

Értékünk AZ **Ember**

Humán erőforrás-fejlesztési Operatív Program



Puklus Zoltán

TELJESÍTMÉNYELEKTRONIKA



SZÉCHENYI ISTVÁN
EGYETEM
GYŐR

Magyarország célba ér



Készült a HEFOP 3.3.1-P.-2004-09-0102/1.0 pályázat támogatásával.

Szerző: dr. Puklus Zoltán
egyetemi docens

Lektor: dr. Hidvégi Timót
egyetemi docens

A dokumentum használata

Mozgás a dokumentumban

A dokumentumban való mozgáshoz a Windows és az Adobe Reader megszokott elemeit és módszereit használhatjuk.

Minden lap tetején és alján egy navigációs sor található, itt a megfelelő hivatkozásra kattintva ugorhatunk a használati útmutatóra, a tartalomjegyzékre, valamint a tárgymutatóra. A ◀ és a ▶ nyilakkal az előző és a következő oldalra léphetünk át, míg a Vissza mező az utoljára megnézett oldalra visz vissza bennünket.

Pozicionálás a könyvjelzőablak segítségével

A bal oldali könyvjelző ablakban tartalomjegyzékfa található, amelynek bejegyzéseire kattintva az adott fejezet/alfejezet első oldalára jutunk. Az aktuális pozíciókat a tartalomjegyzékfában kiemelt bejegyzés mutatja.

A tartalomjegyzék használata

Ugrás megadott helyre a tartalomjegyzék segítségével

Kattintsunk a tartalomjegyzék megfelelő pontjára, ezzel az adott fejezet első oldalára jutunk.

Keresés a szövegben

A dokumentumban való kereséshez használjuk megszokott módon a Szerkesztés menü Keresés parancsát. Az Adobe Reader az adott pozíciótól kezdve keres a szövegben.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	5
2. Teljesítményfélvezetők.....	6
2.1. A teljesítménydióda	6
2.2. A tirisztor	13
2.3. A GTO tirisztor	27
2.4. A teljesítménytranzisztor	38
2.5. A MOSFET	46
2.6. Az IGBT tranzisztor	58
2.7. Az MCT (MOS vezérelt tirisztor).....	63
2.8. Kapcsolási veszteségek.....	65
3. Kapcsolóüzemű tápegységek.....	67
3.1. A feszültségcsökkentő (buck) konverter	68
3.2. A feszültségnövelő (boost) konverter.....	81
3.3. A polaritásváltó (buck-boost) konverter	91
3.4. A Cuk konverter	100
3.5. A kapcsolóüzemű tápegységek hatásfoka és a modern konverterek	103
3.6. A flyback konverter (záróüzemű konverter).....	110
3.7. A forward konverter (nyitóüzemű konverter)	116
3.8. Rezonáns konverterek.....	124
3.9. Az egységnyi teljesítménytényezőjű konverterek	135
3.10. Útmutató az energiatárolós tekercs és transzformátor méretezéséhez	143
4. A frekvenciaváltók	171
4.1. A modern energetikai szemlélet a teljesítményelektronikában.....	173
4.2. A DC-AC átalakítók (inverterek, szaggatók)	194
4.3. Impulzus szélesség moduláció (PWM moduláció)	207
<i>Irodalomjegyzék</i>	<i>225</i>

1. Bevezetés

A leglátványosabb jele a modern teljesítményelektronika térnyerésének az, hogy a felhasznált villamos energia több mint 50%-ának, a felhasználónál egy készüléken, egy ipari berendezésen belül esetleg többször is megváltoztatjuk a tápforrásból kapott feszültségét, fázisszámát és frekvenciáját.

A modern teljesítményelektronika megjelenését az 1950-es évekre tehetjük, és a tirisztorok megjelenéséhez köthetjük. Az első tirisztorokat követték a ma már jól ismert modern félvezetők, mint pl. a teljesítménytranzisztor, a MOSFET, a GTO, az IGBT, az MCT stb.

E modern félvezetők teljesen megváltoztatták a valamikor (1950–1980) a tirisztoros szaggatókra, vezérelt egyenirányítókra kifejlesztett ipari és felhasználói környezetet. A tirisztorokat követő félvezetők már viszonylag egyszerű módszerekkel vezérelhető elemek, azaz terhelés alatt is kikapcsolhatóak. A mai modern teljesítményelektronika, azt mondhatnánk, hogy a feszültség (áram) szaggatására épül. A tirisztorokra jellemző pár száz Hz-es szaggatási frekvencia helyett, ma már a 10...100 kHz-es, sőt MHz-es működés sem ritka.

A teljesítményelektronika egy igazi multidiszciplináris tudomány, megköveteli a jártasságot nem csak az analóg és digitális elektronikában, hanem a mágnességtan, a szilárdtest fizika, az elektronikus áramkörök, vezérlés- és irányítástechnika, felsőbb matematikai ismeretek, az áramkör és rendszer szimulációs ismeretek, a számítógépes folyamatirányítás, a villamos gépek és berendezések stb., témaköreiben.

E könyv három nagy részre bontható.

A *teljesítménykapcsolóknál* megismerjük a modern kapcsolók jellegzetességeit, vezérlési technikáikat, elektronikus védelmüket.

A *kapcsolóüzemű tápegységek* fejezetben bepillantást nyerünk a kapcsolóüzemű tápegységek rendszerébe, tervezési módszereit is bemutatjuk.

A *frekvenciaváltók* fejezet gyakorlatilag a villamos gépek (motorok) elektronikus vezérlésével foglalkozik.

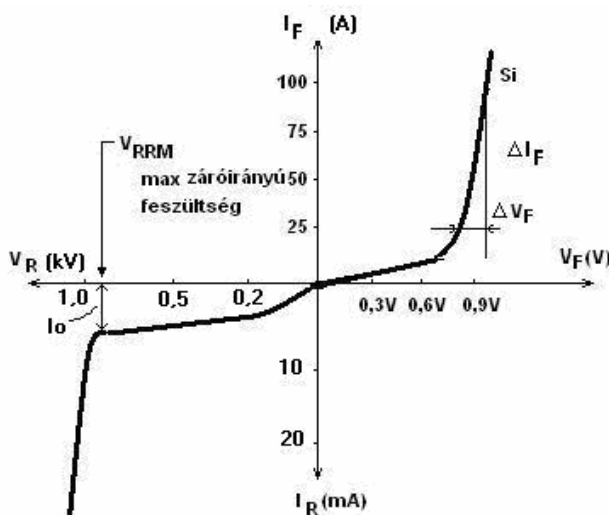
Az utolsó fejezet néhány példán keresztül arra a mai követelményrendszerre is rámutat, hogy egy tervezőnek a klasszikus módszereket ki kell egészítenie a modern hálózat- és rendszerszimulációs programok ismeretével és használatával. A mai „villamos szellemi alkotás” a következőket jelenti: elméleti tervezés, hálózatszimuláció, rendszerszimuláció, építés, élesztés, tesztelés, újratervezés.

2. Teljesítményfelvevők

2.1. A teljesítménydióda

A nagyáramú, nagy záróirányú feszültséget elviselő és rövid kapcsolási idővel működő diódák a teljesítménydiódák.

Mivel szerepük meghatározó a teljesítményelektronikában, fejlesztésükre nagy hangsúlyt fektetnek.



2.1. ábra. A dióda karakterisztika

Mivel a dióda árama nagyságrendileg nagyobb nyitóirányban, mint záróirányban és nyitóirányú feszültségesése nagyságrendileg kisebb, mint záróirányban, mind inkább elterjedőben van, hogy a jelölésben is megkülönböztetjük ezeket. A nyitóirányú feszültséget és áramot az F, míg a záróirányúakat az R indexbetűvel nevesítjük (F, mint forward az angol nyitóirányból és R, mint reverse az angol záróirányból). A 2.1. ábra a dióda karakterisztikát mutatja.

A záróirányú jelleggörbe nagy feszültség esetén igen kis feszültségváltozásra igen nagy áramnövekedést mutat. A karakterisztikának ez az a pontja, amely megadja a diódára kapcsolható maximális záróirányú feszültséget (V_{RRM}). Ez az ún. *zárókarakterisztika letörése*.

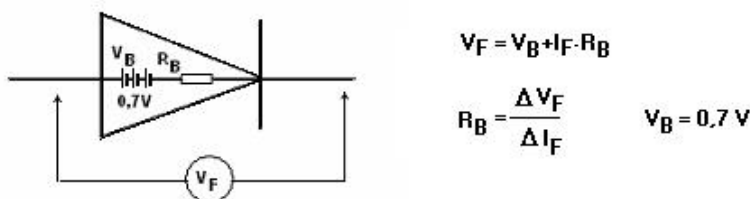
2.1.1. A diódák karakterisztikája

A dióda nyitóirányú árama és feszültsége közötti összefüggést a következő exponenciális egyenlet fejezi ki:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

ahol I_D – a diódán átfolyó áram, I_0 – a záróirányú telítési áram, V_D – a diódán mérhető feszültség, η – paraméter ($\eta = 1 \dots 2$) a félvezető anyaga és szennyezettsége határozza meg, $V_T = 26$ mV (szobahőmérsékleten).

A teljesítményelektronikában a dióda egyszerűsített helyettesítő kapcsolását alkalmazzuk (2.2. ábra). Itt jegyezzük meg, hogy a nyitóirányú karakterisztika, amelyet matematikailag exponenciálisnak adtunk meg, nagy áramoknál közel egyenessé válik, mert a kristályrészek ellenállása miatt létrejövő feszültségesés már számottevő lesz.



2.2. ábra. A dióda nyitóirányú feszültségesésének számítása

Ha metallurgiai eszközökkel létrehozunk egy félvezető elemet úgy, hogy egymás mellé egy p -típusú és egy n -típusú félvezető kerül, akkor kialakul a pn átmenet. Az átmenetben lejátszódó néhány fizikai folyamatot tisztázzuk a következőkben.

Az átmenet a töltéshordozók ugrásszerű változását idézi elő és ezért az átmeneten keresztül megindul egy diffúziós elektron-, illetve lyukáram.

Az elektronáram az n oldal felől a p oldal irányába alakul ki, míg a lyukáram ezzel ellentétes irányba. A folyamat eredményeként a pn átmenet két oldalán semlegesítetlen akceptor ionok és donor ionok halmozódnak fel. Az ionok által létrehozott villamos erőter olyan irányú, hogy akadályozza az elektronok és lyukak diffúziós áramlását. Ez az ionok által kialakuló villamos erőter tehát a többségi töltéshordozók szempontjából sorompó-

ként hat, a kisebbségi töltéshordozók mozgását viszont nem akadályozza, hanem segíti, létesítvén egy driftáramot, amely ellentétes a többségi töltéshordozók diffúziós áramával. A villamos erőter addig növekszik, amíg kialakul egy egyensúlyi állapot, vagyis a diffúziós áram addig csökken, amíg kiegyenlíti a driftáramot. Az áramok megszűnnek és a pn átmenet két oldalán, a többségi töltéshordozókban szegény réteget, ahol csak az akceptor és donor ionok negatív ill. pozitív töltése van jelen *kiürített rétegnek*, *tértöltési tartománynak*, vagy *zárrétegnek* szokták nevezni.

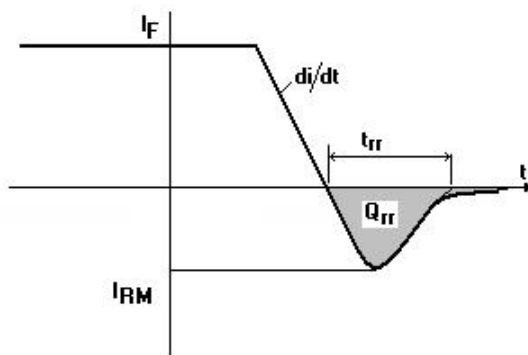
Ha a V feszültségforrás pozitív sarka a kristály p szennyezésű, a negatív sarka az n szennyezésű oldalához csatlakozik (2.2. ábra), akkor ez elektronokat szállít az n -típusú rétegbe, és elektronokat von el (egyértelmű a lyukak szállításával) a p -típusú rétegből. A V feszültség így megnöveli a töltéshordozó sűrűséget a pn átmenet két oldalán, emiatt lecsökken a kiegyenlítőlen tértöltés nagysága és ezáltal a létrehozott térerősség is. A térerősség lecsökkenése következtében növekszik a többségi töltéshordozók diffúziós árama. Az ilyen polaritású feszültség rákapcsolásakor a pn átmenet többségi töltéshordozók által vitt áramot tart fenn. Az áram – mint ahogy mondani szokták – *átersztőirányban*, *nyitóirányban* vagy *vezetőirányban* folyik a pn átmeneten át.

Ahhoz, hogy ez az áram számottevő legyen, a V feszültségforrás feszültségének nagyobbak kell lennie 0,6...0,7 V-nál szilícium, illetve 0,3 V-nál germánium alapú félvezető esetén. Ezt a feszültséget nevezzük *kapocsfeszültségnek*.

Ha a dióda nyitóirányú előfeszítést kap, amely természetesen nagyobb, mint a potenciálgát 0,6...0,7 V-ja, egy elektronáram indul meg a katód felől, azt mondhatjuk, hogy a tértöltési tartományt elektronok árasztják el, a dióda I_F áramát alkotva.

Ha a dióda záróirányú előfeszítést kap, lezár, ki kell alakuljon a tértöltési tartomány, a kiürített réteg, a szabad elektronokban szegény réteg. Azt a töltésmennyiséget, amelynek el kell hagynia a pn átmenetet, „tárolt töltésnek” nevezik és Q_r -rel jelölik. Azt az időt, ami alatt az illető réteg kiürül, a dióda feléledési idejének nevezzük és t_r -rel jelöljük.

Ez a Q_r töltés, a legrövidebb feléledési idő a t_r , és a leggyorsabb áramváltozási sebesség az ábrán jelölt di/dt , a dióda technológiai állandói. A katalógusban megadott Q_r adott, ez a töltésmennyiség mindig el kell, hogy távozzon a pn átmenetből. A kiürítés egy inverz áramot jelent, amelynek maximális értéke az illető diódára jellemző I_{RM} . Az I_{RM} értéke régebben a dióda nominális áramának a nagyságrendjébe esett, ma valamivel (jóval)

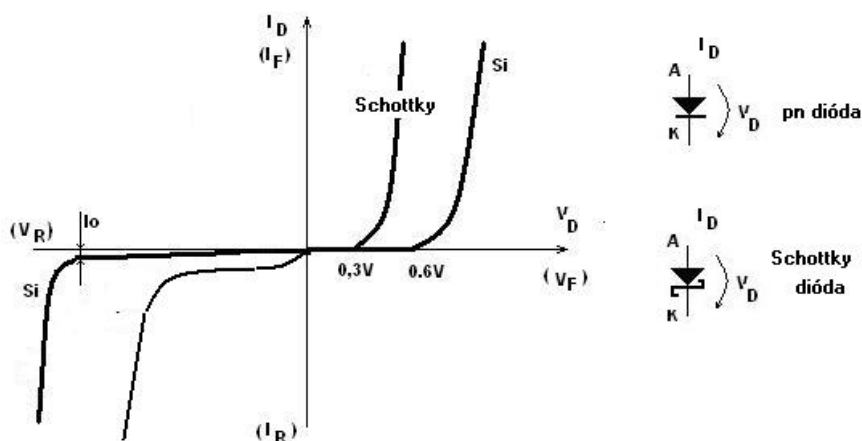


2.3. ábra. A teljesítménydióda tértöltése

kisebb. A mai teljesítménydiódák, pl. arannyal szennyezettek, mert az aranyatomok, mint katalizátorok viselkednek, gyorsabb kiürítést és kisebb töltésmennyiséggel lehet a diódán létrehozni.

Ma gyártanak már olyan Si alapú teljesítménydiódákat, amelyek a következő adatokkal rendelkeznek: $I_N = 6 \text{ kA}$, $V_{RMM} = 6 \text{ kV}$, és a t_{rr} a μs tartományban található.

Kifejezetten kapcsolódiódák kb. 50 A-ig léteznek már, ahol $t_{rr} = 50 \dots 70 \text{ ns}$ is lehet.



2.4. ábra. A normál és a Schottky dióda karakterisztikája

A Si diódák másik nagy hátránya a viszonylag magas nyitóirányú feszültségesés (V_F). Előtérbe került a Schottky diódák alkalmazása. A Schottky átmenet egy fém-n átmenet, amelynél csak egyfajta töltéshordozó van jelen, a vegyértékelektron. A Schottky diódák nyitóirányú feszültségesése kb. fele a pn átmenetű gyors diódákénál és feléledési ideje is nagyon rövid (pár tíz ns).

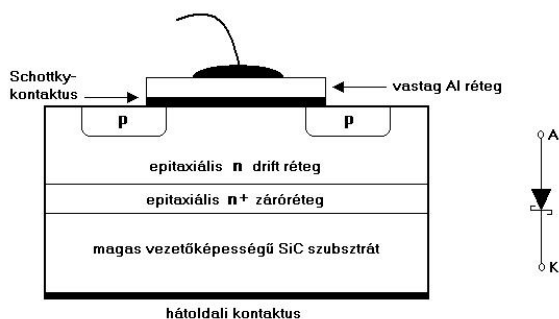
A Schottky dióda hátránya a viszonylag kicsi záróirányú feszültség, amely 100 (200) V körüli. Az I_F áram értéke elérheti a 100...200 (400) A-t is. Kapcsolóüzemű tápegységekben alkalmazzák ezeket a diódákat.

A nagyon kicsi feléledési idő miatt, a 0,5...1 A-es Schottky diódák a félvezető eszközök védelmében kapnak szerepet, a kapcsolóüzemű működés miatti gyors áramváltozások, a mindenütt jelenlévő szórt induktivitásokon megjelenő igen nagy feszültségugrások (tüskék) semlegesítésére építik be ezen eszközöket a kapcsolásokba.

2.1.2. A SiC diódák

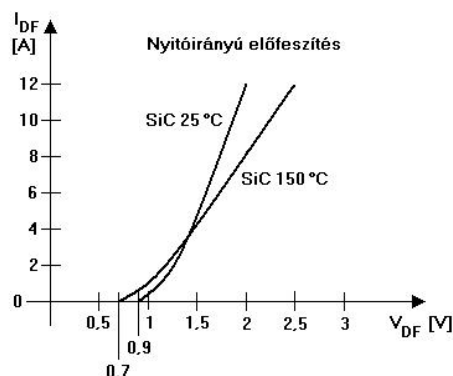
A SiC Schottky-diódák az első, szilícium-karbidból készült, kommerciálisan kapható félvezető alkatrészek. Ezek ún. SiC szubsztrát rétegből épülnek fel, amin egy epitaxiálisan felvitt térelválasztó réteg – a félvezetőtulajdonságokat képviselő báziszóna – található. A felső réteg a megfelelő fém segítségével kialakított Schottky-átmenet, valamint a peremstruktúra az implantációkkal (2.5. ábra).

A SiC alapú Schottky-diódák zárófeszültség-határértéke jóval magasabban található, mint a normál diódáknál. Különösen a magasabb áttörési térerősség, valamint a kisebb záróáram esetén lehetséges a SiC alapú Schottky-diódák alkalmasak e feszültségtartományának kb. 2000 V-ig történő kiterjesztése.



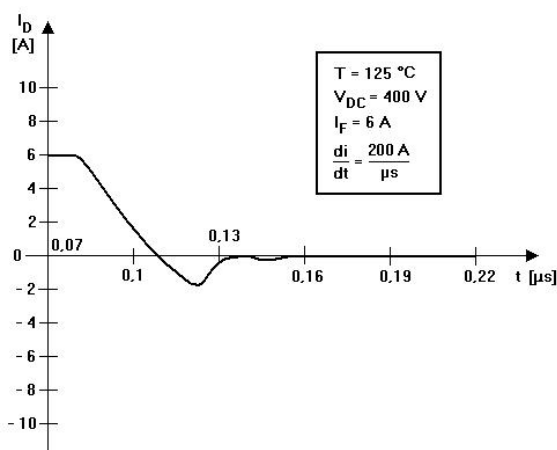
2.5. ábra. SiC dióda felépítése és rajzele

Emellett a dióda úgy tervezhető meg, hogy a statikus viselkedése a normál Si-diódákkal összehasonlítható feszültségosztályba essen (2.6. ábra).



2.6. ábra. A SiC dióda karakterisztikája

A Schottky-dióda dinamikus viselkedésére jellemző, hogy különösen gyors kapcsolásra képes. Az unipoláris viselkedéssel csak egy töltéshordozófajtának kell a kikapcsolásnál nem kiegészítő áaraszto töltésnek lennie, mielőtt a dióda a zárófeszültséget fel tudja venni. A SiC Shottky-dióda úgy viselkedik, mint egy kis feszültségfüggő kapacitás, így a kapcsolás folyamata alatt csak kapacitív áttöltési veszteség jön létre. A szokásos értelemben vett visszarámcsúcs nem alakul ki, egyedül csak az eltolási áram lesz a feszültség felépülése alatt látható (2.7. ábra).

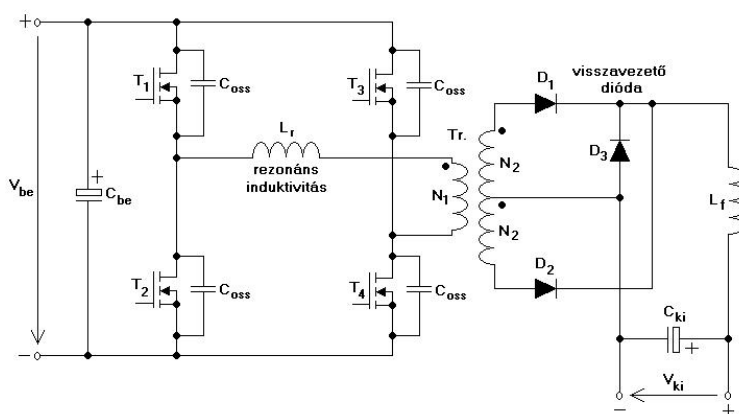


2.7. ábra. A SiC diódára jellemző di_F/dt karakterisztika

A szilícium-karbid anyagi tulajdonságai egy magas zárófeszültségű és ezzel együtt gyors kapcsolású félvezető építőelem megvalósítását teszik lehetővé. Másrészt viszont behatárolják ezt a költséges előállítási eljárások és a szilíciummal való összehasonlításban a hibák még nagyobb száma, a félvezető-felület ma még csak néhány amperes árama. Látványos alkalmazási területek tehát a 300 V-nál nagyobb névleges feszültségű és teljesítménytartományban a néhány 100 W-tól néhány kW-ig terjedő berendezések.

Ilyenek lehetnek a következők:

- A 250...300 V-os feszültségtartományban a Schottky-diódákat többnyire a 48 V-os telekommunikációs rendszerek feszültségellátására és a szekunderoldali egyenirányításra alkalmazzák (2.8. ábra). Ezek a Schottky-diódák készülhetnek akár SiC-ből és akár GaAs-ből is.
- Schottky-diódákat alkalmazzák a 600 V-os feszültségosztályban is. Itt főként a modern, PFC-s kapcsolóüzemű tápegységek alapelemeként találhatók meg. Az átalakítóra a több mint 75 W teljesítménytől egy teljesítménytényező ($\cos\phi$)-korrekció van előírva. Ezt alapjában teljesíti egy feszültségnövelő-konverter. PFC-vel a zavarjelek, felharmonikus-tartalom és a meddőteljesítmény is csökkenthető. PFC-s alkalmazásokban megfelelőek a SiC Schottky-diódák a csekély statikus és dinamikus veszteségek miatt.
- Az 1200 V-os feszültségtartományban főleg motorvezérlésekben, ill. nagyobb teljesítményű tápegységekben, pl. szünetmentes tápegységekben (UPS) találkozhatunk gyors diódákkal. A legtöbb szünetmentes tápegység rendelkezik ún. feszültségkészszerző-kapcsolással, amelyben



2.8. ábra. SiC diódák (D_1 , D_2 , D_3) alkalmazása rezonáns konverterben

általában 1200 V-os diódákat alkalmaznak. SiC dióda felhasználásával a kapcsolások dinamikus veszteségei jelentősen csökkenthetők, a kapcsolási frekvencia pedig ezzel ellentétben növelhető (2.8. ábra).

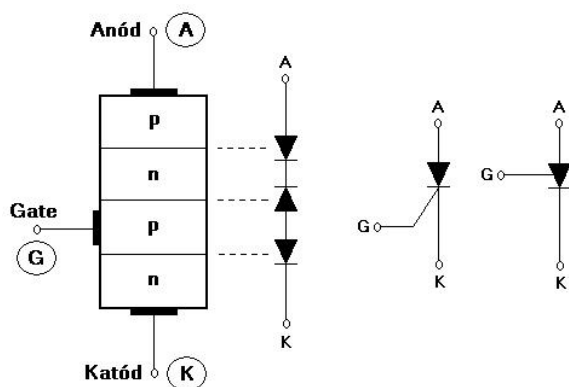
2.2. A tirisztor

2.2.1. A tirisztor felépítése, működése és karakterisztikái

A tirisztor 3 pn átmenetből álló elektronikus kapcsoló. Kivezetései az A – anód, K – katód és G – vezérlőelektróda (gate).

Ha a vezérlőáram nulla ($I_G = 0$), akkor V_{AK} mind pozitív, mind negatív értékénél a tirisztor lezárt állapotban van. Ebben az esetben a három pn átmenet közül egy vagy kettő záróirányban van előfeszítve, tehát az I áram nagyon kicsi.

Ha V_{AK} pozitív és elegendő töltést juttatunk a vezérlőelektródába, akkor a tirisztor vezetési állapotba kerül. A begyújtott tirisztor karakterisztikája hasonlatos egy dióda karakterisztikájához. A tirisztor egyirányú elem, ezért vezérelt egyenirányítónak is nevezik. Az angolszász irodalomban a tirisztor nevének rövidítése SCR (Silicon Control Rectifier). A tirisztor felépítését, illetve rajzjeleit a 2.9. ábra mutatja.



2.9. ábra. A tirisztor struktúrája és rajzjele

Működését könnyen megérthetjük, ha képzeletben ferdén elvágjuk a négy réteget és ezáltal egy nnp , valamint egy pnp struktúrát nyerünk (2.10. ábra). A bipoláris tranzisztor egyenleteinek ismeretében felírhatjuk, hogy

$$I_A = I_{E1} = (\beta_1 + 1) \cdot I_{B1} + (\beta_1 + 1) \cdot I_{CB01}$$

$$I_{B1} = (1 - \alpha_1) \cdot I_{CB01} - I_{CB01}$$

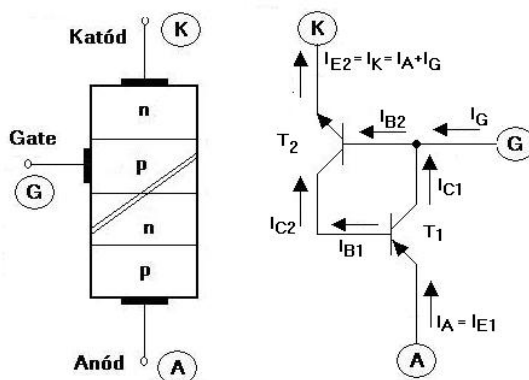
$$I_{C2} = \alpha_2 \cdot (I_A + I_G) + I_{CB02}$$

Ha

$$I_{CB0} = I_{CB01} + I_{CB02} \text{ és } I_{B1} = I_{C2},$$

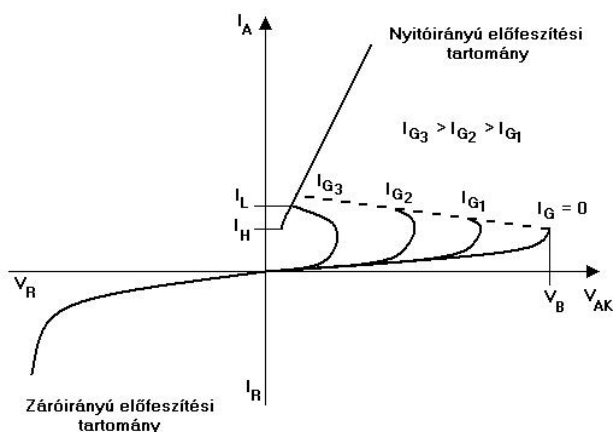
akkor

$$I_A = \frac{\alpha_2 \cdot I_G + I_{CB0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.2)$$



2.10. ábra. A tirisztor, mint két tranzisztor

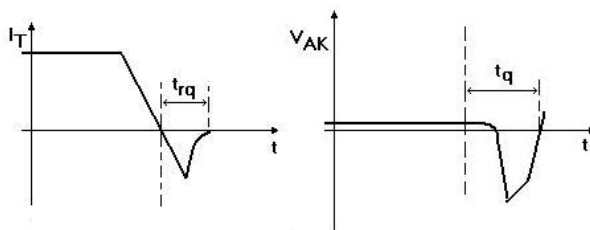
Nulla vezérlőáram esetén ($I_G = 0$) $I_A = I_{CB0}$, mert α_1 és α_2 igen kicsi. Ha növekszik a vezérlőáram, akkor α_1 és α_2 is növekszik, és $\alpha_1 + \alpha_2$ az 1 értékhez tart. A tirisztor vezetni kezd és az I_A áramot a tirisztor főáramkörében lévő terhelés biztosítja. A tirisztor begyújtásához elegendő egy rövid ideig tartó áramimpulzus, viszont ahhoz, hogy a tirisztor vezetésben maradjon, ha megszűnik a vezérlőáram ($I_G \rightarrow 0$), a főáramnak (I_A) nagyobbnak kell lennie az I_L bekapcsolási áramértéknél, mint ahogy következtettünk erre, az α_1 -ről és α_2 -ről elmondottakban (2.11. ábra).



2.11. ábra. A tirisztor jelleggörbéje

A tirisztort lezárása (kikapcsolása) úgy valósítható meg, hogy az I_A áramot az ún. tartóáram (I_H) alá csökkentjük.

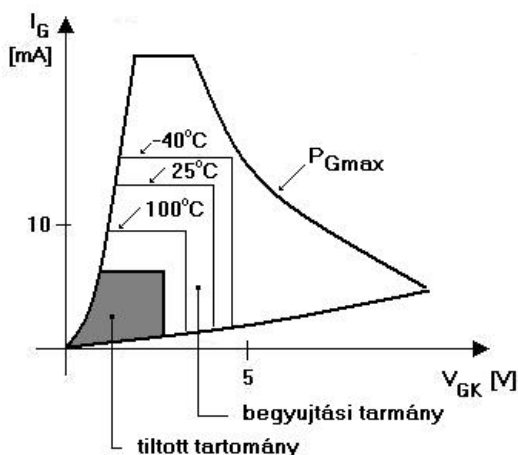
Más körülmények között is begyűjthető a tirisztor, de ezeket nem célszerű alkalmazni, mert könnyen a tirisztor tönkremenetelét okozhatják – ilyen begyűjtás lehet, pl. a túl nagy V_{AK} feszültség, vagy a nagyon gyors V_{AK} feszültségnövekedés ($\frac{dV_{AK}}{dt}$) is.



2.12. ábra. A tirisztor kikapcsolásának feszültség és áramalakjai

A tirisztor kikapcsolásakor a pn átmenetek kiürített rétegeinek időben kell alakulniuk. A töltések t_{rq} idő alatt hagyják el a tirisztort, de a végleges záróképesség visszanyerésének ideje a t_q , az ún. kíméleti idő valamivel hosszabb (2.12. ábra). A t_q egy fontos katalógus adata is a tirisztornak.

A tirisztor begyűjtésének megtervezéséhez a katalógusok megadják a gate elektróda *feszültség-áram begyűjtési karakterisztikáját* (2.13. ábra).



2.13. ábra. A tirisztor bekapcsolási tartománya

Mint ahogy a karakterisztikából is látszik, a $V_G - I_G$ összetartozó értékpárt nem választhatjuk meg akárhogyan. Ezek az érték párok a környezeti hőmérséklettől is függnek.

2.2.2. A tirisztor kommutációja

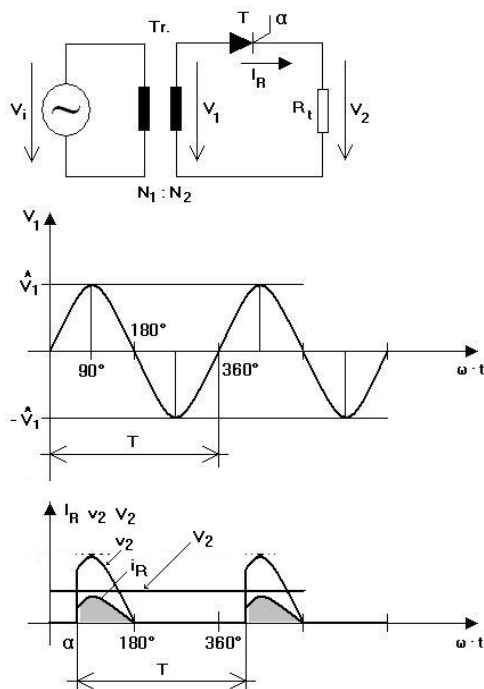
A tirisztor kommutációján gyakorlatilag a kikapcsolását, oltását értjük. Ahogy arról már volt szó a tirisztor akkor kapcsol ki, ha árama az említett, rá jellemző I_H tartóáram alá esik.

Ha tirisztorunk egy váltakozó áramkörben végez be- és kikapcsolási feladatokat, akkor a kommutációs feszültség csak félperiódus ideig megfelelő polaritású, ezért a „természetes” kommutációs áramirányítók kommutációs időtartománya csak erre a félperiódusnyi időre korlátozódik. Mint látni fogjuk, a kommutációs időtartomány meghosszabbodhat, ha a terhelésben induktivitás is található.

Mesterséges, vagy kényszer-kommutációról akkor beszélünk, amikor a tirisztor, mint szaggató működik egy egyenáramú körben. Ekkor létre kell hozni – egy megfelelő kapcsolással –, azt a helyzetet, hogy a tirisztor árama lecsökkenjen a megfelelő szintre. Ehhez ún. segéd-tirisztorokat tartalmazó kommutációs áramköröket alkalmaznak.

Hálózati kommutációs kapcsolások

Egyutas, vezérelt egyenirányító kapcsolás



2.14. ábra. Egyutas, vezérelt egyenirányító kapcsolás

Az egyutas, egyfázisú egyenirányító kapcsolásban, ha α a vezérlési szög (gyújtáskésleltetési szög), akkor a kimeneti feszültség átlagértéke (2.14. ábra):

$$V_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{1}{2 \cdot \pi} [-\cos \alpha]_{\alpha}^{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \pi} \cdot V_i \cdot (1 + \cos \alpha)$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \pi} \cdot V_i \cdot (1 + \cos \alpha)$$

Mint látjuk, ezzel a kapcsolással az α vezérlési szöggel beállítható értékű pozitív kimeneti feszültséget lehet előállítani. Az ilyen típusú kapcsolásokat *vezérelt egyenirányítóknak* nevezzük.

A vezérelt egyenirányító maximálisan az $\alpha = 180^\circ - \gamma$ vezérlési szögtartományban üzemelhet. A megfelelő biztonság miatt az α gyújtásszöget nem szabad 180° -ig növelni. A γ szöget oltási szögnek nevezzük (szokásos értéke $10...15^\circ$) és a tirisztor t_q kíméleti idejének megfelelő szögnél nagyobbak kell lennie (nem ábrázoltuk a 2.14. ábrán).

Kétutas vezérelt egyenirányító kapcsolás (nulldiódával)

Ha a vezérelt egyenirányító a bemeneti v_i váltakozó feszültség mindkét félperiódusában aktív, akkor a topológia neve: kétutas vezérelt egyenirányító kapcsolás (2.15. ábra).

Ha az ismert α vezérlési szög (gyújtáskésleltetési szög) a begyújtás késleltetése, akkor a 2.15. ábra megmutatja a T_1 és T_2 tirisztorok áramát is. E kapcsolásban a T_1 és T_2 tirisztorok az aktív elemek, míg a D_3 , D_4 diódák a nulldióda (szabadonfutó dióda) szerepét is átveszik. A tranzisztorok az α vezérlési szögnél kapcsolnak be, míg a kikapcsolásuk automatikusan történik az $\alpha = 180^\circ$ szögnél, amikor is az áram áttérlődik a D_3 , D_4 diódákra.

Természetesen mivel egy T periódusban két kapcsolás is végbemegy, a kimeneti V_2 átlagfeszültség az előző kapcsolás kétszerese lesz.

$$V_2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{1}{\pi} [-\cos \alpha]_{\alpha}^{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_i \cdot (1 + \cos \alpha)$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_i \cdot (1 + \cos \alpha)$$

A fenti képlet szerint egy vezérelt egyenirányító topológiát hoztunk létre, ahol az α szög segítségével a kimeneti feszültséget szabályozni tudjuk (de csak a pozitív tartományban).

Itt jegyezzük meg, hogy ezekben a kapcsolásokban a tirisztor ún. természetes kommutációját (kikapcsolását) használtuk ki („a tirisztor lezár, ha árama a tartóáram értéke alá esik”).

