_{s1} , U_{s2} , U_{s3} feszültséggenerátorokkal helyettesítettük, míg a tápláló hálózat és a transzformátor egyes fázisainak szórási inductívásait az L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} szórási inductívások jelképezik.

Szimmetrikus hálózatot feltételezve

$$U_{s1} = U_{s2} = U_{s3} \quad \text{és}$$

$$L_{S1} = L_{S2} = L_{S3}$$

A tárgyalást megkönnyíti, ha az egyenirányító - kis értékű - ellenállásait elhanyagoljuk és a kimeneten $L_d \rightarrow \infty$; $\Delta I_d = 0$ feltételeket vezetjük be. Így a terhelést az I_d passzív állandó áramú generátor jelképezheti.

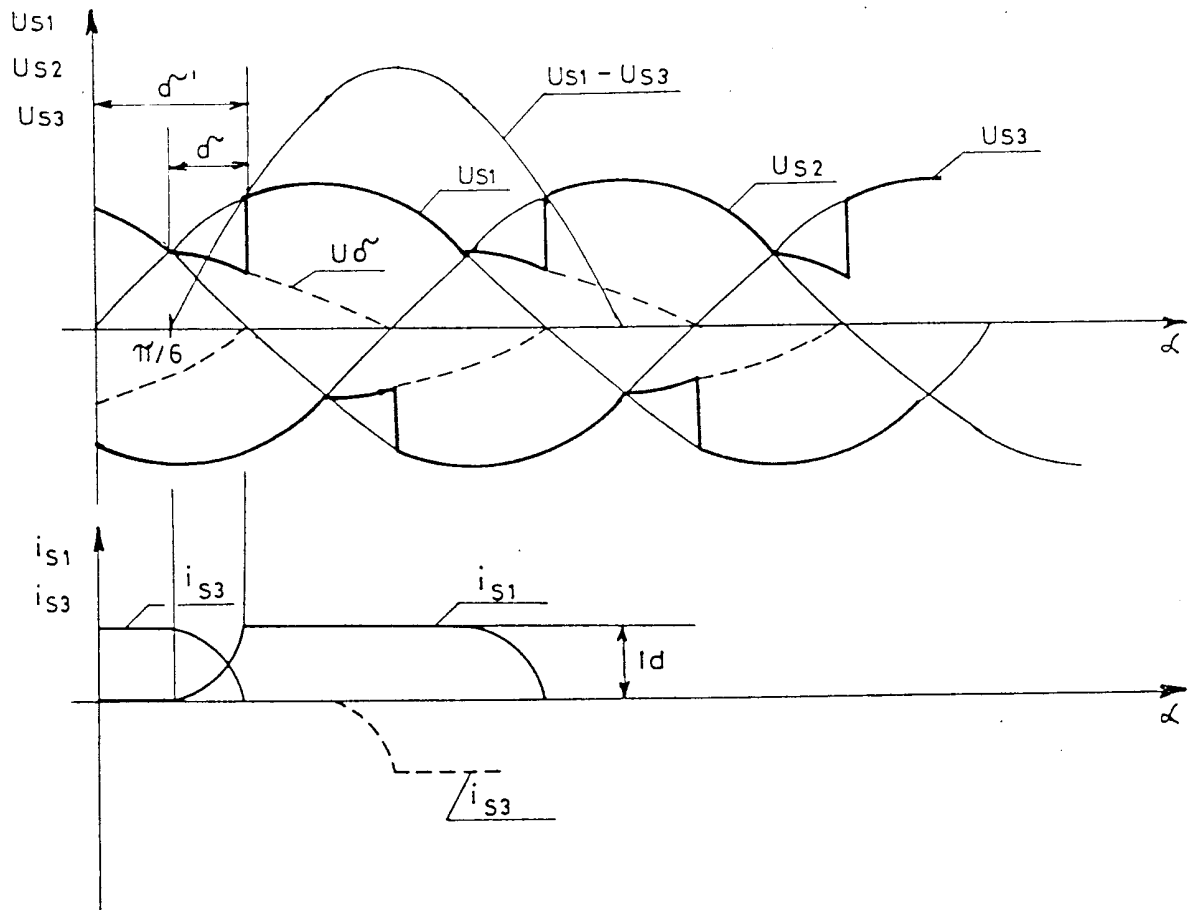


3.11. ábra

Az $\alpha = 0$ szögnél a terhelés áramát az U_{S3} és az U_{S2} feszültséggenerátorok hajtják át a terhelésen (3.12. ábra). A terhelés árama tehát az U_{S3} , L_{S3} , V_3 , I_d , V_5 , L_{S2} , U_{S2} áramköri elemeken keresztül záródik (3.10. ábra). A természetes kommutáció $\pi / 6$ szögénél az U_{S1} feszültséggenerátor feszültségének pillanatértéke azonos az U_{S3} feszültséggenerátor feszültség-pillanatértékével, ezt követően az U_{S1} feszültsége pozitívabb, mint az U_{S3} feszültsége (3.12. ábra).

Ha $L_{S1} = L_{S2} = L_{S3} = 0$ értékű, a kommutáció pillanatszerű lenne és a $\pi / 6$ szögtől kezdve a terhelés áramát az U_{S3} feszültséggenerátor helyett az U_{S1} feszültséggenerátor szolgáltatná (értelemszerűen U_{S2} -vel együtt). Azonban a szórási induktivitások miatt a korábban vezető fázis árama pillanatszerűen nem csökkenhet nullára, illetve az áramvezetésbe belépő fázisárama pillanatszerűen nem nőhet I_d értékűre.

Az U_{S1} - U_{S3} vonali feszültség hatására a kommutáló körben egy rövidzárási áram jön létre (3.11. ábra).



3.12. ábra

A rövidzárási áram nagyságát az U_{S1} - U_{S3} feszültségeken kívül az áramkör impedanciái befolyásolják. A feszültséggenerátorok és a szórási induktivitások figyelembevételével az

$$U_{S1} - U_{S3} = 2L_S \frac{di}{dt}$$

egyenlet írható fel, míg a vonali feszültség

$$U_{S1} - U_{S3} = \sqrt{6}U_S \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)$$

alakban adható meg

Mivel

$$U_{S1} - U_{S3} = 2\omega L_S \frac{di}{d\alpha} = \sqrt{6}U_S \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right).$$

így $i_{z1} = 0$ kezdeti feltétellel

$$i_{z1}(\alpha) = \frac{\sqrt{6}U_S}{2\omega L_S} \left[1 - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

(3.16)

A V1 dióda és a V3 dióda katódjainak csomópontjára az

$$i_{S3} + i_{S5} = I_d$$

egyenlet írható fel, tehát a kommutáció alatt az I_d = állandó áram minden pillanatban az i_{S3} és az i_{S1} áram összegéből áll.

Átrendezve és behelyettesítve:

$$i_{S3}(\alpha) = I_d - i_{S1}(\alpha)$$

$$i_{S3}(\alpha) = I_d - \frac{\sqrt{6}U_s}{2\omega L_s} \left[1 - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

(3.17)

A 3.12. ábrán példaként látható, hogy az $i_{S3}(\alpha)$ árama a δ' szögnél éri el az $i_{S3}(\delta') = 0$ értéket, és az $i_{S1}(\alpha)$ áram a δ' szögnél $i_{S1}(\delta') = I_d$ értékű. Ezeket a megfontolásokat kezdeti feltételeknek felhasználva a δ' szög:

$$I_d - \frac{\sqrt{6}U_s}{2\omega L_s} \left[1 - \cos\left(\delta' - \frac{\pi}{6}\right) \right] = 0$$

$$\delta' = \arccos\left(1 - \frac{2\omega I_d L_s}{\sqrt{6}U_s}\right) + \frac{\pi}{6}$$

A tényleges fedési szög δ a δ' segítségével egyszerűen meghatározható.

$$\delta = \arccos\left(1 - \frac{2\omega I_d L_s}{\sqrt{6}U_s}\right)$$

(3.18)

A (3.18) egyenlet a gyakorlat számára egyszerűbben is felírható. A transzformátort 1:1 áttételűnek és veszteségmentesnek feltételezve:

$$I_{Seff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = I_{Peff}$$

A transzformátor tekercskeresztszeteit ezekre az áramokra méretezik. A transzformátor rövidzárási mérésekor a szekunder tekercseket rövidre zárva a primer oldalon mérik azt a feszültséget, amely a névleges I_{Peff} áramot hozza létre. Ezt a feszültséget a névleges feszültség százalékában adják meg. A rövidzárási feszültségnek - a transzformátor helyettesítő képe alapján - induktív és rezisztív összetevője is van. Nagyobb teljesítményeknél ($S_t > 1$ kVA) az induktív összetevő jóval nagyobb, mint a rezisztív összetevő, így elég csak az induktív összetevőt figyelembe venni, a rezisztív összetevő elhanyagolható. Így, ha a rövidzárási feszültségesés induktív összetevője e_x , a feszültségek, áramok és a szórási induktivitások között a következő összefüggés áll fenn:

$$e_x = \frac{I_{Peff} X_P}{U_P} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \frac{X_P}{U_P}$$

ahol X_p - a primer oldalra redukált szórási reaktancia.

Mivel $X_p = X_s = \omega L$, és a helyettesítéseket elvégezve

$$\delta = \arccos(1 - e_x)$$

(3.19)

A szórási reaktanciák miatt a kimeneti feszültség hullámrajza és középvértéke is megváltozik. A 3.11. és a 3.12. ábra alapján megállapítható, hogy a kommutáció ideje alatt kimeneten fellépő U_δ feszültség pillanatértékei eltérnek az U_{S3} , illetve az U_{S1} pillanatértékeitől.

Mivel

$$u_\delta = u_{S1} - L_{S1} \frac{di_z}{dt} = u_{S3} + L_{S3} \frac{di_z}{dt}$$

így

$$u_\delta(\alpha) = \frac{u_{S1}(\alpha) + u_{S3}(\alpha)}{2}$$

A 3.12. ábrán feltüntettük $U_\delta(\alpha)$ lefolyását. Látszik, hogy a pillanatszerű kommutációhoz képest a kommutáció alatt feszültség-szög terület esik ki, így a kimeneti feszültség középvértéke csökken. A kieső feszültség-szög terület:

$$\int_{\pi}^{\frac{\pi}{6} + \delta} \left(u_{S1} - \frac{u_{S1} + u_{S3}}{2} \right) d\alpha = \frac{\sqrt{6}}{2} U_s (1 - \cos \delta)$$

Mivel egy periódus alatt hat kommutáció van a kieső összes feszültség-szög terület:

$$3\sqrt{6}U_s(1 - \cos \delta) \quad \text{értékű.}$$

Ennek átlagértéke

$$U_{\delta k} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_s (1 - \cos \delta)$$

(3.20)

Az egyenirányító fedés miatt lecsökkent $U_{d\delta}$ kimeneti feszültsége tehát értelemszerűen

$$U_{d\delta} = U_{do} - U_{\delta k}$$

A (3.1) és a (3.20) eredményeket felhasználva

$$U_{d\delta} = U_{do} \left(\frac{1 + \cos \delta}{2} \right)$$

(3.21)

Az eredmények ismeretében felrajzolható az egyenirányító külső jelleggörbéje kettős kommutáció esetén (3.13. ábra), mivel a tényleges kimeneti feszültség (U_{dT}) a következő alakban írható fel:

$$U_{dT} = U_{do} - \Delta U_o - U_{\delta k} - \Delta U_r$$

alakban írható fel.