Ha egy u szinuszos feszültségforrásnak a terhelése egy L-R kör, akkor ha $\omega \cdot t > \alpha$, felírhatjuk a következő egyenletet:

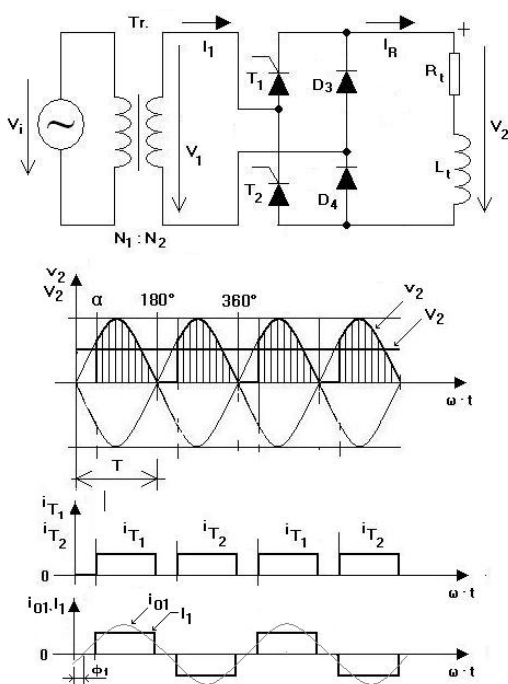
$$u = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt}$$

Az egyenlet megoldása:

$$i = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tan \varphi}} \right]$$

ahol $Z = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}$ és $\varphi = \arctg \frac{\omega \cdot L}{R}$

Ha $L \rightarrow \infty$, akkor jó közelítéssel mondhatjuk, hogy az i áram átlagértéke az $I_d = \frac{U_m}{R}$, ami más szavakkal kifejezve az jelenti, hogy ha nagyon nagy az induktivitás értéke (ezzel együtt az induktivitásban tárolt energia is), akkor az induktivitásban tárolt energia nem engedi (nagy)mértékben befolyásolni az átlagáramot.



2.15. ábra. Kétutas vezérelt egyenirányító kapcsolás

Ha az áram a 10 A-es nagyságrendben van, akkor már igen nagy értéknek számít, ha az induktivitás értéke $L = n \cdot 10 \text{ mH}$.

Ezért a tirisztoros kapcsolásokban, ha a feszültségforrás szinuszos, és a terhelés egy L-R kör, akkor a tirisztor által szolgáltatott áramot, állandó értékű áramnak vesszük, vele így számolunk, illetve ábrázoljuk.

A tápfeszültségből felvett áram, az I_I , amelynek alapharmonikusa az i_{0I} . Az alapharmonikus egy Φ_I szöggel késik a v_I feszültséghez képest, tehát a terhelés jellege induktív és $\cos\Phi_1 < 1$.

$$\cos\varphi \approx \cos\Phi_1 = \cos\frac{\alpha}{2}$$

Kétutas, vezérelt egyenirányító kapcsolás R-L terheléssel

Ha a hídkapcsolás mind a négy kapcsolója tirisztor (2.16. ábra) és azokat párban kapcsolgatjuk, valamint a terhelés R-L kör, amelyben L értéke nagyon nagy ($L \rightarrow \infty$), akkor nagyon jó közelítéssel állíthatjuk, hogy a tirisztorokon átmenő áram majdnem állandó amplitúdójú és ennek értéke: V_2/R_r .

Felírhatjuk a következő egyenletet a kimeneti átlagfeszültség megállapítására:

$$V_2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_i \cdot [-\cos \alpha]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_i \cdot \cos \alpha$$

$$V_2 = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_i \cdot \cos \alpha$$

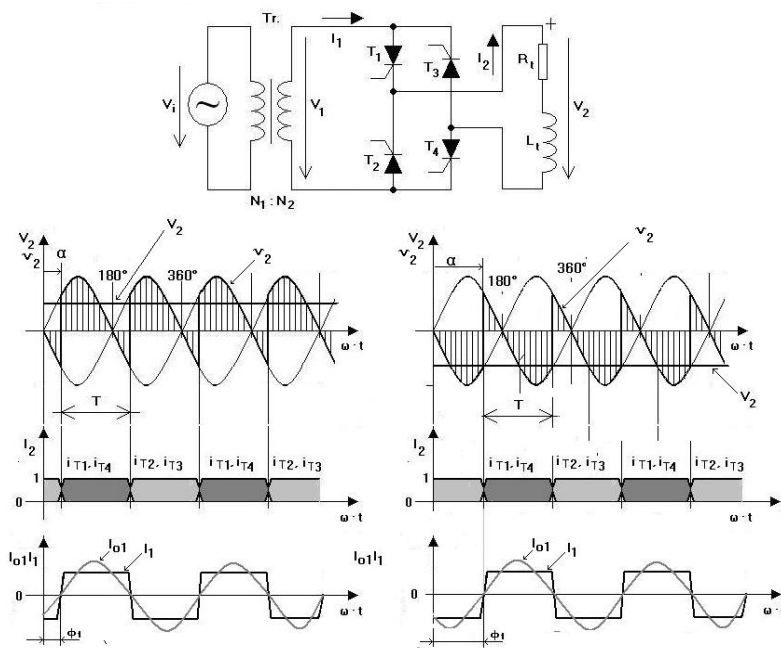
A kapcsolásunk egy vezérelt egyenirányító, ahol a kimenő feszültség pozitív vagy negatív lehet.

Ahhoz, hogy a vezérelt egyenirányító inverter üzemmódban működjön, azaz energiát szolgáltatson a vissza a hálózatba, a kapcsolásnak egy belső feszültségforrással rendelkező terhelésre van szüksége (pl. egyenáramú motor, akkumulátor stb.). Erről az üzemmódról a következőkben szó lesz.

A tirisztoros vezérelt egyenirányítóknak egyik hátránya, hogy erősen induktív jellegű terhelést mutatnak, amely terhelés hálózati visszahatása (felharmonikus tartalma) eléggé jelentős. E topológiára az induktív jelleg a következő képlettel fejezhető ki:

$$\cos\varphi \approx \cos\Phi_1$$

ahol Φ_1 az a szög, amely az I_1 betáplálási áram i_{10} alapharmonikusa, és a v_1 feszültség között van (2.16. ábra).



2.16. ábra. Vezérelt egyenirányító, mint pozitív és negatív feszültségforrás

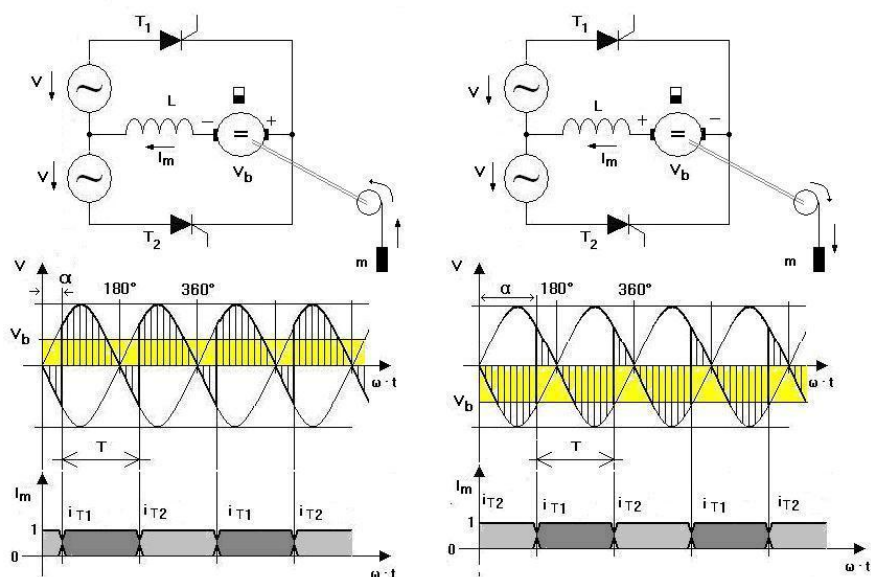
Kétutas vezérelt egyenirányító induktív (motoros) terheléssel

Az egyenirányító kapcsolásoknak sok esetben forgógépeket kell táplálniuk. Egy egyenáramú gépet az ismert $E - R_a - L_a$ helyettesítő képlettel lehet modellezni, ahol $E = V_b$ a motor belső feszültsége (a gép fluxusának és fordulatszámának szorzatával arányos), R_a a motor forgórészének az ellenállása és L_a az induktivitása (2.17. ábra).

Az egyenáramú gépek L_a az induktivitása általában kicsi és ezért a tervezők sokszor egy pótlólagos induktivitást az L induktivitást helyeznek el az egyenirányító és a gép közé (2.17. ábra), hogy az egyenirányító időben változó, és a gép állandó indukált feszültsége közötti különbség ne hozhasson létre túlságosan nagy áramot.

Ha a vezérlési törvényt tanulmányozzuk, akkor nyilvánvaló, hogy mivel α a $0 \dots 180^\circ$ szögtartományban változhat, $\pi/2$ -nél nagyobb érték mellett – mivel a koszinusz-függvény előjelet vált – a V_b feszültség is előjelet válthat.

Természetesen a tirisztoron nem fordulhat meg az áram iránya, de ha a terhelőkör (villamos gép vagy akkumulátor) biztosítja a negatív bemenő váltakozó feszültség mellett a pozitív V_{AK} feszültséget az illető tirisztoron, akkor azt mondhatjuk, hogy az energiaáramlás megfordult, a motor tehát generátorként üzemel. A vezérelt egyenirányítónk *inverter* (váltóirányító) üzemmódba került, amellyel energiát szolgáltatunk vissza a váltakozófeszültségű hálózatba.

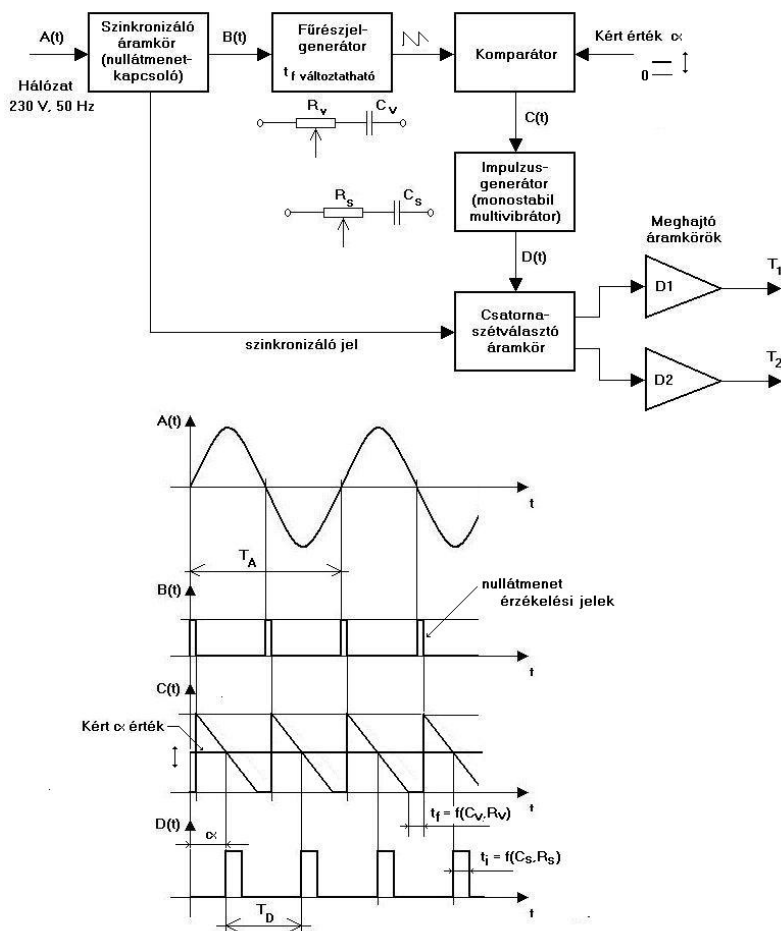


2.17. ábra. Vezérelt egyenirányító motor és haszonfékezéses üzem

A természetes kommutációban résztvevő tirisztoroknál, az α vezérlési szög beállítását könnyítik azok a cél IC-k, amelyeket közvetlenül hálózati kommutációban üzemelő tirisztorok vezérlésére fejlesztettek ki. Egy ilyen vezérlő IC blokkvázlatát (UAA145 típusú driver) látjuk a 2.18. ábrán.

A vezérlő IC egy feszültségosztón a hálózati feszültséggel arányos jelet kap. Az első egység a szinkronizáló áramkör, amely gyakorlatilag egy nullátmenet kapcsoló. Így ha változik is a váltakozó áramú hálózat frekvenciája (a standardok az 50 Hz-es képest egy $\pm 0,5$ Hz-es eltérést is megengednek), az IC minden fél-hullám kezdetekor egy start jelet ad, amit $B(t)$ -vel jelöltünk. Minden nullátmenet indítja a fűrészfog-generátort, amelynek jele egy nagyobb feszültségről (általában +10 V-ról) csökken a nulla feszültség szintre. Azt, hogy mikor érje el a 0 V feszültséget a rend-

kezésére álló 10 ms-on belül, kívülről állíthatjuk az R_p potenciométerrel. E potenciométerrel tulajdonképpen a γ oltási szöget állítjuk be.



2.18. ábra. Hálózatra szinkronizált tirisztor vezérlő IC blokkvázlata

Ez azt jelenti, hogy a vezérelt egyenirányítónk maximálisan az $\alpha = 180^\circ - \gamma$ vezérlési szögtartományban üzemelhet. A megfelelő biztonság miatt az α gyújtásszöget nem szabad 180° -ig növelni. A γ szöget oltási szögnek nevezzük (szokásos értéke $10 \dots 15^\circ$) és a tirisztor t_q kíméleti idejének megfelelő szögnél nagyobboknak kell lennie.

A $B(t)$ -vel jelölt fűrészfog alakú feszültséget és a kért α értékkel arányos feszültséget a komparátor fokozat hasonlítja össze. Amikor a két feszült-

ség egyenlő, megjelenik a $C(t)$ jel, amely elindítja a monostabil impulzusgenerátort. Az impulzusgenerátor kimenete gyakorlatilag a tirisztorok gyújtóimpulzusa. Ennek időbeni hosszát, a $D(t)$ impulzus hosszát, az R_s potenciométerrel állíthatjuk. A szinkronizáló áramkör jele és a csatona-szétválasztó áramkör a D_1 és D_2 meghajtó áramkörök segítségével formálja a T_1 és T_2 -vel jelzett gyújtóimpulzust.

Nagyobb tirisztorokhoz e T_1 és T_2 jeleket még erősíteni kell.

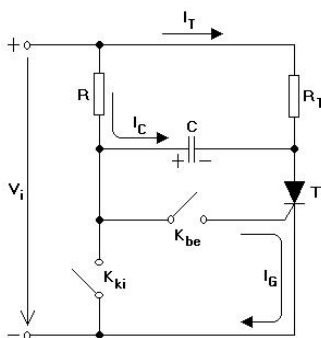
A mesterséges kommutáció

Egyenfeszültség kapcsolásakor felmerülhet a kérdés, hogy milyen áramköröket alakítsunk ki a tirisztor be-, illetve kikapcsolására.

A bekapcsolás nem okozhat problémát, hiszen egy megfelelő nagyságú pozitív vezérlőimpulzus a tirisztort bekapcsolja az egyenáramú körbe.

A kikapcsolás sokkal nagyobb odafigyelést igényel. Tudjuk azt, hogy a tirisztor normál körülmények között csak akkor kapcsol ki, ha az I_A áramát a rá jellemző tartóáram alá csökkentjük.

Ez elérhető lenne, ha egy a tirisztorral sorba kötött kapcsolóval ezt a műveletet elvégeznénk. De természetesen ez nem egy járható út.

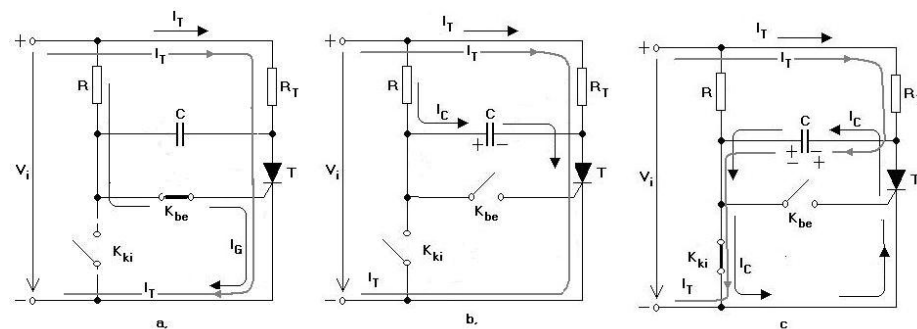


2.19. ábra. Tirisztor mesterséges kommutációjának elvi kapcsolása

A másik megoldás, ha a tirisztor áramát eltérítjük és esetleg egy negatív V_{AK} feszültséggel még segítenénk a gyors kikapcsolást. Nagyon sok kikapcsolási sémát alkottak meg a tervezők, amelyek az előbb felvázolt utat követik. Mi ezek közül bemutatunk egyet és ennek működését meg is vizsgáljuk (2.19. ábra).

Mint látni fogjuk, a kapcsolásban döntő szerepe van a C kondenzátornak (2.20. ábra). A C kondenzátor a tranzisztor bekapcsolásakor az ábrán látható polaritásra feltöltődik, és úgy járul hozzá a tirisztor kikapcsolásához.

hoz, hogy a K_{ki} kapcsoló bekapcsolásakor a feltöltött kondenzátor feszültsége hozzáadódik a V_i feszültséghez és ezzel hozzájárul a tirisztor áramának az eltérítéséhez a tirisztortól. Ugyanakkor a C kondenzátor feszültsége, mint negatív feszültség kapcsolódik a tirisztorra.



2.20. ábra. A mesterséges kommutáció elvi (be-, kikapcsolás) működése

A bemutatott elvi kapcsolás gyakorlati megvalósítását a 2.21. ábrán látjuk, ahol T_1 a főtirisztor, T_2 a segédtirisztor, D_1 a C kondenzátort visszatöltő dióda. L_1 és L_2 tekercsek a C oltókondenzátorral alkalmanként soros rezgőkört alkotnak, és ezzel biztosítják a szinuszos töltőáramot (repolarizációs áramot) a C kondenzátornak.

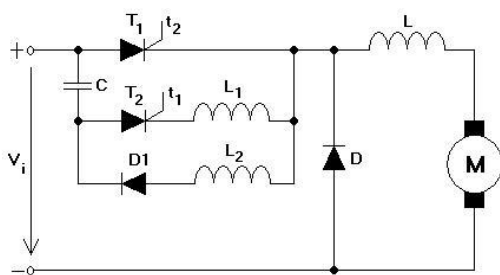
A fenti működési elvet egy a gyakorlatban megvalósítható tirisztoros egyenáramú szaggatón mutatjuk be, amely egy egyenáramú motor (pl. villamos targonca motorja) fordulatszám szabályozását végzi (2.21. ábra).

Tirisztoros egyenáramú szaggató

Nagyon sok egyenáramú szaggató kapcsolást fejlesztettek ki és alkalmaztak is. Mi egy jellegzetes kapcsolást ismertetünk (2.21. ábra)

A kapcsolás a C kondenzátor feszültségét használja a tirisztor kikapcsolására. Hátránya az áramkörnek, hogy a folyamatos működésre (a T_1 fő-tirisztor ciklikus be- és kikapcsolására) fel kell készíteni.

A kapcsolás felkészítése (élesítése) azt jelenti, hogy a C kondenzátort a 2.22. ábrán látható polarításra kell feltölteni. Ez azt jelenti, hogy az említett ciklikus be- és kikapcsolását a T_1 tirisztnak megelőzi a T_2 segéd-tirisztor egy rövid idejű bekapcsolása. A 2.22.b, ábrán láthatjuk, hogy melyik útvonalon alakul ki a töltőáram. Az i_C töltőáram a soros rezgőkör első fél-periódusának az árama (a T_2 tirisztor inverz irányban nem vezethet). A C kondenzátor $2 \cdot V_i$ feszültségre töltődik a jelzett polaritással.

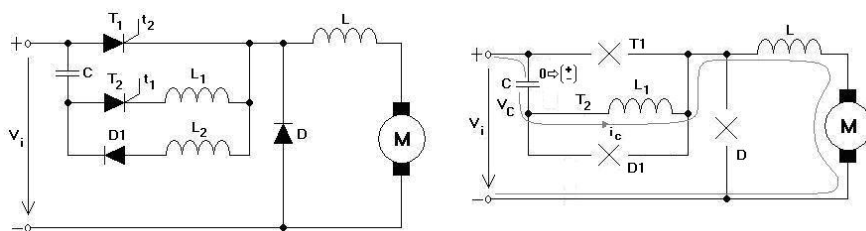


2.21. ábra. Tirisztoros egyenáramú szaggató

A ciklikus működés leírása (2.23. ábra)

A kapcsoló bekapcsolása:

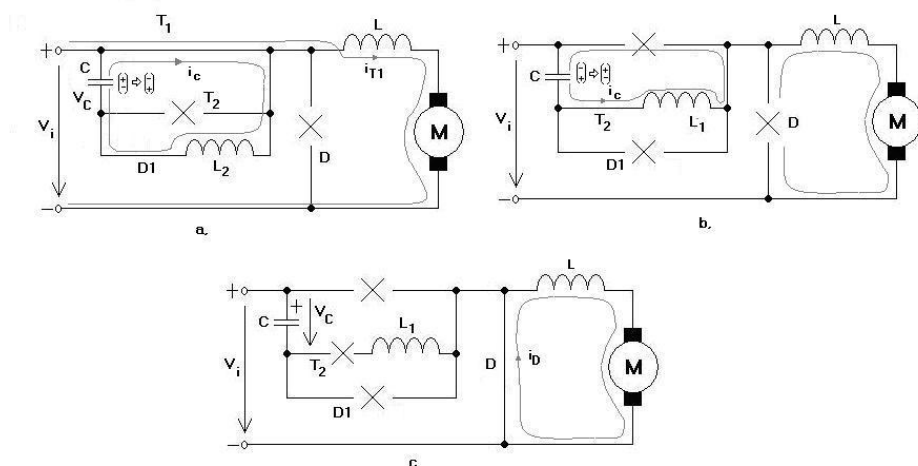
A felkészített áramkör (a C kondenzátor megfelelő polaritása) a T_1 tirisztor bekapcsolásával a V_i feszültséget rákapcsolja az M motorra. Ezzel párhuzamosan a T_1 nyitásakor (a. ábra) a C kondenzátor át-polarizálódik a kialakult $(C_+ - T_1 - L_2 - D_1 - C_-)$ soros rezgőkörben. Az eredetileg $2 \cdot V_i$ feszültségű kondenzátoron mérhető feszültség $-2 \cdot V_i$ lesz és a rezonáns folyamat a D_1 dióda egyirányú vezetése miatt megszakad. Áram már csak a T_1 tirisztoron folyik.



2.22. ábra. A szaggató és előkészítése az első bekapcsolásra

A kapcsoló kikapcsolása:

A T_2 segéd-tirisztor bekapcsolása indítja el a kapcsolóáramkört, a T_1 fő-tirisztor kikapcsolását. Ha a T_2 -t bekapcsoljuk, a 2.23.b. ábrán láthatjuk, hogy a $C_+ - T_2 - L_1 - T_1 - C_-$ soros rezgőkör az első pillanatban, a vezetésben lévő T_1 tirisztorra $-2 \cdot V_i$ feszültséget kapcsol ($V_{AK} = -2 \cdot V_i$).



2.23. ábra. A szaggató működési fázisai

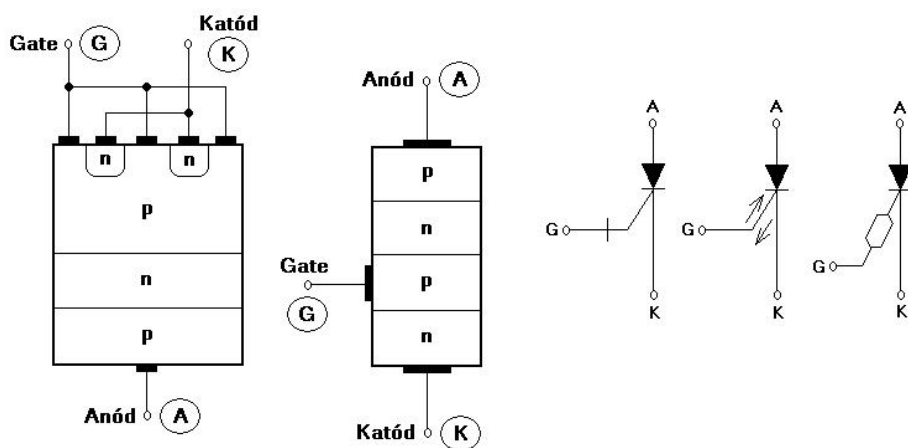
Ekkor a rezgőkör árama ellene hat a T_1 áramának és ráadásul a motor áram is áttérlődik a T_1 tirisztorról a T_2 -re, mert a motoráram fenntartásához a V_i feszültség mellett még a C kondenzátor $-2 \cdot V_i$ feszültsége is hozzáadódik.

Az áttérlődött motoráram (a 2.23.b. ábra nem mutatja) hamar megszűnik, mert a rezonáns folyamat megszakad. A $C - L_1$ soros rezgőkör frekvenciája úgy van megválasztva, hogy egy félperiódusnyi idő hosszabb legyen a T_1 tirisztor végleges záróképesség visszanyerésének idejénél, a t_q -nál. Míg a T_2 árama nullához tart, ez az áram ugyanolyan mértékben áttérlődik a D diódára.

A kikapcsolt állapotot a c. ábra mutatja, a D dióda, mint szabadonfutó dióda fenntartja a motoráramot és a C kondenzátor a megfelelő polaritású $2 \cdot V_i$ feszültségre feltöltve kész arra, hogy a következő bekapcsolási folyamat elinduljon a T_1 begyújtásával.

2.3. A GTO tirisztor

A vezérlőjellel kikcsolható tirisztor a GTO (az angol Gate-Turn-Off Thyristor elnevezésből), ami egy négyrétegű $pnpn$ szerkezetű kapcsoló (2.24. ábra). Három kivezetéssel rendelkezik, ezek az A – anód, K – katód és G – vezérlőelektróda (gate).



2.24. ábra. A GTO tirisztor struktúrája és jelalakjai

A GTO bekapcsolását hasonlíthatnánk a tirisztoréhoz, de tulajdonképpen nagyon különbözik tőle. A GTO sokkal nagyobb bekapcsolási áramot igényel (az anódáram akár 10%-át is) és a bekapcsolt állapotában is igényel gate áramot, de csak a bekapcsolási áram kb. 20%-át.

A kikapcsolás a gate-re kapcsolt negatív feszültséggel történik. A GTO-nál a katalógusokból kiolvasható a G kikapcsolási tényező értéke, amely 0,2...0,5 között van. Tehát a gate árama a kikapcsoláskor az anódáram 20...50%-a.

$$\text{A kikapcsolási tényező definíció szerint: } G = \frac{I_{\text{gate}}}{I_{\text{anód}}}$$

Az említettek miatt a GTO vezérlő áramköre viszonylag bonyolult és ezek a bonyolult kapcsolások az angolszász irodalomban a GU (Gate Unit) elnevezést kapták.

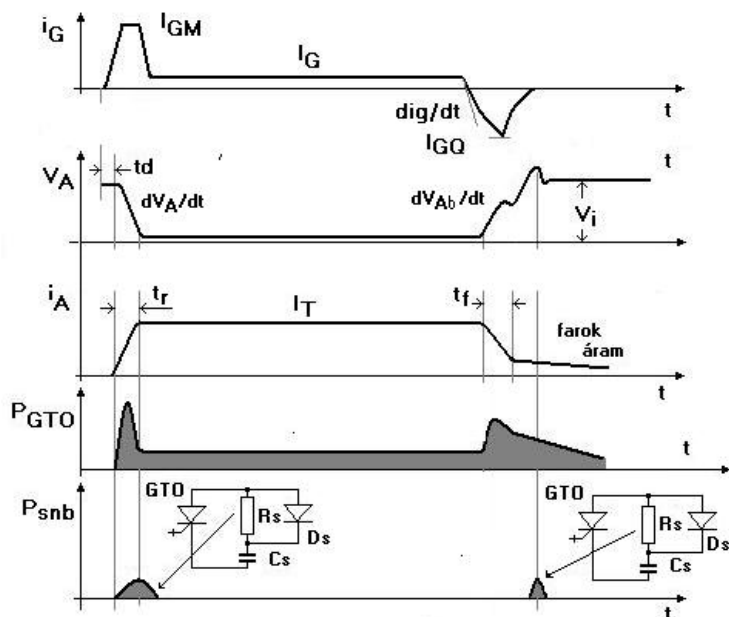
A GTO több különleges tulajdonsággal bír. Ezek közül a legfontosabbak:

- a még vezérléssel kikapcsolható maximális áram, a I_{TQM}
- a kapcsolóüzemben a gate-el vezérelhető maximális áram I_{TQRM} , amelyhez a maximális működési frekvencia is kapcsolódik. A GTO nagy előnye (ebben hasonló jó tulajdonsága van, mint az IGBT-nek), hogy az $I_{TQM} > I_{TQRM}$, amely akár $2(5) \times$ nagyobb érték is lehet.
- a lezárási idő t_{qq} , amelyet az I_{TQRM} -hez rendelünk, az az idő, ami alatt a lezárási folyamat lejártszódik

- megadják a katalógusok a GTO anódfeszültség változásának a sebességét is (dV_{AK}/dt)_{cr}, ez azt jelenti, hogy a GTO-knak egy ilyen feszültségnövekedést korlátozó áramkörrel, ún. snubber áramkörrel kell rendelkezniük
- a gate-re kapcsolható maximális negatív feszültség V_{GRM} tipikus értéke 7...20 V között van
- a gate vezérlőkörének tervezésekor, a gate kikapcsolási áramának a növekedési sebessége (meredeksége) a di_G/dt nagyon fontos adat. Értékét 1 A/μs és 20 A/μs között adják meg a gyártók. Ezt az áramnövekedési értéket nem szabad túllépni.

Ahhoz, hogy az említetteket megvilágítsuk, a 2.25. ábrán egy jellegzetes GTO vezérlőáram alakot láthatunk.

Mint látjuk, a GTO-t egy viszonylag nagy I_{GM} gate árammal kapcsoljuk be, majd az I_G gate árammal tartjuk bekapcsolt állapotban. Kikapcsoláskor egy di_G/dt növekedési sebességgel beállított gate kihúzó árammal kikapcsoljuk a tirisztort. *Kihúzó áramnak* nevezzük, mert a szakzsargon úgy fogalmaz, hogy a katódáram egy jelentős részét (az említett 20–50%-ot) a gate-en keresztül vezetjük ki a GTO-ból.

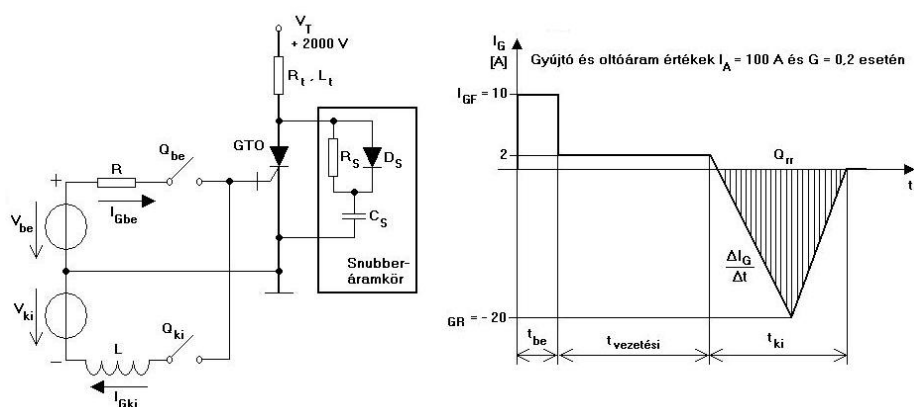


2.25. ábra. Egy GTO be- és kikapcsolásának jellegzetes feszültség és áramalakjai

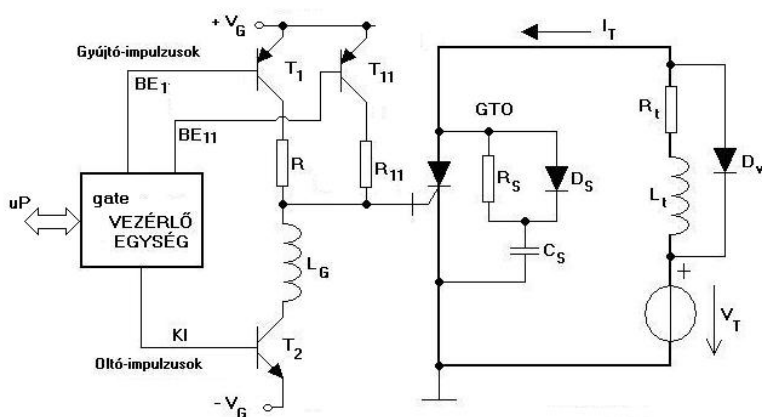
A kikapcsolási folyamat viszonylag hosszú (több $10\ \mu\text{s}$), az anódáram viszonylag lassan cseng le, ún. farkáram (tail current) jellegzetességgel.

A 2.26., 2.27. és 2.28. ábrák a GTO-t vezérlő egység különböző topológiájú, egyszerűsített rajzai. Mindegyiken szerepel a GTO-t védő snubber áramkör, de nincsen berajzolva egy hasonló snubber áramkör (bár be kell szerelni) a gate védelméhez.

Az említett követelményeknek megfelel úgy a 2.26. (egy modernebb), mint a 2.27. ábrán (egy egyszerűbb, kisebb I_A áramú GTO-nak megfelelő) közzölt áramkör.



2.26. ábra. Egy GTO be- és kikapcsolási áramköre és a jellegzetes gate-katód áramalakja



2.27. ábra. Egy GTO vezérlő áramkör I.

A T_1 és T_{11} tranzisztorok a 2.28. ábrának megfelelően I_{GF} áram bekapcsolási és fenntartási áramát biztosítják $A + V_G$ feszültségforrás és az R_1 és R_{11} ellenállások segítségével. A T_1 a bekapcsolási nagyobb, míg a T_{11} a fenntartó (kisebb értékű I_{GF} áram) I_{GF} áramot kapcsolják.

Az I_{GF} áram kikapcsolási szakaszát a T_2 tranzisztor biztosítja. Az L_G induktivitás a $-V_G$ feszültségforrással állítjuk be a kikapcsolási árammerekedséget. Az ábra nem tartalmazza de magától értetődő, hogy a $+V_G$ és $-V_G$ feszültségforrás közös nullpontja, a GTO tirisztor katódjával is össze van kötve így biztosítjuk az I_{GF} áramot.

Egy egyszerűbb GTO vezérlőáramkört mutat a 2.28. ábra.

A GTO be- és kikapcsolása a v_C vezérlőjellel történik. A kapcsolás bemenetén lévő inverter, mint jelfordító működik. Ha a bemenet nulla, ami azt jelenti, ha $v_C = 0$, akkor a T_2 Darlington tranzisztor bekapcsol és a D diódán keresztül az i_{Gki} áram a GTO-t kikapcsolja.

Ha v_C jelen van, az inverter kimenetén a feszültség nulla, amely a T_2 tranzisztort zárt állapotba vezérli. A T_1 tranzisztor az R ellenálláson kapott bázisáram miatt kinyit és a GTO gate-je pozitív feszültségre kapcsolódik, így megindul a bekapcsolási áram:

$$I_{Gbe-1} \approx \frac{V_G - V_{CE1} - V_{GK-GTO}}{R_2}$$

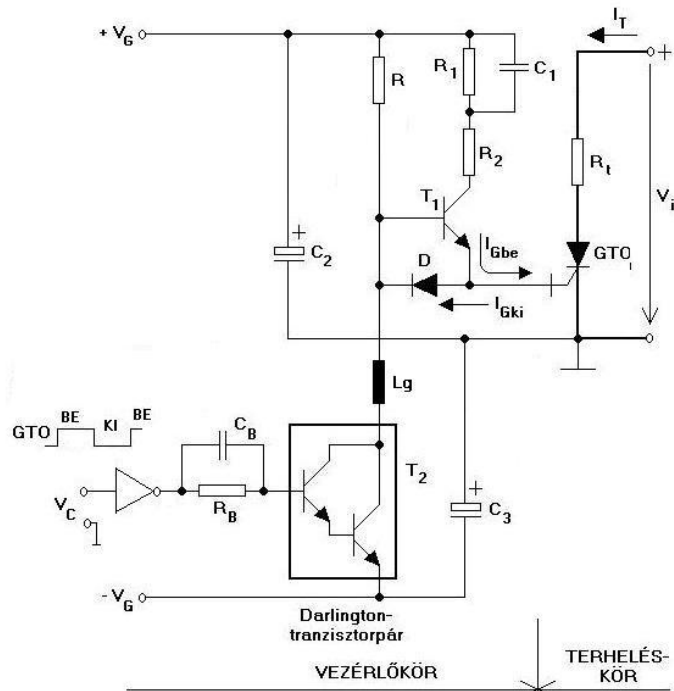
Ha a C_1 kondenzátor feltöltődik, a gate árama lecsökken:

$$I_{Gbe-21} \approx \frac{V_G - V_{CE1} - V_{GK-GTO}}{R_2 + R_1}$$

Tehát teljesül az a feltétel, hogy a bekapcsolási áram nagyobb, mint a tartóáram.

Ha $v_C = 0$, akkor a T_2 Darlington tranzisztor nyit és kialakul az i_{Gki} áram, amelynek változási sebességét az L_g induktivitás határozza meg.

$$\frac{di_{Gki}}{dt} \approx \frac{V_G - V_{FD} - V_{CE-T2} - V_{GK} - V_{ESR}}{L_g}$$



2.28. ábra. Egy GTO be- és kikapcsolási áramkör II.

Ennek az áramnak a csúcscéltéke:

$$I_{Gki \max} \approx \frac{V_G - V_{FD} - V_{CE-T2} - V_{GK}}{ESR_{C3} + r_L}$$

ahol

- V_G a gate áramkör tápfeszültsége
- V_{FD} a D dióda nyitóirányú feszültsége
- V_{CE-T2} a nyitott T_2 tranzisztor C-E feszültsége
- V_{GK} a GTO G-K feszültsége
- V_{ESR} a C_3 kondenzátor belső feszültségesése
- ESR_{C3} a C_3 kondenzátor ohmos ellenállása

Az oltókörnek biztosítani kell a gate negatív áramát, ezen negatív áram növekedési sebességét, és t_{Gav} töltéskiürítési időt.

2.3.1. A GTO tirisztorok védelme

A mai teljesítményelektronikai áramkörökben a félvezetők (kapcsolók) igen nagy áramokat (sokszor több száz vagy ezer A-t) és igen nagy feszültségeket (ma már a kV nagyságrendű feszültség kapcsolása sem tartozik a nem megoldható feladatok közé) kapcsolnak, tehát a védelmükkel kiemelten foglalkoznunk kell.

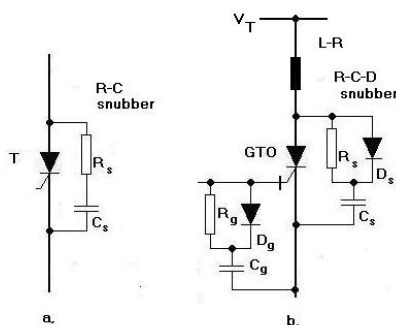
A modern teljesítményelektronikában minden kapcsolási folyamatot ellenőrizzük. Ez azt jelenti, hogy minden kiadott parancs (be-, illetve kikapcsolás) eredményét megvizsgáljuk. Ha a parancs nem hajtott végre, elektronikus eszközökkel közbelépünk és a félvezetőt és az egész topológiát megvédjük egy fatális tönkremeneteltől.

Egy-egy félvezetőre előírják a maximális áramnövekedés vagy/és feszültségnövekedés sebességet. Ezeket az adatokat a félvezetők katalóguslapjai mindig tartalmazzák. Mivel ezek maximális adatok, és bármely bekapcsolási vagy kikapcsolási folyamatra ugyanazok, azért ezen értékek nem túllépésére *passzív* áramköröket dolgoztak ki, ezek az angoltól átvett kifejezéssel a „sznöbber” (*snubber*) áramkörök.

A tirisztoroknál alkalmazott R-C snubbereket felváltották az R-C-D snubberek, amelyekből a GTO tirisztoroknál úgy a gate, mint az A-K körnél is beépítésre kerülnek (2.29. ábra).

Vizsgáljuk meg az A-K kör snubber (R_s - C_s - D_s) szerepét!

A GTO bekapcsoláskor: a C_s kondenzátor már a V_T feszültségre van feltöltődve. A GTO-n az A-K közötti feszültség a C_s - R_s időállandónak megfelelő sebességgel változhat (igaz, hogy el kell viselnie a C_s kondenzátor kisütő áramát is). A GTO-n belül az áramnövekedés sebessége az A-K közötti feszültségnövekedéstől is függ.



2.29. ábra. Snubber áramkörök a GTO védelmére

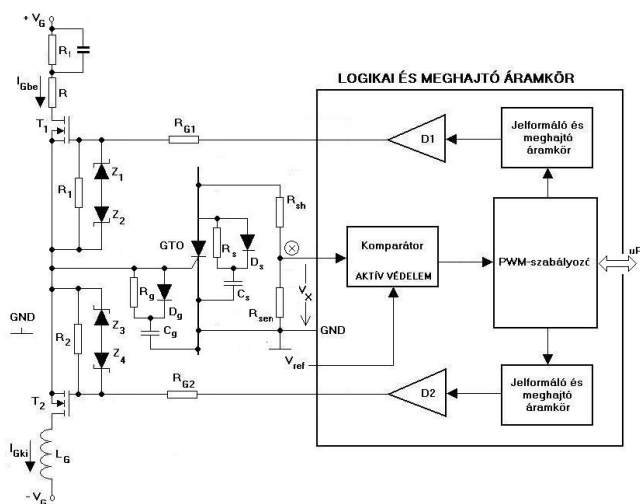
Kikapcsoláskor a C_s kondenzátornak fel kell töltenie a V_T feszültségre, amely folyamat a GTO zárásának ütemében zajlik le. A GTO-n az A-K feszültségének a növekedését az R- C_s áramkör paraméterei határozzák meg.

A modern félvezető kapcsolóknál (tranzisztor, GTO, IGBT) ha egyidegig alkalmazzuk őket, mindegyik félvezetőhöz hozzárendeljük az őt megillető snubbert. Hídkapcsolásoknál az egész hídra írnak elő egy közös snubbert.

A félvezető gyártók a legmodernebb félvezetők alkalmazásakor (bizonyos körülmények között), már nem írják elő a snubber áramkörök használatát.

Aktív védelemről akkor beszélünk, ha akkor avatkozunk közbe és kapcsoljuk ki a félvezetőt, amikor egy nem várt igénybevételre kerülne sor, pl. rövidzár a terhelés oldalán, és ez az igénybevétel a félvezetőt tönkretethetné.

A GTO tirisztorok még egy véletlenszerű 5-szörös anódáram mellett is kikapcsolhatók. Ez a többszörös igénybevételi elviselhetőség és annak megszüntetése természetesen csak korlátozott ideig áll fenn. Ha egy áramkörrel (a GTO-knál pl. egy gyors áramváltóval) észleljük a normálisnál nagyobb (rövidzár) áramot, a gate vezérlőkör segítségével a GTO kikapcsolható. Egy ilyen aktív védelmi rendszer részét képezi az alábbi ábra (2.30. ábra). Ha egy GTO bekapcsolási parancsot kap, akkor annak természetes következménye, hogy a V_{AK} feszültség pár V értékre esik, azaz a parancs végrehajtódott. Ha kikapcsolási parancs érkezik, a GTO-n a kap-



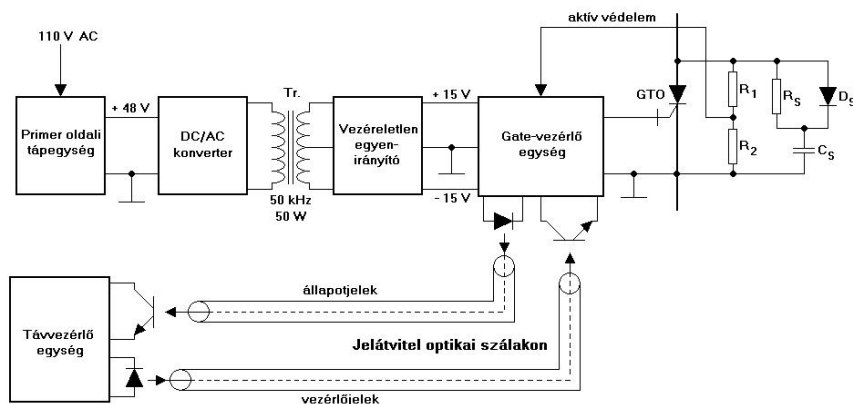
2.30. ábra. A GTO bekapcsolását és túlfeszültségét figyelő elrendezés

csolandó magas feszültség visszaáll eredeti értékére. Erről a vezérlésnek szintén tudnia kell. Így mindegyik GTO egy ellenállásosztót (R_{sh} és R_{sen} ellenállások, 2.30. ábra) kap, amelynek feszültségét figyeli az elrendezés komparátora.

Ha bekapcsolt állapotban az I_A nagyon megnőne, az aktív védelem ezt érzékeli és kikapcsolási parancsot kényszerít ki a vezérléstől.

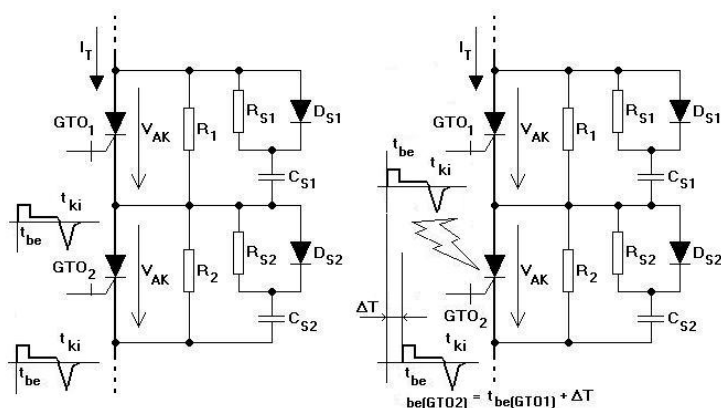
A parancsok és a végrehajtás eredménye optikai szálakon keresztül jut el a vezérlőegységbe (2.31. ábra).

A teljesítményelektronikában a néhány 100 m hosszúságig használható optikai szál alkalmazták, ami azt jelenti, hogy a fényt vezető központi rész is műanyagból készül. Az optikai szálakhoz speciális meghajtókat és vevőegységeket építenek. Az optikai szál alkalmazásának előnye, hogy viszonylag olcsó és ugyanakkor nagy szigetelési ellenállással rendelkezik a meghajtó és a teljesítményfokozat között. Mivel optikai szálakban a fénytörés nagyobb, a fény terjedési sebessége kisebb lesz a szálban és ezért, ha sok tirisztort kell vezérelni optikai szálon keresztül, akkor ugyanolyan hosszúságú optikai szálakat használunk, hogy a jeltovábbítási idők azonosak legyenek.



2.31. ábra. Egy gate vezérlő egység környezete és a kommunikáció az állapot és vezérlőjelekkel

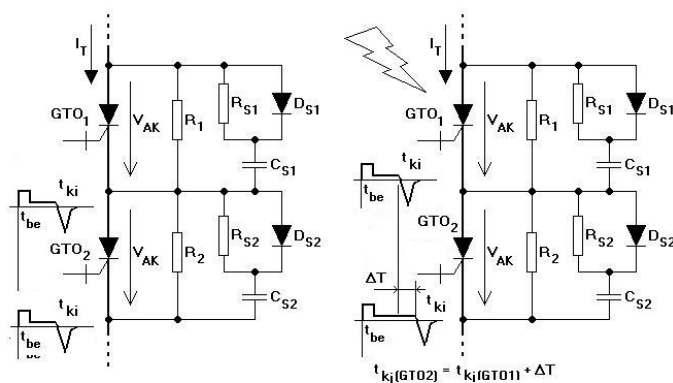
A 2.32. és 2.33. ábra egy késve érkező bekapcsolási, illetve kikapcsolási jel esetleges végrehajtásának fatális következményeit ábrázolja egy olyan vezérlési ágba, ahol két GTO van sorba kapcsolva.



2.32. ábra. Késve érkező bekapcsolási parancs lehetséges hatása

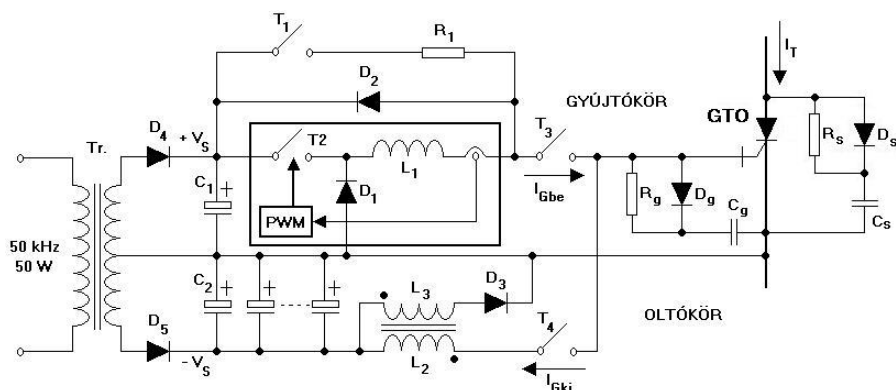
Azért állítjuk, hogy ezeknek a parancsoknak esetleges a végrehajtása, mert az említett kommunikáció eredményeképpen fel tudjuk ismerni a nem megfelelő működést (a túlfeszültséggel veszélyeztetett GTO-t érzékelve) és le tudjuk állítani a berendezés (kapcsolás) működését. A kapcsolást a vezérlőrendszer leállítja és lekönyveli, hogy melyik GTO került veszélybe.

A 2.32. és 2.33. ábra inkább arra hívja fel a figyelmet, hogy nagy fontosságú a jeltovábbítás helyes megtervezése. A több száz GTO-t is tartalmazó nagyfeszültségű egyenáramú hálózatoknál egyenlő hosszúságú optikai szálakat alkalmaznak a vezérlőegység és a sok gate meghajtó egység között, hogy a különböző szálakban futó jelek késleltetése ugyanakkora legyen.



2.33. ábra. Késve érkező kikapcsolási parancs lehetséges hatása

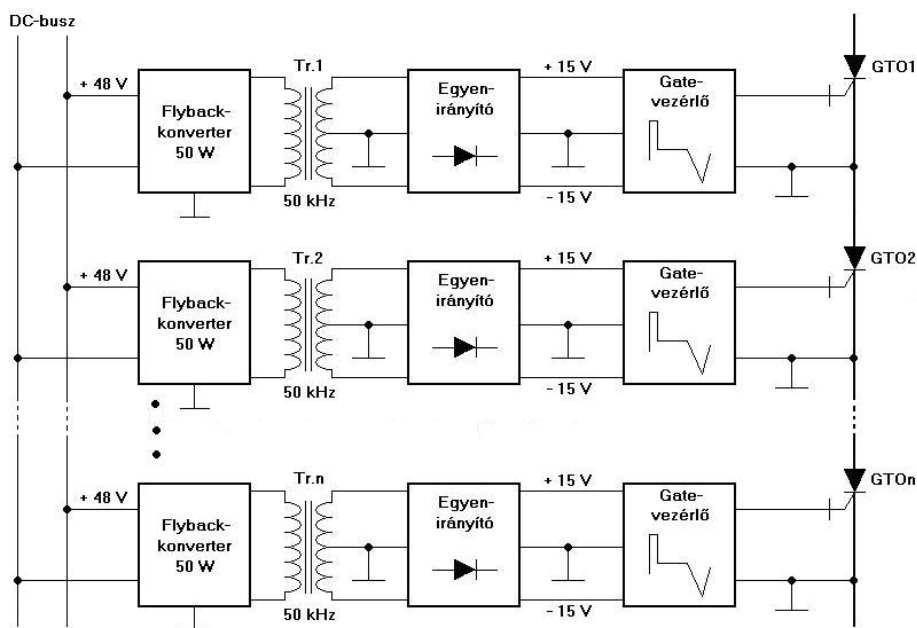
A 2.34. ábrán egy modern GTO vezérlőáramköri elrendezés látható, amelynek jellegzetessége, hogy a GTO tirisztor fenntartó áramát egy áramgenerátoros kapcsolóüzemű tápegység biztosítja ($T_2 - L_1 - \text{PWM}$).



2.34. ábra. Egy modern GTO vezérlőáramkör kapcsolási vázlata

A vezérlést 4 MOSFET tranzisztor alkalmazásával valósítjuk meg, amelyek közül a T_3 a bekapcsolási idő alatt nyitóirányú vezérlést biztosít a GTO-nak (a T_1 -el a nagyobb bekapcsolási gate áramot, T_2 -vel a fenntartó áramot szabályozzuk). Kikapcsoláskor a T_4 tranzisztor üzemel, míg az L_2 - L_3 csatolt tekercspár a maradék I_G áramot visszatáplálja a C_2 kondenzátortelepbe. Egy szóval az energiatakarékos vezérlési technika megvalósításának egy jó gyakorlati példája a jelen kapcsolás. A nagyon sok GTO tirisztort tartalmazó áramkörökben (nagyfeszültségű egyenáramú energiaátvitel átalakítói) ez nem elhanyagolható szempont, hiszen a GTO-k száma fázisonként elérheti a több 10-et is.

Nagyáramú és nagyfeszültségű kapcsolásoknál több GTO van sorba v. esetleg párhuzamosan kapcsolva. Mindegyik GTO-nak megvan a saját vezérlő áramköre, amely ugyanakkor információt is szolgáltat az eszköz működéséről. A kapcsolásban részvevő GTO vezérlőáramköreinek (a Gate Unit-oknak) egyedi energiaellátást kell biztosítani (2.35. ábra). A kapcsolásokban arra kell törekednünk, hogy mindegyik tirisztornak egyedi referenciapontot biztosítsunk, amely ebben az áramkörben mindegyik tirisztor katódjához egyedileg csatlakozik.



2.35. ábra. Sorba kapcsolt GTO-k vezérlő egységeinek egyedi energiaellátása

2.4. A teljesítménytranszisztor

2.4.1. A tranzisztor működése és jellemzői

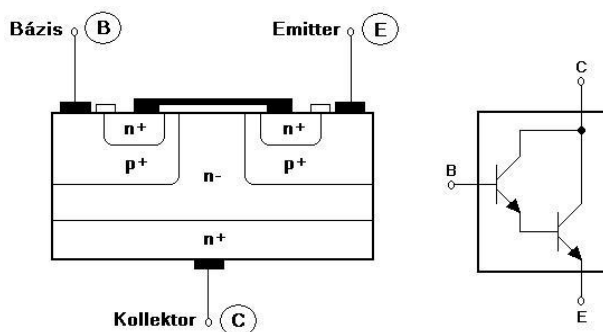
Teljesítményelektronikai berendezésekben, ha a nagy áramok kapcsolására bipoláris tranzisztort alkalmaznak, akkor az minden esetben monolitikus Darlington (ugyanazon struktúrájú $nnpn$ a legtöbb esetben) tranzisztor. Ezeknél az alkalmazásoknál a tranzisztort kapcsolóüzemben használják, ami azt jelenti, hogy bekapcsoláskor arra kell törekednünk, hogy megfelelően nagy bázisárammal a tranzisztort minél rövidebb idő alatt telítésbe vezéreljük. Egy telítésbe vezérelt tranzisztoron a kollektor-emitter nyitóirányú feszültségesés ($V_{CE(sat)}$) viszonylag kicsi (1...2 V).

A telítésbe vezérlés feltétele, hogy $I_B > \frac{I_C}{h_{21}}$.

Megjegyezzük, hogy a teljesítménytranszisztorok áramerősítési tényezője (h_{21}) rendkívül alacsony (5...10) a nominális áramuknál (2.37.b. ábra).

Ezek a tranzisztorok fordított irányú $C-E$ feszültséget nem viselnek el és ezért az egy-, vagy háromfázisú hídkapcsolásokban való alkalmazásuk

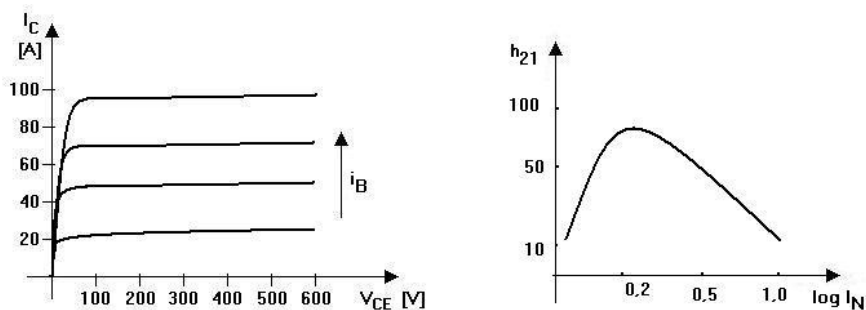
esetén egy-egy inverz diódát mindig be kell építeni az áramkörökbe, a kapcsolótranzisztorral párhuzamosan.



2.36. ábra. Teljesítménytranzisztor cella

A 2.36. ábra egy tranzisztorcella sematikus ábrázolását és a Darlington tranzisztor rajzjelét mutatja. Egy-egy tranzisztor több ezer ilyen cellából áll.

A Darlington tranzisztor kimeneti karakterisztikája megegyezik a hagyományos bipoláris tranzisztor kimeneti karakterisztikájával (2.37. ábra), csak nagyobb feszültség és áramértékekkel jellemzett.



2.37. ábra. Teljesítménytranzisztor kimeneti és $h_{21}(I_N)$ karakterisztikája

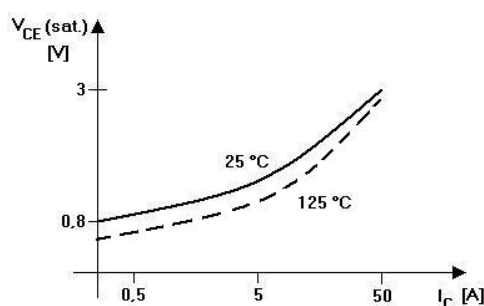
E tranzisztorok főbb paraméterei a következők:

- maximális kollektor átlagáram: I_C
- maximális kollektor csúcsáram kapcsolóüzemben: I_{CM} (általában 10 ms-ra adják meg)
- maximális kollektor-emitter feszültség (V_{CE0})

- maximális kollektor-emitter feszültség negatív előfeszítés mellett (V_{CEX}), ez valamivel nagyobb, mint a V_{CE0}
- maximális kapcsolási frekvencia (értéke 0,5...5 kHz)

Kereskedelmi forgalomban már kapható olyan teljesítménytranzisztor is, amelynek maximális adatai: $V_{CE0} = 1500$ V és $I_C = 300$ (600) A.

A $V_{CE(sat)}$ feszültség függ a tranzisztor áramától (2.38. ábra). Ennek mérésére és a mérési eredmény feldolgozására *aktív tranzisztortvédelmi áramköröket* építhetünk. Ilyen aktív védelmi áramkörrel az IGBT tranzisztorok tárgyalásánál foglalkozunk.



2.38. ábra. A $V_{CE(sat)}$ áram- és hőmérsékletfüggése

2.4.2. A tranzisztor vezérlése

Az áramirányítókban (konverterekben), valamint a villamos gépek fordulatszám- és nyomatékszabályozási kapcsolásaiban a tranzisztorokat természetesen kapcsolóüzemben használjuk. Ez azt jelenti, hogy a tranzisztort vagy teljes telítésbe (on), vagy kikapcsolt állapotba (off) kell vezérelni. E feladat egyszerű megoldására vezérlőáramköröket (angolul driver) alakítottak ki.

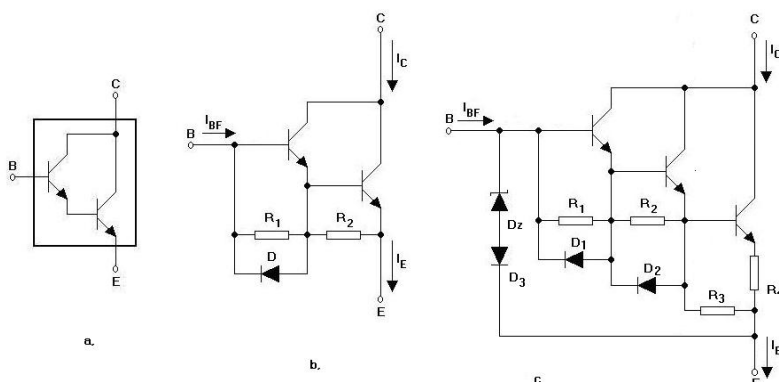
A vezérlőáramkör kialakításának főbb szempontjai a következők:

- a vezérlésnek telítésbe kell vinni a tranzisztort. Technikailag megengedhető, hogy a nyitóirányú bázisáram a telítési pont bázisáramát (I_{Bsat}), egy rövid 2...3 μ s-os időre jelentősen ($I_B \approx 2 \cdot I_{Bsat}$) meghaladja,
- a kikapcsolás rendkívül gyors kell, hogy legyen, ezért negatív előfeszítést (negatív bázisáram, I_{BR}) alkalmaznak a kikapcsolási áramkörökben.

Ma még főleg a szervó-hajtásokban alkalmaznak teljesítménytranzisztorokat. A gyártók a beépítésre ajánlanak két-, illetve háromtranzisztoros típu-

sú eszközöket. A Darlington kapcsolásnál ügyelni kell arra, hogy a Darlington tranzisztorpárt alkotó tranzisztorokat ne vezéreljük túl, azaz a bemeneti V_{BE} feszültség egyenletesen oszódjon el az alkotó tranzisztorok B-E átmenetein.

Ezért a gyártók kiegyenlítő- (feszültségbeállító) és védődiódákkal, illetve ellenállásokkal kialakított eszközöket kínálnak (2.39. ábra: D, D₁, D₂, D₃, D_z, R₁, R₂, R₃). A védődiódákon létrejövő kb. 0,7 V nagyságú feszültség nem engedi szaturálásba vinni a tranzisztorokat kikapcsoláskor, míg bekapcsoláskor az R₁, R₂, R₃ ellenállások, mint feszültségosztók beállítják a B-E átmenet feszültségét. A modern eszközökben ezeket a diódákat és ellenállásokat már beépítik a tranzisztorba és nem a kapcsolástervező feladata a tranzisztorok e típusú munkapontjának méretezése.



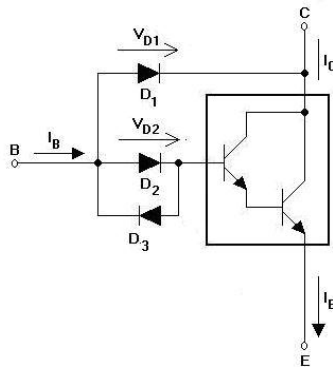
2.39. ábra. Teljesítménytranzisztorok

a) rajzjele b), c) kettő, illetve három tranzisztorból kialakítva

Jellegzetes *tranzisztorvédő kapcsolást* mutatunk be az alábbiakban (2.40. ábra).

A tranzisztor védelmére kifejlesztett kapcsolás működésének rövid leírása:

- a D₁ dióda szerepe az, hogy meggátolja a tranzisztor túlvezérlését, és ne engedje meg, hogy a B-C átmenet negatív előfeszítést kapjon,
- a D₂ dióda a D₁ diódával közösen a tranzisztor bekapcsolt állapotában megtartja a következő értéket: $V_{CE} \approx V_{BE}$
- a megfelelő bázisáram hozzárendelését a megfelelő kollektor-áramhoz a következőképpen magyarázzuk:



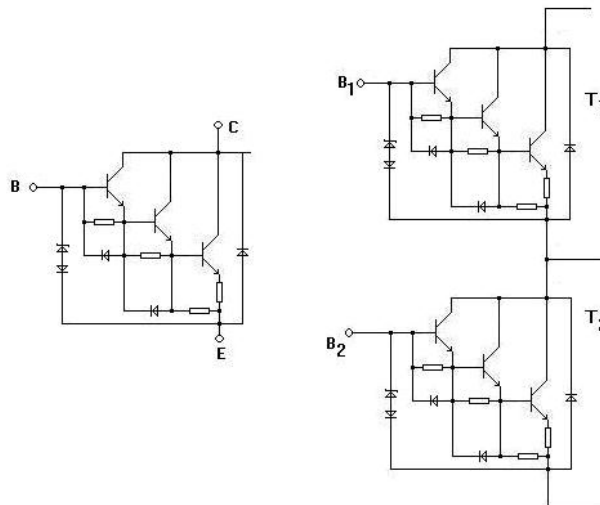
2.40. ábra. A tranzisztor munkapontjának biztosítása

A D_1 diódára felírható, hogy

$$V_{D1} = V_{BE} + V_{D2} - V_{CE}$$

Amikor a tranzisztor telítésbe kerül, a kollektor-emitter feszültségre felírható:

$$V_{BE} + V_{D2} \approx V_{BE} + 0,6$$



2.41. ábra. Egyedi és hídági tranzisztorok

A D_1 dióda nyitóirányú előfeszítést kap és egy része a bázisáramnak ezen a diódán keresztül a kollektorba kerül, amely a bázisáram csökkenését eredményezi. Ez akkor következik be, ha a terhelőáram kisebb, mint a maximális kollektoráramot biztosító maximális bázisáram.

Ha a D_1 dióda vezet,

$$V_{D1} \approx V_{D2} \text{ és } V_{CE} = V_{BE}$$

A D_3 dióda, a negatív záróirányú bázisáramnak ad utat.

A gyártók nem csak egyedi (Darlington) tranzisztorokat gyártanak, hanem kínálnak egyetlen chipben integrálva egy- és háromfázisú hidakat, vagy hídágakat (2.41. ábra).

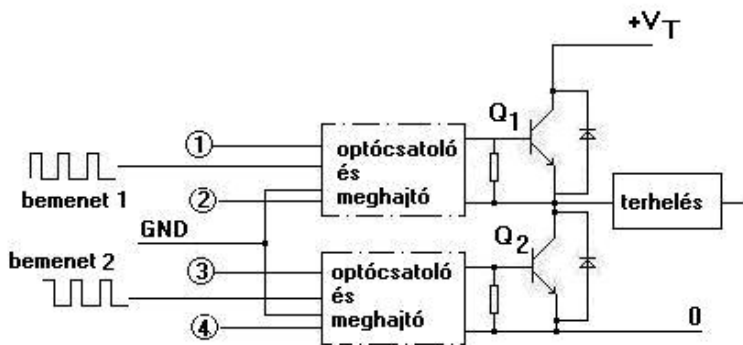
2.4.3. Tranzisztoros hídkapcsolások és vezérlésük

A hídkapcsolások egy-egy hídágában két kapcsoló helyezkedik el (2.42. ábra). A felső kapcsoló, ábránkon a Q_1 a pozitív sínre, míg az alsó kapcsoló (Q_2) a 0 potenciálra (amely rendszerint a föld) kapcsolódik. A terhelést a két kapcsoló közös pontjához kötik.

A terhelést felváltva kapcsolják a $+V_T$ feszültségre, illetve a 0 potenciálra.

A Q_2 tranzisztor vezérlése

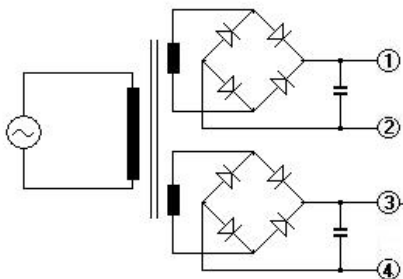
E tranzisztor vezérlése a vezérlő potenciál (bázis feszültség ebben az esetben) szempontjából egyszerű, mert a tranzisztor emittora a földre van kapcsolva, tehát a vezérlő feszültséget, amely létrehozza a bázisáramot, szintén a földhöz képest állítjuk elő. A két földpont közös és potenciálja állandó (0 V).



2.42. ábra. Hídáramkörök vezérlése

A Q_1 tranzisztor vezérlése

Ebben az esetben a helyzet sokkal bonyolultabb. A terhelés, amely a Q_1 emitterére kapcsolódik ún. lebegő potenciálon van. Ha egyik tranzisztor sincs bekapcsolva, akkor $V_T/2$ feszültség mérhető a Q_1 emitterén, ha Q_2 vezet, akkor $\approx 1...2$ V a Q_2 C-E feszültsége, míg Q_1 vezető állapotában a mérhető feszültség $V_T - (1...2)$ V.



2.43. ábra. Föld-független feszültségforrások

A bázisfeszültséget mindig az emitter potenciáljához kell igazítanunk. A legkézenfekvőbb megoldás, hogy a tranzisztor vezérlő(meghajtó) jelét egy föld-független feszültségforrásból kapjuk (2.43. ábra).

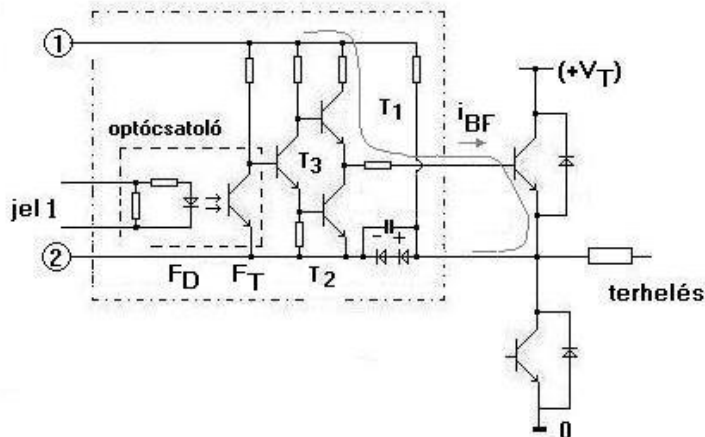
A kapcsolás transzformátorának a szigetelése a primer és szekunder tekercsek között úgy van méretezve, hogy a V_T feszültség ne okozhasson átütést.

Mivel a V_T feszültség igen nagy lehet (több 100 V is), biztonsági megfontolásokból potenciál független összeköttetést biztosítunk a hídág úgy az alsó, mint a felső tranzisztorvezérlő áramköreinek.

Maga a meghajtó úgy van kialakítva (2.44. ábra), hogy biztosítja a vezérléshez megfelelő bázisáramot.

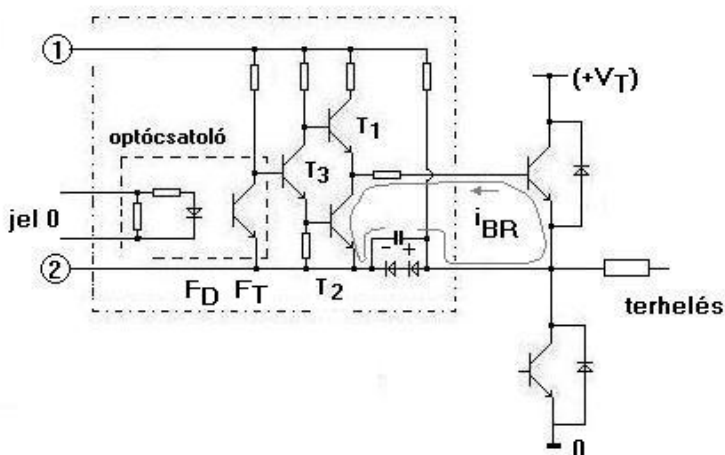
Itt egy optocsatolóval ellátott meghajtó áramkört mutatunk be.

Optocsatolóval ellátott vezérlésnél függetleníteni tudjuk magunkat a V_T feszültségtől a tranzisztor meghibásodása esetén is. Ma ez a leginkább használt vezérlőjel-átvitel a vezérlőjeleket kiadó számítógép (egység) és a nagyfeszültségű kapcsolóegység (Q_1 , Q_2 tranzisztorok) között.

2.44. ábra. A bekapcsolási áram (i_{BF}) kialakulása*A meghajtó működése*

Ha a bemeneten vezérlőfeszültség jelentkezik, az F_D fotodióda bekapcsolja az F_T fototranzisztort és ekkor T_3 zár, T_2 nyit és a T_1 rákapcsolja az 1-es pont feszültségét a kimenetre. A kapcsolásban lévő ellenállások (a T_1 kollektor és emitter ellenállása) meghatározzák a kimeneti áram nagyságát.

Ha a bemeneten nincs feszültség, az F_D nem bocsát ki fényt, az F_T zárt állapotban kerül, amelynek hatására a T_3 nyit, ami a T_1 zárását és a T_2 nyitását eredményezi.

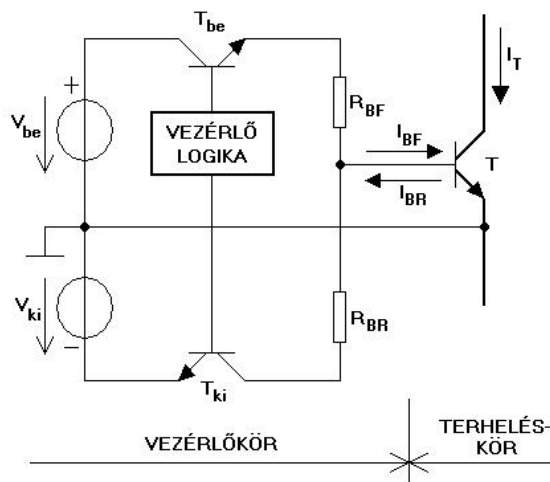


2.45. ábra. Negatív bázisáram létrehozása

A kimenet „A” pontja negatívabb potenciálon van, mint a kapcsolt teljesítménytranzisztor emittora, ahová az A pont csatlakozik, amely azt eredményezi, hogy e feszültség ($\approx 1,4$ V) a T_2 bekapcsolásakor a negatív feszültségforrás lesz. A töltések gyorsan elhagyják a Darlington pn átmenetét, azaz a tranzisztor lezár.

2.4.4. A tranzisztorok (modern) vezérlése

A modern tranzisztorvezérlésnél a vezérlőáramkör kettős, $+/-$ betáplálással rendelkezik és a vezérlési logikával befolyásolható akár a be és kikapcsoló bázisáram növekedések sebessége is (2.46. ábra). A be- és kihúzó bázisáramok nagyságát az R_{BF} - R_{BR} ellenállásokkal állítjuk be. Mint látható, e kapcsolás szimmetrikus tápfeszültség-ellátást igényel, de ez már a mai kor követelményeinek megfelel akkor is, ha többlet áramköri elem szükséges.



2.46. ábra. Teljesítménytranzisztorok modern vezérlőáramköre

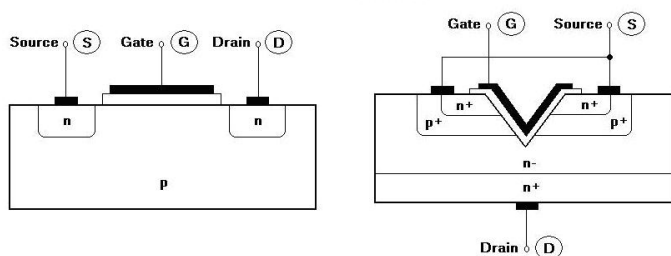
2.5. A MOSFET

2.5.1. A MOSFET általános jellemzői

A szigetelt kapus FET tranzisztort MOSFET-nek (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) nevezzük. A vezérlőelektróda a gate (kapu) egy szigetelő réteggel, rendszerint SiO_2 -al (szilícium-dioxid SiO_2 , de alkalmaznak még szilícium-nitridet Si_3N_4 , alumínium-oxidot Al_2O_3 vagy egyéb szigetelőt is) el van szigetelve a félvezető csatornától. A gate elektróda és a félvezető réteg egy lemezkondenzátorként fogható fel, amelyben a szigete-

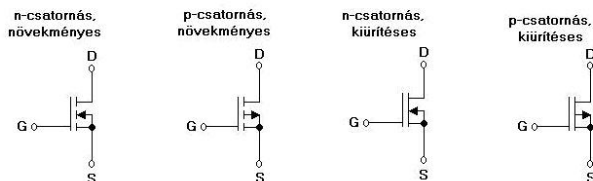
lő a dielektrikum. Ez a SiO_2 szigetelő réteg rendkívül vékony és ezért még a statikus elektromosság is tönkretelheti a félvezetőt.