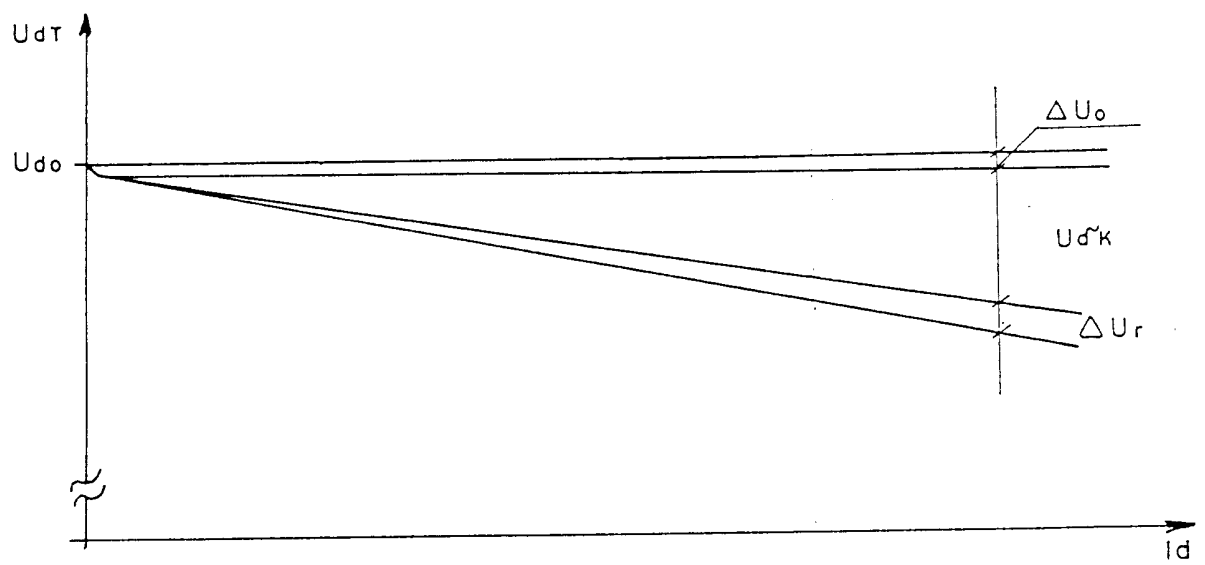
Mivel $U_{d\delta} = U_{do} - U_{\delta k}$

$$U_{dT} = U_{d\delta} - \Delta U_o - \Delta U_r$$

(3.22)

, ahol

- ΔU_o - a félvezetők küszöbfeszültsége (3F, 2U, 6Ü egyenirányító esetében $\Delta U_o = 2U_o$) és
- ΔU_r - a soros ellenállásokon létrejövő feszültségesés.



3.13. ábra

4. Az egyenirányító berendezések túláram elleni védelme

A diódákkal (vagy tirisztorokkal) felépített egyenirányító berendezésekben feltétlenül szükséges, hogy a félvezető elemeket túláramot (túlterhelést) okozó üzemzavar esetén megvédjük a számukra már káros - és ezért megengedhetetlen - túlterheléstől. A túláram elleni védelem biztosításához - a félvezető szerkezet viszonylag kis hőkapacitása miatt - gyorsműködésű védelmi eszközök szükségesek.

A túláram megszüntetésének tekintetében különbséget kell tenni belső és külső eredetű túláramok között. A belső eredetű túláramot többnyire egy a berendezésben található nagyteljesítményű alkatelem (például teljesítmény-félvezető, vagy egy ellenállás, vagy egy kondenzátor, stb.) hibája idézi elő. A felhasználóknak - különösen a nagyobb üzemviteli szempontból jelentős berendezésekkel szemben - általában az igényük, hogy a beépített védelem a túláramot - lehetőleg a berendezés üzemének megszakítása nélkül - a hibás alkatelem szelektálásával szüntesse meg. Külső eredetű, tehát a fogyasztói oldalon bekövetkezett túlterheléssel, zárlattal kapcsolatban ilyen igény a legtöbb esetben nem támasztható, a teljesítmény-félvezetőket tartalmazó berendezést le kell kapcsolni.

4.1. A félvezetővédő biztosítók

A diódák, tirisztorok védelmére az olvadó biztosítókat gyártó cégek különleges, gyorsműködésű ún. félvezetővédő biztosítókat fejlesztettek ki. (A bipoláris tranzisztorokat, teljesítmény térvezérlésű tranzisztorokat, IGBT eszközöket a túláram, túlterhelés ellen olvadó biztosítóval gazdaságosan megvédeni nem lehet.)

A félvezetővédő biztosítókat az jellemzi, hogy a túláramot egy a biztosítótípusra garantált $\int i^2 dt$ érték mellett megszakítják, úgy, hogy az ívelés alatt nem okoznak jelentős - a félvezetőre veszélyes - túlfeszültséget. A biztosító $\int i^2 dt$ értéke két tényezőtől függ. Az $\int (i^2 dt)_{olv}$ olvadási integrál, a biztosítósál olvadási ideje alatt a biztosítón átfolyó áram négyzetének időintegrálját fejezi ki, míg az $\int (i^2 dt)_{ív}$ ívelési integrál a biztosító ívelési ideje alatt a biztosítón átfolyó áram négyzetének időintegrálját mutatja. (Az olvadási idő végére a biztosítósál megszakad, míg az ívelési idő végére a biztosító az áramot megszakítja).

A félvezetővédő biztosítók akkor nyújtanak hatásos védelmet, ha a következő egyenlőtlenség teljesül:

$$\int (i^2 dt)_{olv} + \int (i^2 dt)_{ív} < \int (i^2 dt)_{félv} \quad (4.1)$$

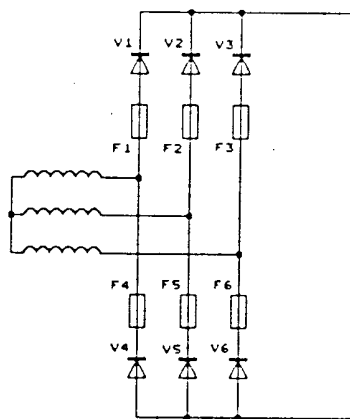
, ahol az $\int (i^2 dt)_{félv}$ - a félvezető határterhelési integrálja.

Megjegyezzük, hogy olvadóbiztosítóval a legtöbb esetben nem lehet a teljes időtartományban védelmet nyújtani a félvezető elemek számára, mert a kiválasztott biztosító, ha a túlterhelés kicsi, már később olvad ki, mint ahogy azt a félvezető védelme indokolná.

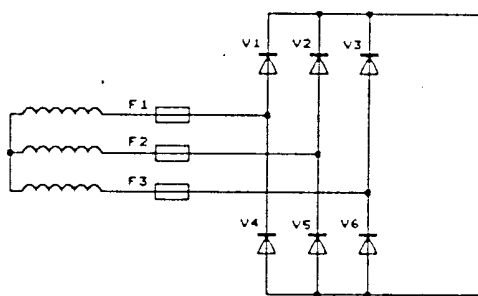
A diódás (tirisztoros) 3F, 2U, 6Ü egyenirányítókban a félvezetők túlterhelés, illetve zárlat elleni védelmét vagy az egyes félvezetőkkel sorbakapcsolt (4.1. ábra), vagy az egyes szekunder fázisokkal sorbakapcsolt biztosítókkal oldják meg. (4.2. ábra).

A 4.1. ábrán látható megoldás igen kedvező biztosító-félvezető koordinálást tesz lehetővé, azonban hat biztosítóra van szükség.

A 4.2. ábrán látható - hárombiztosítás (a konstrukció szempontjából is előnyösebb) megoldásban a 4.1. ábrához képest (azonos egyenirányító kimenő áramot feltételezve) általában nagyobb teljesítményű félvezetőkre van szükség.



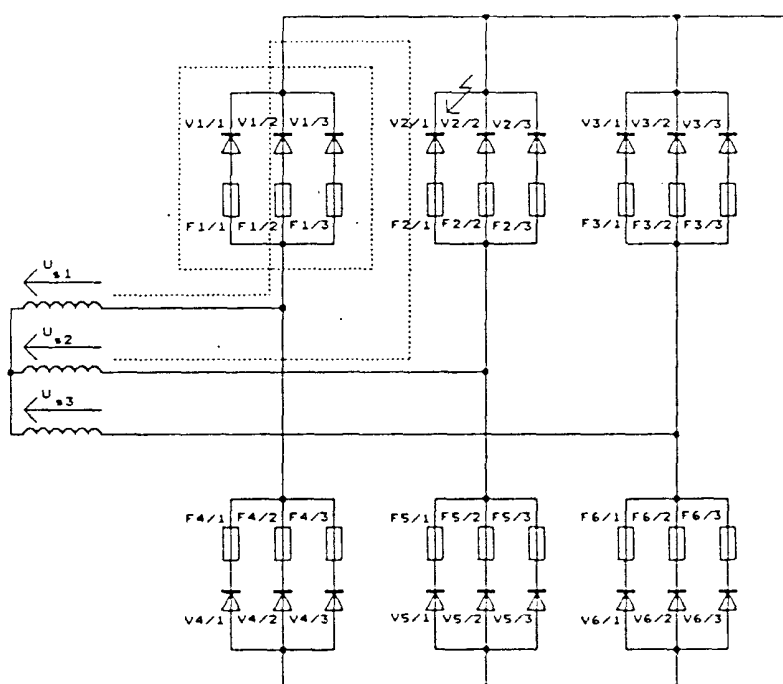
4.1. ábra



4.2. ábra

Ha az egyenirányító több párhuzamosan kapcsolt félvezetőt tartalmaz az egyes félvezetőkkel sorbakapcsolt olvadóbiztosítók szerepe többszörös. Egyrészt biztosíthatják az egyenirányító külső túláram, illetve zárlat elleni védelmét, valamint kiolvadásukkal megszüntethetik az esetlegesen zárlatos dióda okozta belső zárlat jellegű hibát, valamint a normál üzem alatt olvadószámljuk ellenállásának pozitív hőmérsékleti együtthatója az egyes diódák közötti egyenletes áramosztás segíti.

A 4.3. ábrán a belső zárlat megszüntetésére példaként három, párhuzamosan kapcsolt diódát tartalmazó hídkapcsolású egyenirányító kapcsolása látható.



4.3. ábra

Ha például a V2/1 tervjelű dióda zárlatosná válik, a zárlati áramkörben (szaggatott vonal) a hibás dióda áramát az F2/1 biztosító, illetve az ép ágban három párhuzamosan kapcsolt dióda (V1/1, V1/2, és V1/3,) illetve három biztosító (F1/1, F1/2 és F1/3) vezeti. Helyesen méretezett védelmek esetén az F2/1 biztosítónak a belső zárlati áramot még az ép biztosítók olvadása előtt le kell kapcsolnia.

Tehát az ép ágba egy biztosítón átfolyó -a hibás diódával sorbakapcsolt biztosító teljes áramlekapcsolásáig számított - áram négyzetes időintegráljának kisebbnek kell lennie, mint az alkalmazott biztosítótípus olvadási integrálja. Ez azt jelenti, hogy a hibás félvezetőt a helyesen méretezett biztosítók szelektíven ki tudják választani. Értelmszerű, hogy a helyesen kiválasztott biztosító a belső zárlatot a teljes berendezés kikapcsolása nélkül megszünteti, illetve, hogy az egyenirányító berendezés terhelhetősége a második ágba történt "diódakiesés" miatt lecsökken.

(Megjegyezzük, hogy mivel

$$\frac{\int (i^2 dt)_{iv}}{\int (i^2 dt)_{olv}} = 2 \dots 2,5$$

így a szelektív lekapcsolás csak $n \geq 3$ párhuzamosan kapcsolt félvezetőszám esetén biztosított.)

4.2. Az egyenáramú gyorskapcsolók

Az egyenáramú gyorskapcsolókat a gyors működés jellemzi, illetve kialakításuk és működés módjuk biztosítja, hogy kikapcsolásukkor nem okoznak jelentős túlfeszültséget. Túláram kioldóval összekötve a kis és közepes túlárámok és zárlati áramok tartományában a gyakorlatban a legtöbb előforduló határáram, vagy túlárám jelleggörbéhez illeszthetőek. A nagy zárlati áramok tartományában elektronikus di/dt - kioldóval megszólaltathatóak már a zárlati áram kialakulásakor.