Nézzük meg – a 2.47. ábra alapján –, mi történik egy n csatornás, ún. növekményes MOSFET-nél, ha a szubsztráton (alapon) kialakított drain (nyelő) és a source (forrás) elnevezésű „zsebekre” feszültséget kapcsolunk úgy, hogy a gate (kapu) elektródára viszont semmilyen feszültség nem kerül. Ekkor nem indul meg az áram a két elektróda között, mert a két n zsebet elválasztó p réteg záróréteggént hat. A drain és source elvileg egymással felcserélhető.

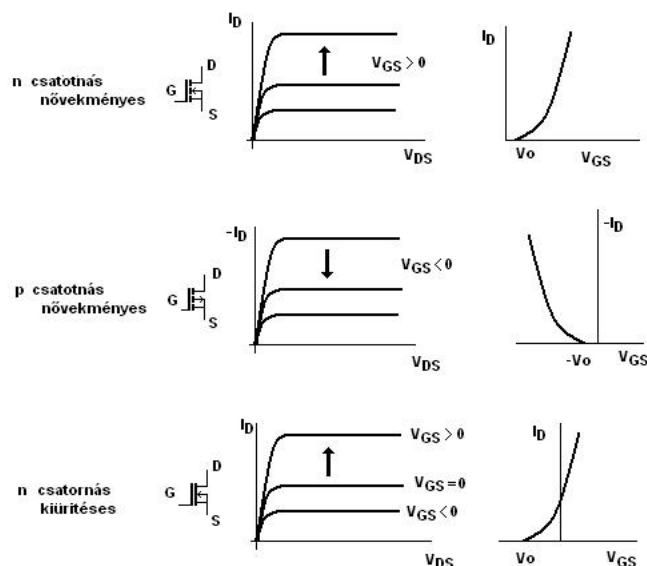


2.47. ábra. A teljesítmény MOSFET cellák felépítése

Ha az említett gate elektródára pozitív feszültséget kapcsolunk a szubsztráthoz képest, akkor a gate elektróda és a tőle elszigetelt szubsztrát, mint egy lemezkondenzátor működik. E lemezkondenzátor oda vonzza a p szubsztrátban meglévő vegyértékelektronok egy részét és így kialakul egy ún. invertáló (inverziós) réteg, azaz egy vezetési csatorna a drain és source kivezetések között. Ez az invertáló (inverziós) réteg egy bizonyos V_0 feszültségnél jön létre és ezt a tranzisztor típust *növekményes MOSFET-nek* nevezzük (a vezérlő feszültség növekedésekor kialakuló inverziós réteg miatt), amelynek *küszöbfeszültsége* V_0 .



2.48. ábra. A klasszikus MOSFET típusok



2.49. ábra. MOSFET bemeneti és kimeneti karakterisztikák

Ha már a gyártási folyamatban előállítottuk az említett invertáló réteget és e réteget egy a gate-re kapcsolt feszültséggel lebontjuk, akkor *kiürítéses MOSFET* tranzisztorról beszélhetünk. Ekkor a V_0 feszültséget, amelynél a vezetés megszűnik, *lezáró feszültségnek* nevezzük.

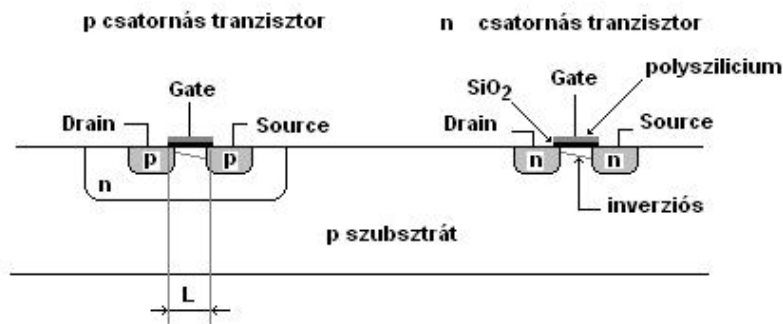
A gate alatti inverziós réteget *csatornának* is nevezik.

Kialakítható *p* csatornás kiürítéses és növekményes MOSFET is. A különböző MOSFET típusok és jelölési módjaik, karakterisztikáik láthatóak a 2.48. és 2.49. ábrán.

Ma a processzorok, mikrovezérlők laterális kialakítású *n* és *p* csatornás MOSFET cellákból épülnek fel.

A 2.50. ábra a komplementer MOS – CMOS – tranzisztorok kialakítását mutatja be.

Ezekre az integrált áramkörökre, processzorokra kifejlesztett CMOS tranzisztor felületigénye az 1990-es évek kb. $6000 \mu\text{m}^2$ -éről 2005-re $1 \dots 1,5 \mu\text{m}^2$ -re csökkent. Természetesen ez az igen kicsi méretű tranzisztor csak igen kis áramok kapcsolására képes. Emiatt ezt tranzisztor cellának nevezhetnénk és ilyen cellaszintű felhasználása e technológiának a modern integrált áramkörök, a mikroprocesszoros rendszerek, a számítógépek processzorai. Ma egy processzorban 10^6 – 10^8 CMOS elem is található.



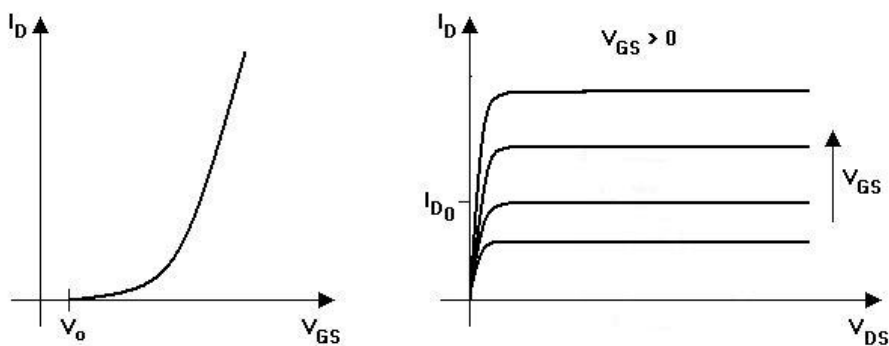
2.50. ábra. CMOS tranzisztorok (néhány) megvalósításának sematikus ábrázolása

Ma egy 3 V drain-source feszültségre méretezett cella, úgy 100 μA áram kapcsolására szolgálhat. A cellák kapcsolása olyan jellel történhet, amelynek le- és felfutási élei 1 ns-100 ps időtartamúak. Egy-egy p vagy n zseb mérete (mélysége) μm nagyságrendű. A processzorok jellegzetes tápfeszültségei ma már nem a TTL technikában ismert +5 VDC, mert a megnövekedett számítástechnikai igény egy-egy processzorral szemben mind több tranzisztort kíván. Ahhoz, hogy ugyanarra a felületre több tranzisztort helyezhessünk el, csökkentenünk kell a csatorna szélességét és a zsebek méreteit, illetve a tranzisztorokat egymástól elválasztó szigetelő szerepet betöltő, de számítástechnikai szempontból nem kihasznált felületek nagyságát. A kisebb, keskenyebb szigetelési csatornák miatt a processzorok mind kisebb tápfeszültséggel működhetnek. Így folyamatosan csökkentettük a tápfeszültséget, ma már léteznek +3,3 VDC, +2,4 VDC, +1,8 VDC tápfeszültségű processzorok. Mai ismereteink szerint a CMOS technológia működési határa +1,2 VDC feszültségre tehető. Ha a biztonsági tényezőket is figyelembe vesszük, a minimális tápfeszültség, amellyel még működhet a Si alapú CMOS technológia: +1,4 VDC.

2.5.2. A teljesítmény MOSFET

A korábbiakban bemutatott tranzisztorcsalád laterális kialakítású, amely alatt azt értjük, hogy az áramvezetés a tranzisztor felületén megy végbe. Teljesítményelektronikai alkalmazásokban ez egyáltalán nem előnyös, mert a nagyobb áramok, nagyobb hűtési lehetőséget igényelnek. A hűtőborda csak a szubsztrátra kerülhet, amely szubsztrát egy hőszigetelő réteggel

fogható fel. Mint tudjuk, a teljesítményelektronikában nagy áramokat kell kapcsolnia a tranzisztornak. A teljesítményelektronikai MOSFET-ek, több ezer egyedi tranzisztorból (cellából) épülnek fel, amelyeket már a kialakításkor párhuzamosan építenek össze. A cellák méretei nagyobbak a CMOS technikában megismertnél, az egyedi cellák között nagyobb térköz van, hogy megnövelhessük a tranzisztor átütési szilárdságát. Kialakult a vertikális kialakítás, amelynél az áram útja függőleges, mintegy „átmegy” a tranzisztoron. Így lehetőség adódik arra, hogy a drain-re szerelhető legyen a hűtőborda és ezáltal a megfelelő helyre kerül a hűtési feladat elvégzéséhez. Ennek az elrendezésnek előnye még, hogy a drain és a source egymástól a térben jól elválasztott, ami a nagyobb feszültség elviselése szempontjából kedvező. A szubsztrátra növesztett réteg adja meg a tranzisztor maximális feszültségét.



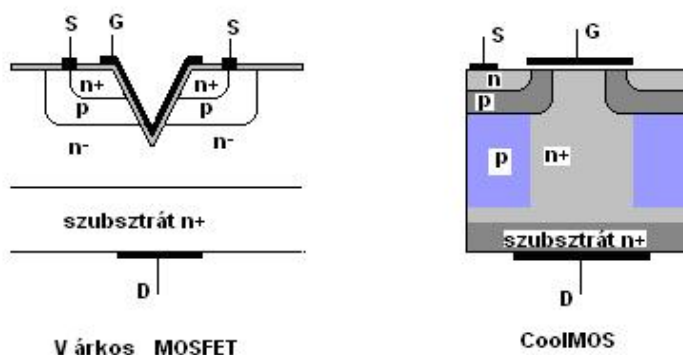
2.51. ábra. A MOSFET ohmikus karakterisztikájának kihangsúlyozása

Egy mai teljesítmény MOSFET komplexitását jól jellemzi, hogy a tranzisztort alkotó cellák sűrűsége több, mint 200000 cella/ cm^2 , míg a szubsztrát vastagsága kisebb, mint $500\ \mu\text{m}$, ill. a csatorna hossz $1\text{--}2\ \mu\text{m}$.

A 2.52. ábrán a *V alakú, árkos MOSFET* kialakítását láthatjuk, valamint az utóbbi időben kifejlesztett, „növesztett szubsztrátot” alkalmazó ún. CoolMOS tranzisztorok (tranzisztor cellák) felépítését szemléltetjük. E CoolMOS típusú tranzisztor, az igen kicsi átmeneti ellenállásával ($R_{ds(on)}$) tűnik ki.

A vezetésben lévő MOSFET fontos adata az átmeneti ellenállás ($R_{ds(on)}$), amely a maximális disszipációs teljesítményt is meghatározza. Az átmeneti ellenállás valóban egy ellenállást, az n csatornás MOSFET-nél a source, a drain és szubsztrát (mindegyik n típusú félvezető) valamint az

invertált réteg és a felületre ragasztott elvezetők ellenállásainak soros eredője. Az $R_{ds(on)}$ -t az 1990-es évek $1...10\ \Omega$ értékéről, a modern CoolMOS tranzisztoroknál $2...4\ m\Omega$ -ra sikerült csökkenteni. Sokszor ezek az utóbbi teljesítménytranzisztorok alig igényelnek hűtést.



2.52. ábra. Teljesítményelektronikai MOSFET tranzisztor cellák

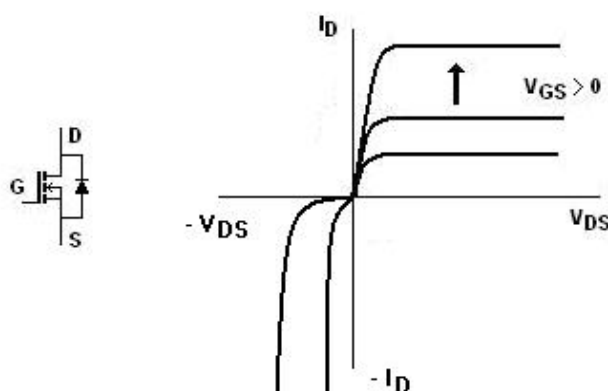
2.5.3. A MOSFET tranzisztor inverz diódája

A teljesítményelektronikai MOSFET tranzisztoroknál az n és p zsebek igen kicsi méretei miatt a source elektródát csak úgy tudják kialakítani, hogy az elektróda úgy a p , mint az n zsebet is érinti. Ez azt jelenti, hogy a source és drain elektróda között kialakul egy aktív pn átmenet, ami a teljesítmény MOSFET tranzisztorokra jellemző *inverz dióda*. Ezt a diódát nem szoktuk a tranzisztorral együtt ábrázolni, de jelenlétét mindig figyelembe vesszük.

A fentiekből következik, hogy a MOSFET tranzisztornak ohmikus karakterisztikája van, ellentétben a bipoláris tranzisztorok telítési karakterisztikájával szemben (2.53. ábra).

A mai modern konverterekben a MOSFET-ek mind-mind kapcsolóüzemben működnek. A bekapcsolási ellenállással kapcsolatban meg kell jegyeznünk, hogy e tranzisztor típusnak önkorlátozó karakterisztikája van a termikus megfutás szempontjából, ugyanis az epitaxiális (növesztett) réteg hőmérsékleti tényezője ($T_{KR(on)}$) pozitív és értéke közelítőleg:

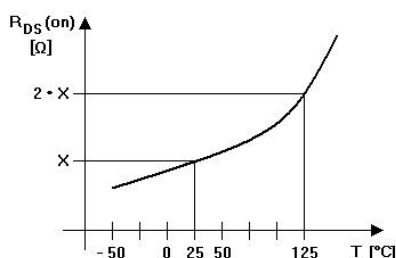
$$T_{KR(on)} \approx 6...9 \cdot 10^{-3} [^{\circ}\text{C}^{-1}]$$



2.53. ábra. A MOSFET kimeneti karakterisztikája az inverz diódát is figyelembe véve

A 25 °C hőmérsékletéről ΔT hőmérsékletkülönbséggel felmelegedett tranzistor bekapcsolási ellenállása:

$$R = R_{25} \cdot (1 + \Delta T \cdot T_{KR(on)})$$



2.54. ábra. A bekapcsolási ellenállás hőmérsékletfüggése

A tranzistor ezen karakterisztikáját a gyártók közölni szokták, de gyors becslésre használhatjuk a következő összefüggést is:

$$R_{125} \approx 2 \cdot R_{25}$$

2.5.4. A MOSFET kapcsolóüzemű jellemzői

A teljesítmény MOSFET-eket általában kapcsolóüzemű működésben alkalmazzuk. Bár látszólag a MOSFET-et feszültséggel vezéreljük, a valóságban ahhoz, hogy a gate-et bizonyos feszültségre feltöltsük, töltéseket kell mozgatnunk, azaz lesz valamekkora be- és kikapcsolási áram. Amint

azt a 2.55. ábra is mutatja, a MOSFET-ek kapacitásokkal terheltek, amelyeket minden be- és kikapcsoláskor át kell tölteni.

Ezek a kapacitások a következők:

- C_{dg} – visszahatási kapacitás
- C_{gs} – gate-source kapacitás
- C_{ds} – drain-source kapacitás

A fenti kapacitások határozzák meg a meghajtó-generátor (driver) kimeneti ellenállásával együtt a teljesítménytranzisztorok kapcsolási időit.

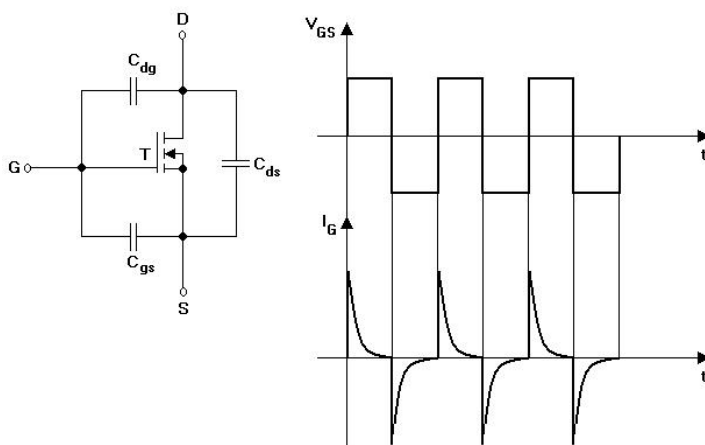
A V_{GS} vezérlési feszültséget is standardizálták, ennek szokásos értéke ± 20 V.

A teljesítmény MOSFET adatlapjai többnyire a kikapcsolt tranzisztor kapacitásgörbéit adják meg.

- $C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$ (kimeneti kapacitás)
- $C_{rss} = C_{gd}$ (transzfer kapacitás)
- $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$ (bemeneti kapacitás)

Az index ss része az angol small signal (kisjelű) elnevezés rövidítése.

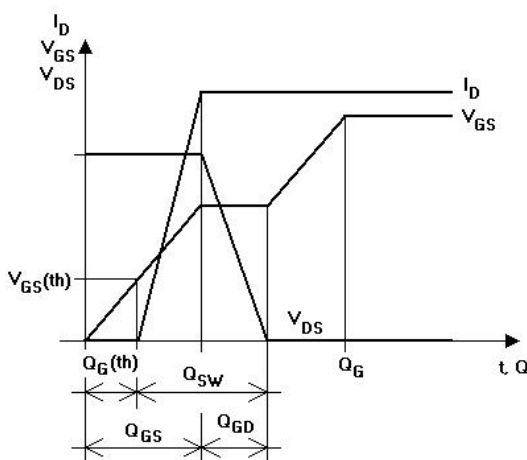
Ezeket a katalógusadatokat megfelelő körütekintéssel kell kezelnünk, hiszen általában nem adnak képet a tranzisztor átmeneti állapotairól. Itt arra gondolunk, hogy a tranzisztor vezetési struktúrája (az inverziós réteg) épp a bekapcsolás és kikapcsolás ideje alatt jön létre, illetve szűnik meg.



2.55. ábra. A teljesítmény MOSFET kapacitásai és gate feszültsége és árama

Tehát vizsgálnunk kell (kellene) a C_{oss} , C_{rss} , és C_{iss} megadott kapacitásgörbét különböző V_{GS} feszültségek mellett. Az egyik legfontosabb és egyben alapvető különbség a MOSFET és a bipoláris tranzisztor között, hogy a MOSFET szinte teljesítménymentesen vezérelhető az izolált kapuelektrodáján keresztül. A MOSFET bekapcsolásához elegendő a küszöbfeszültség feletti feszültség rákapcsolása a kapura. Veszteségek csak a be- és kikapcsoláskor lépnek fel, ugyanis ekkor történik a bemeneti MOS kapacitás (C_{GS}) áttöltése.

Az n-csatornás MOSFET bekapcsolásához a gate elektródán pozitív feszültségnek kell lennie. A bekapcsolási folyamat időbeni ábrázolását szabadonfutókörral ellátott induktív terhelés esetén a 2.56. ábrán láthatjuk.



2.56. ábra. Jellegzetesen kialakuló feszültség és áramformák egy MOSFET bekapcsolásakor

Először a C_{GS} kapacitás a küszöbfeszültség eléréséig töltődik. Mindez idő alatt záró-viselkedés még nem változik meg. A szükséges időt késleltetési időnek nevezik és a tranzisztor „reakcióidejét” modellezi. A küszöbfeszültség átlépésével a csatorna kifejlődik és megindul a drain-áram (I_D). A gate-áram további emelkedése már a Miller- kapacitás (C_{GD}) ellen hat. A kapacitás áttöltéséhez szükséges gate-töltést a gate-meghajtó szállítja, és ez határozza meg a vezérlőkapcsolás veszteségét. Csak a Miller-kapacitás teljes töltése, a helyi töltési zóna leépülése után kerül a tranzisztor bekapcsolt állapotba. Ekkor már a nyitóirányú ellenállás ($R_{DS(on)}$) és a terhelőáram (I_D) határozza meg a feszültségesést a tranzisztoron. Ahhoz, hogy a kap-

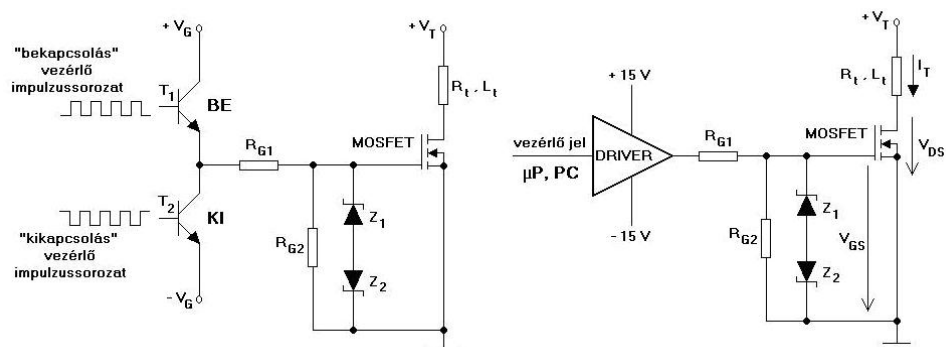
csolási veszteségeink kicsik legyenek, a be- és kikapcsolási folyamatok idejét az eszköz fizikai paramétereit figyelembe vevő, lehetőleg a legrövidebbre kell korlátozni.

Egy MOSFET struktúra kialakulása kb. 40...50 ns (nanoszekundum) idő alatt megy végbe. Ez alatt a rövid idő alatt igen tekintélyes töltést kell bevinnünk a tranzisztorba, a gyártók ezt 1,5–3–6 A-ban adják meg. Ilyen gyorsan növekvő és ilyen tekintélyes nagyságú áramot csak speciálisan kialakított áramköröket felhasználva érhetünk el. Erre a feladatra javasoljuk a MOSFET meghajtó (angol elnevezés szerint: MOSFET and IGBT Driver) integrált áramkörök (röviden driverek) használatát.

Ahhoz, hogy a kikapcsolás is gyors legyen, a meghajtók feszültségellátása ± 20 V. Az ábrán szereplő R_{G1} ellenállással állítjuk be a már említett maximális gate áramot. Ezzel az ellenállással beállítjuk a driver által megengedett maximális áramot is. Ez a meghajtó kialakításától függően 1,5–3–6 A is lehet, így ennek az ellenállásnak szokásos értéke a $10\ \Omega$ nagyságrendjébe esik. Ezzel az ellenállással a drivert is védjük, hiszen egy kialakuló kapacitásra kontrollálhatatlan nagyságú töltőáram kerülhetne, az áramot csak a meghajtó kimeneti ellenállása korlátozná és ez a driver tranzisztorait esetleg tönkretenné.

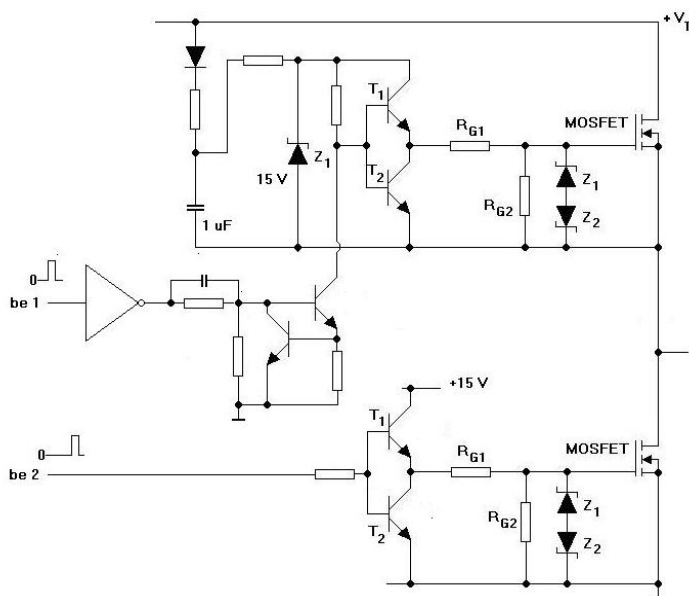
Mindig használjuk az R_{G2} ellenállást is, amelynek szerepe az, hogy ha egy bekapcsolt MOSFET-nek eltűnik a V_{GS} feszültsége, pl. a driver meghibásodása, vagy a drivert ellátó feszültség elvesztése miatt, a tranzisztor C_{gs} kapacitásán lévő feszültségnek nem lenne útja, hogy nulla értékre csökkenjen (azaz kisüljön). Egy bekapcsolt MOSFET több tíz percig is bekapcsolt állapotban maradhat, ha a gate feszültsége kontrollálatlan marad, pl. eltűnik a vezérlőáramkör tápfeszültsége, és a C_{gs} kapacitás feltöltve marad. Ennek következményei beláthatatlanok lennének (pl. egy villanymotor forgását nem lehetne leállítani). Ezért a MOSFET gate-je egy ellenállással, jelen esetben R_{G2} -vel, a source-re van kötve. Az R_{G2} ellenállás minden esetben biztosítja a C_{gs} kapacitás szükséges kisütését. Mivel szokásos értéke $R_{G2} = 2...10\ k\Omega$, nem jelent jelentős fogyasztót a gate-t meghajtó áramkörre nézve, hiszen ezen az ellenálláson a bekapcsolás teljes ideje alatt disszipálódik energia.

Az ellenkapcsolt Z_1 és Z_2 Zener-diódák szerepe, hogy a tranzisztor V_{GS} feszültsége semmilyen körülmények között se haladja meg a gyártó által ajánlott értéket. Így ha a driver az ábránk szerint ± 15 V feszültséget szolgáltat, akkor Z_1 és Z_2 Zener-feszültsége 18 V.



2.57. ábra. Egyedi MOSFET vezérlése

A 2.58. ábrán látható kapcsolásban a felső MOSFET gate vezérlőfeszültségét, mivel ezt a MOSFET source-éhez kell igazítani, önállóan kell biztosítanunk és ez megvalósítható, mert az 1 μF -os kondenzátor – melynek feszültségét 15 V-ra stabilizáljuk – a terhelésen keresztül töltődik fel. A kapcsolás az ún. charge pump (töltés előállítás), amely a pozitív sínről kap táplálást. Ha „be1 = 1”, akkor a felső MOSFET meghajtó tranzisztorai



2.58. ábra. Egy MOSFET-ekből álló hídág vezérlése

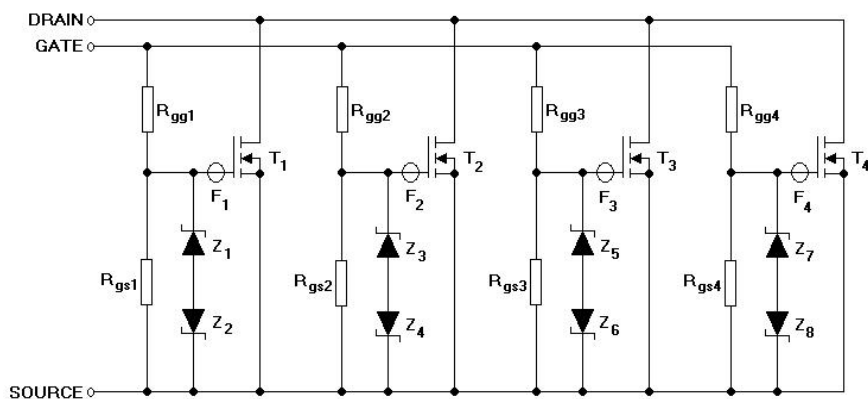
(T_1 , T_2) pozitív bázisfeszültséget kapnak, T_1 kinyit és bekapcsolja a MOSFET-et. Ha „be1 = 0”, akkor a fenti áramkör a T_2 tranzisztoron keresztül kikapcsolja a MOSFET-et. A felső MOSFET vezérlőfeszültsége (be1) így potenciál szempontjából kompatibilissá válik az alsó MOSFET vezérlőfeszültségével (be2).

MOSFET tranzisztorok párhuzamos kapcsolása

Ha több MOSFET tranzisztort párhuzamosan kell üzemeltetnünk – pl. GTO tirisztorok oltóköreben –, akkor mindegyik tranzisztort ellátjuk az említett ellenállásokkal és Zener diódákkal. Ilyenkor általában még $F_1 \dots F_4$ jelű ferritgyűrűket is alkalmazunk közvetlenül a tranzisztorok gate kivezetésére húzva, hogy a környező áramkörök valós vagy szórt induktivitásait ért áramlökések által keletkezett feszültségugrások, feszültségtüskék ne-hogy elérjék a tranzisztorok gate-jeit és tönkretégyék a kapcsolókat (2.59. ábra).

Természetesen, MOSFET-eket lehet párhuzamosan kapcsolni, hisz egy-egy tranzisztor a cellák ezreiből épül fel.

E párhuzamosan kapcsolt tranzisztorokra, a GTO tirisztorok kikapcsolási körében van szükség. A több kA-es GTO-ok kikapcsolási árama a kA-es áramok nagyságrendjébe esik. Ilyen kikapcsolási kört mutat a 2.59. ábra. Mint láthatjuk, mindegyik MOSFET egyedi gate védelmi körrel rendelkezik és mindegyik MOSFET a vezérlő gate feszültséget egy-egy R_{gg} ellenálláson keresztül kapja meg. Ezeknek az ellenállások az a szerepe, hogy mindegyik MOSFET egyedileg legyen a vezérlőfeszültségre rákapcsolva.



2.59. ábra. Több MOSFET párhuzamos vezérlése

2.6. Az IGBT tranzisztor

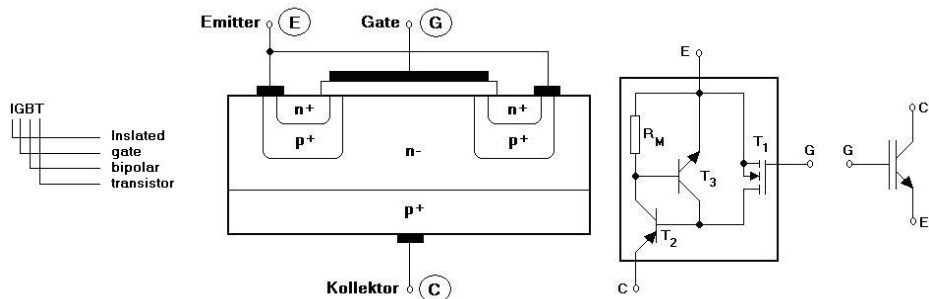
Az IGBT tranzisztor magában egyesíti a 90-es évek teljesítménytranzisztorainak és MOSFET-jeinek előnyeit.

Ezek az előnyök a következők: a feszültséggel „vezérelhetőség”, a teljesítménytranzisztoroknál magasabb kapcsolási frekvencia és a vezetésben lévő kapcsolón a viszonylag kicsi feszültségesés.

Az IGBT lényegében a vertikális MOSFET továbbfejlesztett változata, amelyben az ismert MOSFET struktúrát egy p réteggel egészítették ki.

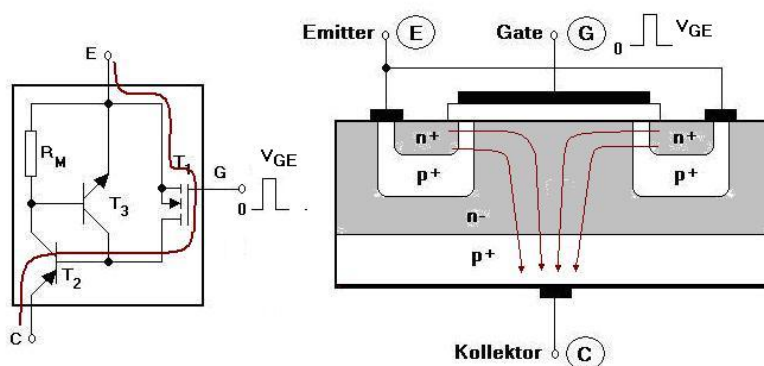
Az IGBT elnevezés a tranzisztor működésére utaló angol megnevezésből adódik (Isolated Gate Bipolar Transistor), melynek magyar megfelelő is alkothatunk (Izolált Gate-ű Bipoláris Tranzisztor = IGBT).

A 2.60. ábra az elnevezést, a tranzisztor struktúráját, a tranzisztor felépítésének ismert elemekkel való ábrázolását és a leggyakrabban használt egyezményes jelét tartalmazza.



2.60. ábra. Az IGBT tranzisztor
(egy cella kialakítása, helyettesítő rajza, rajzjele)

Ha az IGBT-t E-C feszültségre kapcsoljuk, és $+V_{GE}$ feszültséget kap, akkor a 2.61. ábrának megfelelően alakul ki az áramvezetés egy IGBT cellában. Az IGBT is cellák ezreiből áll, hasonlóan a teljesítmény MOSFET-hez. Megjegyezzük, hogy ez az IGBT vezetési struktúra a mai IGBT-nél, egy V_{GE0} küszöbfeszültségnél alakul ki. Jellegzetes értéke $V_{GE0} = +7$ V. E küszöbfeszültség értéknek a lecsökkentésére intenzív technológiai kutatások folynak.



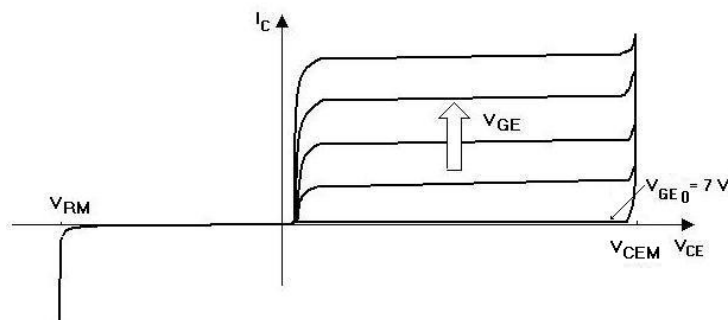
2.61. ábra. Áramutak (elektronutak) egy IGBT cellában

Mára a teljesítményelektronikai gyakorlati alkalmazásokban az IGBT-k nagyon népszerűek lettek. Azt mondhatjuk, ha villamos gép (pl. villanymotor) vezérléséről van szó, amelynek a kapocsfeszültsége kisebb, mint 2000–3000 V és teljesítménye nem haladja meg a 100–150 kW-ot, akkor a kapcsolóeleme IGBT. Ennél nagyobb teljesítményeket ma még GTO tiriszorokkal vezérelünk.

2.6.1. Az IGBT karakterisztikái, határadatai

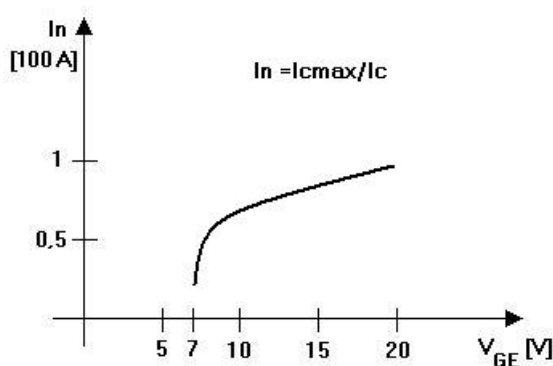
A szabványosított vezérlőfeszültség maximális értéke $V_{GE(max)} = \pm 20$ V. Itt jegyezzük meg, hogy a gyorsabb kikapcsolást negatív V_{GE} feszültséggel segítjük. Mint már említettük az IGBT vezetési struktúrája +7 V körüli feszültségnél alakul ki. Leegyszerűsítve a vezérlést, a gate-t úgy tekinthetjük, mint egy kondenzátort, több szerző e kondenzátor értékét 8 pF-osnak adja meg. Tehát a vezérlés, bár feszültség vezérlés, e 8 pF-os kondenzátor feltöltő és kisütő áramára redukálható. E feltöltő áram nagysága 1–1,5 A és viszonylag gyorsan (kb. 50...60 ns alatt) kell végeznünk a vezérlési struktúra kialakításával, illetve a lebontásával. A vezérlési teljesítményigény meghatározását segíti az előbbi adat.

A kimeneti karakterisztikán (2.62. ábra) látható a nyitóirányú maximális feszültség (V_{CEM}), illetve a záróirányú maximális feszültség (V_{RM}).



2.62. ábra. Az IGBT kimeneti karakterisztikája

Az IGBT transzfer jelleggörbéje (2.63. ábra), az előbbieket erősíti meg.

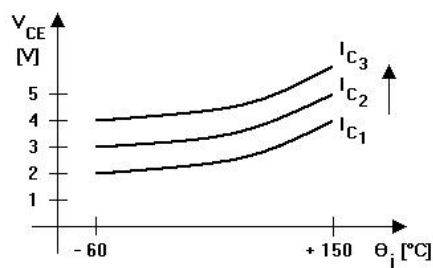


2.63. ábra. Az IGBT transzfer karakterisztikája

Manapság már forgalmaznak olyan IGBT-ket is, amelyek a következő határadatokkal rendelkeznek:

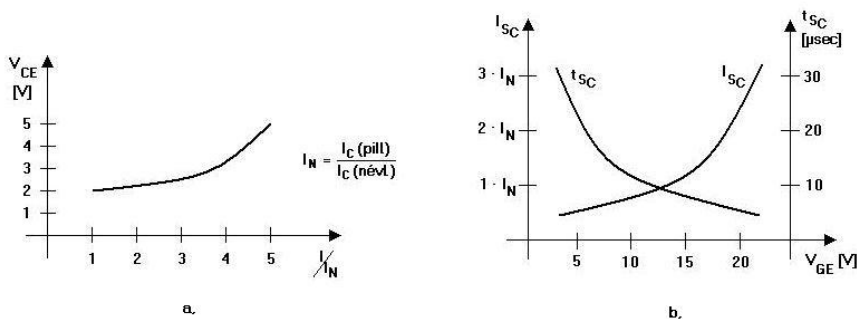
- maximális kollektor-emitter feszültség: $V_{CEM} = 3300\text{--}(6000) \text{ V}$
- maximális kollektor áram: $I_{CM} = 3300 \text{ A}$
- kapcsolási frekvencia: $f_s = 2\text{--}20 \text{ (50) kHz}$
- az IGBT-n mérhető nyitóirányú feszültségesés: $V_{CE(sat)} = 2\text{--}3 \text{ (5) V}$

Természetesen a nyitóirányú feszültségesés (2.64. ábra) függ a tranzisztor melegeledésétől, a kristály hőmérsékletétől, valamint az átfolyó áram nagyságától.



2.64. ábra. $V_{CE} - \theta_j$ karakterisztikasereg,
ahol a paraméter a kollektor áram

Felmerülhet a kérdés, hogy milyen módon viselkedik az IGBT egy esetleges rövidzárási állapotnál. Mint a 2.65.a. ábrán közölt diagramból leolvasható, ha az áram az $I_{C(névl)}$ áramot többszörösen is meghaladja, a kollektor-emitter feszültségesés (V_{CE}) tovább emelkedik.



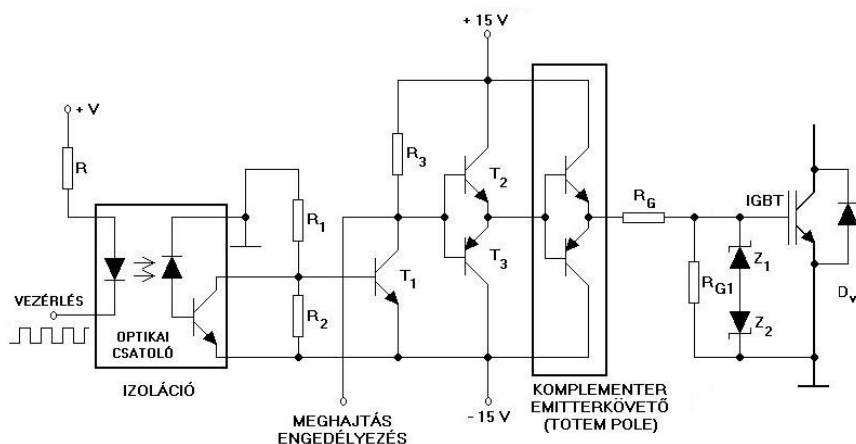
2.65. ábra. Az IGBT vezérelhetősége nominálisnál nagyobb terhelés esetén

Az IGBT egyik nagyon fontos tulajdonsága az, hogy a többszörös nominális áram (I_n), ha csak meghatározott ideig halad át az eszközön, akkor abban nem tesz kárt. Van még egy másik nagyon fontos tulajdonsága is az IGBT-nek, hogy ebben az erőteljesen igénybevett állapotban (a névleges áramnál többszörös I_C áram) az IGBT-t megfelelő vezérléssel még „kézben tudjuk tartani”, azaz ha csökkentjük a V_{GE} feszültséget, akkor korlátozhatjuk az átmenő áram nagyságát vagy akár ki is kapcsolhatjuk a tranzisztort, ha ez a nagy áram fennáll egy bizonyos idő után is. Ez az időtartam néhány száz tíz μs a 2.65.b. ábra szerint. Erre a karakterisztikára visszatérünk még, az aktív védelem tárgyalásakor.

2.6.2. Az IGBT vezérlése

Egy ma már klasszikusnak nevezhető IGBT vezérlőáramkör kialakítását mutatja a 2.66. ábra. Itt egy egyedi kapcsoló vezérlést mutatunk be. A bemenet egy optocsatolóval van megoldva, mely potenciálisan leválasztja a vezérlő rendszert a teljesítmény fokozattól.

Ma az IGBT-k nagyobb része egy- vagy háromfázisú hídkapcsolásban üzemel. Mivel a MOSFET és IGBT tranzisztorok vezérléstechnikai szempontból teljesen megegyeznek, azokat az IC-ket, amelyek e vezérlőáramköröket tartalmazzák, MOSFET/IGBT meghajtó (MOSFET/IGBT driver) név alatt forgalmazzák.



2.66. ábra. Példa az IGBT vezérlőáramkörre

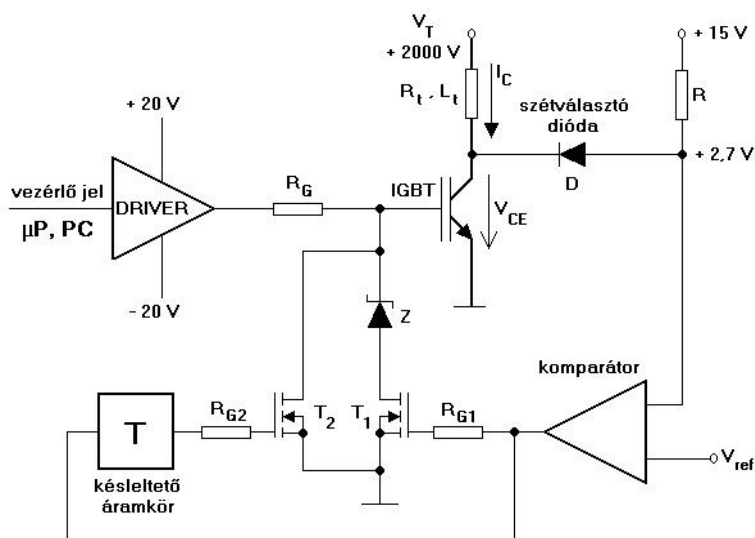
Egy ilyen jellegzetes IC belső felépítését is magába foglaló vezérlőáramkört mutat a 2.66. ábra., amelynél megjegyezzük, hogy külön vezérlőcsatlakozást kapott „a meghajtás engedélyezése”, amelynek az IGBT aktív védelmében kitüntetett (lásd később) szerepe van.

2.6.3. Az IGBT aktív védelme

A 2.65. ábra mutatja azokat a karakterisztikákat, amelyekre az IGBT *aktív védelme* épül.

Aktív védelemnek nevezzük a félvezetők viselkedéseire alapuló elektronikus védelmet, amely mintegy „elektronikus biztosíték” működik.

Ha valamelyik jellemző adata a félvezetőnek megváltozik – a mi esetünkben egy rövidzárási áram (I_{SC}) hatására megnő a V_{CE} feszültség –, az elektronika beavatkozik és lekapcsolja (off állapotba vezérli) az illető félvezetőt.



2.67. ábra. Az IGBT aktív védelme

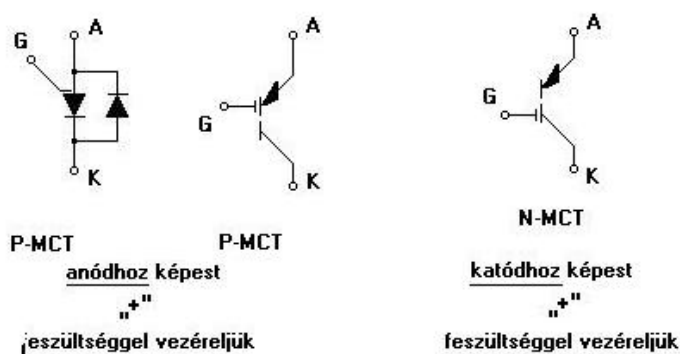
A 2.65.a. ábra a V_{CE} feszültség változását mutatja az áram függvényében. Leolvasható, hogy ha az I_C kollektor áram a nominális áram 5-szörösére nő, a V_{CE} feszültség a nominális áramot jelző 2 V helyett 5 V lesz. Ennek a feszültségváltozásnak az érzékelésére épül az aktív védelmi áramkör. Ha a V_{CE} feszültség nagyobb lesz, mint 2 V (az említett példában), akkor a 2.67. ábra kapcsolásának A pontján jelzett 2,7 V feszültség 5,7 V-ra változik ($V_{CE} = 5$ V, $V_{FD} = 0,7$ V). Ha a komparátor V_{ref} feszültsége pl. 3 V értékű, akkor a komparátor aktiválja a T_1 tranzisztort, amely a Z diódán keresztül csökkenti az IGBT V_{GE} feszültségét.

Ha a késleltető áramkör T ideje alatt nem szűnik meg az 5 V-ot előíró nominálisnál nagyobb I_C áram, akkor a T_2 aktiválódik és az IGBT lezár ($V_{GE} = 0$ V).

A 2.67. ábráról hiányoznak az ún. visszajelző áramkörök, amelyekkel ezekről a folyamatokról a vezérlő áramkör (számítógép) információt szerez.

2.7. Az MCT (MOS vezérelt tirisztor)

Az MCT (MOS Controlled Thyristor) az utóbbi évek számos félvezető fejlesztésének egyik eredménye. Mint elnevezése is sugallja, egy FET-tel vezérelt $n\text{pn-pnp}$ tranzisztorpár (tehát tirisztor) típusú megvalósításról van szó (2.68. ábra). Az MCT egyesíti magában a tiriszorok nagy áramvezetési képességét, valamint a FET típusú vezérlés előnyeit (feszültséggel vezérelhető-

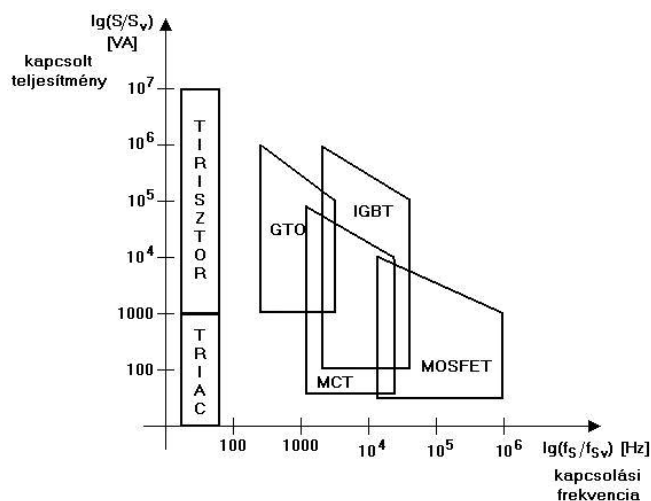


2.68. ábra. Az MCT rajzjele

ség). Megjelenésekor az IGBT-éhez hasonlították karakterisztikáit. Ma ugyanabban a feszültség- és áramtartományban forgalmazzák, mint az IGBT-t.

Előnyös tulajdonsága az igen nagy áramnövekedési sebesség a di/dt (már meghaladták a $2500 \text{ A}/\mu\text{s}$ -ot) és feszültségnövekedési sebesség a dv/dt (ennek értéke ma már nagyobb, mint $20 \text{ kV}/\mu\text{s}$). A be- és kikapcsolási ideje kisebb, mint $1 \mu\text{s}$, tehát a kapcsolási frekvencia 100 kHz körül van.

A különösen jónak mondható di/dt és dv/dt értékek miatt a lehetséges alkalmazási területei a rezonáns konverterek, az UPS-ek (szünetmentes tápegységek), illetve a teljesítmény aktív szűrők. Létezik P-MCT, illetve N-MCT és lehet rendelni beépített ellenpárhuzamos diódával is.



2.69. ábra. A modern félvezetők felhasználási korlátjai

Az MCT gate jelszintje megegyezik az IGBT-ével, azaz ± 20 VDC. Ma már forgalmaznak 2...500 A-es és 2500 V-os MCT-eket is.

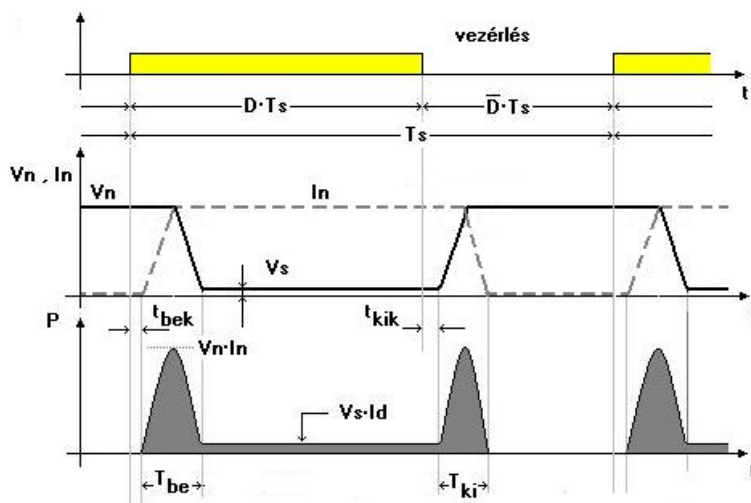
A 2.69. ábrán a ma használatos félvezetőket csoportosítottuk a kapcsolt teljesítmény és az alkalmazható frekvencia függvényében.

2.8. Kapcsolási veszteségek

Minden félvezető eszközön záróirányban V_n (normalizált), nyitóirányban V_s nagyságú feszültség mérhető. E feszültségesés mértéke a tized volt és néhány volt között lehetséges.

Bekapcsoláskor és kikapcsoláskor mindig van egy ún. bekapcsolási-, illetve kikapcsolási késleltetés (t_{bek} és t_{kik}).

A félvezetők kapcsolási veszteségeinek alakulását a 2.70. ábrán láthatjuk.



2.70. ábra. Kapcsolási veszteségek

Bekapcsolt állapotban a félvezetőn, ha az átmenő áram (normalizált) I_d , akkor a disszipált teljesítmény:

$$P_1 = V_s \cdot I_d$$

A disszipált energia:

$$W_1 = V_s \cdot I_d \cdot D \cdot T_s$$

Bekapcsoláskor a félvezetőn ez az energiaveszteség:

$$W_{be} = 1/2 \cdot V_n \cdot I_d \cdot T_{be}$$

Kikapcsoláskor:

$$W_{ki} = 1/2 \cdot V_n \cdot I_d \cdot T_{ki}$$

Az összenergia veszteség:

$$W_d = W_1 + W_{be} + W_{ki}$$

A teljesítmény disszipáció átlagértéke közelítőleg ($t_{be} \approx t_{ki}$):

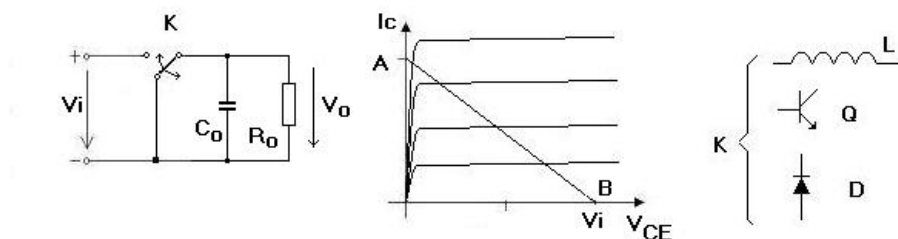
$$P_d = \frac{W_1 + W_{be} + W_{ki}}{T_s}$$

3. Kapcsolóüzemű tápegységek

A kapcsolóüzemű tápegységek alapvetően megváltoztatták felfogásunkat egy tápegységről, sőt azt is mondhatnánk, hogy az egész teljesítményelektronikáról.

Ma a naponta rendszerbe helyezett tápegységeknek több mint 99,99%-a, kapcsolóüzemű tápegység. Analóg tápegységek szinte csak hobby szinten kerülnek be egy-egy kapcsolásba.

Vajon milyen alapvető felismerés vezetett el ahhoz, hogy ma már döntőrészen ilyen tápegységekkel találkozunk? Az analóg tápegységekkel ellentétben itt az egész tápfeszültséget (V_i), rákapcsoljuk-lekapcsoljuk az R_0 - C_0 terhelésre, és az átlagfeszültség lesz a kimeneti V_o feszültség. A C_0 egy szűrőkapacitás, szerepe lényeges. Az alapelv az, hogyha a fenti kapcsolási stratégiát alkalmazzuk, akkor a tápegység hatásfoka közel lehet a 100%-hoz, hisz a tápegységen vagy nulla áram van, vagy közel nulla feszültségesés a K kapcsolón. A K kapcsoló egy Q tranzisztorból, egy D diódából áll és lényeges szerep van az L induktivitásnak is. Az L tekercs szerepe, energiatárolás, hogy a terhelés energiaellátása közel állandó legyen a K kapcsoló mindkét állásánál. Mi ezen induktív energiatárolós *konverterekkel* fogunk foglalkozni.



3.1. ábra. A kapcsolóüzemű tápegység alapelve

Konvertereknek nevezzük általában a kapcsolóüzemű energiaátalakítást. Előnyei a DC-DC konvertereknek:

- jó hatásfok, kis méretek
- feszültségnövelési kapcsolások létrehozása is lehetséges
- nagyobb üzembiztonság, hosszabb élettartam
- érzéketlen a nagy bemeneti feszültségváltozásra

- transzformátoros változataik feszültségleválasztást is biztosítanak
- egységnyi teljesítménytényezőjű konverterek is kialakíthatóak

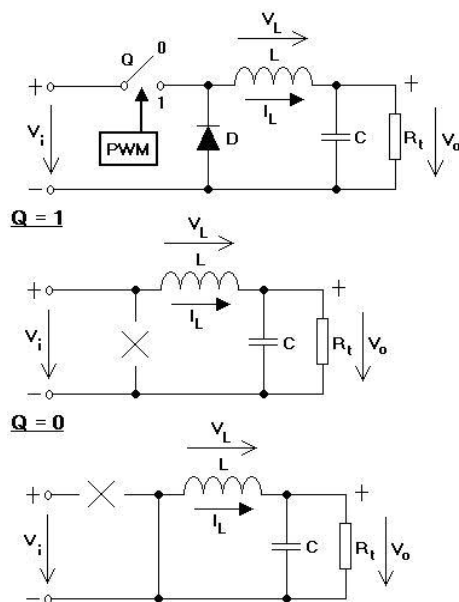
Hátrányai a DC-DC konvertereknek:

- bonyolultak
- speciális alkatrészeket igényelnek

3.1. A feszültségcsökkentő (buck) konverter

E konverter, mint neve is mutatja, feszültségcsökkentésre szolgál. Működését a 3.2. ábra alapján könnyen megérthetjük.

Mikor a Q tranzisztort nyitott állapotba vezéreljük (t_{on}), a teljes bemeneti V_i feszültség a kimeneti szűrőn keresztül, amelyet L és C elemek alkotnak, az R_t terhelésre kerül. Ebben az esetben a bemeneti áram növekszik és így az L tekercsben felhalmozott energia is nő.



3.2. ábra. A buck konverter kapcsolási rajza és működése

Amikor a tranzisztor lezár, kikapcsol (t_{off}), a tekercs önindukciója révén a D dióda nyitóirányú előfeszítést kap. Ezen a diódán keresztül az L induktivitásban lévő energia áram szabad utat kap a C kondenzátor és az R_t

terhelés felé. Az L induktivitásban az áram csökkenő tendenciájú, a kimeneti áramhoz a C kondenzátorban tárolt energia is hozzájárul.

Természetesen a működés vizsgálatakor állandósult állapotot vizsgálunk. Állandósult, stacionárius állapotnak nevezzük ebben az esetben azt a működési módot, amely feltételezi, hogy időben ugyanolyan ciklusok követik egymást. Nem változik a be és kimeneti feszültség, nem változik a terhelés mértéke, a t_{on} idő alatt a tekercs energiája akkora energiaértékkel növekszik, mint amennyivel a t_{off} időben csökken.

Az állandósult állapotú működési módban két esetet tudunk megkülönböztetni:

- a *folytonos üzemmódot* (CCM, continuous conduction mode), amely feltételezi, hogy az L induktivitásban folyamatosan van áram
- a *száaggatott üzemmódot* (DCM, discontinuous conduction mode), amely feltételezi, hogy egyes időközökben az L induktivitás áram nélkül marad

Számításainkban a következő egyszerűsítéseket alkalmazzuk:

- az elektronikus kapcsolók (dióda, tranzisztor) nyitóirányú feszültségése nulla értékű,
- egy ciklus alatt a kimeneti V_o feszültség (tehát a C kondenzátor feszültsége is) állandó,
- a tekercs és a kondenzátor ellenállása zéró,
- a tranzisztor és a dióda kommutációs ideje elhanyagolhatóan kicsi a be és kikapcsolási időkhöz (t_{on} , t_{off}) képest

3.1.1. Buck konverter folytonos (CCM) üzemmódban

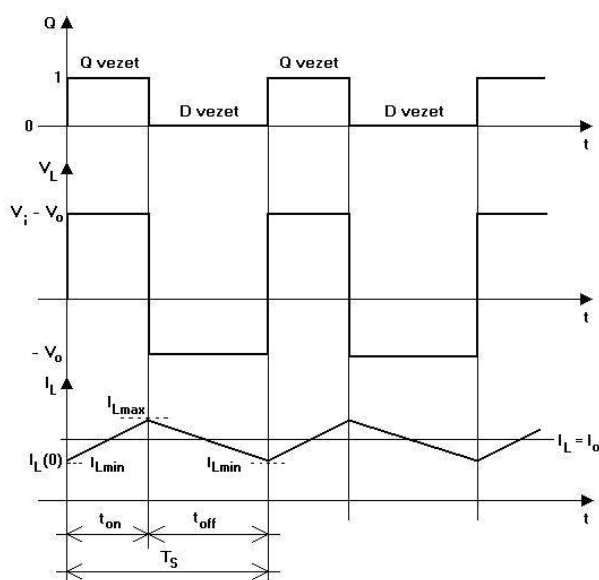
Ezt az üzemmódot az jellemzi, hogy az L tekercsben az áram jelenléte folyamatos.

Ha a Q tranzisztor vezet (t_{on}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk a következő egyenletet:

$$V_L = V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{t_{on}}$$

Ha a Q tranzisztor nem vezet (t_{off}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk, hogy

$$V_L = -V_o = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{t_{off}}$$



3.3. ábra. Buck konverter jelalakjai folytonos üzemmód esetén

De az állandósult állapotot feltételezve, a feszültségváltozás értéke a tekercsen nulla, tehát

$$(V_i - V_o) \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off}$$

ahonnan

$$V_o = V_i \cdot \frac{t_{on}}{T_s} = D \cdot V_i$$

ahol $D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s}$ a kitöltési tényező, $\bar{D} = \frac{t_{off}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{off}}{T_s}$

$$D + \bar{D} = 1$$

Ebből a kifejezésből következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti V_o feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsen az áramalak egyforma különböző kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfelé tolik, ha csökken, akkor lefelé.

Vizsgáljuk meg az áramváltozások alakulását!

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_L = 2 \cdot I_0$$

Az első kifejezésből felírhatjuk, hogy

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{(V_i - V_0) \cdot t_{on}}{L} = \frac{V_0 \cdot T_s}{L} \cdot (1 - D) = \frac{V_0 \cdot T_s}{L} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right) = \Delta I_L$$

Ebből kifejezhető

$$I_{L\min} = I_0 - \frac{\Delta I_L}{2} = I_0 - \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1 - D) = I_0 - \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)$$

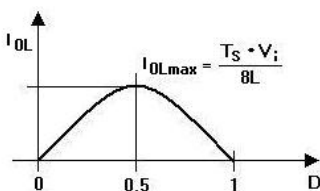
$$I_{L\max} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} = I_0 + \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1 - D) = I_0 + \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)$$

Ha a kimeneti áram addig csökken, amíg az $I_{L\min}$ nem egyenlő 0-val, a konverter a folyamatos/szagatott működés határára kerül és ezt a terhelő áramot I_{0L} -val jelöljük.

$$I_{0L} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D) = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)$$

Ha tudni szeretnénk, hogy mekkora a maximális határérték-áram ($I_{0L\max}$) és ez D melyik értékénél alakul ki, akkor ki kell számítanunk a fenti egyenlet maximumát és a maximum helyét az ismert matematikai módszerekkel (differenciálás, zérushely keresés, visszahelyettesítés). Mivel a függvény egy $D \cdot (1 - D)$ szorzófaktor is tartalmaz, a maximumhely a $D = 0,5$ értéknél lesz és így a maximális határérték-áram nagysága (3.4. ábra):

$$I_{0L\max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i \cdot T_s}{L}$$



3.4. ábra. A folytonos/szagatott működés határa

Ha a bemeneti feszültség V_{imin} és V_{imax} értékek között változik, akkor bebizonyítható, hogy ΔI_L változása akkor maximális, amikor V_i eléri a maximumát, azaz ekkor $D = D_{min}$ (ha közben a kimeneti V_o feszültség állandó). Ekkor

$$I_{0Lmax} = \frac{\Delta I_{Lmax}}{2} = \frac{V_{imax} \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot D_{min} \cdot (1 - D_{min}) = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_{imax}}\right)$$

I_{0Lmax} értékének pontos ismerete elengedhetetlenül fontos, hiszen ettől a kimeneti áramértéktől biztosítható a konverter folytonos üzemmódja.

3.1.2. Buck konverter szaggatott (DCM) üzemmódban

Ha $I_{Lmin} = 0$, mielőtt a Q tranzisztor vezetni kezd, a konverter szaggatott üzemmódban működik.

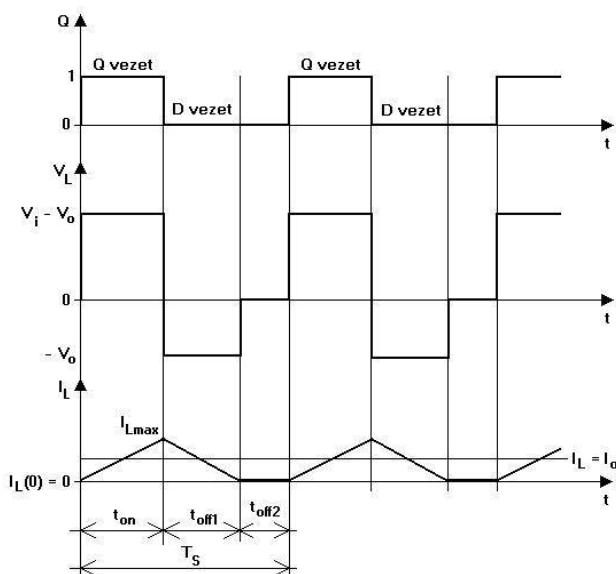
A konverter hullámalakjait a 3.5. ábrán láthatjuk.

Ha eltekintünk a konverter belső veszteségeitől, felírhatjuk:

$$P_i = P_o$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$$

ahol I_i a konverter által abszorbeált áram, a tranzisztor átlagárama.



3.5. ábra. Buck konverter jelalakjai szaggatott üzemmód esetén

Az ábra segít, hogy megadjuk értékét

$$I_i = \frac{I_{L\max} \cdot t_{on}}{2 \cdot T_s}$$

de

$$I_{L\max} = \frac{(V_i - V_0) \cdot t_{on}}{L}$$

ahonnan

$$I_i = \frac{D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (V_i - V_0)$$

Néhány egyszerű számítás után az eredmény:

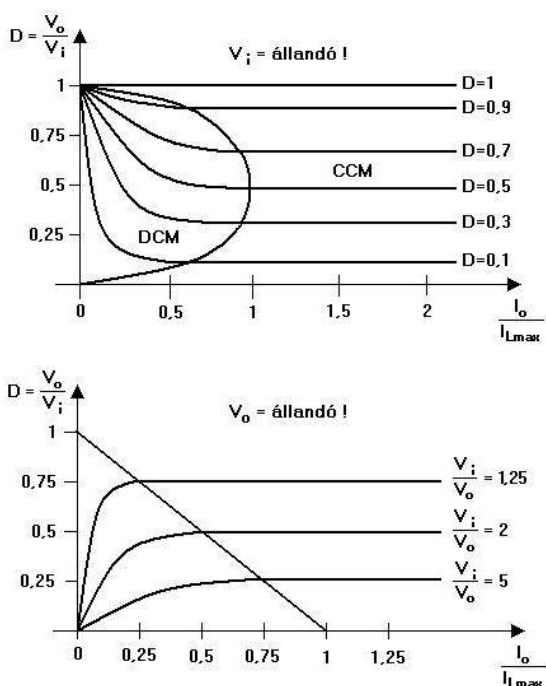
$$V_N = \frac{D^2}{2 \cdot I_N + D^2}$$

ahol $V_N = \frac{V_0}{V_i}$ és $I_N = \frac{L \cdot I_0}{V_i \cdot T_s}$

A fenti egyenlet azt mutatja, hogy a konverter kimeneti feszültsége szaggatott üzemmódban függ az I_0 terhelő áram nagyságától.

Tehát a konverter kimeneti feszültségét a folytonos (CCM) és szaggatott (DCM) üzemmódban más-más függvény írja le. Ezért, dinamikus viselkedésük is különbözni fog a két üzemmódban. Mivel a konverterek általában egy szabályozó kör részei, a szabályozó más beállítást kell, hogy kapjon az egyik, és egy más beállítást a másik üzemmódban. Hogy ezt a kellemetlenséget elkerüljék, a gyártók az általános felhasználású konvertereknél megadják a konverternek nemcsak a maximális, hanem a minimális kimenőáramát is. A minimális áram a szaggatott/folytonos üzemmód kimeneti áramhatára, a már ismert $I_{OL\max}$.

A 3.6. ábrán megadtuk a V_0/V_i feszültségváltozást a terhelőáram változásának függvényében.



3.6. ábra. A V_o/V_i feszültségviszony alakulása a terhelőáram függvényében

3.1.3. A kimeneti feszültség hullámossága folytonos üzemmódban

Ha abból indulunk ki, hogy a t_{on} időben a teljes tápfeszültség rákerül az R_L terhelésre az LC szűrőn keresztül és a t_{off} időben a kimeneti kör rövidre van zárva, meg kell vizsgálnunk, hogy ezek a feszültség változások milyen kihatással vannak a kimeneti feszültségre, mekkora lesz a kimeneti feszültség változása, a ΔV_o .

Ha az L tekercs áramát nézzük, akkor megállapíthatjuk, hogy a tekercsen egy ΔI_L áramváltozást $2\Delta Q$ töltésváltozással is jellemezhetünk (3.7. ábra).

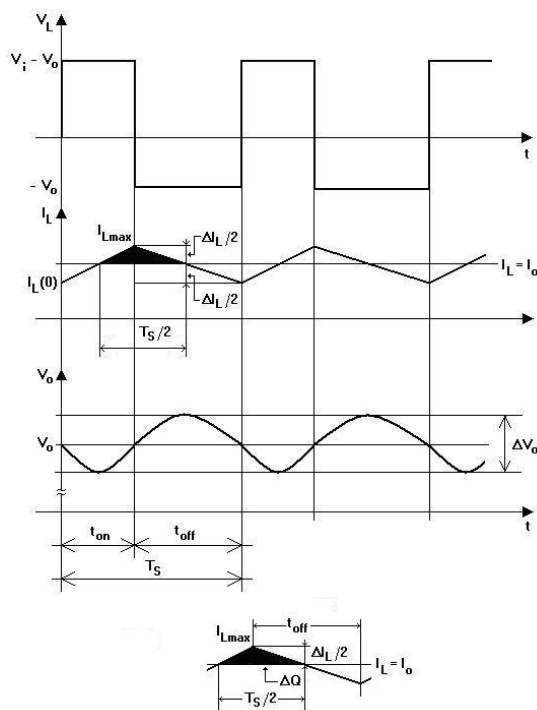
$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{D \cdot T_s}{2} + \frac{\bar{D} \cdot T_s}{2} \right) \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{8} \cdot T_s \cdot \Delta I_L$$

De

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} \cdot \bar{D} \cdot T_s$$

A kimeneti C kondenzátoron mérhető lesz egy feszültségváltozás, mert a kondenzátor definíciója értelmében:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C}$$



3.7. ábra. A konverter kimeneti feszültségének időfüggvénye és hullámossága

Ezt behelyettesítve azt kapjuk, hogy

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{8} \cdot T_s \cdot \frac{V_0}{L} \cdot \bar{D} \cdot T_s$$

$$\Delta V_0 = \frac{1}{8} \cdot \frac{\bar{D} \cdot T_s^2}{L \cdot C} \cdot V_0$$

A relatív hullámosság:

$$\frac{\Delta V_0}{V} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\bar{D} \cdot T_s^2}{L \cdot C}$$

A kimeneti L-C kör önrezgési frekvenciája: $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$, ahonnan

$$f_c^2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot C}$$

A T_s kapcsolási periódusból: $T_s^2 = \left(\frac{1}{f_s}\right)^2$

tehát,

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1}{8} \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot \overline{D} \cdot \frac{f_c^2}{f_s^2}$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \overline{D} \cdot \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2$$

Nézzünk meg egy gyakorlati példát!

Egy buck konverter a következő adatokkal jellemezhető:

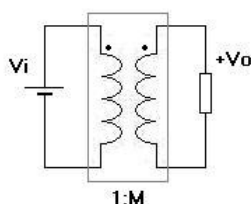
$D = 0,5$; $f_c = 500 \text{ Hz}$; $f_s = 50 \text{ kHz}$; $V_0 = 3 \text{ V}$

Határozzuk meg a konverter kimeneti feszültségének hullámosságát és relatív hullámosságát!

A kimeneti feszültség hullámossága és relatív hullámossága ezekkel az adatokkal:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = 0,0246\%, \text{ illetve } \Delta V_0 = 1,134 \text{ mV}$$

Ez az eredmény a gyakorlatban el sem érhető, mert minden kondenzátornak van egy soros ellenállása (a hozzávezető vezetékek ellenállása, a kondenzátor ún. szétterülési ellenállása, azaz a fegyverzeteinek ellenállása stb.). Ezt az ellenállást r_c -vel, vagy ESR-rel (equivalent series resistance) jelöli a szakirodalom és értéke $30 \dots 50 \text{ m}\Omega$ nagyságrendű. Az ESR ellenállás párhuzamosan kapcsolódik a terheléssel, de mivel a terhelő áramot a működés egyes fázisaiban (t_{off}) a kondenzátor szolgáltatja, az ESR-n kialakuló feszültségváltozás a terhelést is érinti. Az elfogadott érték $\Delta V_0 = 25 - 50 \text{ mV}$.



3.8. ábra. A buck konverter mint egyenáramú transzformátor

Mivel e kondenzátorok igénybevétele igen nagy – másodpercenkénti több-tízezerszeres feszültségváltozás –, a direkt a kapcsolóüzemű tápegységekre kifejlesztett kondenzátorok az LL (long life) jelölést kapták. Az ESR csökkentésének elfogadott módja a négykivezetéses kondenzátorok gyártása, valamint több kondenzátor párhuzamos kapcsolása.

Felírhatjuk, hogy

$$\begin{aligned}P_i &= P_o \\V_i \cdot I_i &= V_o \cdot I_o \\V_o &= D \cdot V_i \\I_o &= \frac{1}{D} \cdot I_i\end{aligned}$$

Tehát a konverter, mint egy egyenáramú transzformátor is felfogható (3.8. ábra).

3.1.4. A buck topológia elemeinek méretezése

A V_o kimeneti feszültség és az I_o kimeneti áram

Ha a tápegységnek V_o kimeneti feszültséget és $I_{o\max}$ kimeneti áramot kell szolgáltatnia, akkor felírhatjuk a maximális $P_{o\max}$ kimeneti teljesítményt:

$$P_{o\max} = V_o \cdot I_{o\max}$$

A kimeneti feszültség meghatározásához figyelembe kell venni a kimeneti kör feszültségeit, és ezzel kell számolni:

$$V_o^* = V_o + V_F + V_{LR}$$

ahol

V_o a kimeneti feszültség,

V_F a dióda nyitóirányú feszültsége (0,5...0,7 V),

V_{LR} a tekercs ohmikus veszteségei miatti feszültségesés (min. 0,2 V).

A D kitöltési tényező

Mivel e topológiában az energia átadása a bemenetről a kimenet felé két ütemben megy végbe, több szempontot is figyelembe véve (áramterhelések, hatásfok stb.) a D kitöltési tényező értékét úgy választjuk meg, hogy az a $0,2 \dots 0,8$ ($0,1 \dots 0,9$) értéktartományba essen.

$$D = 0,2 - 0,8$$

Mivel a bemeneti feszültség változhat, de a kimeneti feszültség állandó, így

$$V_0^* = V_{i\min} \cdot D_{\max} = V_{i\max} \cdot D_{\min}$$

ahonnan

$$D_{\max} = \frac{V_0^*}{V_{i\min}} \text{ és } D_{\min} = \frac{V_0^*}{V_{i\max}}$$

A megfelelő működés érdekében: $V_{i\min} \geq 2 \cdot V_0^*$

A kapcsolási frekvencia ($f_s = 1/T_s$)

A modern kapcsoló elemek, igen kicsi be- illetve kikapcsolási idővel rendelkeznek. Ha ezek az idők rövidek, a kapcsolók termikus igénybevétele is kisebb, azaz az f_s kapcsolási frekvencia növelhető. A gyakorlatban olyan döntést kell hozni, amely figyelembe veszi a kapcsolók termikus igénybevétele, az L ferritmagos tekercs mágneses tulajdonságait, a szűrőköri kondenzátor technikai adatait, a nem említett bemeneti szűrőkörök tulajdonságait. A ma használatos frekvencia:

$$f_s = 20 - 50 \text{ (200, 1000) kHz}$$

A tekercs L induktivitása

A konverterek az esetek döntő többségében folyamatos üzemmódban működnek. Úgy kell megválasztanunk az L értékét ($L_{\min}$), hogy az $I_{0L\max}$ határáram egyenlő legyen a minimálisan kért kimeneti $I_{0\min}$ árammal ($I_{0L\max} = I_{0\min}$).