4.3. A megszakítók

A megszakítókat a legtöbb esetben az áramirányító berendezés váltakozó áramú oldalán alkalmazzák, mivel üzemszerűen be, illetve kikapcsolhatóak és túlárám kioldóval a félvezető berendezés védelmi eszközeiként alkalmazhatóak. Mivel megszólalási idejük viszonylag hosszú (10-200 msec) és a túlárám megszakításáig 5-20 msec ívelési idővel rendelkeznek, ezért a félvezető elemek védelmére, csak a félvezetők hosszú idejű túlterhelési szakaszához illeszthetőek.

5. Az egyenirányító berendezések túlfeszültség elleni védelme

Túlfeszültségeknek az egyenirányító berendezésben az üzemszerűen fellépő feszültségeknél nagyobb feszültségeket nevezzük. A túlfeszültségeket olyan szintre kell korlátozni, hogy azok már veszélytelenek legyenek az egyenirányító berendezés elemeire, illetve üzemvitelére. Értelmszerűen a beépített alkatrészek túlméretezésével (pl.: nagyobb zárófeszültségű diódák alkalmazásával, vagy nagyobb szigetelési szintű áramirányító transzformátor használatával, stb.) a túlfeszültség elleni védelmet is meg lehet oldani, azonban ez a megoldás gazdaságtalan, drága.

A túlfeszültségek leggyakoribb oka, valamilyen induktivitást tartalmazó áramkör megszakítása. Eredetük szerint lehetnek külső, vagy belső túlfeszültségek. A külső eredetű túlfeszültségek például hálózaton üzemeltetett valamilyen induktív fogyasztó (pl.: motor) lekapcsolása, külső, más fogyasztó biztosítójának kioldása, villámcsapás, stb. A belső eredetű túlfeszültségek például az üresen járó egyenirányító transzformátorának kikapcsolása, az egyenirányító terhelés alatti lekapcsolása, illetve a kommutációs túlfeszültség, valamint a belső félvezetővédő biztosító(k) működése.

5.1 A túlfeszültségek korlátozása

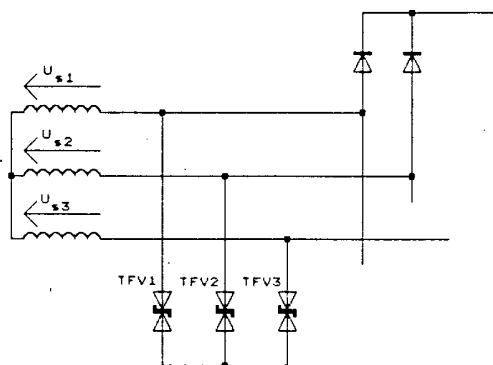
A túlfeszültségek olyan alkatrészekkel korlátozhatóak, amelyek képesek arra, hogy egy meghatározott megszólalási feszültségérték túllépésekor nagy áramot vezessenek. Ilyenek például a zener- diódák, a cinkoxid túlfeszültség-levezetők, vagy a lavina jellegű félvezetők. Az 5.1. ábrán egy, az áramirányító transzformátor szekunder oldalára kötött a TVF 1, TVF 2, TVF 3 tervjelű cinkoxid túlfeszültség-levezetőkkel álló túlfeszültség elleni védelem látható.

A szekunder oldali vonali túlfeszültségeket mindig két sorbakötött túlfeszültség-korlátozó elem letörési feszültsége határolja.

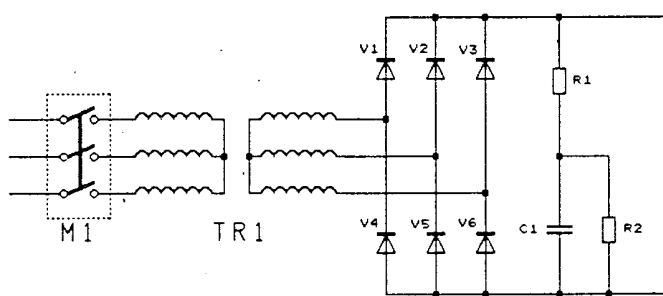
5.2. A túlfeszültségek csillapítása

Az egyenirányító berendezés megfelelő pontjaihoz kapcsolt kondenzátorok és ellenállások a túlfeszültséget egy megengedett értékre korlátozhatják. Az 5.2. ábrán látható terhelés nélkül üzemelő egyenirányító berendezés egyenáramú kapcsolása az R1, R2 ellenállásokból, illetve a C1 kondenzátorból kialakított hálózattal kötöttük. Amikor az M1 megszakító a terhelés nélkül üzemelő egyenirányító transzformátorának mágnesezőáramát megszakítja az R1, R2, C1 passzív hálózat nélkül, a félvezető elemeken veszélyes túlfeszültség keletkezhet. Az R1, R2, C1 elemek, a V1-V6 diódák segítségével helyes méretezésük esetén biztosítják, hogy az üresen üzemelő transzformátor lekapcsolásakor keletkező túlfeszültség a még megengedett érték alatt maradjon. (A tirisztoros áramirányítóknál külön "diódás R - C" tagot kell az áramirányító transzformátor szekunder oldalára kötni, mivel üresjárásban a tirisztorok nem vezetnek-

és ezért a mágnesező áram szekunder oldalra redukált része a megszakító kikapcsolásakor a lezárt tirisztorokon keresztül nem tud záródni!)



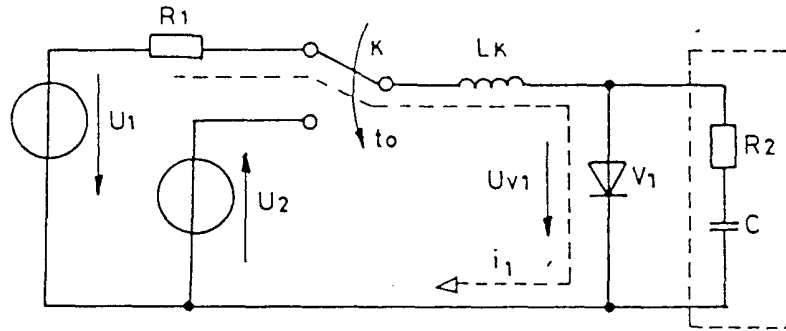
5.1. ábra



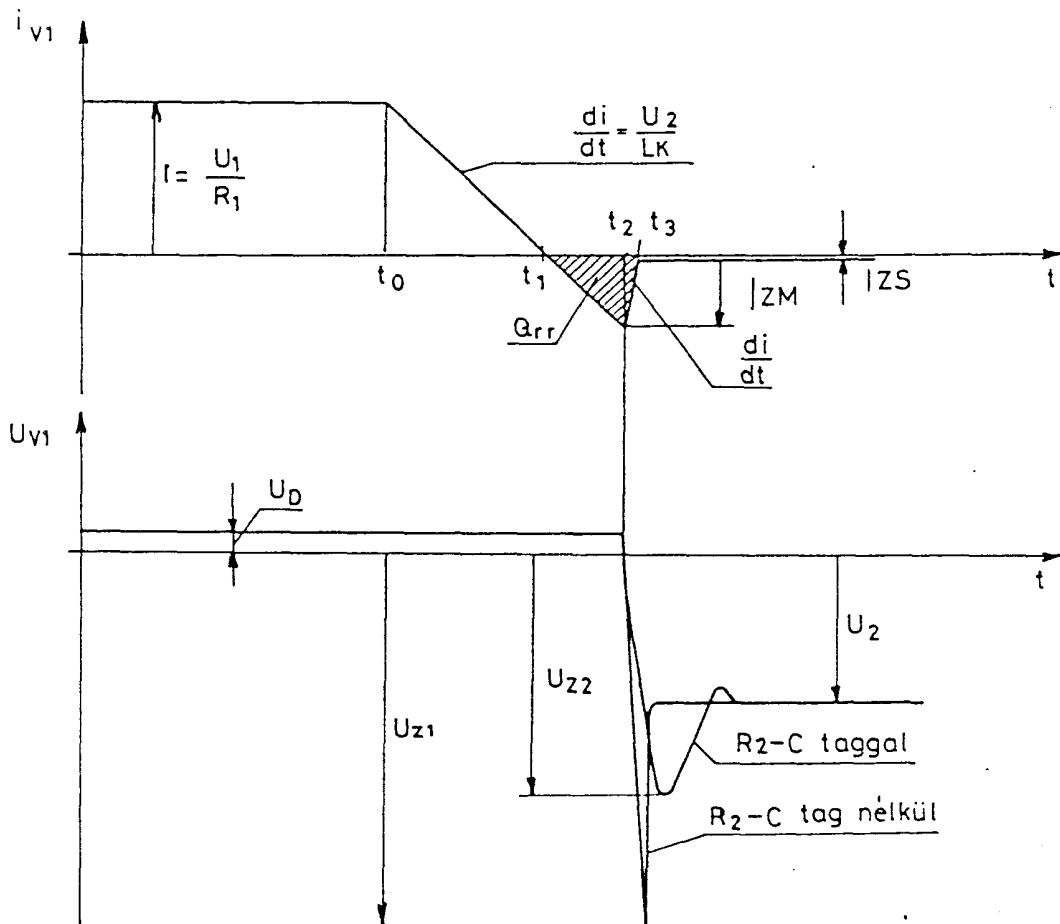
5.2. ábra

5.3. A kommutációs túlfeszültség

A kommutációs túlfeszültség keletkezésének és csillapításának magyarázatához nézzük az 5.3, illetve az 5.4. ábrát.



5.3. ábra



5.4. ábra

A t_0 időpillanatig a V1 dióda nyitóirányú áramát az U_1 feszültséggenerátor szolgáltatja. Állandósult állapotot feltételezve a körben folyó áram

$$I = \frac{U_1}{R_1} \quad \text{értékű}$$

Ha a t_0 - időpillanatban a K kapcsolót pillanatszerűen átkapcsoljuk a V1 diódán átfolyó áram az L_k fojtótekerccs miatt nem változhat ugrásszerűen, és az

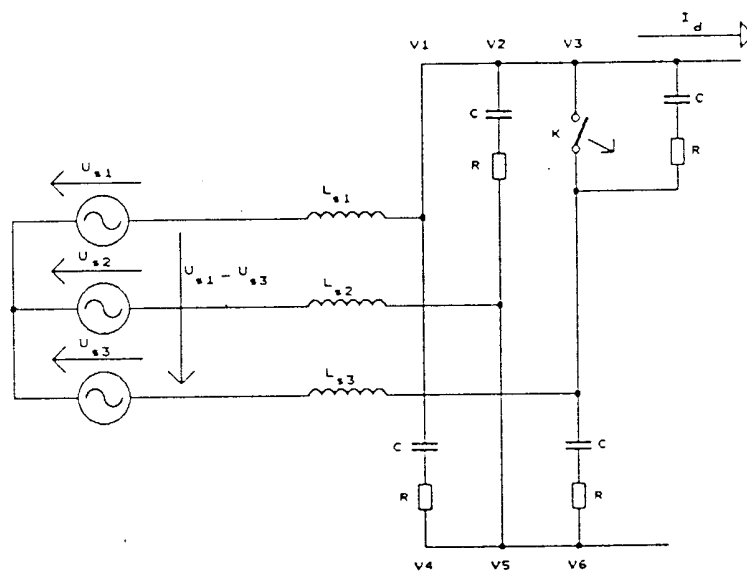
$$I = \frac{U_1}{R_1} \quad \text{értékről az áram}$$

$$-\frac{di}{dt} = \frac{U_2}{L_k} \quad \text{meredekséggel csökken.}$$

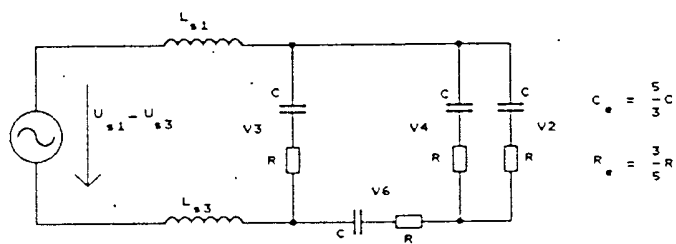
A V1 dióda árama t_1 időpillanatban éri el a nulla értéket, ezután az áram a V1 dióda töltéstárolási effektusa miatt megfordul. A V1 dióda feszültségiránya még változatlan, és a t_1 időpillanatig a dióda úgy viselkedik, mint egy fogyasztó - a feszültség és az áram iránya a diódán azonos -, azonban a t_1 időpillanattól kezdve a t_2 időpillanatig a dióda feszültség és áramiránya ellentétes. Ebben a szakaszban a V1 dióda úgy viselkedik, mint egy Q_{rr} töltésmennyiséget tároló nemlineáris kondenzátor és a dióda a statikus záróáramához képest - egy rövid ideig- jelentősen nagyobb záróirányú áramot vezet. A diódában tárolt Q_{rr} töltésmennyiséget egyrészt a megnövekedett záróirányú áram, másrészt a belső rekombináció tünteti el. A t_2 időpillanatban a V1 dióda tárolt töltésmennyisége kiürül és a dióda árama hirtelen nagy di/dt meredekséggel az I_{zs} statikus záróáramra csökken (t_3 időpillanat). A nagy di/dt érték az L_k induktivitáson - az U_2 feszültséghez hozzáadódó - jelentős mértékű U_{z1} dióda zárófeszültséget indukál. Ezt a megnövekedett zárófeszültséget nevezzük kommutációs túlfeszültségnek.

A nagy mértékű túlfeszültség kiküszöbölése érdekében a V1 diódával az R2-C elemeket kapcsolják párhuzamosan, amely a V1 dióda záróképességének helyreállásakor az L_k fojtótekerccs I_{zm} áramértékét "átveszi". Ekkor egy csillapított rezgőkör jön létre (L_k , R2, C elemek) és a dióda záróirányú feszültség-igénybevétele helyes méretezés esetén jelentősen csökkenthető. Az egyenirányító berendezések kommutációs túlfeszültsége az előbb említett példa alapján jön létre.

Az 5.5. ábrán egy háromfázisú hídkapcsolású egyenirányító V3 félvezetőjének V1 félvezetőre való kommutációja után (3.10., 3.11., és 3.12. ábra) a védő R-C tagok kiszámításához szükséges helyettesítő ábra látható. A V3 félvezető kikapcsolását a K kapcsoló nyitása jelképezi. Az eredő R-C tag meghatározását az 5.6. ábrán látható helyettesítő kép szemlélteti.



5.5. ábra



$$C_e = \frac{5}{3}C$$

$$R_e = \frac{3}{5}R$$

5.6. ábra

A kikapcsolt félvezetőkkel párhuzamosan az 5.3. ábrán látható helyettesítő képnek megfelelően

$$C_e = \frac{5}{3} C \quad \text{kapacitású kondenzátor,}$$

$$R_e = \frac{3}{5} R \quad \text{ellenállású rezisztor, illetve sorosan}$$

$$L_k = 2L_s \quad \text{induktivitású fojtótekerics kapcsolódik.}$$

Ha az egyenirányító kapcsolásban több félvezető (pl. dióda) van párhuzamosan kapcsolva, az R-C elemek száma és nagysága csökkenthető. A több párhuzamosan kapcsolt diódához ugyanis elég csak egy R-C tagot kapcsolni, amelynek kondenzátor értéke kisebb lehet, mint az egy félvezetőhöz tartozó kondenzátor "n" szerese. (n - a párhuzamosan kapcsolt diódák száma). Ennek oka, hogy a párhuzamosan kapcsolt dióda típusok katalógusadataiban a Q_{rr} tárolt töltésmennyiség, illetve a $t_3 - t_1 = t_{rr}$ záráskésési időre megadott adatok felső határt jelentenek, amelyen belül szórás van. Ez azt jelenti, hogy a kommutáció során a párhuzamosan kapcsolt diódák Q_{rr} töltése nem egyszerre, hanem egymás után szűnik meg. A zárás pillanatában tehát kisebb eredő I_{ZM} áram folyik, mint az a párhuzamosan kapcsolt elemek számából, illetve a katalógusokból számítható. A kondenzátorral sorosan kapcsolódó ellenállás értékét, az áramkör többi elemének ismeretében lehet kiszámítani, értékét a rezgőkör megfelelő csillapításának biztosítása alapján kell meghatározni.

Bizonyos esetekben - alacsony L_s , illetve Q_{rr} értékek mellett - egyes berendezésgyártók a diódákkal párhuzamosan kapcsolt R-C elemeket elhagyják. Ennek oka, hogy a korábban vezető diódára a vezetésből való kilépés után az üzemi zárófeszültség csak viszonylag lassan emelkedik, így a záráskésés okozta túlfeszültség, közel nullaértékű feszültséghez adódik hozzá (3.8. ábra α_o szög), illetve a lezárt diódák záróirányú kapacitása megfelelő túlfeszültség csillapítást eredményez.

6. A félvezető elemek melegedése, hűtési módok.

6.1. A dióda veszteségi teljesítménye

A félvezetős berendezések tervezésének, kivitelezésének és üzemeltetésének egyik alapvető kérdése a felhasználni szándékolt, illetve felhasznált félvezető elemek réteg-hőmérsékletének és hőmérsékletváltozásának ismerete.

Ha egy dióda (vagy tirisztor) áramot vezet, az áramvezetés során a nyitóáramú áram és a nyitóáramú feszültség szorzatának megfelelő veszteségi teljesítmény alakul hővé a félvezető szerkezetében. Mivel a diódát a 6. 1. ábrán látható nyitóirányú jelleggörbe jellemzi, a számítások megkönnyítésére a diódatípust az U_o küszöbfeszültséggel és az $r_d = \Delta U_p / \Delta i_D$ differenciális ellenállással helyettesítjük. Egy adott I_{D1} áramhoz tehát

$$U_{D1} = U_o + r_d I_{D1} \quad \text{feszültségesés tartozik.}$$

Általánosságban tehát a nyitóirányú veszteség pillanatértéke

$$P_v = u_D i_D = (U_o + r_d i_D) i_D = U_o i_D + r_d i_D^2$$

(6.1.)

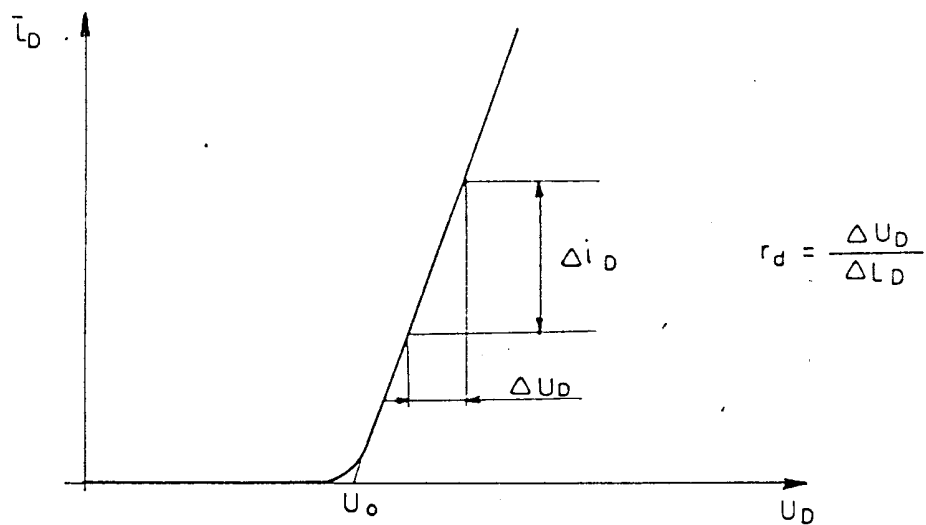
Ha a dióda áramterhelése periodikus, meghatározhatjuk a veszteségi teljesítmény átlagértékét.

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T u_D(t) i_D(t) dt$$
$$P_v = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_o i_D + r_D i_D^2) d\alpha = U_o \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_D d\alpha + r_D \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_D^2 d\alpha$$

$$P_v = U_o I_{AV} + r_D I_{RMS}^2$$

(6.2)

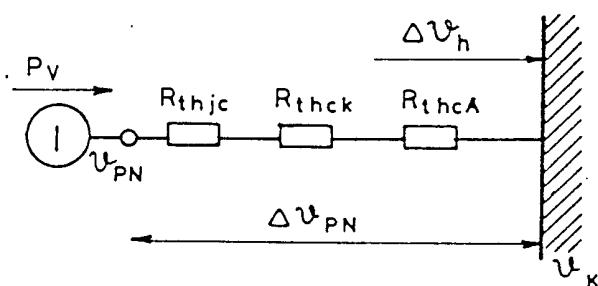
, ahol I_{AV} - a diódán átfolyó áram középértéke és I_{RMS} - a diódán átfolyó áram effektív értéke.



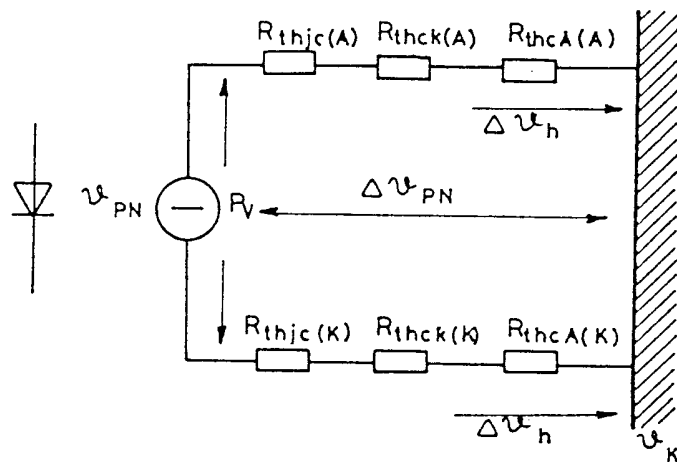
6.1. ábra

6.2. A melegedés számítása állandósult állapotban

Ha a dióda, illetve a hűtőrendszer hőkapacitásait nem vesszük figyelembe, illetve ha a menetes, vagy leszorított bázistönkű dióda elhanyagolható hővezető-képességű (nagy hőellenállású) nem hűtőoldali kivezetésének jelentéktelen hűtőhatásától eltekintünk a leszorított, vagy menetes bázis tönkű diódára a 6.2. ábrán látható termikus helyettesítő képet, míg a kétoldali hűtőtesttel ellátott diódára a 6.3 ábrán látható termikus helyettesítő képet rajzolhatjuk fel. (A 6.3., illetve a 6.4. ábra megegyezik a23, illetve 2.4. ábrával.)



6.2 ábra



6.3. ábra

Az ábrákon alkalmazott jelölések:

P_V	-	a veszteségi teljesítmény átlagértéke
ϑ_{PN}	-	a P -N átmenet hőmérséklete
ϑ_K	-	a környezeti hőmérséklet
R_{thjc}	-	a P-N átmenet és a tok közötti hőellenállás
$R_{thjc(A)}$	-	a P-N átmenet és a tok közötti anód oldali hőellenállás
$R_{thjc(K)}$	-	a P-N átmenet és a tok közötti katód oldali hőellenállás
R_{thck}	-	egyoldali átmeneti hőellenállás a tok és a hűtőtest között
$R_{thck(A)}$	-	az anód oldali átmeneti hőellenállás
$R_{thck(K)}$	-	a katód oldali átmeneti hőellenállás
R_{thcA}	-	a hűtőtest hőellenállása
$R_{thcA(A)}$	-	az anód oldali hűtőtest hőellenállása
$R_{thcA(K)}$	-	a katód oldali hűtőtest hőellenállása

Ha a dióda P-N átmenete és a ϑ_K környezeti hőmérséklet között a 6.2 ábra alapján

$$R_{thjc} + R_{thck} + R_{thcA}$$

hőellenállás van, a P-N átmenet átlaghőmérséklete:

$$\vartheta_{PN} = P_V (R_{thjc} + R_{thcK} + R_{thcA}) + \vartheta_K, \text{ tehát}$$

$$\vartheta_{PN} = P_v \sum R_{th} + \vartheta_k \quad (6.3)$$

(A dióda/tirisztor/ szerkezetében tehát a meghatározott terheléshez tartozó hőmérséklet, a veszteségi teljesítmény és a hőellenállás között hasonló összefüggés áll fenn, mint az egyszerű feszültség, az áram és az ellenállás között.