Ismerjük a következő egyenletet:

$$I_{0L} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D) = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)$$

$$L_{\min} = \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot I_{0\min}} \cdot D \cdot (1 - D) = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot I_{0\min}} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)$$

Az L tekercs szempontjából akkor a legkritikusabb a helyzet, ha a bemeneti feszültség maximális ($V_{i\max}$), amelyhez a $D_{\min}$ érték tartozik, itt is a V_0^* értékkel kell számoljunk

$$L_{\min} \geq \frac{V_{i\max} \cdot T_s}{2 \cdot I_{0\min}} \cdot D_{\min} \cdot (1 - D_{\min}) = \frac{V_0^* \cdot T_s}{2 \cdot I_{0\min}} \cdot \left(1 - \frac{V_0^*}{V_{i\max}}\right)$$

Javasolt érték: $L = 1,1 \dots 1,2 \cdot L_{\min}$.

Az L tekercs ferritmagjának a kiválasztásakor fontos érték az

$$I_{L\max} = I_{0\max} + 0,5 \cdot \Delta I_L$$

hiszen ez az áram adja meg a maximális indukciót a tekercs vasmagjában.

Gyakorlati érték: $\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{0\max}$

AQ tranzisztor

Ma már kizárólagosan FET, MOSFET vagy CoolMOS tranzisztorokat alkalmazunk a konverterekben. Az áram akkor éri el maximumát a tranzisztorban, amikor a terhelő áram maximális és a kitöltési tényező minimális. Ha a kimeneti feszültség állandó, akkor ez a maximális bemenő feszültség esetén lép fel. Tehát

$$I_{Q\max} = I_{L\max} = I_{0\max} + \frac{\Delta I_{L\max}}{2} = I_{0\max} + \frac{V_0^* \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_0^*}{V_{i\max}}\right)$$

A tranzisztorra kapcsolt maximális feszültség:

$$V_{Q\max} = V_{i\max}$$

AD dióda

A D dióda maximális igénybevétele megegyezik a Q tranzisztoréval, illetve az L induktivitás áramával:

$$V_{D\max} = V_{Q\max}$$

$$I_{D\max} = I_{L\max}$$

A kimeneti C kondenzátor

A kondenzátor értékének kiszámításakor a megengedett kimeneti hullámmosságból (ΔV_0) indulunk ki.

Ismerjük, hogy

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{8} \cdot T_s \cdot \frac{V_0}{L} \cdot \overline{D} \cdot T_s$$

ahonnan

$$C = \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right) \cdot V_0 \cdot T_s^2}{L \cdot \Delta V_0}, \text{ mert } \overline{D} = 1 - D.$$

A kimeneti kondenzátoron a töltőáram változás miatt, a kondenzátor soros ellenállásán (ESR, vagy r_C) a feszültségesésnek nem szabad meghaladnia a ΔV_0 -t.

Olyan kondenzátort kell választanunk, amelyre felírható:

$$ESR \leq \frac{\Delta V_0}{2 \cdot \Delta I_L}$$

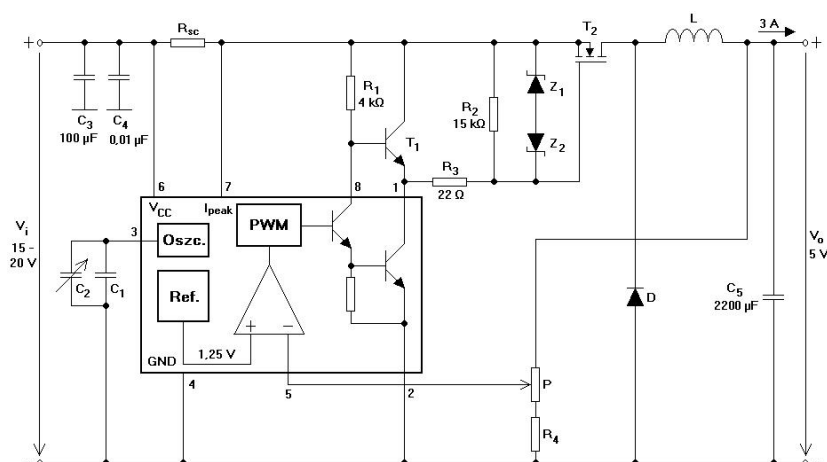
Ha a meghatározott C kondenzátor ezt nem tudja biztosítani, akkor több kisebb kapacitású kondenzátorból alakítjuk ki a kívánt C és ESR értéket (a párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok ESR-jei is párhuzamosan kapcsolódnak). Nagyobb frekvenciákon – 100 kHz felett – négysarkú elektrolit kondenzátorokat használunk. Az alkalmazott kondenzátor típusa mindig a kapcsolóüzemű tápegységek számára kifejlesztett LL (long life).

A kondenzátor kiválasztásakor figyelembe kell, hogy vegyük annak effektív töltőáramát. A kondenzátor töltőárama:

$$i_C = i_L - I_0$$

$$I_{Ceff} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int i_C^2 dt} \approx \frac{I_{0min}}{\sqrt{3}}$$

Egy gyakorlati buck konverter kapcsolás látható a 3.9. ábrán.



3.9. ábra. Egy gyakorlatban megvalósított buck konverter kapcsolás MOSFET kapcsolóval

3.2. A feszültségnövelő (boost) konverter

Az analóg (lineáris) tápegységek egyik nagy hiányossága, hogy nem tudnak feszültségnövelést végrehajtani.

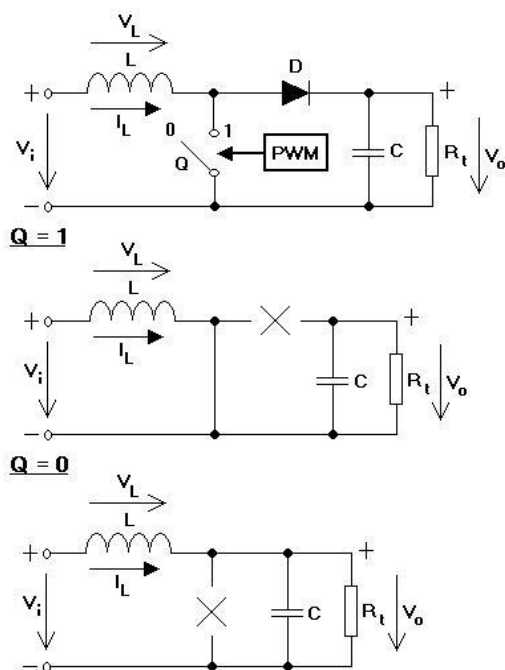
A feszültségnövelő (boost) konverter ugyanazt a három eszközt (L, Q, D) tartalmazza, mint a buck konverter, csak más elrendezésben. E konverter legfőbb tulajdonsága, hogy a kimeneti V_o feszültsége magasabb, mint a bemeneti V_i feszültség.

A boost konverter topológiáját és kapcsolástechnikai elrendezését láthatjuk a 3.10. ábrán.

A Q tranzisztor periodikusan kapcsolja az L tekercset a bemeneti V_i feszültségre. A bekapcsolási idő (t_{on}) alatt a bemeneti áram rohamosan növekszik, az L induktivitás tárolja a bemeneti energia egy részét. Ebben az intervallumban a D dióda fordított polaritású előfeszítést kap, tehát nem vezet. A kimeneti V_o feszültséget és az ehhez tartozó kimeneti I_o áramot a C kondenzátor szolgáltatja.

Amikor a Q tranzisztort zárt állapotban tartjuk (t_{off}), az L tekercs önindukciós feszültsége kinyitja a D diódát (a tekercs árama nem szűnhet meg ugrásszerűen). A tekercsen ekkor a kimeneti áramnak és a kondenzátor töltőáramának összege mérhető.

A boost konvertert is ugyanolyan feltételekkel és egyszerűsítésekkel vizsgáljuk, mint a buck konvertert.



3.10. ábra. A boost konverter kapcsolási rajza és működése

3.2.1. Boost konverter folytonos (CCM) üzemmódban

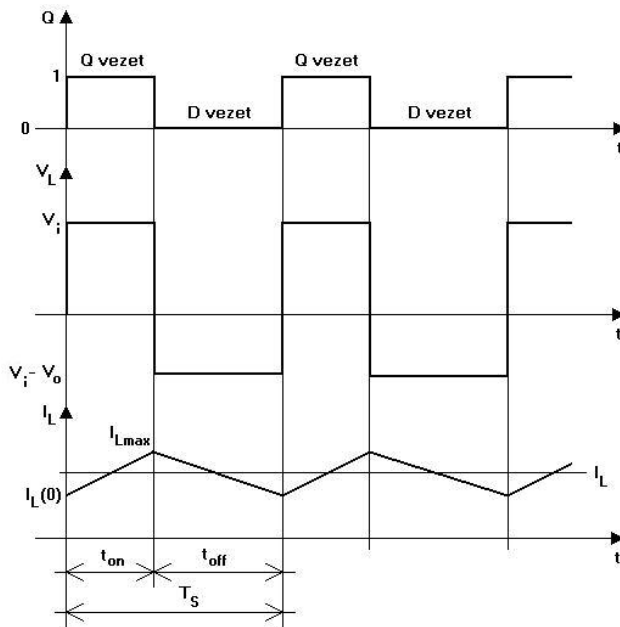
Ezt az üzemmódot az jellemzi, hogy az L tekercsben az áram jelenléte folyamatos. A konverter jellegzetes feszültség- és áramalakjait adja meg a 3.11. ábra.

Ha a Q tranzisztor vezet (t_{on}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk a következő egyenletet:

$$V_L = V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{t_{on}}$$

Amikor a Q tranzisztor nem vezet (t_{off}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk, hogy

$$V_L = -V_o + V_i = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{t_{off}}$$



3.11. ábra. Boost konverter jelalakjai folytonos üzemmód esetén

De állandósult állapotot feltételezve, a feszültségváltozás értéke a tekercsen nulla, tehát

$$V_i \cdot t_{on} = (V_0 - V_i) \cdot t_{off}$$

ahonnan

$$V_0 = V_i \cdot \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right) = \frac{1}{1-D} \cdot V_i$$

ahol

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \text{ a kitöltési tényező, } t_{on} = T_s \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right) \text{ és}$$

$$t_{off} = T_s \cdot \frac{V_i}{V_0}$$

Ebből a kifejezésből következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti V_0 feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsen az áramalak egyforma különböző kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamos

zamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfelé tolódik, ha csökken, akkor lefelé.

Ha I_0 a diódán átmenő átlagáram, akkor

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_0 \cdot \frac{T_s}{t_{of}}$$

Az első kifejezésből felírhatjuk, hogy

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{V \cdot t_{on}}{L} = \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right) = \Delta I_L$$

$$I_{L\min} = I_0 \cdot \frac{T_s}{t_{off}} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_0 \cdot \frac{1}{1-D} - \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot D = I_0 \cdot \frac{V_0}{V_i} - \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right)$$

$$I_{L\max} = I_0 \cdot \frac{T_s}{t_{off}} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_0 \cdot \frac{1}{1-D} + \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot D = I_0 \cdot \frac{V_0}{V_i} + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right)$$

Ha a kimeneti áram addig csökken, amíg az $I_{L\min}$ nem egyenlő 0-val, a konverter a folyamatos/szagatott működés határára kerül és ezt a terhelő áramot I_{0L} -al jelöljük.

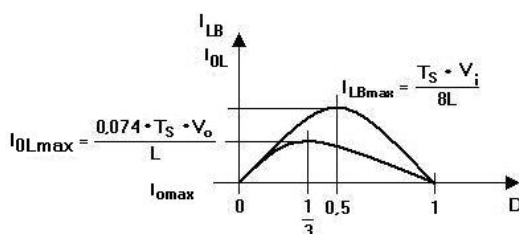
Levezethető, hogy

$$I_{0L} = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1-D)^2 = \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{V_i}{V_0}\right)^2 \cdot (V_0 - V_i)$$

Ha tudni szeretnénk, hogy mekkora a maximális határérték-áram ($I_{0L\max}$) és ez D melyik értékénél alakul ki, akkor ki kell számítanunk a fenti egyenlet maximumát és a maximum helyét az ismert matematikai módszerekkel (differenciálás, zérushely keresés, visszahelyettesítés). Amikor a bemeneti feszültség V_{imin} és V_{imax} érték között változik, a kitöltési tényezőnek D_{max} és D_{min} érték között kell változnia, ha a kimeneti V_0 feszültséget állandó értékben akarjuk tartani.

Mivel a függvény egy $D \cdot (1-D)^2$ szorzót tartalmaz, a maximum a $D = 0,33$ értéknél lesz és így a maximális határérték-áram nagysága (3.12. ábra):

$$I_{0L\max} = 0.074 \cdot \frac{V_0 \cdot T_s}{L}$$



3.12. ábra. A folyamatos/szagatott üzemmód határa

A határáram vizsgálatánál a 3.12. ábrára támaszkodhatunk. Meghatározhatjuk a tekercsben folyó átlagáramot, az I_{LB} -t:

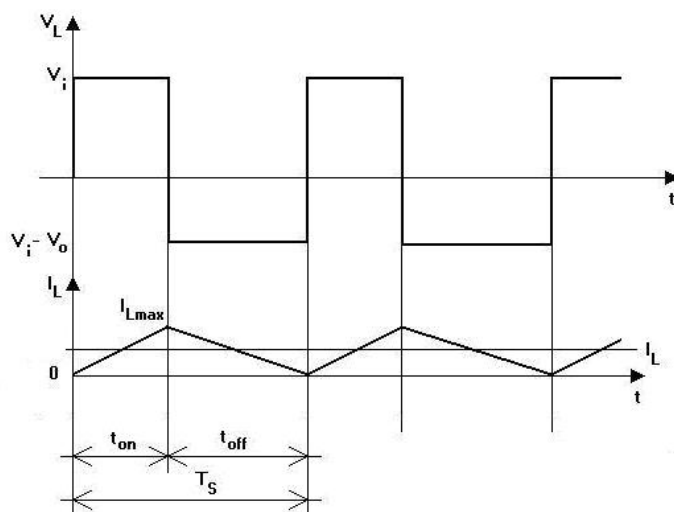
$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{Lmax}$$

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t_{on}$$

A t_{on} értékét ismerjük: $t_{on} = T_s \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right)$

ahonnan

$$I_{0LB} = \frac{T_s \cdot V_o}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D)$$



3.13. ábra. A tekercs feszültség és áram jelalakjai a folytonos/szagatott üzemmód határán

Ebből az egyenletből kiszámíthatjuk az L tekercs maximális áramát és azt, hogy ez a maximális áram milyen D értéknél áll be.

A tekercsben mérhető áram maximuma a $D = 0,5$ értéknél lesz és értéke

$$I_{0LB \max} = \frac{T_s \cdot V_0}{8 \cdot L}$$

I_{0LB} változásait is ábrázoltuk a 3.12. ábrán.

Az $I_{0LB \max}$ értékének pontos ismerete elengedhetetlenül fontos, hiszen ettől az áramértéktől biztosítható a konverter folytonos üzemmódja.

3.2.2. Boost konverter szaggatott (DCM) üzemmódban

Ha $I_{L \min} = 0$, mielőtt a Q tranzisztor vezetni kezdene, a konverter szaggatott üzemmódban működik.

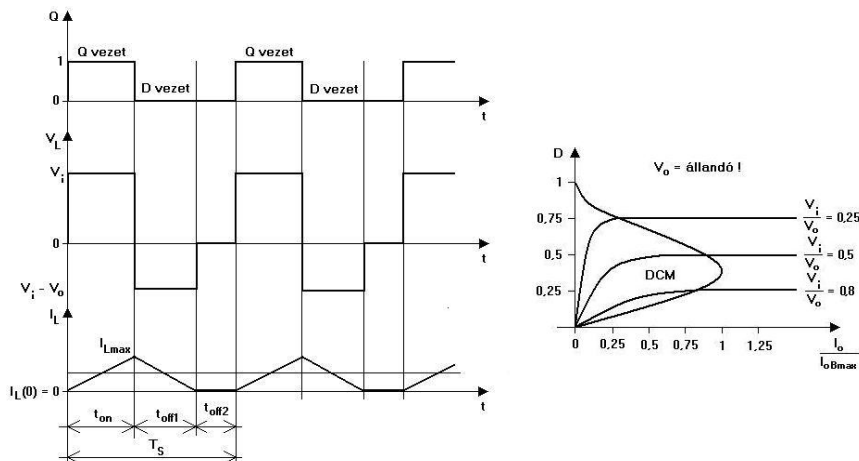
A hullámalakokat a 3.14. ábrán adjuk meg.

Ha eltekintünk a konverter belső veszteségeitől, felírhatjuk:

$$P_i = P_o$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$$

ahol I_i a konverter által abszorbeált áram, a tranzisztor átlagárama.



3.14. ábra. Boost konverter jelalakjai és működési tartománya szaggatott üzemmód esetén

Az ábra segít, hogy megadjuk I_i értékét:

$$I_i = \frac{I_{L\max} \cdot (t_{on} + t_{off1})}{2 \cdot T_s}$$

De

$$I_{L\max} = \frac{V \cdot t_{on}}{L}$$

és

$$t_{off1} = \frac{L}{V_0 - V_i} \cdot I_{L\max} = \frac{V_i}{V_0 - V_i} \cdot t_{on}$$

ahonnan

$$I_i = \frac{V_i \cdot V_0 \cdot t_{on}^2}{2 \cdot L \cdot T_s \cdot (V_0 - V_i)}$$

Néhány egyszerű számítás után, az eredmény:

$$V_N = 1 + \frac{D^2}{2 \cdot I_N}$$

ahol $V_N = \frac{V_0}{V_i}$ és $I_N = \frac{L \cdot I_0}{V_i \cdot T_s}$

3.2.3. A boost topológia elemeinek méretezése

A boost konverterek jellegzetesen folytonos üzemmódban működnek, és erre az üzemmódra adjuk meg a méretezési eljárásokat.

A V_0 kimeneti feszültség és az I_0 kimeneti áram

Ha a tápegységnek V_0 kimeneti feszültséget és $I_{0\max}$ kimeneti áramot kell szolgáltatnia, akkor felírhatjuk a $P_{0\max}$ maximális kimeneti teljesítményt:

$$P_{0\max} = V_0 \cdot I_{0\max}$$

$$|V_0| = \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} \cdot V_{i\min} = \frac{D_{\min}}{1 - D_{\min}} \cdot V_{i\max}$$

(Az abszolút érték használatának az a célja, hogy felhívjuk a figyelmet, ezek a feszültségértékek abszolút értékekben összeadódnak.)

A kimeneti feszültség meghatározásához figyelembe kell venni a kimeneti kör feszültségeit, és ezzel kell számolni:

$$|V_0^*| = |V_0| + V_F + V_{LR}$$

ahol

V_0 a kimeneti feszültség,

V_F a dióda nyitóirányú feszültségesése,

V_{LR} a tekercs ohmikus veszteségei miatti feszültségesés.

Ennél a konverternél figyelembe vesszük a bemeneti feszültség feszültségeséseit is, hiszen ez a feszültség táplálja az L induktivitást:

$$|V_i^*| = |V_i| - V_{tranz} - V_{LR}$$

ahol V_{tranz} a kapcsoló tranzisztor nyitóirányú feszültségesése.

A D kitöltési tényező

Mivel e topológiában az energia átadása a bemenetről a kimenet felé két ütemben megy végbe, több szempontot is figyelembe véve (áramterhelések, hatásfok stb.) a D kitöltési tényező értékét úgy választjuk meg, hogy az a 0,2...0,8 (0,1...0,9) értéktartományba essen.

$$D = 0,2 - 0,8$$

Adott nagyságú V_i és V_0 feszültségeknél:

$$D_{\min} = \frac{V_0^* - V_{i\max}^*}{V_0^*}$$

$$D_{\max} = \frac{V_0^* - V_{i\min}^*}{V_0^*}$$

A kapcsolási frekvencia ($f_s = 1/T_s$)

A modern kapcsoló elemek, igen kicsi be- illetve kikapcsolási idővel rendelkeznek. Ha ezek az idők rövidek, a kapcsolók termikus igénybevétele is kisebb, azaz az f_s kapcsolási frekvencia növelhető. A gyakorlatban olyan döntést kell hozni, amely figyelembe veszi a kapcsolók termikus igénybevételét, az L ferritmagos tekercs mágneses tulajdonságait, a szűrőkörü kondenzátor technikai adatait, a nem említett bemeneti szűrőkörök tulajdonságait. A ma használatos frekvencia:

$$f_s = 20 - 50 \text{ (200, 1000) kHz}$$

Az L tekercs induktivitása

Már említettük, hogy a konverterek az esetek döntő többségében folyamatos üzemmódban működnek. Úgy kell megválasztanunk az L értékét ($L_{\min}$), hogy az I_{0L} határáram egyenlő legyen a minimálisan kért kimeneti $I_{0\min}$ árammal ($I_{0L} = I_{0\min}$).

Ismerjük a következő egyenletet:

$$L_{\min} = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot I_{0L}} \cdot D \cdot (1-D)^2 = \frac{T_s}{2 \cdot I_{0L}} \cdot \left(\frac{V_i}{V_0} \right)^2 \cdot (V_0 - V_i)$$

Ha a bemeneti feszültség változik, a legkritikusabb állapotot a D függvényében kell meghatározni az ismert matematikai módszerekkel (differenciálás, zérushely keresés, visszahelyettesítés). A $D \cdot (1-D)^2$ szorzatból ez akkor áll elő, ha $D = 0,33$. Ebben az esetben az $L_{\min}$ -re a következő képlet adódik:

$$L_{\min} = 0,074 \cdot \frac{T_s \cdot V_0}{I_{0L}}$$

$$L_{\min} \geq 0,074 \cdot \frac{T_s \cdot V_0^*}{I_{0\min}}$$

Az L tekercs ferritmágjának a kiválasztásakor, fontos adat az $I_{L\max}$, hiszen ez az áram adja meg a maximális indukciót az L tekercs vasmagjában.

$$I_{L\max} = I_0 \cdot \frac{T_s}{t_{\text{off}}} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_0 \cdot \frac{1}{1-D} + \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot D = I_0 \cdot \frac{V_0^*}{V_{i\min}} + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0} \right)$$

Ha a maximális kimeneti áram $I_{0\max}$, gyakorlati érték:

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{0\max} \cdot \frac{T_s}{t_{\text{off}}}$$

A Q tranzisztor

A tranzisztor maximális árama egyenlő a tekercs maximális áramával.

$$I_{Q\max} = I_{L\max} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1-D) = I_0 \cdot \frac{V_0}{V_i} + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0} \right)$$

Ha a bemeneti feszültség V_{imin} és V_{imax} értékek között változik, akkor a fenti áram abban az esetben éri el a maximumát, ha $V_i = V_{imin}$. A fenti egyenlet a következőképpen módosul:

$$I_{Q\max} = \frac{P_{0\max}}{V_{i\min}} + \frac{V_{i\min} \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{i\min}}{V_0}\right)$$

A tranzisztorra jutó maximális feszültség:

$$V_{Q\max} = V_0$$

A D dióda

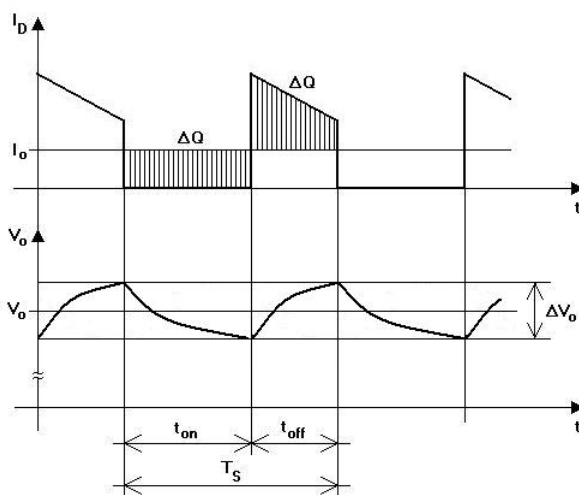
A dióda maximális árama és feszültsége:

$$I_{D\max} = I_{L\max}$$

$$V_{D\max} = V_{Q\max}$$

A kimeneti C kondenzátor

A C kondenzátor értékének a meghatározásához, ebben az esetben is a megengedett ΔV_0 kimeneti hullámosságból indulunk ki. A tranzisztor vezetési ideje alatt (t_{on}) a kondenzátor egy állandó I_0 áramot szolgáltat.



3.15. ábra. A konverter kimeneti feszültségének időbeni alakulása, hullámossága

A 3.15. ábra alapján felírhatjuk, hogy

$$\Delta Q = I_0 \cdot t_{on}$$

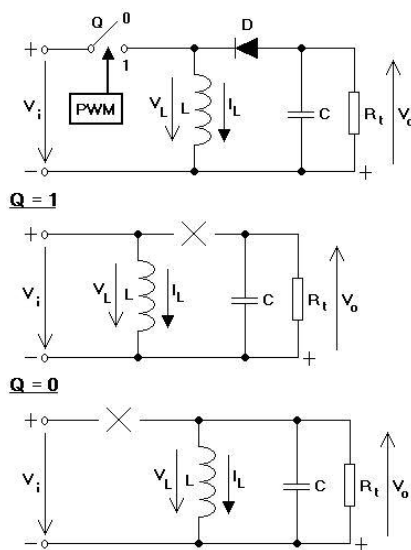
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_0$$

ahol ΔQ azon töltések mennyisége, amelyek ciklikusan a kondenzátoron keresztül kerülnek a kimenetre és ΔV_0 a megengedett hullámosság. A fenti két egyenlet jobboldalából megadható, hogy

$$C = \frac{I_0 \cdot t_{on}}{\Delta V_0} = \frac{I_0}{\Delta V_0} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right)$$

3.3. A polaritásváltó (buck-boost) konverter

A buck-boost konverter a bemeneti feszültségéhez képest megfordítja a kimeneti feszültség előjelét (polaritást vált). A kimeneti feszültség lehet nagyobb is, és kisebb is, mint a bemeneti feszültség, a kitöltési tényező függvényében (3.16. ábra).



3.16. ábra. A buck-boost konverter kapcsolási rajza és működése

A Q tranzisztor periodikusan kapcsolja a V_i tápfeszültségre az L induktivitást.

Ha $Q = 1$, azaz a kapcsolóelem vezet (t_{on}), a bemenetről abszorbeált energia a tekercsben tárolódik. A D dióda polarizációja záróirányú, a kimeneti I_o áramot a C kondenzátorban felhalmozott energia szolgáltatja.

Ha a tranzisztor lezár, a tekercs önindukciója révén keletkező feszültség kinyitja a D diódát. A tekercsben felhalmozódott energiából kerül a kimenetre és a kondenzátor is visszakapja az előző ütemben elvesztett töltésmennyiségét.

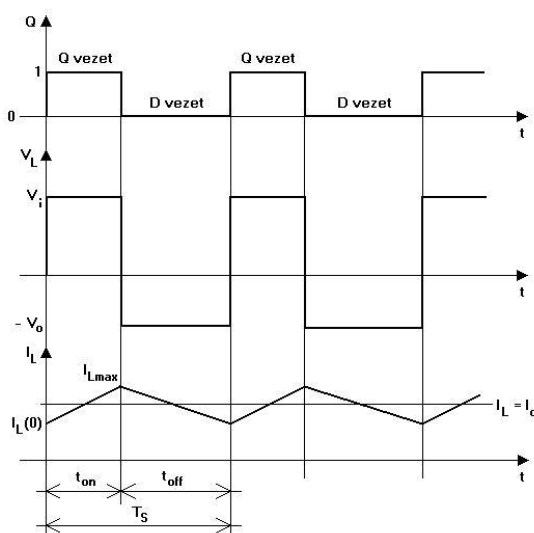
A kimeneti V_o feszültség polarizációja ellentétes a bemeneti V_i feszültséghez képest.

A buck-boost konvertert is ugyanolyan feltételekkel és egyszerűsítésekkel vizsgáljuk, mint a korábbi két konvertert.

3.3.1. Buck-boost konverter folytonos (CCM) üzemmódban

A Q tranzisztor vezetési ideje alatt felírható, hogy

$$V_L = V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}}$$



3.17. ábra. Buck-boost konverter jelalakjai folytonos üzemmód esetén

A Q tranzisztor kikapcsolási idejére a következő összefüggés érvényes:

$$V_L = -V_o = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$

De az állandósult állapotot feltételezve, a feszültségváltozás értéke a tekercsen nulla, tehát

$$V_i \cdot t_{on} = V_0 \cdot t_{off}$$

ahonnan

$$V_0 = V_i \cdot \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{D}{1-D} \cdot V_i$$

ahol

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \text{ a kitöltési tényező, } t_{on} = T_s \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0} \text{ és}$$

$$t_{off} = T_s \cdot \frac{V_i}{V_0 + V_i}$$

Ebből a kifejezésből következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti V_0 feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma különböző kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfelé tolódik, ha csökken, akkor lefelé.

Megállapíthatjuk, hogy a kimeneti áram a dióda átlagárama:

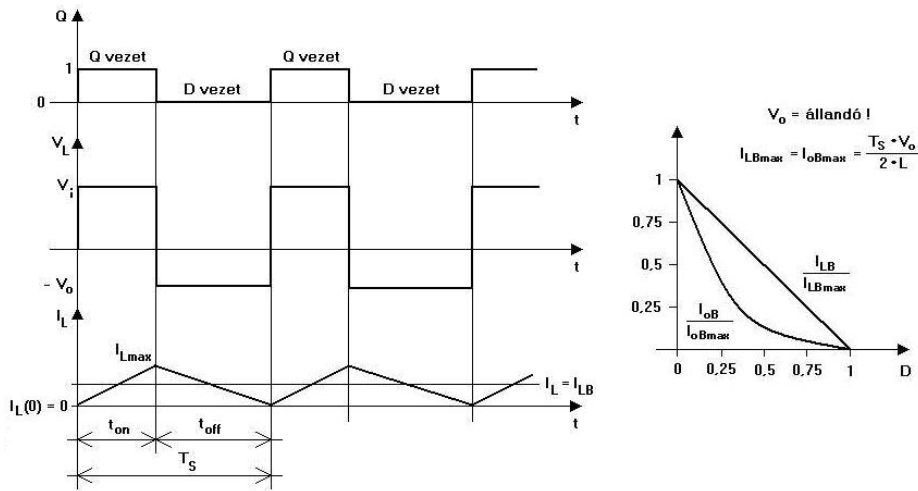
$$I_0 = \frac{(I_{L\max} + I_{L\min}) \cdot t_{off}}{2 \cdot T_s}$$

ahonnan

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_0 \cdot \frac{T_s}{t_{off}}$$

és

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{V_i}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_0 \cdot T_s}{L} \cdot (1-D) = \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0}$$



3.18. ábra. Buck-boost konverter jelalakjai a folytonos/szaggatott üzemmód határán

A fentiekből

$$I_{L\min} = \frac{I_0}{1-D} - \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1-D) = I_0 \cdot \left(1 + \frac{V_0}{V_i}\right) - \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0}$$

$$I_{L\max} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1-D) = I_0 \cdot \left(1 + \frac{V_0}{V_i}\right) + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0}$$

Ha a kimeneti áram addig csökken, amíg az $I_{L\min}$ nem egyenlő 0-val, a konverter a folyamatos/szaggatott működés határára kerül és ezt a terhelő áramot I_{0L} -al jelöljük.

$$I_{0L} = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1-D)^2 = \frac{V_i^2 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_0}{(V_i + V_0)^2}$$

Ha a bemeneti feszültség V_{imin} és V_{imax} értékek között változik, akkor a kitöltési tényező a D_{max} értékről a D_{min} értékre csökken (ha közben a kimeneti feszültséget állandó értéken tartjuk). Bebizonyítható, hogy I_{0L} akkor éri el a maximumát, az I_{0Lmax} -ot, amikor $D = D_{min}$.

$$I_{0Lmax} = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1-D_{min})^2 = \frac{V_{imax}^2 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_0}{(V_{imax} + V_0)^2}$$

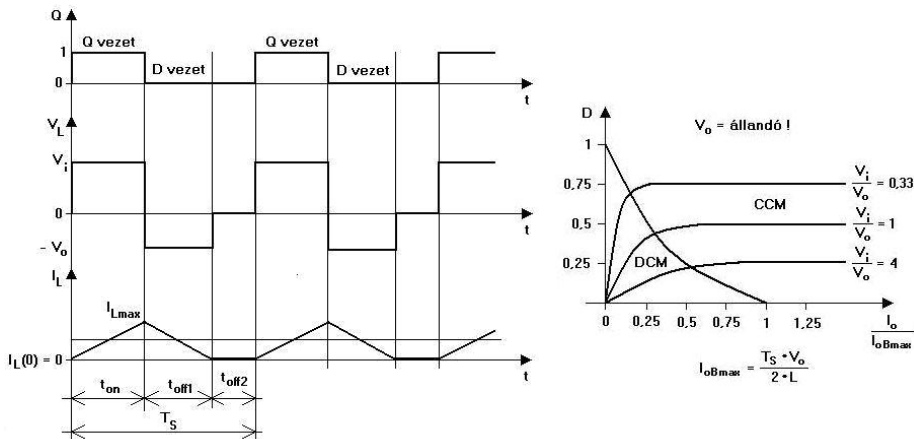
3.3.2. Buck-boost konverter szaggatott (DCM) üzemmódban

A szaggatott vezetés akkor áll be, ha a tekercs árama $I_{OLmin} = 0$, mielőtt a tranzisztor ismét vezetni kezd. A működési leírásnak megfelelően a t_{on} időszakban akumulált energia teljesen átkerül a kimenetre a t_{off} időintervallumban.

Felírható:

$$\frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{2} = P_0 \cdot T_s$$

ahol $P_0 = V_0 \cdot I_0$, a kimenetnek átadott teljesítmény.



3.19. ábra. Buck-boost konverter jelalakjai szaggatott üzemmód esetén

De

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_i}{L} \cdot t_{on1} = \frac{V_0 \cdot T_s}{L} \cdot (1 - D) = \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0}$$

ha $I_{Lmin} = 0$, akkor

$$I_{Lmax} = \frac{V_i}{L} \cdot t_{on1} = \frac{V_i \cdot T_s \cdot D}{L}$$

$$V_0 \cdot I_0 = \frac{V_i^2 \cdot T_s \cdot D^2}{2 \cdot L}$$

Ha a következő normalizált értékekkel dolgozunk

$$V_N = \frac{V_0}{V_i} \quad \text{és} \quad I_N = \frac{L \cdot I_0}{V_i \cdot T_s}$$

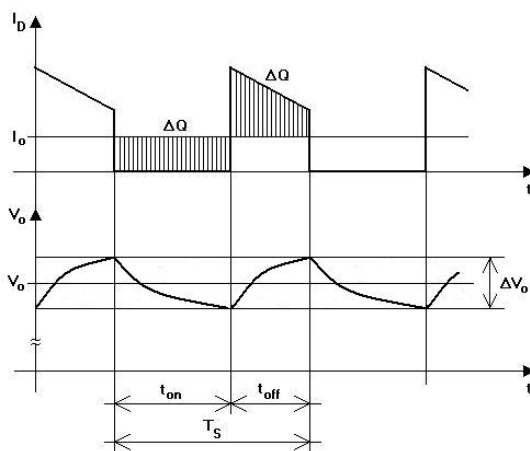
akkor egy viszonylag egyszerű képletet kapunk a kimeneti feszültségre:

$$V_N = \frac{D^2}{2 \cdot I_N}$$

A képlet azt mutatja, hogy ebben az esetben (szaggatott vezetés) a kimeneti feszültség a kimeneti áram függvénye.

3.3.3. A kimeneti feszültség hullámossága

A 3.20. ábrán látható feszültség és áramformák a konverter folytonos működési módjára jellemzőek.



3.20. ábra. A konverter kimeneti feszültségének időbeni alakulása, hullámossága

Ha a következő közelítéseket használjuk – a kimeneti I_D áram egyik komponense a kimeneti I_0 áram, míg a másik része a kondenzátor árama –, akkor

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 \cdot t_{on}}{C} = \frac{V_0}{R_t} \cdot \frac{t_{on}}{C}$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D \cdot T_s}{R_t \cdot C} = D \cdot \frac{T_s}{\tau}$$

ahol $\tau = R_t \cdot C$, a kimeneti R-C kör időállandója.

3.3.4. A buck-boost topológia elemeinek méretezése

A buck-boost konverterek jellegzetesen folytonos üzemmódban működnek, és erre az üzemmódra adjuk meg a méretezési, tervezési eljárásokat.

A V_0 kimeneti feszültség és az I_0 kimeneti áram

Ha a tápegységnek V_0 kimeneti feszültséget és I_{0max} kimeneti áramot kell szolgáltatnia, akkor felírhatjuk a maximális P_{0max} kimeneti teljesítményt:

$$P_{0max} = V_0 \cdot I_{0max}$$

$$|V_0| = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \cdot V_{i min} = \frac{D_{min}}{1 - D_{min}} \cdot V_{i max}$$

(Az abszolút érték használatának az a célja, hogy felhívjuk a figyelmet, ezek a feszültségértékek abszolút értékekben összeadódnak.)

A kimeneti feszültség meghatározásához figyelembe kell venni a kimeneti kör feszültségeit, és ezzel kell számolni:

$$|V_0^*| = |V_0| + V_F + V_{LR}$$

ahol

V_0 a kimeneti feszültség,

V_F a dióda nyitóirányú feszültsége,

V_{LR} a tekercs ohmikus veszteségei miatti feszültsége.