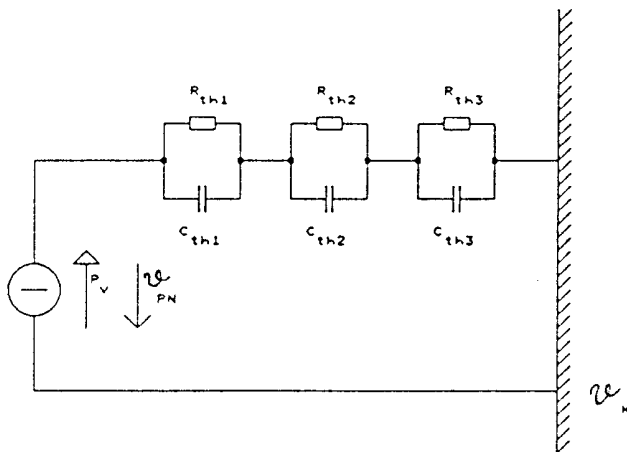
$$\vartheta_{PN} \rightarrow U, \quad P_v \rightarrow I, \quad R_{th} \rightarrow R$$

A (6.3) összefüggés állandósult állapotra érvényes, amikor -állandó veszteségi teljesítmény mellett- a hővezető rétegek hőtároló képessége hatástalan.

Kétoldali hűtőtesttel ellátott tárcsa kivitelű diódáknál a veszteségi teljesítmény két egyenlő részre osztható és a kétoldali hűtőtesten $\Delta\vartheta_h$ hűtőtest hőmérsékletemelkedés mellett $\Delta\vartheta_{PN}$ jön létre.

6.3. A melegedés számítása átmeneti állapotban

Ha a dióda (tirisztor) árama és ezzel nyitóirányú vesztesége is változik, ismernünk kell a P-N átmenet hőmérsékletének időbeli változását, hogy ellenőrizhessük, a változó terhelés(ek) mellett nem lépjük-e túl a félvezetőre megengedett hőmérsékletet. Ugrásszerű terhelésváltozásra a diódát (tirisztort) és a hozzá csatlakozó hűtőtestet egy több tagból álló hőmodellel jellemezhetjük. (6.4. ábra)



6.4. ábra

A P-N átmenet hőmérséklete:

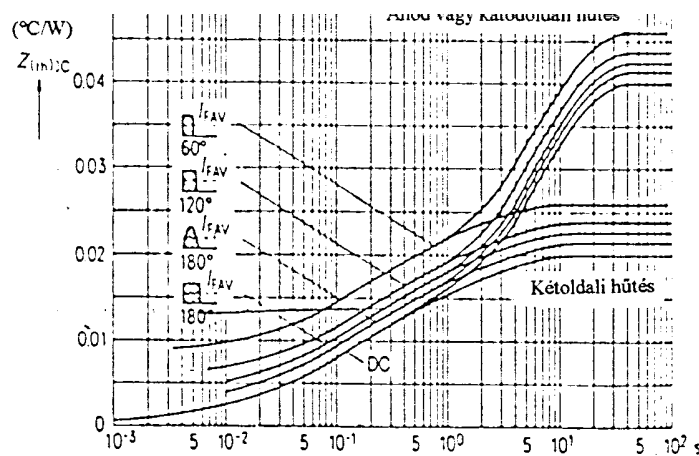
$$\vartheta_{PN}(t) = \hat{P} \sum_{n=1}^n R_{thn} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{thn} C_{thn}}} \right) + \vartheta_K, \text{ ahol:}$$

- $\hat{P}$ - az egység ugrásszerű veszteségi teljesítmény maximális értéke
 R_{thn} - a hővezetésben résztvevő "n"-dik réteg hőellenállása
 C_{thn} - a hővezetésben résztvevő "n"-dik réteg hőkapacitása
 ϑ_K - környezeti hőmérséklet

A $\sum_{n=1}^n R_{thn} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{thn} C_{thn}}} \right)$ értéket

$Z_{th}(t)$ tranziens hőimpedanciának nevezik.

A tranziens hőimpedancia értéket a gyakorlatban a gyártók diagramokban adják meg. Példaként a 6.5 ábrán a SIEMENS cég SSiR60 típusú diódájának tranziens hőimpedancia-idő diagramja látható.



6.5. ábra

A diagramok használata igen egyszerű. Ha ismerjük a veszteségi teljesítményt és a P-N átmenet hőmérsékletét keressük egy t_1 időpontban, a veszteségi teljesítményt meg kell szorozni az adott t_1 időhöz tartozó tranziens hőimpedanciával és a szorzatot hozzá kell adni a környezeti hőmérsékletéhez.

$$\vartheta_{PN}(t) = \hat{P} Z_{th}(t) + \vartheta_K$$

Több lépcsőben változó terhelés esetén a szuperpozíció elvét kell alkalmazni.
Mivel

$$Z_{th}(t) = R_{th} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{th}C_{th}}} \right)$$

Így

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Z_{th}(t) \Rightarrow R_{th}$$

6.4. A diódák párhuzamos kapcsolása

A diódák (tirisztorok) párhuzamos kapcsolása akkor szükséges, ha egy félvezetőelem nem, hanem csak egy adott darabszámú párhuzamosan kapcsolt félvezető biztosítja az áramirányító terhelése (túlterhelhetősége) által megkövetelt áramvezető-képesség biztosítását.

A párhuzamos működés során biztosítani kell, hogy a párhuzamosan kapcsolt diódák megközelítőleg azonos áramterheléssel üzemeljenek. Ezt a következő módon lehet biztosítani:

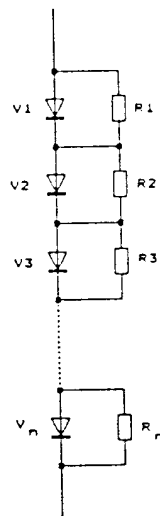
- a félvezetők válogatása a nyitóirányú jelleggörbék szerint,
- a félvezetőkkel sorba pozitív hőmérsékleti együtthatójú eszközt (ellenállást, biztosítót, stb.) kapcsolunk sorba. Mivel a szilíciumdióda vezetési feszültségesése (egy áramértékig) negatív hőmérsékleti együtthatóval rendelkezik a melegebb dióda vezetési feszültségesése csökken, így egyre több áramot vezet és így viszonylag nagy áramosztási aszimmetria jön létre. Ha a diódával a rajta lévő feszültségesés szempontjából pozitív hőmérsékleti együtthatójú biztosítót kapcsoljuk sorba (a szelektív védelem szempontjából is szükséges!) az áramosztási hibajelentősen csökkenthető.
- a sínezést, kábelezést - a lehetőségekhez képest - térszimmetrikusan alakítjuk ki, ugyanis az egyes sínszakaszokonkon eső feszültség az áramosztást jelentősen módosíthatja.

6.5. A diódák soros kapcsolása

A diódák (tirisztorok) soros kapcsolására akkor van szükség, ha egy felhasználni kívánt diódával (tirisztorral) nem biztosítható a zárófeszültség szempontjából megkívánt biztonsági tényező.

6.5.1. A statikus zárófeszültség megközelítőleg egyenletes elosztásának biztosítása

A statikus zárófeszültség megközelítőleg egyenletes elosztását a 6.6. ábrán a V_1 - V_n sorba kapcsolt diódákkal párhuzamosan kapcsolt R_1 - R_n ellenállásokkal biztosíthatjuk, ha az ellenállásokon átfolyó áram értéke kb. egy nagyságrenddel nagyobb, mint a diódákon átfolyó áram.

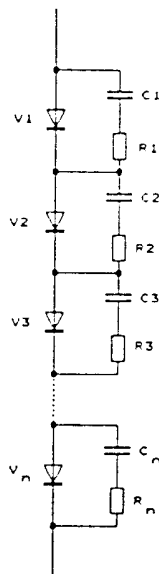


6.6. ábra

6.5.2. A kommutációs túlfeszültség megközelítőleg egyenletes elosztásának biztosítása

A kommutációs túlfeszültség megközelítőleg egyenletes elosztása érdekében a sorosan kapcsolt diódák mindegyikével párhuzamosan egy R-C tagot (esetleg csak C tagot) kapcsolunk párhuzamosan (6.7. ábra).

A diódák záráskezési ideje t_{rr} , illetve tárolt töltésük Q_{rr} nem azonos. Az a dióda, amelyik a kommutáció után elsőként nyeri vissza a záróképességét az első pillanatban a teljes zárófeszültséget magára kell hogy vegye, mert a többi sorba kapcsolt diódán még nem alakult ki a záróréteg. Ez a diódára nézve a legtöbb esetben meg nem engedhető túlfeszültséget jelent. A záróirányú feszültség dinamikus elosztását biztosítják a diódákkal párhuzamosan kapcsolt R-C tagok. A helyesen méretezett R-C tagok megakadályozzák a legkorábban lezárt diódákon a meg nem engedhető nagyságú kommutációs túlfeszültség kialakulását, illetve biztosítják, hogy a még záróképességüket vissza nem nyert diódák a záráskezési idő alatti, megnövekedett záróirányú árama a záróképességét visszanyert diódával párhuzamosan kapcsolt R-C elemeken keresztül záródjon.



6.7. ábra

6.6. A diódák hűtési módjai

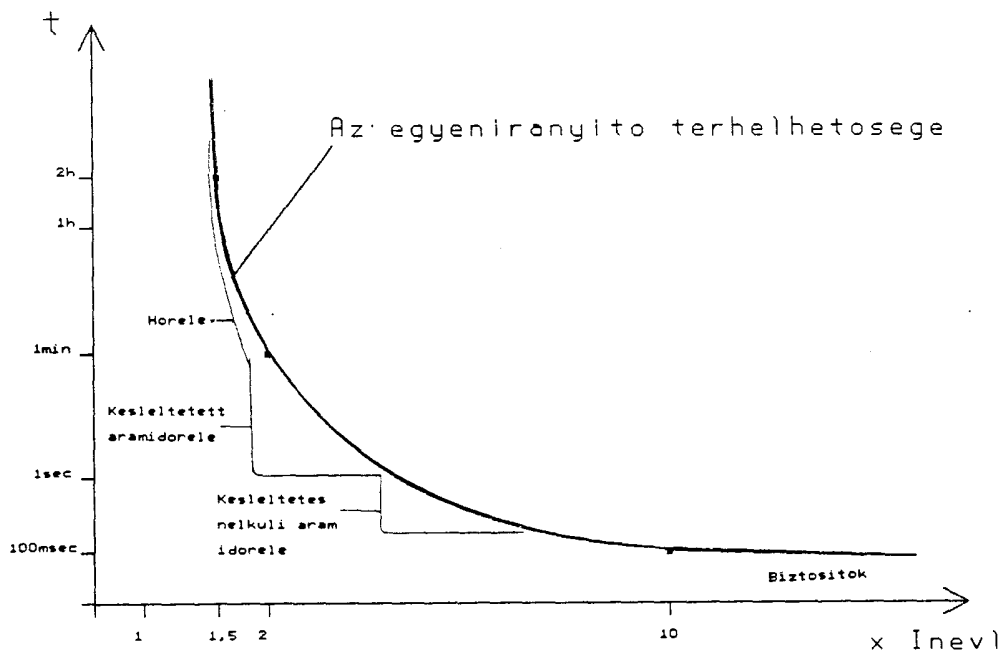
A diódákban hővé alakuló veszteségi teljesítmény a hűtési módtól függően okoz P-N átmenet túlmelegedést, ugyanis a különféle hűtési módok nagymértékben módosítják a hűtőtest hőellenállását. A dióda gyártó cégek a legtöbb esetben tipizált hűtőtesttel ajánlják a diódákat, feltüntetve az egyes terhelésekhez (vezetési szöghöz), illetve hűtési módhoz tartozó hőimpedancia, illetve túlmelegedési értékeket.

A természetes hűtési módnál jóval kisebb hőimpedancia (hőellenállás) értékeket lehet biztosítani forszírozott (kényszer) levegőhűtéssel. Az alacsonyabb hőellenállásértékek nagyobb félvezető terhelhetőségeket biztosítanak, azonban a berendezésbe mozgó alkatrész -ventillátor- kerül beépítésre, amelynek használata nem minden környezeti körülmény között megengedett. A legkisebb hőellenállásértékeket vízű hűtés segítségével lehet biztosítani, amely értelemszerűen a legnagyobb félvezető terhelhetőséget eredményezi, azonban a hűtéshez hűtővíz hálózat (zárt, vagy nyitott) és keringető rendszer szükséges.

7. Az egyenirányító berendezések túláram-idő védelmének koordinálása, túlterhelési osztályok.

Egy egyenirányító berendezés névleges terhelhetősége, illetve túlterhelhetősége az egyenirányító berendezés egyik legfontosabb jellemzője.

A különféle IEC előírások, illetve nemzeti szabványok számos túlterhelhetőségi osztályt különböztetnek meg. Az 1.-es táblázatban a teljesség igénye nélkül összefoglaltuk a főbb terhelhetőségi adatokat, illetve az osztályokat. A 7.1. ábrán egy egyenirányító túláram-idő védelmének koordinálására láthatunk példát. Az egyenirányító (túl)terhelhetőségi görbét "alulról" több túláram védelmi eszközzel (hőrelével, áramidőreléssel) közelítjük. Ezek az eszközök vagy a bemeneti megszakítókat, vagy az egyenáramú gyorskapcsolót működtetik. Hőrelé helyett az egyenirányító egyik diódájának hűtőtestébe helyezett (csavart) hőkapcsolóval is működtethetők a bemeneti megszakítók.



7.1. ábra

Nemzetközi előírások				IEC Publ. 84 / 1957	IEC Publ. 146/ 1973	IEC Publ. 146/ 1963	DIN Publ. 41756/ 1971	VDE 0555/ 9.62	NEMA Ri - 9/ 1968	USA: C34.2 1968 (ANSI)
Túlterhelhetőség a névleges áram százalékában										
125%	150%	200%	300%							
15 min	2 min	10 sec	-	II.	-	-	-	II.	-	-
2 h	-	10 sec	-	-	IV.	-	IV.	-	-	5.2.2.
2h	-	30sec	-	-	-	-	-	-	-	-
2 h	-	1 min	-	IIIb.	-	-	-	III.	-	-
-	2 h	1 min	-	IVb.	V.	E	V.	IV.	A	5.2.2.
-	2 h	-	1 min	Vb.	VI.	F	VI.	V.	B	5.2.2.
-	2 h	-	5 min	VIb.	-	-	-	VI.	-	-

1. táblázat

8. Az elektronikus berendezések megbízhatósága, főbb definíciók

Az elektronikus berendezések, különösen a nagy értékű, illetve életfontosságú berendezések egyik - a felhasználó számára - legfontosabb jellemzője a megbízhatóság.

A köznapi nyelvben a "megbízható" jelzővel az olyan embert, vagy tárgyat illetjük, akiben, vagy amiben meg lehet bízni, míg a műszaki életben a "megbízhatóság" fogalmat számokban kifejezett jellemző adatként használjuk, illetve értelmezzük.

Egy adott berendezést, készüléket beszerezni kívánó megrendelő a legtöbb esetben nem csak a berendezés, készülék műszaki jellemzőiről kíván felvilágosítást kapni, hanem arról is, hogy milyen hosszú ideig fogja a berendezés, illetve készülék az adott környezeti körülmények között a feladatát ellátni. A berendezések, készülékek egyik legfontosabb jellemzője a berendezésre, készülékre vonatkoztatott meghibásodási gyakoriság (λ_m).

A gyakorlatban a meghibásodási gyakoriságot a következők szerint becslik:

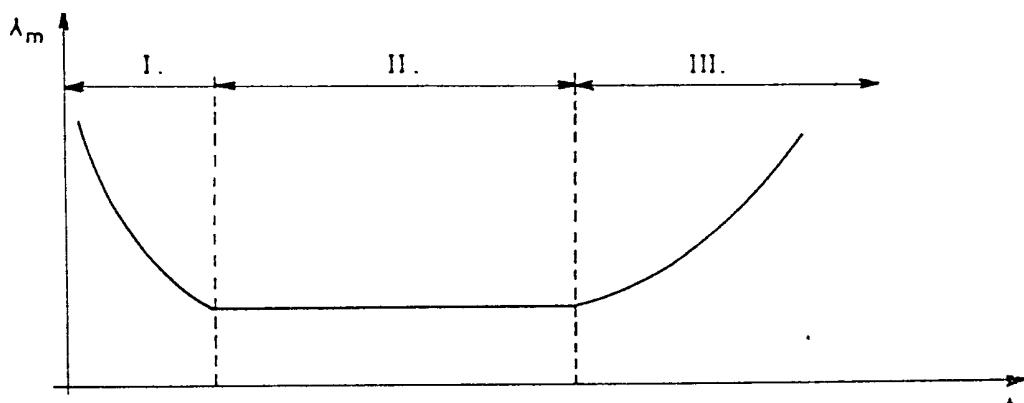
$$\lambda_m \cong \frac{C_m}{N\Delta t} \quad (8.1)$$

ahol	C_m	- a meghibásodások száma
	Δt	- a vizsgálati idő
	N	- a szűrőpróbatétel mennyisége.

(Például, ha 10^3 alkatrész közül 10^3 órás vizsgálat alatt négy meghibásodás történt

$$\lambda_m = \frac{4}{10^3 \cdot 10^3} = 4 \cdot 10^{-6} \left[\frac{1}{h} \right])$$

A meghibásodás gyakoriságát ábrázoló jelleggörbét jellegzetes alakja miatt "fürdőkad--jelleggörbének" (8.1. ábra) nevezik.



8.1. ábra

A "fürdőkád-jelleggörbének" három jellegzetes, egymást követő szakasza van. Az első szakasz (I.) a korai meghibásodások, a második szakasz (II.) a véletlen meghibásodások, míg a harmadik szakasz (III.) az elhasználódásból adódó meghibásodások tartománya.

A korai meghibásodások tartománya

A korai meghibásodások szakaszát meghatározó meghibásodási gyakoriság az idővel csökken. A műszaki termékek esetében az volna az ideális, ha a korai meghibásodások szakaszának vége időben egybeesne a gyártóüzemi vizsgálatok befejezésével.

A véletlen meghibásodások tartománya

A véletlen meghibásodások szakaszában a meghibásodási gyakoriság az időtől független, (állandó). Ezt a tartományt "használhatósági tartamnak" nevezik.

Az elhasználódásból adódó meghibásodások tartománya

A görbének ebben a szakaszában a meghibásodási gyakoriság az idővel növekszik. Ezt a tartományt az elhasználódási jelenségek következtében gyakoribbá váló meghibásodások jellemzik. Mivel a meghibásodások ebben a szakaszban egyre gyakoribbá válnak, ebben az időszakban kell az elhasználódásnak kitett alkatrészeket felújítani, vagy kicserélni.

A "fürdőkád-görbe" esetében az abszcisszára felvitt időtől függő fő befolyásoló tényező nem csak az idő, hanem más tényező is lehet. (Például: mágneskapcsoló esetén - a kapcsolási szám, tranzistor esetén a hőciklusszám stb.). A jobb, korszerűbb alkatrészbeépítés, illetve korszerűbb konstrukciók használata következtében az I/II. és a II/III tartományok átmenetei balra, illetve jobbra eltolódhatnak.

Ha a λ_m -állandó, a λ_m reciproka az átlagos élettartamot (m) adja.

$$m = \frac{1}{\lambda_m} [h]$$

(8.2)

Átlagos élettartamnak azonos objektumok várható élettartamát nevezzük. (Ha λ_m = állandó, akkor m = MTBF). Az MTBF - érték (Mean-Time-Between-Failures) az a közepes időérték, amely több javítható egység két meghibásodása között eltelik. Az MTBF értéket többféle módon lehet becsülni.

Ha a meghibásodási gyakoriság állandó az MTBF érték (Θ'):

$$\Theta' = \frac{N\Delta t}{C_m}$$

Lehet azonban minden egyes egység első meghibásodásáig eltelt időt is jegyezni (m_i) és ezután ezt a vizsgált egységek (i) számával osztani.

$$\Theta'' = \frac{m_1 + m_2 + m_3 + \dots + m_i}{i}$$

Végül lehet egyetlen egységet is vizsgálni és az első meghibásodásig eltelt időtartamot (m') meghatározni. A javítás után az egység ismét rendeltetésszerűen működik egészen a második meghibásodásig, ameddig m'' idő telik el. A második javítás után a harmadik meghibásodásig m''' üzemidő telik el. Ebben az esetben a következő összefüggések érvényesek:

$$\Theta''' = \frac{m'_1 + m'' + m''' + \dots + m^b}{b}$$

Az MTBF becsült értékei egy sorozattermékre annál pontosabbak, minél hosszabb a vizsgálati idő és megfelelően nagy hibaszám esetén minél nagyobb a szűrőpróba során kivett mennyiség.

Egy berendezés megbízhatóságát jellemző (λ_m , m , MTBF) értékeket a berendezés alkatelmeinek, illetve a gyártástechnológia pontos ismerete alapján számítással is meg lehet határozni.

Egy berendezésgyártó cég a berendezések gyártásához felhasznált alkatrészek, részegységek szállítójától megkövetelt megbízhatóságú alkatrészek, illetve részegységek szállítását kell, hogy megkövetelje, hiszen a saját gyártástechnológiájának ismeretében csak így tudja biztosítani az általa gyártott berendezések megfelelő megbízhatóságát.

8.1 A hőmérséklet hatása a meghibásodási gyakoriságra

Sok meghibásodási mechanizmus - különösen a félvezető alkatrészek esetében - hőmérsékletfüggő. A meghibásodási folyamatot leíró egyenlet az Arrhenius-egyenlet egy változata.

Az élettartam - hőmérsékletfüggését a következő összefüggés adja meg:

$$m_g = Ae^{\frac{E_a}{KT}} \quad (8.3)$$

, ahol

A - az adott anyagra jellemző állandó

- E_a - az elektronvoltban megadott aktivációs energia, amely egy lezárt P-N átmenet vezető állapotba való kapcsolásához szükséges. (Ge - 0,78eV, Si - 1,12 eV).
 K - a Boltzmann állandó
 T - az abszolút hőmérséklet.

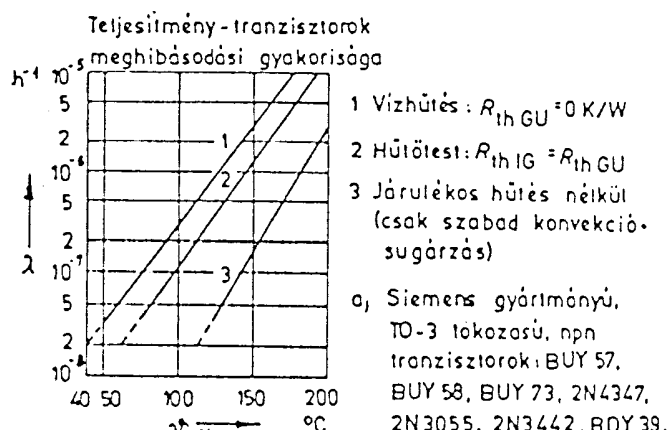
A (8.3) összefüggésből levezethető a 10 °C-os szabály. A 10 °C-os szabály azt mondja ki, hogy a félvezetőkre megengedett határhőmérséklet alatt a félvezető élettartama a felére csökken, ha a hőmérséklet 10 °C-kal emelkedik, illetve a hőmérséklet 10 °C-os csökkentésével az élettartam megkétszereződése várható. (Bizonyításként, ha $T_1 = 393K$, $T_2 = 383K$

$$\frac{m_2}{m_1} = 2,4 > 2$$

A grafikus ábrázolás érdekében az (8.3) egyenlet természetes alapú logaritmusát szokás venni.

$$\ln \cdot m = \ln \cdot A + \frac{E_a}{KT}$$

A gyakorlatban a 10 °C-os szabály érvényességére több példát is lehet találni. Az akkumulátorok egyik régóta ismert tulajdonsága, hogy a környezeti hőmérséklet 10 °C-kal, való emelkedésekor az akkumulátor típus élettartama feleződik. (Akkumulátorok esetében az Arrhenius egyenlet egy másik alakja használatos!). A meghibásodási gyakoriság kétszeresére növekedését a félvezetők réteghőmérsékletének növekedésekor is megfigyelhetjük. Példaként a 8.2. ábra egy teljesítménytranszisztor meghibásodási gyakoriságának változását mutatja a P-N átmenet hőmérsékletének függvényében.