Ennél a konverternél figyelembe vesszük a bemeneti feszültség feszültségeit is, hiszen ez a feszültség táplálja az L induktivitást:

$$|V_i^*| = |V_i| - V_{tranz} - V_{LR}$$

ahol V_{tranz} a kapcsoló tranzistor nyitóirányú feszültsége.

A D kitöltési tényező

Mivel e topológiában az energia átadása a bemenetről a kimenet felé két ütemben megy végbe, több szempontot is figyelembe véve (áramterhelések, hatásfok stb.) a D kitöltési tényező értékét úgy választjuk meg, hogy az a 0,2...0,8 (0,1...0,9) értéktartományba essen.

$$D = 0,2 - 0,8$$

$$D_{\min} = \frac{|V_0^*|}{|V_0^*| + V_{i\max}^*}$$

A kapcsolási frekvencia ($f_s = 1/T_s$)

A modern kapcsoló elemek, igen kicsi be- illetve kikapcsolási idővel rendelkeznek. Ha ezek az idők rövidek, a kapcsolók termikus igénybevétele is kisebb, azaz az f_s kapcsolási frekvencia növelhető. A gyakorlatban olyan döntést kell hozni, amely figyelembe veszi a kapcsolók termikus igénybevételét, az L ferritmagos tekercs mágneses tulajdonságait, a szűrőköri kondenzátor technikai adatait, a nem említett bemeneti szűrőkörök tulajdonságait. A ma használatos frekvencia:

$$f_s = 20 - 50 \text{ (200, 1000) kHz}$$

Az L tekercs induktivitása

A konverterek az esetek döntő többségében folyamatos üzemmódban működnek. Úgy kell megválasztanunk az L értékét ($L_{\min}$), hogy figyelembe vesszük a kimeneti P_o teljesítmény és a határáram értékét.

$$L_{\min} = \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot I_{oL}} \cdot D \cdot (1-D)^2 = \frac{T_s}{2 \cdot P_o} \cdot \left(\frac{V_0 \cdot V_i}{V_0 + V_i} \right)^2$$

Ha a bemeneti feszültség változik, a legkritikusabb állapot:

$$P_o = P_{o\min} \text{ és } V_i = V_{i\max}$$

Ebben az esetben

$$L_{\min} \geq \frac{T_s}{2 \cdot P_{o\min}} \cdot \left(\frac{|V_0^*| \cdot V_{i\max}}{|V_0^*| + V_{i\max}} \right)^2$$

Az L tekercs ferritmagjának a kiválasztásakor fontos adat az $I_{L\max}$, hiszen ez az áram adja meg a maximális indukciót az L tekercs vasmagjában.

$$I_{L\max} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1-D) = I_o \cdot \left(1 + \frac{V_0}{V_i} \right) + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0}$$

$$I_{L\max} = I_0 \cdot \frac{T_s}{t_{\text{off}}} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_0 \cdot \frac{1}{1-D} + \frac{V_i \cdot T_s}{L} \cdot D = I_0 \cdot \frac{V_0^*}{V_i} + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0^*}\right)$$

Ha a maximális kimeneti áram $I_{0\max}$, gyakorlati érték:

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{0\max} \cdot \frac{T_s}{t_{\text{off}}}$$

A Q tranzisztor

A tranzisztor maximális árama egyenlő a tekercs maximális áramával:

$$I_{Q\max} = I_{L\max} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{V_0 \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1-D) = I_0 \cdot \left(1 + \frac{V_0}{V_i}\right) + \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{V_0}{V + V_0}\right)$$

Ha a bemeneti feszültség $V_{i\min}$ és $V_{i\max}$ értékek között változik, a fenti áram akkor éri el a maximumát, ha $V_i = V_{i\min}$ és $D = D_{\max}$. A fenti egyenlet a következőképpen módosul:

$$I_{Q\max} = \frac{P_{0\max}}{V_0} \cdot \left(\frac{V_0 + V_{i\min}}{V_{i\min}}\right) + \frac{V_{i\min} \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_0}{V_0 + V_{i\min}}$$

A tranzisztorra jutó maximális feszültség:

$$V_{Q\max} = V_{i\max} + V_0$$

A D dióda

A dióda maximális árama és feszültsége:

$$I_{D\max} = I_{Q\max}$$

$$V_{D\max} = V_{Q\max}$$

A kimeneti C kondenzátor

A C kondenzátor értékének a meghatározásához, ebben az esetben is a megengedett ΔV_0 kimeneti hullámosságból indulunk ki. A tranzisztor vezetési ideje alatt (t_{on}) a kondenzátor egy állandó I_0 áramot szolgáltat. Ideális kondenzátort tételezünk fel (amelynek az r_c echivalens belső ellenállása és parazita induktivitása is ≈ 0)

Felírhatjuk, hogy

$$\Delta Q = I_0 \cdot t_{on}$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_0$$

ahol ΔQ azon töltések mennyisége, amelyek ciklikusan a kondenzátoron keresztül kerülnek a kimenetre és ΔV_0 a megengedett hullámosság.

A fenti két egyenlet jobboldalából megadható:

$$C = \frac{I_0 \cdot t_{on}}{\Delta V_0} = \frac{I_0}{\Delta V_0} \cdot T_s \cdot \frac{V_0^*}{V_i + V_0^*}$$

3.4. A Cuk konverter

A Cuk konverter megalkotójáról kapta a nevét. Lényegében egy boost-buck konverter, ami –ugyanúgy, mint a buck-boost konverter – polaritás-váltást is végez. A két konverter közötti energiaáramlás egy kapacitás (C_1) közbeiktatásával megy végbe. Tételezzük fel, hogy a C_1 kapacitás értéke igen nagy, tehát ha egy bizonyos energiamennyiséget felvesz, vagy lead, akkor a feszültsége nem változik.

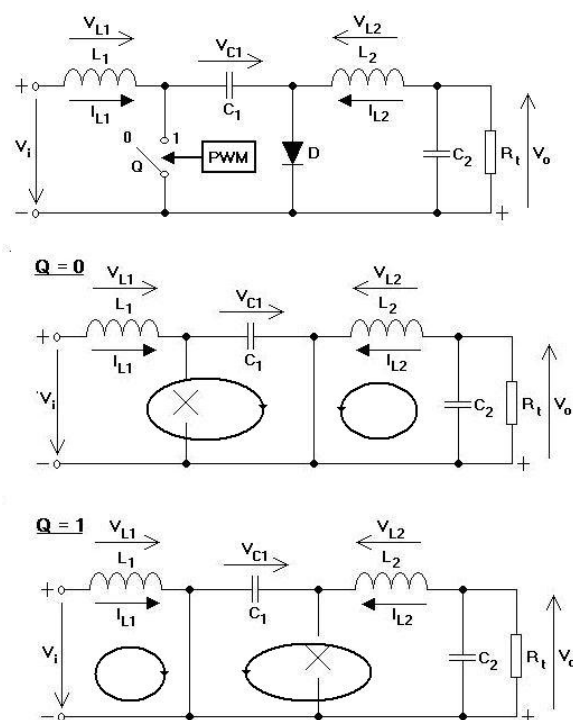
A Cuk konverter működését a 3.21. ábra alapján egyszerűen megérthetjük.

Ha $Q = 0$, akkor a D diódán keresztül a C_1 kondenzátoron folyó I_{L1} bemeneti áram csökken. A D dióda még az L_2 tekercs áramát is átveszi és ez az áram is csökken, hiszen az L_2 tekercsben tárolt energia egy része átkerül a kimenetre.

Ha $Q = 1$, akkor az L_1 tekercs a bemenetre kapcsolódik, és energiával telítődik. Az I_{L1} áram növekszik. A D dióda jelen esetben záróirányú előfeszítést kap, tehát nincs szerepe az áramkörben. A Q tranzisztor átveszi még a C_1 kondenzátor I_{L2} áramát is, amely a kimeneten keresztül az L_2 tekercs energiáját növeli. Az L_2 tekercs árama nő.

Itt is hasonlóan, mint a többi konverternél állandósult állapotot vizsgálunk.

Ha igen nagy értékű a C_1 kondenzátor kapacitása, akkor a feszültsége nem változik, különösképpen egy kisebb töltő vagy kisütő áram hatására (mi a feszültségét állandónak vesszük).



3.21. ábra. A Cuk konverter kapcsolási rajza és működése

Az L_1 tekercsen ugyanolyan fluxusnövekedés, mint fluxuscsökkenés jelenik meg.

$$v = N \frac{d\Phi}{dt}$$

Másként kifejezve a feszültségek időbeni integráljai a tekercsen egyenlők.

A 3.22. ábra alapján az L_1 tekercsre felírható, hogy

$$V_i \cdot t_{on} + (V_i - V_{C1}) \cdot t_{off} = 0$$

$$V_{C1} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \cdot V_i = \frac{1}{1-D} \cdot V_i$$

Felírhatjuk még, hogy

$$(V_{C1} - V_0) \cdot t_{on} + (-V_0) \cdot t_{off} = 0$$

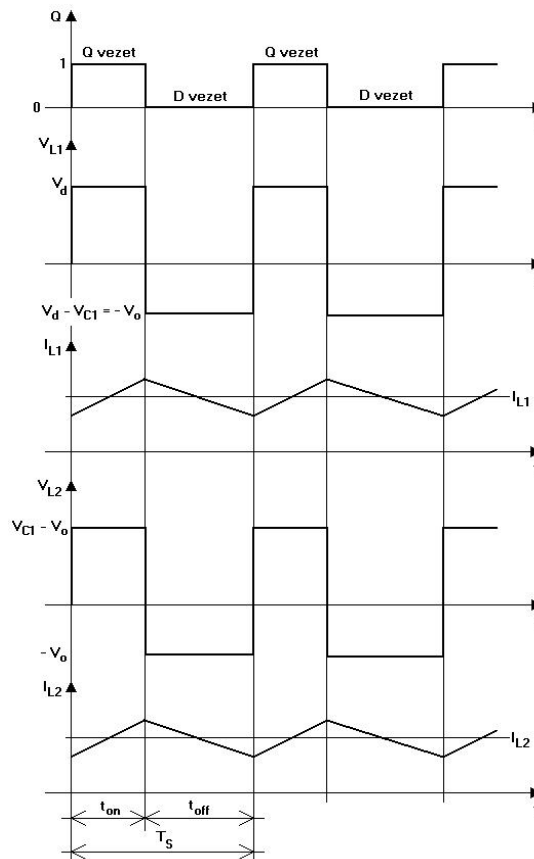
$$V_{C1} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{on}} \cdot V_0 = \frac{1}{D} \cdot V_0$$

A két eredményből kapjuk, hogy

$$V_0 = \frac{D}{1-D} \cdot V_i$$

Ha $P_i = P_0$, akkor

$$I_0 = \frac{1-D}{D} \cdot I_i$$



3.22. ábra. A Cuk konverter feszültség- és áram-jelalakjai

3.5. A kapcsolóüzemű tápegységek hatásfoka és a modern konverterek

Mint minden szerkezetben, gépben, elektronikai kapcsolásban fontos tényező az illető berendezés hatásfoka.

A kapcsolóüzemű tápegységek, ill. általában a kapcsolóüzemű vezérlés azért hódított teret, mert jobb a hatásfoka, mint az analóg, lineáris tápegységeknek.

Mivel a bemutatott kapcsolások (buck, boost, buck-boost, Cuk) gyakorlatilag ugyanannak a három eszköznek különböző módon való kapcsolásai, egy általános érvényű hatásfokszámítást mutatunk be az alábbiakban.

Ha csak az alapkapcsolást nézzük (tehát a kimeneti kondenzátor hatásfokot rontó tényezőjétől eltekintünk), a kapcsolások hatásfokát úgy az aktív elemek (tranzisztor, dióda) hatása, mint a passzív elem (induktivitás, valóságos tekercs) hatása is befolyásolja.

3.5.1. Az aktív elemek (tranzisztor, dióda) hatása a hatásfokra

A buck-boost konverter működését tanulmányozva (3.23. ábra) látható a legjobban, hogy az aktív elemek nyitóirányú feszültségesése hogyan befolyásolja a hatásfokot.

$$\eta = \frac{P_{\text{hasznos}}}{P_{\text{felvett}}}$$

Legyen a kapcsolás hatásfoka, ha csak az aktív elemeket vesszük figyelembe $\eta_{\text{aktív}}$.

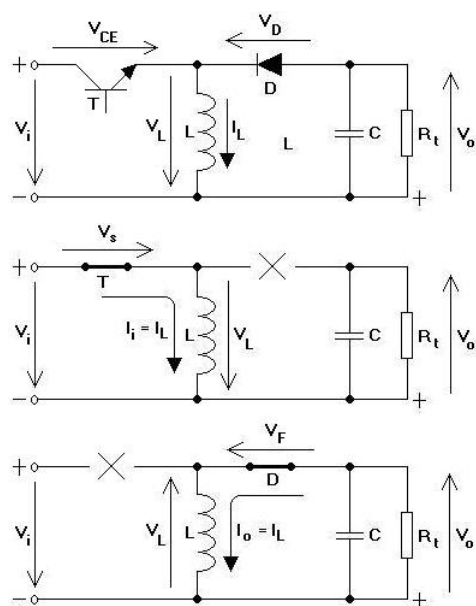
Ez esetben felírhatjuk, hogy

$$\eta_{\text{aktív}} = \eta_{\text{I}} \cdot \eta_{\text{II}}$$

ahol,

η_{I} a tranzisztor veszteségét figyelembe vett hatásfok, ez különben megfelel a tranzisztor bekapcsolási ütemének és lényegében ez a bemeneti oldal hatásfoka

η_{II} a dióda veszteségeit figyelembe vett hatásfok, ez a működés második ütemét vizsgálja és lényegében a kimeneti oldal hatásfokának felel meg.



3.23. ábra. A buck-boost konverter kapcsolási rajza és működése

$$\eta_I = \frac{(V_i - V_s)I_L}{V_i I_L}$$

$$\eta_{II} = \frac{V_0 I_0}{(V_0 + V_F)I_s}$$

ahonnan,

$$\eta = \frac{V_i - V_s}{V_i} \cdot \frac{V_0}{V_0 + V_F}$$

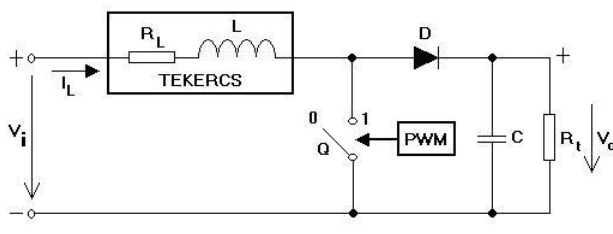
A fenti képletet a következőképpen lehet kifejezni:

Jó hatásfokot nehéz elérni, ha a bemeneti, vagy a kimeneti feszültség értéke összemérhető a kapcsolók nyitóirányú feszültségésével.

3.5.2. A passzív elemek (tekercs ellenállás) hatása a hatásfokra

A boost, ill. a buck-boost konverter kimeneti feszültségének képlete azt mutatja, hogy ha a D kitöltési tényező értéke az „1” érték felé tart, a kimeneti feszültség értéke elvben a „ ∞ ” felé közelít.

Vizsgáljuk meg közelebbről a 3.24. ábrán látható boost konverter kapcsolást! Feltüntetünk egy valós tekercset, amely induktivitásának értéke L és ohmos ellenállása R_L .



3.24. ábra. Boost konverter kapcsolás valóságos tekercsel

Amikor áram folyik az L tekercsen, a tekercs saját R_L ellenállása miatt melegszik, és megállapíthatunk egy $P_{h\delta}$ teljesítmény értéket, amely a tekercsen disszipálódik. De ugyanakkor meghatározhatunk egy további $P_{h\delta}$ teljesítmény veszteséget is, amely a C kondenzátor soros ellenállásán disszipálódik, amelyet a C kondenzátor effektív töltő-kisütő árama hoz létre.

$$\eta = \frac{P_{hasznos}}{P_{hasznos} + P_{h\delta}}$$

$$P_{h\delta} = R_L \cdot I_L^2 + r_C \cdot I_{Ceff}^2$$

Cuk egy zseniális gondolattal nem veszi figyelembe ez utóbbi jelentős teljesítmény veszteséget [], amelynek eredményeként egyszerű matematikai módszerekkel meg tudjuk állapítani a boost és a buck-boost konverter használható maximális feszültségerősítési tényezőjét kifejező képletet. Mi ezt az utat követjük a következő levezetéseknel ($P_{Ceff} \approx 0$).

A hatásfok tehát:

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{h\delta}} = \frac{V_0^2 / R_t}{V_0^2 / R_t + R_L I_L^2}$$

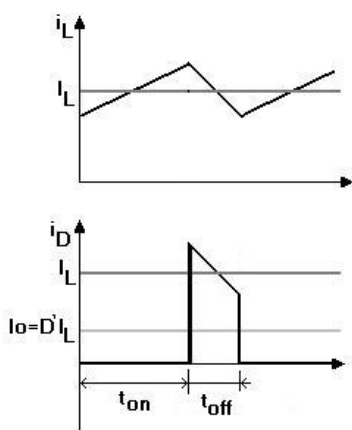
A 3.25. ábra segítségével elmondhatjuk, hogy

$$\frac{I_L}{I_0} = \frac{1}{1 - D}$$

$$\eta = \frac{1}{1 + I_L^2 R_L \frac{R_t}{V_0^2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_t} \frac{I_L^2}{I_0^2}}$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \alpha / (1 - D)^2}$$

ahol $\alpha = \frac{R_L}{R_t}$, a tekercs ellenállás és a terhelőellenállás viszonya.

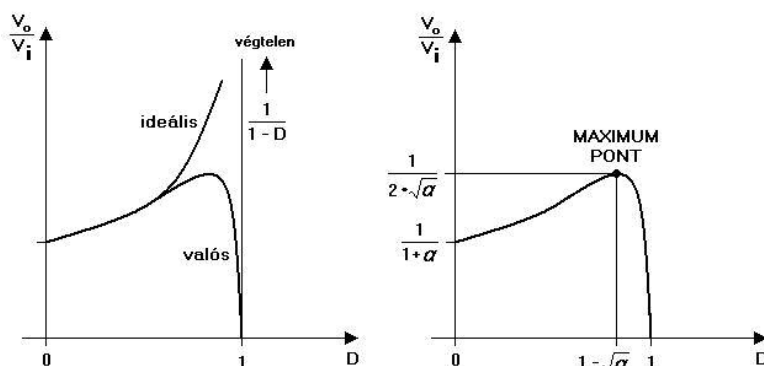


3.25. ábra. Boost konverter i_L és i_D áramának időbeni változása

De $\eta = \frac{V_0 I_0}{V_i I_L}$, ahonnan

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{I_L}{I_t} \eta = \frac{1}{1 - D} \frac{1}{1 + \alpha / (1 - D)^2} = \frac{1 - D}{(1 - D)^2 + \alpha}$$

Ennek a függvénynek a szokásos eljárással megkeressük a maximum értékét, valamint a maximum helyét a D változó függvényében.

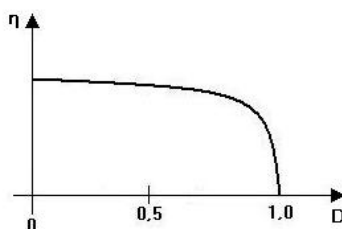


3.26. ábra. A V_o/V_i viszony ideális és valós alakulása a kitöltési tényező függvényében

A $D = 1 - \sqrt{\alpha}$ értéknél kapjuk meg a maximális kimeneti feszültséget, amelynek értéke

$$\left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{\alpha}}$$

Megállapíthatjuk, hogy a valós tekercs ellenállása miatt a boost és a buck-boost konverternél meghatározható a maximális „feszültségerősítés”, azaz a feszültségnövelés mértéke.



3.27. ábra. A hatásfok valós alakulása a kitöltési tényező változásával

A hatásfok a $D = 1$ értéknél 0%. Ez természetes is, mert ahogy növeljük a D értékét, a diódán átfolyó áram középértéke nagyon megnő, a tekercsen disszipálódó hőmennyiség pedig ezen áram négyzetével arányosan növekszik és így eléri a felvett teljesítmény szintjét, tehát a hatásfok 0% lesz (3.27. ábra).

3.5.3. A modern konverterek

Ha egy konverter nagy bemenő (több 100 V-os) és kimenő (pl. 400 VDC) feszültséggel üzemel – ilyenek lehetnek például az egységnyi teljesítménytényezővel dolgozó konverterek –, akkor ezek igen jó hatásfokkal működhetnek. A hatásfokuk elérheti a 97...98%-ot is.

Jellemző példa, hogy egy 1000 VA-es transzformátorral ellátott tápegységben csak a transzformátor tömege több mint 12 kg és hatásfoka 35...40%-os, az ugyanolyan teljesítményű transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység tömege alig 0,3 kg és a hatásfoka elérheti a 97...98%-ot is.

A mai mikroprocesszoros rendszerek mind kisebb feszültséggel üzemelnek. Az 1995-ös évre még jellemző +5 VDC feszültség helyett ma már a 3,3 V-os, majd a 2,4 V-os tápfeszültségű rendszerek kerültek forgalomba. Piacra dobás előtt állnak az 1,8 V tápfeszültséget igénylő berendezések. Mai tudásunk és a mikroprocesszoros rendszerek előállítására ma alkalmazott technológiák szerint a minimális feszültség határa, amellyel e rendszerek még működhetnek 1,4...1,2 V. Az ilyen processzorok gyártásának tömeges beindítása 2007–2008-ra prognosztizálható.

A szinkron konverterek

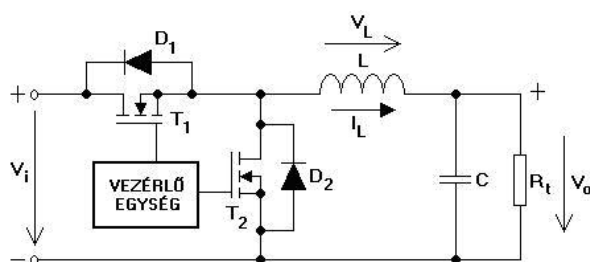
Ha megnézzük a konverterek hatásfokát megadó képletet, abból egyenesen következik, hogy ilyen alacsony kimenő feszültségű konvertereknél nagy hátrány a kimenő körben lévő dióda.

Az első megoldás ennek kiküszöbölésére, hogy Schottky-diódákat alkalmazunk, amelyeknél a nyitóirányú feszültségesés kb. fele a hagyományos Si-diódáénak.

Az igen alacsony $R_{ds(on)}$ -nal rendelkező MOSFET tranzisztorok és különösen a CoolMOS tranzisztorok is helyettesíthetik e diódákat. Ilyen tranzisztorokat már $R_{ds(on)} = 2,7...3,5 \text{ m}\Omega$ értékkel is gyártanak.

Ha a diódát egy vezérelt MOSFET tranzisztorral helyettesítjük, akkor a kapott konvertert szinkron konverternek nevezzük. Érdekesség, hogy ebben az esetben a szinkron nem azt jelenti, hogy mindkét tranzisztor egyszerre kap bekapcsolási jelet, hanem azt, hogy a tranzisztorok felváltva kapnak nyitóirányú vezérlést (3.28. ábra).

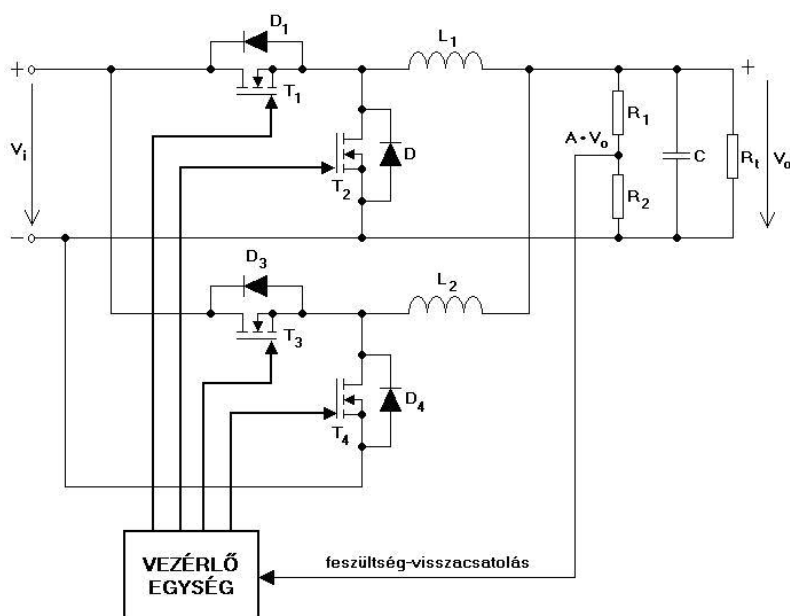
A diódát helyettesítő tranzisztor áramiránya nem a D-S (drain-source), hanem a S-D irány. Ez lehetséges, mert a MOS tranzisztoroknál tetszőlegesen adhatjuk meg a kivezetések elnevezését. Természetesen ma már gyártanak olyan MOS tranzisztorokat is, amelyeket optimalizáltak a S-D áramirányra.



3.28. ábra. Szinkron buck konverter kapcsolás MOSFET kapcsolókkal

Ezeknél a konvertereknél az alkalmazott vezérlő egység sokkal bonyolultabb, mint a hagyományos konverternél, hiszen sokkal több feladatot kell, hogy ellásson. Bár elvileg minden hagyományos MOS tranzisztor tartalmaz beépített inverz diódát, de ma még általában a kapcsolásban szereplő D_2 diódként egyedi gyors (többnyire Schottky) diódát alkalmaznak.

Az egy-egy tranzisztorral megépített konverterek a tápforrásból szaggatottan veszik ki az energiát. A mai tápforrások egy részének (note book számítógépek akkumulátora, autóakkumulátorok, elemek stb.) sokkal kedvezőbb, ha az energia-kivétel folytonos. De ugyanez elmondható akkor is, ha közvetlenül a 230 V-os hálózatra kapcsolódik a rendszer. Kifejlesztet-



3.29. ábra. A multifázisos konverter elvi kapcsolási rajza

ték a többfázisúan vezérelt konvertereket és az ezeket vezérlő IC-et (3.29. ábra). Ebben az esetben a terhelésre párhuzamosan kapcsolódnak az egyedi szinkron konverterek, amelyek egymáshoz képest időben eltoló vezérlést kapnak a fent említett célból.

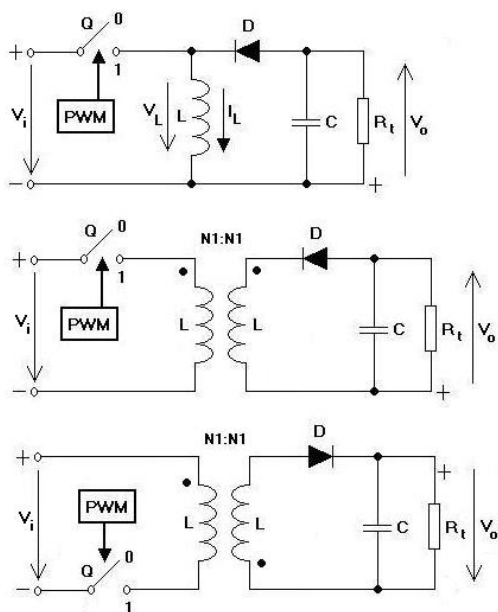
3.6. A flyback konverter (záróüzemű konverter)

(a buck-boost konverter transzformátoros változata)

3.6.1. Transzformátorok a konverterekben

A négy ismertetett konverter (buck, boost, buck-boost, Cuk) hátrányai között említhetjük, hogy a bemenet és a kimenet nincs galvanikusan elválasztva egymástól, illetve a bemeneti és kimeneti feszültségek aránya erősen behatárolt. Az utóbbi kijelentésben arra gondolunk, hogy a D kitöltési tényező ma maximálisan a $0,1 \dots 0,9$ érték között állítható be. Ez utóbbi azt jelenti, hogy a hálózati 230 V-os feszültséget egyenirányítva, csak két sorosan kapcsolt buck (feszültségcsökkentő) konverterrel tudnánk egy számítógépnek szükséges +5 VDC feszültséget létrehozni.

A 3.30. ábrán bemutatjuk azokat a lépéseket, amelyek alapján egy egyszerű buck-boost konverterből a konverter transzformátoros változata kialakítható. A rajz önmagáért beszél!



3.30. ábra. A transzformátoros konverter kialakításának lépései

Ha az energiatároló tekercset, melynek induktivitása L mágnesesen kapcsoljuk egy ugyanolyan L induktivitású tekercshez (a csatolási tényező a két L nagyságú induktivitás között 1-hez közeli), azaz tulajdonképpen egy 1:1 áttételű transzformátort alkalmazunk, akkor a bemenetet és a kimenetet elválasztottuk egymástól. Ezzel elvileg a buck-boost konverter működésén nem változtattunk.

Az ilyen topológiájú konvertert flyback konverternek nevezzük. Többben próbálkoztak magyarosabb elnevezést találni (ilyen, pl. a repülőidős konverter, záróüzemű konverter stb.), amelyeket nem találtunk szerencsésnek és mi kitartunk a technikai életben meghonosodott, amerikai flyback (repülés és vissza szavak összevonása) elnevezés mellett.

A gyakorlati megvalósítása a flyback konverternek a fenti ábra harmadik rajzán látható, amelynek előnye, hogy a kapcsoló tranzisztor a bemeneti oldal földjére van kötve, megkönnyítve ezzel a tranzisztor vezérlését. A transzformátor tekercseinek tekercselési irányát (a tekercsek kezdőpontjait) az ismert pontokkal jelöltük. Az ábrázolt transzformátor megváltoztatott tekercselési iránya azt sugallja, hogy nagyon egyszerű kialakítani a primer és szekunder kör közös földjét, amelyre főleg zavarvédelmi okokból lehet szükség.

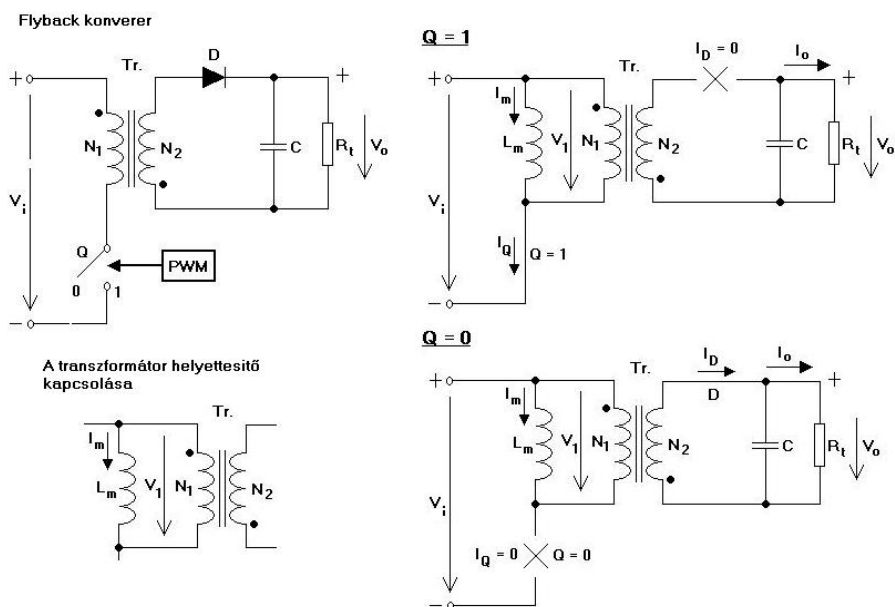
Természetesen nem kell, hogy ragaszkodjunk a transzformátor 1:1-es áttételéhez, az esetek (majdnem) 100%-ában az arány nem 1:1, hanem kihasználjuk a transzformátor nyújtotta feszültség-áttételi lehetőségeket.

3.6.2. A flyback konverter működése

A flyback konverter működését mutatjuk be a 3.31. ábrán.

Mint tudjuk, egy transzformátor működéséhez szükség van egy ún. mágnesezési áramra. Ezt a transzformátor primer körében szoktuk figyelembe venni, mint szükséges veszteséget. Ez az áram által képviselt teljesítmény, gyakorlatilag arra fordítódik, hogy a transzformátor mágneses anyagának mágneses domenjeit egy irányba fordítsa, tartsa, felépülhessen a mágneses vezetőképesség, a létrejövő a mágneses fluxus minél kisebb ellenállással találkozzék. Természetesen, ha a mágneses fluxus megszűnik, ennek az energiának egy része visszaalakul elektromágneses energiává, míg a másik része hővé alakul a mágneses domenek ütközésének következtében, ez a transzformátor vesztesége.

A működés megértését segíti az az elvi rajz, amely egy ideális transzformátort és egy szupplementáris primer kört tartalmaz az L_m induktivitással, amely a mágnesezést végzi.



3.31. ábra. A flyback konverter kapcsolási rajza és működése

Csak a folyamatos üzemmóddal foglalkozunk. Megjegyezzük, hogy a folyamatos üzemmód, a transzformátoros konvertereknél azt jelenti, hogy a transzformátorban működés közben a fluxus jelenléte folyamatos.

Természetesen ebben az esetben is a differenciálegyenletek helyett, lineáris (linearizált) egyenletekkel operálunk.

Vizsgáljunk meg egy állandósult állapotot [9]!

Ha bekapcsoljuk a Q tranzisztort (tranzisztor ON állapot) lineárisan növekvő primer áram alakul ki a V_i feszültségre van kapcsolt L_m induktivitáson. Energia nem tud átkerülni a szekunder oldalra, mert a D dióda záróirányú előfeszítést kap. Ekkor a kimeneti V_o feszültséget a kimeneti C kondenzátor fedezi. A tranzisztor bekapcsolásakor a transzformátor fluxusának értékét jelöljük $\Phi(0)$ -val. A lineárisan növekvő primer áram, lineárisan növekvő fluxust hoz létre. Felírhatjuk:

$$\Phi(t) = \Phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t$$

ahol $0 < t < t_{on}$.

A bekapcsolási folyamat végén (t_{on}) a fluxus eléri maximumát, a $\hat{\Phi}$ -t.

$$\hat{\Phi} = \Phi(t_{on}) = \Phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{on}$$

A t_{on} időpillanatban a tranzisztor kikapcsol (OFF állapot), a szekunder kör nyitott állapotba kerül, a primer tekercs által létrehozott fluxus csökkenni kezd. A szekunder tekercs kapcsaira a kimeneti feszültség kapcsolódik. A fluxus csökken, így természetesen ezt a csökkenést is lineárisnak vesszük, és a következő egyenlettel írhatjuk le (T_s a kapcsolási periódus ideje):

$$\Phi(t) = \hat{\Phi} - \frac{V_0}{N_2} (t - t_{on})$$

ahol $t_{on} < t < T_s$.

A T_s idő múlva:

$$\Phi(T_s) = \hat{\Phi} - \frac{V_0}{N_2} (T_s - t_{on})$$

$$\Phi(T_s) = \Phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{on} - \frac{V_0}{N_2} (T_s - t_{on})$$

de

$$\Phi(T_s) = \Phi(0)$$

ahonnan

$$V_0 = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} V_d$$

ahol $D = t_{on}/T_s$, azaz az ismert kitöltési tényező.

A fenti képlet azt mutatja, hogy van egy olyan transzformátoros konverterünk, amelynél a kitöltési tényező változtatásával meg tudjuk mintegy változtatni a transzformátor áttételi viszonyát.

A flyback topológiák alkalmasak univerzális tápegységek megalkotására. Ez esetben az univerzális tápegységek elnevezés alatt azokat a tápegységeket értjük, amelyeknél a bemeneti feszültség AC vagy DC, és e feszültség értéke 80...250 V között változhat, így a világ minden pontján használhatóak, mert automatikusan alkalmazkodni tudnak a helyi áramszolgáltatató által rendelkezésre bocsátott feszültséghez.

A flyback konverterek által szolgáltatott teljesítményre a 0...200 W érték jellemző.

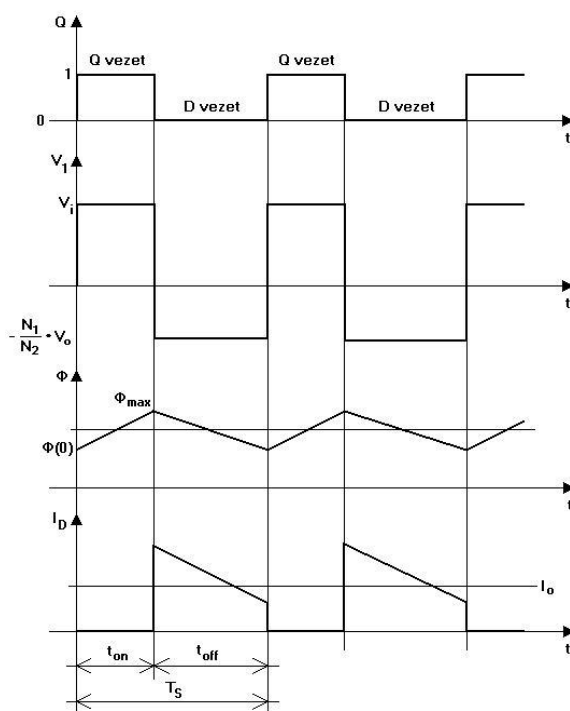
Mint láttuk, a kapcsolásban szereplő transzformátor nem úgy működik, mint a szokásos transzformátor. A transzformátor a kapcsoló bekap-

csolt állapotában energiával telítődik és ezt az energiát adja le a kimenetre a működés második fázisában. Tehát energiatároló szerepet is felvállal. Hogy energiatároló szerepét megfelelően betöltse, ezek a transzformátorok légréssel készülnek, hiszen egységnyi hosszra számítva a légrésben μ_r -szer több energia tárolódik, mint a vasmagban. Az angolszász irodalomban elterjedt, hogy ebben az esetben nem a transzformátor szót használják, hanem helyette a „current choke”-t (áram tekercs).