8.2. ábra

Az ábrából jól látszik, hogy λ_m kétszeresére növekszik, ha a P-N átmenet hőmérsékletet 140 °C-ról 150 °C-ra növeljük.

Egy adott berendezéshez, illetve működésmódhoz egy meghatározott hatásfok, illetve veszteségi teljesítmény tartozik. Az, hogy az alkatelemeket maximális határhőmérsékletük alatt kell üzemeltetni az törvényszerű, az azonban, hogy mennyivel a maximális határhőmérséklet alatt célszerű üzemeltetni őket, az elsősorban megbízhatósági, illetve gazdasági (ár) kérdés.

A kisebb meghibásodási gyakorisághoz, illetve nagyobb élettartamhoz alacsonyabb alkatrész hőmérséklet tartozik, amit értelemszerűen vagy nagyobb egységteljesítményű alkatrész(ek), vagy több párhuzamosan, vagy sorosan kapcsolt kisebb egységteljesítményű alkatrész(ek), vagy intenzívebb hűtési mód alkalmazásával lehet biztosítani. Ez azonban a gyártó részéről többletköltséggel jár, így a kisebb meghibásodási gyakorisággal jellemezhető berendezés drágább.

Általános szabályként elmondható, hogy egy adott felhasználási célra, optimális meghibásodási gyakorisággal rendelkező berendezést, készüléket kell megrendelni, illetve szállítani.

8.2. A hőciklus igénybevétel hatása a meghibásodási gyakoriságra.

Egy félvezető (tranzisztor, dióda, stb.) szilíciumlapkája és a bázistönk anyaga nem azonos hőtágulási együtthatóval rendelkezik. (A szilíciumnak csak a szilíciummal azonos a hőtágulási együtthatója!). A hőtágulási együtthatók különbsége miatt felmelegedéskor, illetve lehűléskor mechanikai feszültség jön létre a szilíciumlapka és az anyag között, amelyhez a lapkát rögzítik és egy meghatározott számú felmelegedés - lehűlés ciklus hatására a szilíciumlapka megreped és a félvezető meghibásodik. A félvezető felmelegedés - lehűlés ciklusát hőciklusnak nevezik. Azt a hőciklusszámot, amely a félvezető tönkremenetelét okozza a következőképpen lehet felírni:

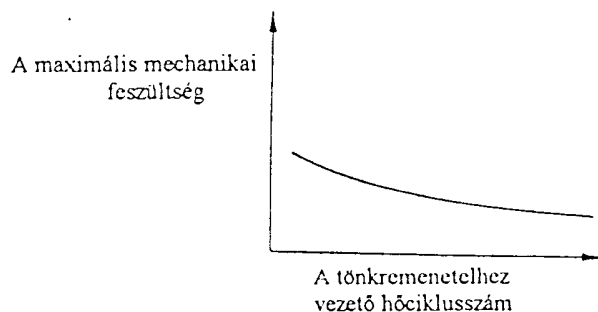
$$N = A_o e^{\frac{\varphi_o}{(\alpha_1 - \alpha_2) \Delta \vartheta L}}$$

, ahol

N	- a tönkremenetelhez vezető hőciklusszám
φ_o, A_o	- a P-N átmenet felerősítő (rögzítő) rendszerére jellemző állandók
α_1	- annak az anyagnak a hőtágulási együtthatója, amelyikre a P-N átmenet fel van szerelve
α_2	- a szilíciumlapka hőtágulási együtthatója
$\Delta \vartheta$	- az érintkező felületek hőmérsékletváltozása
L	- a szilíciumlapka maximális mérete

A 8.3. ábrán tendenciaként látható, hogy a maximális mechanikai feszültség csökkenése

a tönkremenetelhez vezető hőciklus számot növeli.



8.3. ábra

Az érintkező anyagok különböző hőtágulási együtthatóiból adódó hőciklusszámot a gyártók különféle módszerekkel próbálják növelni. Az egyik ilyen módszer, hogy a szilíciumlapkát nem közvetlenül a vörösréz, vagy acél bázistönkhöz rögzítik, hanem a vörösréz, vagy acél bázistönk és a szilíciumlapka közé molibdén lapkát helyeznek el, amelynek a hőtágulási együtthatója közelebb van a szilícium hőtágulási együtthatójához, mint a vörösréz, vagy az acél hőtágulási együtthatója.

$$\alpha_{Si} = 3 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^{\circ}C}, \quad \alpha_{Mo} = 6 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^{\circ}C}, \quad \alpha_{Fe} = 14 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^{\circ}C}, \quad \alpha_{Cu} = 17,5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^{\circ}C}$$

A másik megoldás, hogy a szilíciumlapka felerősítéséhez olyan rögzítőanyagot (forrasztóanyagot) használnak, amely a mechanikai feszültségeket felveszi.

A harmadik megoldás, hogy a szilíciumlapkát rugós leszorítással rögzítik a bázistönkhöz.

A 8.4. ábrán példaként az RCA cég által gyártott 2N 3055 típusú tranzisztor teljesítmény disszipáció - hőciklusszám - tok hőmérsékletváltozás görbéi láthatóak. A görbékből látható, hogy a tönkremenetelhez vezető hőciklusszám jelentősen csökken, ha a félvezető hőmérsékletváltozása $\Delta\theta$ nő.

A meghibásodási gyakoriságot a félvezetők hőciklus "érzékenysége" növeli. A meghibásodási gyakoriságot a hőciklus igénybevétel, valamint a hőmérséklet (Arrhenius egyenlet) figyelembe vételével a következő alakban lehet felírni:

$$\lambda_m = \lambda_g + \lambda_{\Delta g}$$

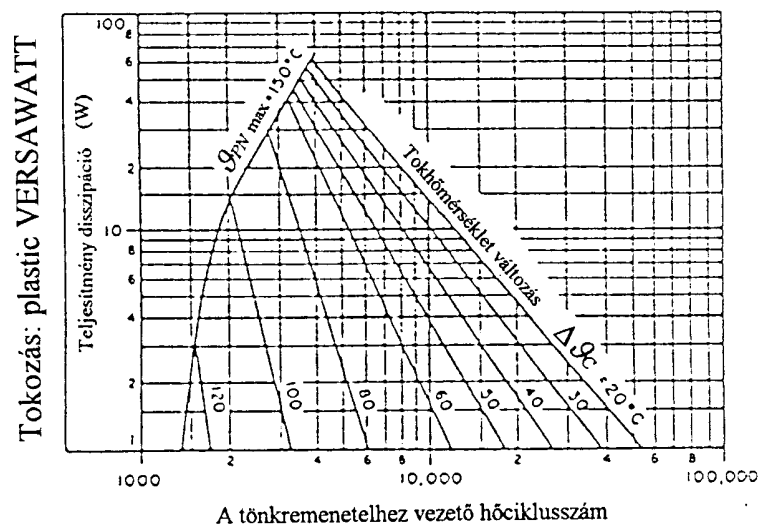
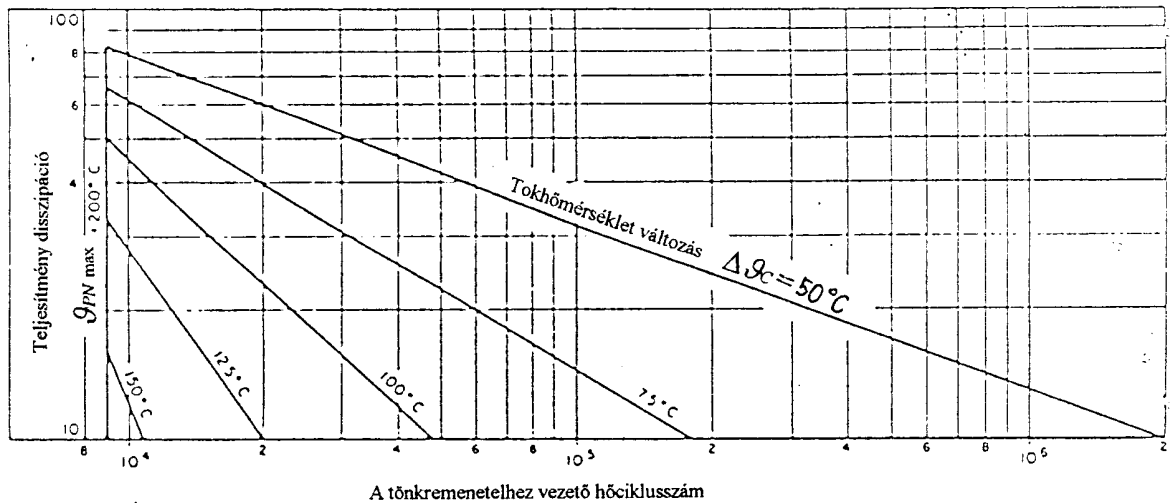
(8.4)

, ahol.

- λ_m - meghibásodási gyakoriság
- λ_g - a meghibásodási gyakoriság hőmérsékleti összetevője

$$\lambda_g = \frac{1}{m_g} \quad (8.2) \text{ összefüggés}$$

- $\lambda_{\Delta g}$ - a meghibásodási gyakoriság hőciklus összetevője.



8.4. ábra

A (8.4) egyenletből látszik, hogy egy félvezető meghibásodási gyakorisága a $\lambda_{\Delta g}$ hatására nő, tehát a félvezető várható átlagos élettartama csökken, tehát egy berendezés, vagy készülék tervezésekor - a várható élettartam szempontjából - a hőciklusigénybevételt is figyelembe kell venni!

8.3. A meghibásodási gyakoriság összetevői

A gyakorlatban egy berendezés, készülék λ_m meghibásodási gyakorisága a λ_g és a $\lambda_{\Delta g}$ tényezőkön kívül más tényezőktől is függ. A teljesség igénye nélkül:

$$\lambda_m = \lambda_g \pi_Q \pi_E \pi_P + \lambda_{\Delta g}$$

,ahol

- π_Q - a gyártóra jellemző minőségi tényező
- π_E - a környezeti tényező
- π_P - a tokozási tényező.

A π_Q gyártóra jellemző minőségi tényező veszi figyelembe a felhasznált alapanyagok, alkatrészek, részegységek meghibásodási gyakoriságát, illetve a tervezés szempontjait, valamint a gyártás "körülményeit".

A π_E környezeti tényező figyelembe veszi, hogy az adott berendezés, készülék, vagy az alkatrész milyen környezeti körülmények között üzemel, ugyanis a környezeti körülményekből származó rezgések és lökések a meghibásodási gyakoriságot növelik. A 2. táblázat a π_E értékek különféle környezeti körülmények közötti tájékoztató értékeit mutatja.

Környezeti körülmények	π_E
Stacionárius üzem szárazföldön	1
Hajók	1,2
Vasutak	2,4
Dugattyús motoros repülőgépek	5
Reaktív hajtóműves repülőgépek	6
Rakéták a rakétatöltet égése közben	100

2. táblázat

A π_P tokozási tényező olyan berendezések, készülékek alkatrészek meghibásodási tényezőjét növeli, ahol a tokozás meghibásodása a berendezés, készülék, vagy alkatrész gyors

meghibásodását eredményezi. (pl.: egy dióda, tirisztor, tranzisztor, vagy akkumulátor tokozásának hibája.)

Összegezve, egy adott feladatra igényelt, tervezett, illetve gyártott berendezésnek az adott igény kielégítéséhez szükséges átlagos élettartammal, illetve MTBF értékkel kell rendelkeznie.

8.4. A megbízhatóság növelésének módszerei

A teljesség igénye nélkül röviden ismertetjük, a meghibásodási gyakoriság csökkentésének néhány módszerét.

- Kevés alkatétel alkalmazása.
- Minimális λ_m értékkel rendelkező alkatélemek alkalmazása.
- Redundáns felépítés.

Az aktív redundancia fogalmán egy "r" elemből álló redundáns rendszert értenek, amelynek elemei közül egy kivételével valamennyi meghibásodhat anélkül, hogy a rendszer meghibásodna. Ilyen például egy több párhuzamosan kapcsolt diódát tartalmazó egyenirányító berendezés (4.3. ábra), amelyben egy dióda meghibásodása a terhelhetőséget igen, a berendezés funkcionális működését azonban nem befolyásolja. (4.1. fejezet). Állandó meghibásodási gyakoriságú elemek esetén a párhuzamos redundanciával rendelkező egység átlagos élettartama:

$$m_p = \sum_{\xi=1}^r \frac{1}{\xi \lambda}$$

(például három, párhuzamosan kapcsolt egyforma alkatrész esetében

$$m_p = \frac{1}{1\lambda} + \frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{3\lambda} = \frac{11}{6} \cdot \frac{1}{\lambda}$$

$$m_p = 1,83m)$$

- Rövid üzemidő / kis működési szám
- Csökkentett terhelés
A fejlesztő, tervező, gyártó mindig éljen azzal a lehetőséggel, hogy egy csökkentett terhelésű alkatrész élettartama hosszabb.
- Túlterhelés(ek) elleni védelem
A meghibásodási gyakoriságok meghatározásánál a nem megengedett túlterhelések okozta meghibásodásokat nem számítják be, azonban a rendszer tervezőjének gondoskodnia kell a fokozott áram, termikus, mechanikus stb. igénybevétel elleni védelemről. (pl.: egyenirányító esetében olvadó biztosítók) - Csak megbízható alkatélemeket szabad

alkalmazni.

- Megelőző karbantartás

Az elhasználódó, öregedő alkatrészeket tartalmazó, fokozott meghibásodásnak kitett berendezések, készülékek megbízhatóságnövelésének módszere az ésszerű karbantartási stratégia keretében a berendezés, részegység meghibásodása előtt elvégzett alkatrész, illetve részegység csere.

- Automatikus hibadiagnózis

Mivel a karbantartási tevékenység költségekkel jár, valamennyi automatikus hibadiagnosztikai megoldás (pl.: önmagukat ellenőrző áramkörök, stb.) alkalmazása, illetve a karbantartási tevékenység adott, költségkímélő időben végzett tevékenysége (pl.: a távbeszélőközpontok éjjeli, kisforgalmú időben történő ellenőrzése stb.) nem csak megbízhatóságnövelő, hanem költségcsökkentő intézkedés is.

A felsorolt módszerekből látszik, hogy mind a gyártó, mind pedig a felhasználó jelentősen hozzájárulhat egy berendezés megbízhatósági szintjének emeléséhez.

9. Alkalmazott jelölések és azok értelmezése.

U_{Sn}	Egy többfázisú transzformátor "n"-dik fázisának szekunder fázisfeszültsége.
U_{Pn}	Egy többfázisú transzformátor "n"-dik fázisának primer fázisfeszültsége.
U_{Peff}	Szimmetrikus háromfázisú hálózat esetén egy háromfázisú transzformátor egyik primer fázisfeszültsége.
U_{Svn}	Egy többfázisú transzformátor szekunder vonali feszültsége.
U_{Pvn}	Egy többfázisú transzformátor primer vonali feszültsége.
U_{do}	Az egyenirányító ideális kimeneti feszültségének középvértéke.
U_{δ}	A kommutáció alatt az egyenirányító kimenetén levő a fedés alatti feszültség összetevő.
$U_{\delta k}$	A fedés alatt kieső feszültség középvértéke.
U_{dT}	Az egyenirányító tényleges kimeneti feszültsége.
$U_{d\delta}$	Az egyenirányító kimeneti feszültségének középvértéke fedés esetén.
U_o	A diódatípus küszöbfeszültsége.
U_R	A dióda záróirányú feszültsége.
U_{RRM}	A diódatípus megengedett maximális csúcs-zárófeszültsége (Repetitive Reserve Maximum).
U_{RSM}	A diódatípus megengedett nem ismétlődő csúcs-zárófeszültsége (Repetitive Surge Maximum).
U_D	A dióda vezetőirányú feszültségesése.
U_r	Az egyenirányító soros ellenállásain eső feszültség.
I_d	Az egyenirányító kimenő árama.
I_{Seff}	Az egyenirányító transzformátor egyik szekunder tekercsében folyó áram effektív értéke.
I_{Peff}	Az áramirányító transzformátor egyik primer tekercsében folyó áram effektív értéke.
I_{vn}	Egy "n"-dik dióda árama.
I_{Sn}	Egy többfázisú transzformátor "n"-dik szekunder tekercsében folyó áram.
I_{Pn}	Egy többfázisú transzformátor "n"-dik primer tekercsében folyó áram.
I_{1Y}	Egy Y-y transzformátorral rendelkező egyenirányító R fázisához tartozó felvett árama.
$I_{1\Delta}$	Egy Δ -y transzformátorral rendelkező egyenirányító R fázishoz tartozó felvett árama.
I_{AVM}	A diódatípus megengedett maximális tartós határárama. A megengedett maximális tartós határáramot 1F, 1U, 1Ü kapcsolásban, rezisztív terheléssel, adott bázistönk hőmérsékletnél, 50 Hz működési frekvenciánál mérik. A megengedett maximális tartós határáram a dióda P-N átmenetét még nem melegíti a megengedett P-N átmenet hőmérséklet fölé.

I_D	A dióda nyitóirányú árama.
I_{AV}	A diódán átfolyó áram középértéke (Average).
I_{RMS}	A diódán átfolyó áram effektívértéke (Root Mean Square).
I_{SM}	A diódatípus lököárama (Surge Maximum).
	A lököáram egy szinusz félhullám alakú áram maximális értéke. (Két áramértéket lehet megkülönböztetni, aszerint, hogy a diódatípust a lököáramú igénybevétel után zárófeszültséggel a diódatípus tönkremenetele nélkül igénybe lehet-e venni. Értelmszerűen a lököáramú igénybevételt követő zárófeszültség igénybevétel esetén a megengedett lököáram érték kisebb, mint ha a diódatípus a lököáramú igénybevétel után nem kap zárófeszültségű igénybevételt.)
I_{RM}	A diódatípus maximális statikus záróárama.
I_{ZM}	A kommutációkor létrejövő maximális dinamikus záróirányú áram.
I_{ZS}	A dióda típus statikus záróárama.
$\int i^2 dt, (i^2 t)$	Határterhelési integrál. (Egységnyi ellenálláson létrejövő veszteségi energia). A félvezető - félvezetővédő biztosító kiválasztására szolgál.
I_z	A kommutáció alatt létrejövő (belső) rövidzárási áram.
p_v	A diódán keletkező veszteség pillanatértéke
P_v	A diódán keletkező veszteség átlagértéke
S_t	Az áramirányító transzformátor típus (építési) teljesítménye, ahol S_p = az áramirányító transzformátor primer tekercsének látszólagos teljesítménye, S_s az áramirányító transzformátor szekunder tekercsének látszólagos teljesítménye.
S	A látszólagos teljesítmény.
P	A hatásos teljesítmény.
P_d	Az egyenirányító egyenáramú kimeneti teljesítménye, $P_d = U_d I_d$
P_H	Az egyenirányító hálózathoz felvett hatásos teljesítménye.
λ	A teljesítménytényező, $\lambda = P/S$.
R_{thjc}	A P-N átmenet és a tok közötti hőellenállás.
$R_{thjc(A)}$	A P-N átmenet és a tok közötti anód oldali hőellenállás.
$R_{thjc(K)}$	A P-N átmenet és a tok közötti katód oldali hőellenállás.
R_{thCK}	Egyoldali átmeneti hőellenállás a tok és a hűtőtest között.
$R_{thCK(A)}$	Az anód oldali átmeneti hőellenállás.
$R_{thCK(K)}$	A katód oldali átmeneti hőellenállás.
R_{thCA}	A hűtőtest hőellenállása.
$R_{thCA(A)}$	Az anód oldali hűtőtest hőellenállása.
$R_{thCA(K)}$	A katód oldali hűtőtest hőellenállása.
R_d	A diódatípus differenciális ellenállása.
ϑ_k	A környezeti hőmérséklet.
ϑ_{PN}	A diódatípus P-N átmenetének hőmérséklete
ϑ_{PNmax}	A diódatípus P-N átmenetének maximálisan megengedett hőmérséklete
$\Delta \vartheta_{PN}$	A P-N átmenet túlmelegedése a környezeti hőmérséklethez képest.
ϑ_h	A hűtőtest túlmelegedése a környezeti hőmérséklethez képest.

δ	A fedési szög.
X_P	A primer oldalra redukált reaktancia.
K_f	A formatényező.
A_n	Az egyenirányító hálózati áram Fourier-sorának "n"-dik koszinuszos összetevőjének az amplitúdója.
B_n	Az egyenirányító hálózati áram Fourier-sorának "n"-dik szinuszos összetevőjének az amplitúdója.
L_d	A kimeneti simító fojtótekercs.
L_{S1}	A szekunder oldalra redukált szórási induktivitások.
L_{S2}	
L_{S3}	
n	A felharmonikus rendszám.
p	Az áramirányító ütemszáma.
φ_1	Az alapharmonikus fázisszöge.
t	Az idő.
t_{olv}	A biztosítótípus olvadási ideje.
t_{iv}	A biztosítótípus ívelési ideje.
λ_m	A meghibásodási gyakoriság.
C_m	A meghibásodások száma.
N	A szűrőpróbatétel mennyisége.
Δt	A vizsgálati idő.
m	Az átlagos élettartam. Ha k_m - állandó $m = MTBF$.
MTBF	Az átlagos időérték, amely több javítható egység meghibásodása között eltelik (Mean-Time-Between-Failures).
m_g	Az átlagos élettartam hőmérsékleti összetevője.
E_a	Az aktivációs energia (Ge-0,78 eV, Si- 1,12 eV).
K	A Boltzmann állandó.
N_{TC}	A tönkremenetelhez vezető hőciklusszám.
α	A hőtágulási együttható.
Δg	Az érintkező felületek hőmérsékletváltozása.
L	A szilícium lapka maximális mérete.
$m_{\Delta g}$	Az átlagos élettartam hőciklus összetevője.
π_Q	A gyártásra jellemző minőségi tényező.
π_E	A környezeti tényező.
π_φ	A tokozási tényező.

10. Irodalomjegyzék

Heurmann - Stumpe:	Tirisztortechnika
Csáky - Gannszky - Ipsits - Marti:	Teljesítményelektronika
Marti Sándor:	Erősáramú elektronika
W.D. Williams:	Thermal-Cycling Rating System for Silicon Power Transistors
L.J. Gallace:	Quantitive Measurements of Thermal-Cycling Capability of Silicon Power Transistors
G.A. Lang, B.J. Fehder and W.D. Williams:	Thermal Fatigue in Silicon Power Transistors
Bob Botos and Bob Haver:	A Fuse-Thyristor Coordination Primer
Bill Roehr and Bryce Shiner:	Transient Thermal Resistance - General Data and Its Use
Eugen Schaefer:	Megbízhatóság az elektronikában
Siemens:	Szilícium - Gleichrichterdiode >30A
Siemens:	Datenbuch
	Gleichstromversorgung für Bahnen
	Selbstbelüftete Silizium - Bahnspise - gleichrichter mit Scheibendiode
Siemens:	Gleichstromversorgung für Bahnen
	Selbstbelüftete Silizium - Bahnspise - gleichrichter mit Schraubdiode