A következőkben választ kell adnunk arra a kérdésre, hogy milyen igénybevételnek van kitéve a kapcsolás diódája, illetve a kapcsolóeleme (pl. MOSFET tranzisztor).

A tranzisztoron a szünet, a kikapcsolás intervallumában a következőképpen határozzuk meg a feszültség igénybevételt. A primer oldali bemeneti feszültséghez még a kimeneti feszültség visszatranszformált feszültségét is „magára kell, hogy vegye”, így a tranzisztor feszültség-igénybevétele:

$$v_Q = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_o = \frac{V_d}{1-D}$$

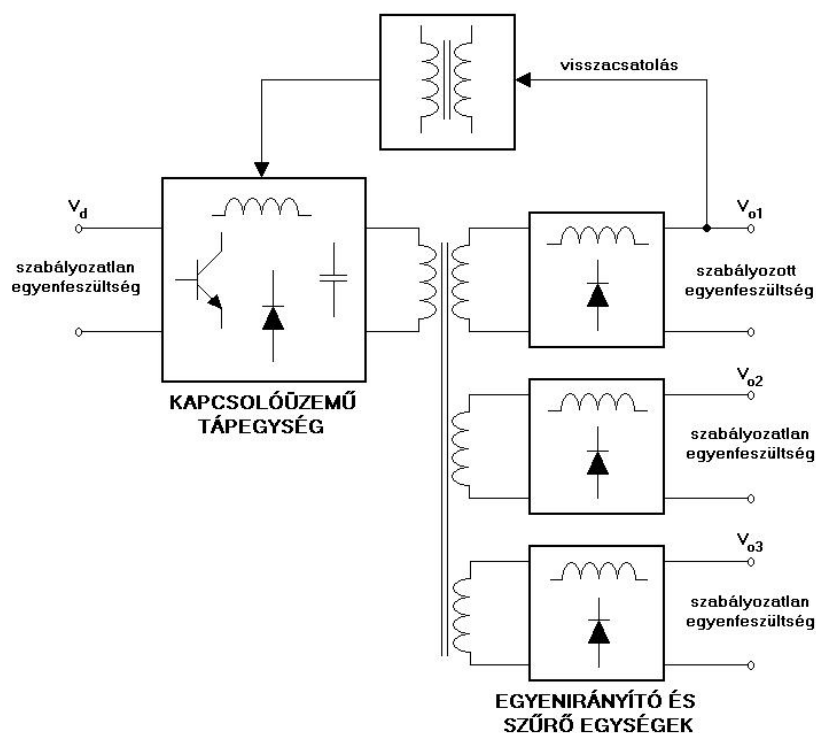


3.32. ábra. Flyback konverter jelalakjai folytonos üzemmód esetén

A flyback konverter jellegzetes feszültség-, fluxus- és áramalakjait (változásait) láthatjuk a 3.32. ábrán.

3.6.3. Több kimenő feszültséget szolgáltató tápegység

Az esetek többségében a hálózatra kapcsolt vagy telepes üzemeltetésű elektronikus eszköz áramellátásához több feszültség szintre van szükség (pl. +3,3 V, +5 V, +12 V, -12 V, -4 V stb.). Ilyenkor természetesen egy olyan transzformátoros konvertert tervezünk, amelynek a transzformátornak több szekunder kivezetése van (3.33. ábra). A vezérlést csak egy kimenő feszültségre valósíthatjuk meg, tehát a tápegységnek csak egy kimenete lesz szabályozott, a többi szabályozatlan feszültséget szolgáltat. E további kimenetekre szoktak mindegyik kívánatos feszültségre egy kapcsolóüzemű vagy soros analóg feszültségszabályozót illeszteni. Általában a legnagyobb teljesítményt kívánó feszültséget szabályozzuk. Megjegyezzük, hogy az ilyen megoldásoknál, a szabályozatlan feszültségek általában jobb, mint $\pm 10\%$ pontosságúak. Sokszor közvetlenül felhasználhatóak, pl. kapcsolók tápfeszültségeinek az áramellátására.



3.33. ábra. Több kimenő feszültséget szolgáltató tápegység

3.7. A forward konverter (nyitóüzemű konverter)

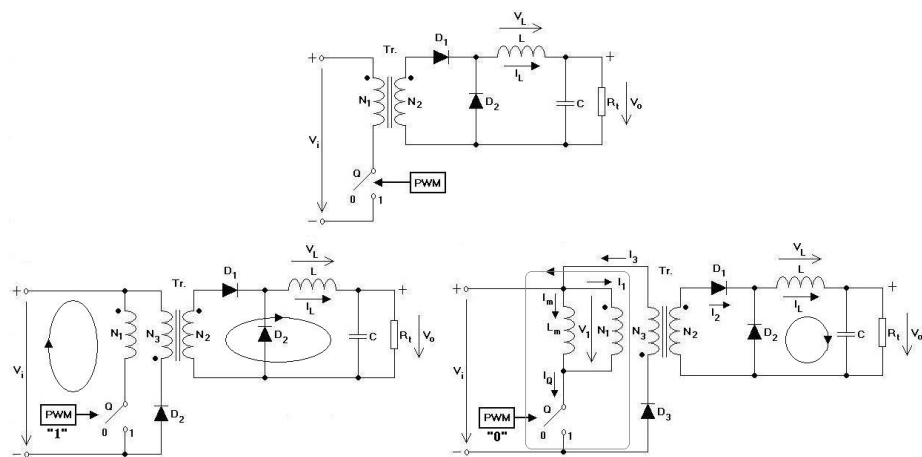
(a buck konverter transzformátoros változata)

A forward konvertert szokás még nyitóüzemű konverternek is nevezni. A 3.34. ábrán az elvi, a gyakorlati és a működés részletes magyarázatához szükséges kapcsolásokat mutatjuk be.

A konverter működésének bemutatására az elvi kapcsolást használjuk és csak a folytonos üzemmódú működést tárgyaljuk.

3.7.1. A forward konverter működése

Ellentétben a flyback konverterrel, a forward konverterben a Tr transzformátor átadja az energiát a szekunder köri terhelésre, amikor a Q kapcsoló vezet. Ebben az esetben is igaz az energiatárolás szükségessége (de az egészkapcsolásra nézve!), a kétütemű működés, és ezért az energiatárolásra szükséges induktivitást a szekunder köri L tekercs képviseli. A D_1 diódán keresztül nem csak a kimenetre kerül energia, hanem az L tárolófojtó tekercsre is, amely azt mágneses energia formájában tárolja. Amikor a Q kapcsoló kikapcsol, az i_L áram nem szűnhet meg, ezért az eddigi pillanatig záróirányú előfeszítést kapott D_2 dióda nyitóirányú előfeszítést kap, azaz vezetni fog és az L tekercs, a D_2 szabadonfutó diódán keresztül a kimeneti C kondenzátorra és R_t terhelésre kapcsolódik. Míg a Q bekapcsolásakor ezen i_L áram növekszik, a kapcsoló kikapcsolt állapotában ez csökkenni kezd. Az L tekercs szerepe kettős: tároló-fojtó, illetve a C kondenzátorral együtt egy L-C kimeneti aluláteresztő szűrőt is alkot.



3.34. ábra. A forward konverter kapcsolási rajza és működése

Vizsgáljuk meg az L tekercsen mérhető feszültséget!

ON állapotban az i_L áram növekszik és a tekercs feszültsége:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_0 \text{ ha } 0 < t < t_{on}$$

OFF állapotban az L tekercs a kimeneti V_o feszültségre kapcsolódik, és az árama csökken:

$$v_L = -V_0 \text{ ha } t_{on} < t < T_s$$

Mivel az állandósult állapotú működést tárgyaljuk, természetes, hogy az áramcsökkenés ugyanakkora értékű lesz a Q kapcsoló kikapcsolási ideje alatt, mint a növekedése volt a Q kapcsoló bekapcsolt állapotában.

Alkalmazzuk a $v_L = L \frac{di}{dt}$ egyenlet helyett a $v_L = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$ (linearizált)

változatát a két ütemre:

$$\frac{1}{L} \left(\frac{N_2}{N_1} V_d - V_0 \right) t_{on} = -\frac{1}{L} (-V_0) t_{off}$$

de

$$t_{off} = T_s - t_{on}$$

akkor

$$V_0 = D \frac{N_2}{N_1} V_d, 0 < D < 0,5$$

Nézzük meg, milyen hatással van a kapcsolásra a szükséges mágnesezési áram (3.35. ábra)!

Ha a flyback konverternél is használt transzformátoros helyettesítő kapcsolást alkalmazunk, akkor

$$I_Q = I_1 + I_m$$

ahol

I_Q a kapcsolón átmenő áram a t_{on} idő alatt,

I_1 a primer tekercs árama,

I_m a szükséges mágnesezési áram.

A Q kapcsoló kikapcsolásakor a D_2 dióda miatt, a transzformátor lekapcsolódik a kimeneti körről. A transzformátor lemágneseződik. Ezt a lemágneseződés által szolgáltatott energiát a Tr transzformátor N_3 -as tekercsén keresztül visszajuttatjuk a V_i feszültségforrásba (ekkor biztosítani kell, hogy $v_i = V_i$). A lemágnesezés teljesen be kell, hogy következzen a t_{off} idő alatt, mert ha maradék mágnesezési energiával indulna a következő ciklus, a transzformátor mágnesköre túlmágneseződne és néhány kapcsolás után a nagy áram miatt az áramkör tönkremenne.

Ha t_m -mel jelöljük a lemágnesezési időt, ez az idő meg kell, hogy egyezzen a t_{on} idővel. Ekkor felírhatjuk, a ΔI_m áramváltozásra, hogy ezek egyenlők:

$$\frac{1}{L_m} \frac{N_1}{N_3} V_1 t_m = \frac{1}{L_m} V_d t_{on},$$

ahonnan egyszerűsítés és $1/T_s$ -el való szorzás után felírható, hogy

$$\frac{t_m}{T_s} = \frac{N_3}{N_1} D$$

A t_m/T_s az $1 - D$ időben van és ezért,

$$(1 - D_{\max}) = \frac{N_3}{N_1} D_{\max}$$

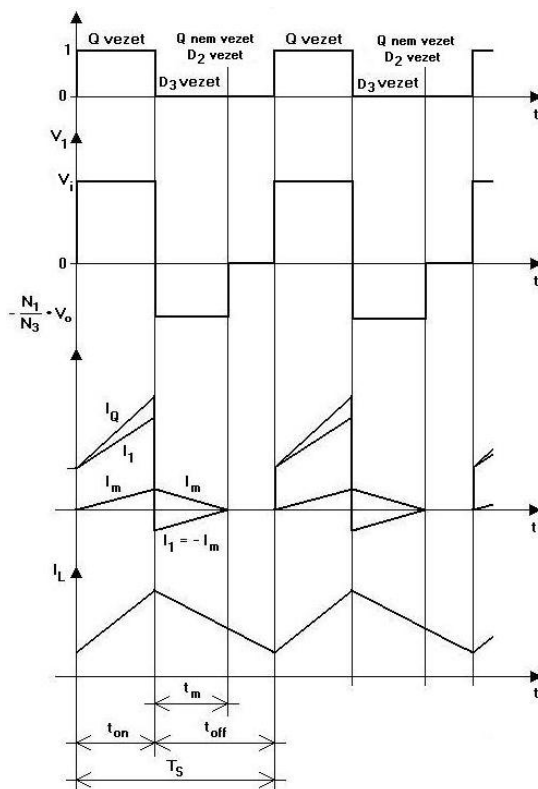
ahonnan

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + N_3/N_1}$$

A praktikus megoldás a forward konverter transzformátorának kivitelezésekor, hogy a menetszámokat egyformára válasszák – $N_1 = N_3$ – és így a két tekercset együtt is tekercselhetik, esetleg bifiláris tekercselést alkalmaznak (csak az N_3 tekercs sokkal kisebb keresztmetszetű vezetékét kíván) és ebből a képletből adódik, hogy a kitöltési tényező maximális értéke 0,5.

Összefoglalásként elmondhatjuk, hogy a forward konverter hátrányos tulajdonságai közé tartoznak a következők: nem csak egy transzformátorra van szükségünk, hanem még egy energiatároló-fojtó tekercsre is és ráadásul a transzformátor három tekercsből áll. Mindezekből az következik, hogy előállítása drágább, mint a flyback konverteré. Hátránya még, hogy a

maximális kitöltési tényező értéke 0,5 és dinamikus viselkedése a többlet-alkatrészek miatt lassúbb, mint a flyback konverteré. Előnyei közül kiemelendő a kimeneti feszültség kisebb hullámossága valamint az, hogy ma kb. 500 W-os konverterek is készülnek e kapcsolásban.



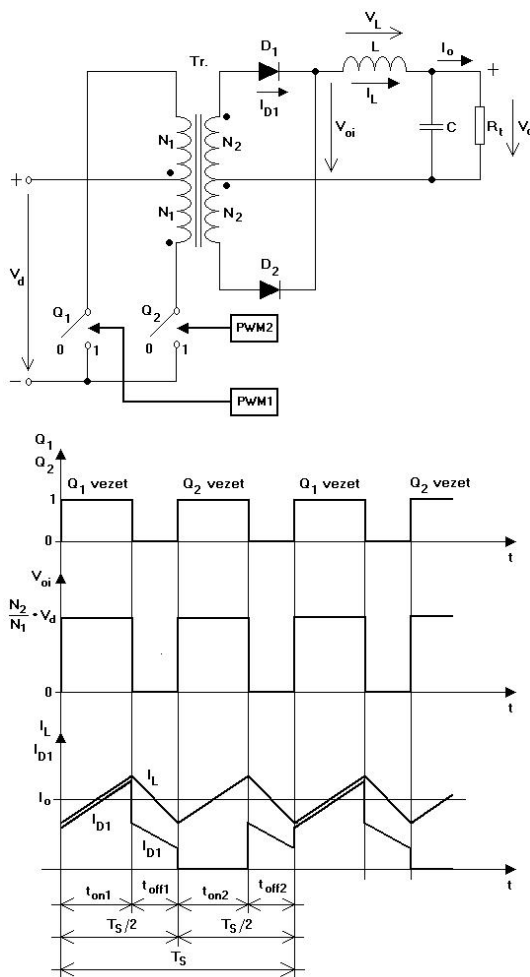
3.35. ábra. A forward konverter jelalakjai folytonos üzemmód esetén

3.7.2. A push-pull – ellenütemű – konverter

(a buck konverter transzformátoros változata)

Nagyobb teljesítmények (kb. 1500 W-ig) átvitelére fejlesztették ki a push-pull konvertert. A 3.36. ábra kapcsolását megtekintve láthatjuk, hogy mindkét kapcsoló a közös földre van kötve, ami a vezérlő-áramkör egyszerűsítését vonja maga után. A két kapcsoló (Q_1 és Q_2) kell, hogy rendelkezzen egy-egy párhuzamos visszavezető diódával. A kapcsolásban a két kapcsoló felváltva vezet, de a kitöltési tényezőik megegyeznek ($PWM1 = PWM2$) egy-egy félperióduson belül. A transzformátornak két ugyanolyan

menetszámú (N_1) primer tekercse van és a két szekunder tekercs menetszáma is megegyezik egymással (N_2).



3.36. ábra. A push-pull konverter kapcsolási rajza és jelalakjai folytonos üzemmód esetén

A konverter egyenletei hasonlatosak a forward konverteréhez. Egy kapcsoló bekapcsolási ideje alatt (pl. Q_1) felírható, hogy

$$V_{oi} = \frac{N_2}{N_1} V_d,$$

és az L tároló-fojtó tekercsen a feszültség

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_0 \quad 0 < t < t_{on1}$$

Ezen idő alatt a D_1 diódán kerül át a bemenetről a kimenet felé az energia. A Q_1 kikapcsolásakor a Tr vasmagiában tárolt energia kicsatolásában már két áramkör is részt vesz, a D_1 diódát tartalmazó mellett a D_2 diódáé is. Ezt ábráztuk, azaz a t_{off1} idő alatt már mindkét dióda vezet és ekkor a két diódán folyó áram összege adja a csökkenő értékű áramot az L induktivitáson keresztül a terhelésre. A feszültségek a két N_2 menetszámú tekercsen egyformák, de ellentétes előjelűek. Azaz

$$v_L = -V_0 \quad t_{on} < t < t_{on} + t_{off1}$$

és

$$t_{on} + t_{off1} = T_s / 2$$

A fentiekből levezethető, hogy

$$V_0 = 2 \frac{N_2}{N_1} D V_d \quad 0 < D < 0,5$$

A D_1 diódán átmenő áram alakja a fenti rajzon igazán a második „ Q_1 vezet” időintervallumban látszik. Teljesen megegyezik a D_2 dióda áramalakja és értéke is a D_1 diódáéval (itt nem ábráztuk) csak eltolva és a „ Q_2 vezet” időintervallumokhoz kapcsoltnak.

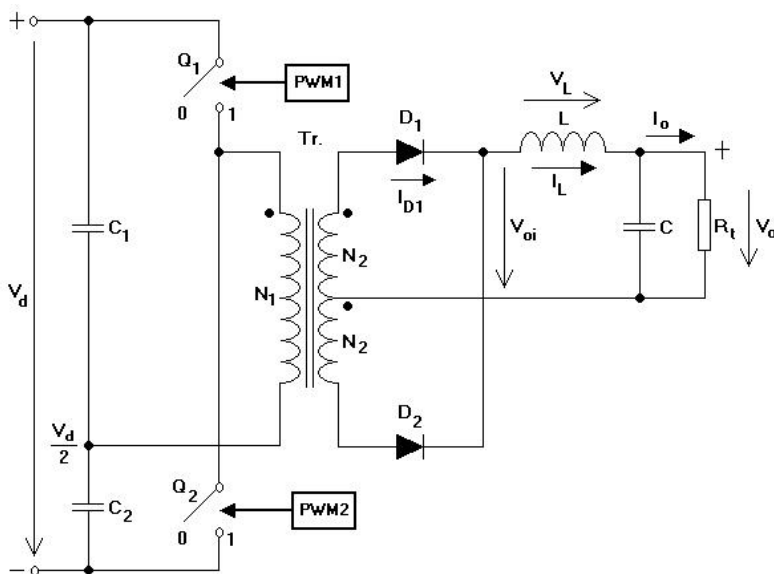
3.7.3. A félhidas konverter

(a buck konverter transzformátoros változata)

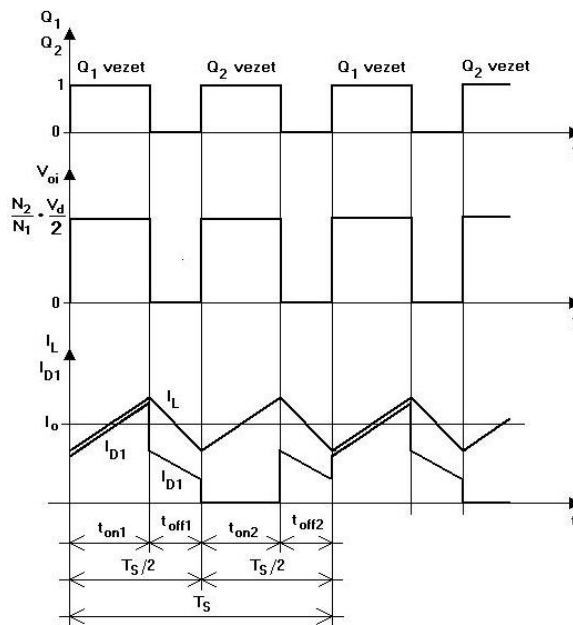
A 3.37. ábrán egy félhidas konverter kapcsolási rajzát látjuk.

A félhidas konverternél a bemeneten lévő C_1 és C_2 kondenzátorok közös pontján a V_i feszültség fele mérhető. A Tr transzformátornak egy primer (N_1), és két egyforma menetszámú (N_2 , N_2) szekunder tekercse van. Mint mindegyik transzformátoros buck konverter változatnál, itt is megtalálható az L tároló-fojtó tekercs (induktivitás) is.

Áramalakjai hasonlatosak a push-pull konverteréhez (3.38. ábra). A két kapcsoló itt is felváltva vezet a T_r periódusidő egy-egy félperiódusában, D kitöltési tényezővel. A PWM1 és a PWM2 jelzésű vezérlő IC egy integrált áramköri tokban van elhelyezve és a két vezérlőnek természetesen azonos a kitöltési tényezője, csak más-más félperiódusban aktívak.



3.37. ábra. A félhidas konverter kapcsolási rajza



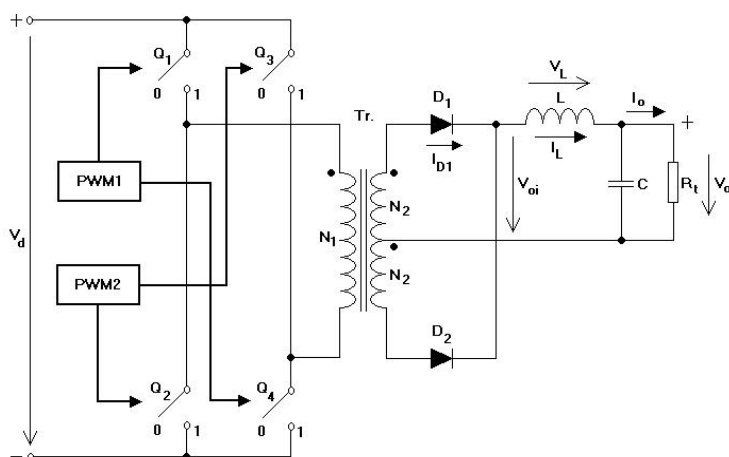
3.38. ábra. A félhidas konverter jelalakjai folytonos üzemmód esetén

A kimeneti feszültség képletét ugyanazon a matematikai-fizikai módszerrel kapjuk meg, mint az előzőekben:

$$V_0 = \frac{N_2}{N_1} D V_d \quad 0 < D < 0,5$$

3.7.4. Az egészhidas konverter

(a buck konverter transzformátoros változata)



3.39. ábra. Az egészhidas konverter kapcsolási rajza

A 3.39. ábrán az egészhidas konverter kapcsolási rajzát látjuk. Észrevehetjük, hogy a félhidas konverterhez képest a különbség az, hogy a primer tekercs a 4 tranzisztor miatt az egész bemeneti V_i feszültségre kapcsolódik. Értelemszerűen a kimeneti feszültség a félhidas kapcsoláshoz képest kétszeres lesz.

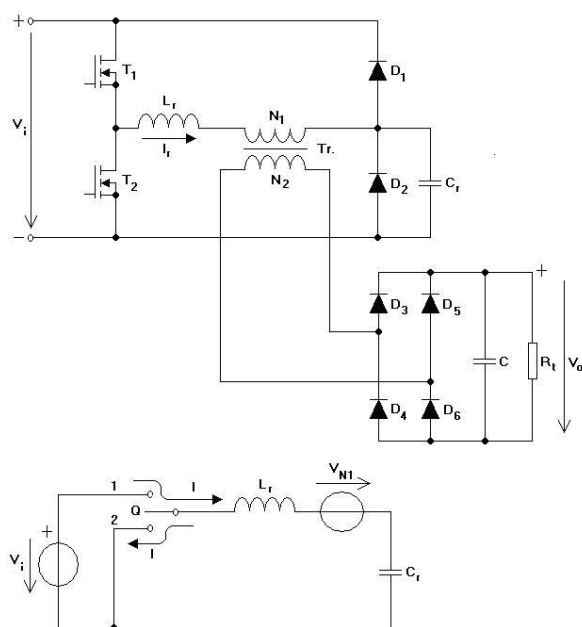
$$V_0 = 2 \frac{N_2}{N_1} D V_d \quad 0 < D < 0,5$$

Mivel ma már a hídkapcsolások 4 tranzisztorának vezérlése integrált áramkörökkel megoldott, e konvertert előszeretettel használják a modern, nagyteljesítményű számítógépek és elektronikus eszközök áramellátásában. Több kW-os konverterek is készülnek már egészhidas kialakítással.

3.8. Rezonáns konverterek

3.8.1. Soros rezonáns push-pull konverter

Egy jellegzetes soros rezonáns konverter kapcsolási rajzát láthatjuk a 3.40. ábrán. Jellegzetessége e kapcsolásnak, hogy az R_t terhelő-ellenállás a T_r transzformátoron keresztül kapcsolódik a soros rezgőkörhöz. A soros rezgőkört az L_r és C_r elemek biztosítják. A két kapcsoló tranzisztor (T_1 és T_2) felváltva vezet és így biztosítják a kétirányú áramot a $L_r - T_r - C_r$ rezgőköri elemeken. A D_1 és D_2 dióda szerepe, hogy megfogja a C_r kapacitás feszültségét a V_i tápfeszültség szintjén. A T_r transzformátort úgy tekinthetjük, mint egy V_{N1} feszültségforrást, amelyen keresztül kicsatoljuk az energiát a kimenetre (terhelésre). Ezt mutatja a kapcsolás egynyomvonalas ábrázolása is.



3.40. ábra. Soros rezonáns konverter kapcsolása és egynyomvonalas helyettesítő képe

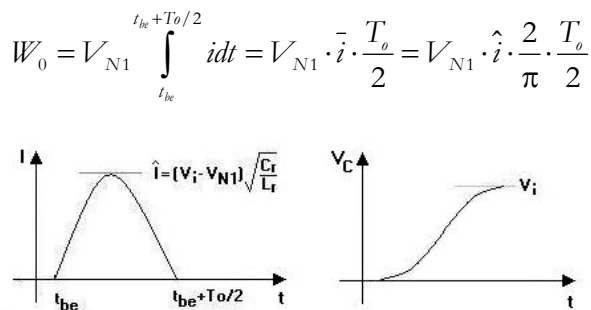
Felírhatjuk az alábbi kapcsolás önrezgési frekvenciáját, az f_0 -t!

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

Ha feltételezzük, hogy folyamatos működésben van a kapcsolás, valamint a C_r kondenzátor feszültségmentes, és az áramkörben nem folyik áram, akkor a szekunderkörü V_0 kimeneti feszültség V_{N1} értékben reflektálódik a Tr transzformátor primer kapcsaira.

Ha a T_1 tranzisztor bekapcsol ($Q = 1$), akkor egy félperiódusnyi energia impulzus feltölti a C_r kondenzátort V_i feszültségre és ezután az önrezgési folyamat megszakad (3.41. ábra).

Egy félperiódusban a transzformátoron átmenő, mérhető energiamennyiség (3.41. ábra):



3.41. ábra. A rezgőkör áramának és a kondenzátor feszültségének egy félperiódusbeli alakulása

ahol

$$\hat{i} = (V_d - V_{N1}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}}$$

Az energia transzfer akkor lesz maximális, ha V_{N1} értéke éppen a fele V_i értékének.

Megjegyezzük, hogy

$$V_{N1} = \frac{1}{2} \cdot V_d$$

azaz

$$V_{N1} = V_0 \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

és ekkor

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_0}{V_d}$$

A maximális kimeneti teljesítményt akkor adná le a kapcsolás, ha az f_s működési frekvencia egyenlő lenne az önrezgési f_0 frekvenciával. Ez viszont nem kívánatos, mert akkor létrejönne egy valódi, klasszikus értelemben vett soros rezgőkör, amelynél az induktivitáson és a kondenzátoron a rezgőkör jósági tényezőnek megfelelő feszültség alakulna ki. Ezt megakadályozza a D_1 és D_2 dióda, amelyek éppen az önrezgési frekvencia közelében maximálják ezeket a feszültségeket a bemeneti feszültség szintjére.

Határozzuk meg a kimeneti teljesítmény nagyságát! Mint láttuk, az energiát félhullámnyi csomagokban veszi fel a kapcsolás és ugyanúgy félhullámnyi csomagokban adja tovább. Legyen a kimeneti teljesítmény P_0 és a kapcsolási frekvencia f_s .

$$P_0 = 2W \cdot f_s = V_{N1} \cdot \hat{i} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_0} = V_{N1} (V_d - V_{N1}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_0}$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{V_{N1} \cdot (V_d - V_{N1}) \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_0}}{P_0}$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot f_0}$$

és

$$L_r = \left(\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)^2 \cdot C_r$$

Számítási példa

Méretezzük a fenti konverter C_r és L_r elemeit az alábbi adatokra!

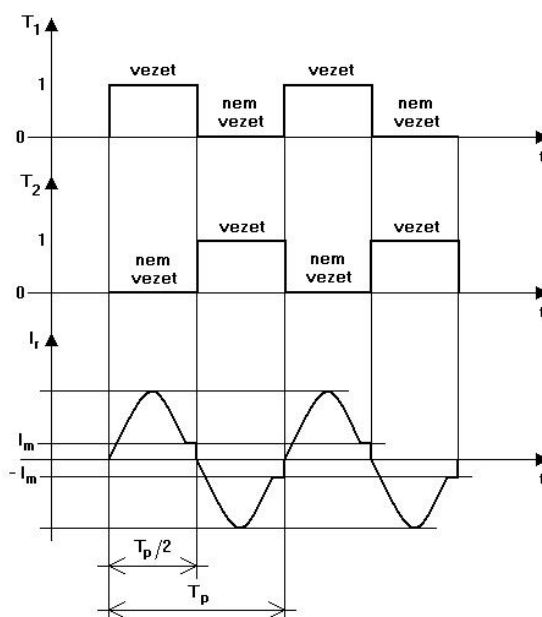
$$P_0 = 250 \text{ W}; f_s = 50 \text{ kHz}; f_0 = 56 \text{ kHz}; V_{min} = 270 \text{ V}; V_{N1} = 135 \text{ V}$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{V_{N1} \cdot (V_d - V_{N1}) \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_0}}{P_0} = \frac{135 \text{ V} \cdot 135 \text{ V} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{50}{56}}{250 \text{ W}} = 42 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot f_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 42 \frac{V}{A} \cdot 56 \cdot 10^3 s^{-1}} = 68 nF$$

$$L_r = \left(\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)^2 \cdot C_r = 42^2 \left(\frac{V}{A} \right)^2 \cdot 68 nF = 120 \mu H$$

A 3.42. ábra érdekessége, hogy a tekercs I_m mágnesezési áramát is feltünteti. E mágnesezési áram jelenléte is és lecsengésének követelménye egy további szempont arra, hogy a működési frekvencia (f) kisebb legyen, mint a rezgőkör rezonanciafrekvenciája (f_0).



3.42. ábra. A soros rezonáns konverter jelalakjai

3.8.2. Szimmetrikus rezonáns konverterek

Vizsgáljuk meg szaggatott üzemmódban az alábbi kapcsolást!

Mint láthatjuk, a 3.43. ábra egy szimmetrikus buck konverter kapcsolást mutat, amely a közös nulla feszültségvonalra *tükörszimmetrikus*. E szimmetriavonalban foglal helyet a $C = C_3$ kondenzátor. Legyen a konverter teljesen szimmetrikus ($L = L_1 = L_2$)!

Így a teljes konverter vizsgálata helyett elegendő az egyik fél-konverter alaposabb vizsgálata.

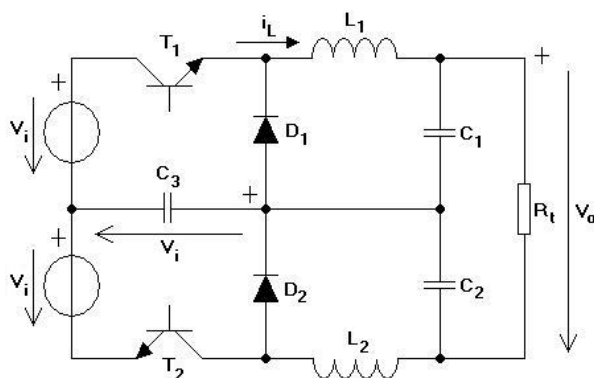
A konverter egyenletei

Az önrezgési frekvencia:

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Ha a $C = C_3$ kondenzátoron $-V_i$ feszültség mérhető, akkor a T_1 tranzisztor bekapcsolásakor a következő i áramimpulzus alakul ki:

$$i = \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \sin \omega_0 t$$



3.43. ábra. A szimmetrikus buck konverter kapcsolási rajza

Az induktivitáson mért feszültség ez esetben:

$$v_L = (2 \cdot V_i - V_0) \cdot \cos \omega_0 t$$

Kirchhoff II. törvénye alapján

$$v_C = (V_i - V_0) - v_L = V_i - V_0 - (2 \cdot V_i - V_0) \cdot \cos \omega_0 t$$

Az i áram a t_α időpillanatban megszakad, amikor is

$$v_C(t_\alpha) = V_i$$

$$V_i = V_i - V_0 - (2 \cdot V_i - V_0) \cdot \cos \omega_0 t_\alpha$$

$$\cos \omega_0 t_\alpha = \cos \alpha$$

ahonnan

$$\cos \alpha = \frac{V_0}{V_0 - 2 \cdot V_i}$$

$$\alpha = \arccos \frac{V_0}{V_0 - 2 \cdot V_i}$$

Ezen intervallumban a kapcsolás által abszorbeált töltésmennyiség:

$$Q = \int_0^{t_\alpha} i(t) \cdot dt = \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \int_0^\alpha \sin \omega_0 t \cdot d\omega_0 t = \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot (1 - \cos \alpha)$$

Egy áramimpulzus által abszorbeált energia:

$$W_i = V_i \cdot Q = V_i \cdot \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot (1 - \cos \alpha)$$

$$W_i = V_i \cdot \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_0 - 2 \cdot V_i}\right)$$

$$W_i = 2 \cdot C \cdot V_i^2$$

Egy T_s kapcsolási periódusban a terhelés által abszorbeált energia (úgy is mondhatjuk, hogy a terhelésbe injektált energia):

$$W_0 = T_s \cdot V_0 \cdot I_0 = T_s \cdot \frac{V_0^2}{R_0}$$

De a két energia egyenlő: $W_i = W_0$

A kimeneti feszültség:

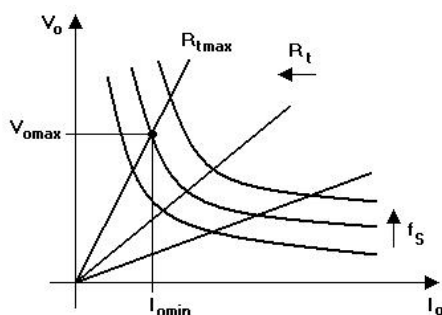
$$V_0^2 = 2 \cdot C \cdot V_i^2 \cdot R_0 \cdot f_s$$

$$V_0 = V_i \cdot \sqrt{2 \cdot C \cdot R_0 \cdot f_s}$$

A kimeneti teljesítmény:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} = 2 \cdot C \cdot V_i^2 \cdot f_s$$

ami azt mutatja, hogy a kimeneti teljesítmény független a terhelés nagyságától és csak a kapcsolási frekvenciától függ (3.44. ábra).



3.44. ábra. A konverter V_o - I_o diagramja

De mivel egy feszültségcsökkentő (buck) konverterről van szó, a kimeneti feszültségre felírhatjuk, hogy

$$V_0 \leq V_i$$

ahonnan

$$\frac{V_0}{V_i} = \sqrt{2 \cdot C \cdot R_0 \cdot f_s} \leq 1$$

Ez csak akkor igaz, ha

$$R_0 \leq \frac{1}{2 \cdot C \cdot f_s}$$

A konverter matematikai modellje

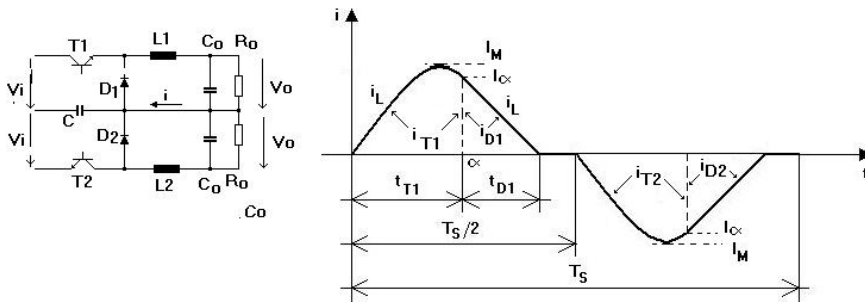
A tranzisztor árama:

$$i_T = i = I_M \cdot \sin \omega_0 t = \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \sin \omega_0 t$$

A dióda árama:

$$i_D = I_\alpha - \frac{V_0}{L}(t - t_T)$$

Az átlagáram (i_i), amelyet az induktivitásba (tehát a terhelésbe) injektálunk, két összetevőből áll, a tranzisztor $t_T = (t - t_d)$ és a dióda $t_D = (t - t_T)$ vezetési ideje alatt injektált áramkomponensekből (3.45. ábra).



3.45. ábra. A szimmetrikus buck konverter (szaggatott üzemmód)

$$i_i = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_a} I_M \cdot \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot \frac{t_D}{T_s} \cdot \sin \alpha$$

$$i_i = \frac{1}{T_s \cdot \omega_0} \cdot I_M \cdot (1 - \cos \alpha) + \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot \frac{t_D}{T_s} \cdot \sin \alpha$$

De tudjuk, hogy

$$\cos \alpha = \frac{-V_0}{2 \cdot V_i - V_0} \text{ és } t_D = \frac{L}{V_0} \cdot I_M \cdot \sin \alpha$$

$$i_i = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \cdot \frac{1 - \cos \alpha}{\omega_0} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot V_i - V_0}{\omega_0 \cdot L} \right)^2 \cdot \frac{L}{V_0} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \sin^2 \alpha$$

$$i_i = 2 \cdot C \cdot f_s \cdot \frac{V_i^2}{V_0}$$

A matematikai modell felállításánál az *injektált-abszorbeált áramok módszerét* alkalmazzuk. Ez a módszer azon alapul, hogy kijelenthető, a konverter

bemeneti teljesítménye (injektált teljesítmény) egyenlő az abszorbeált teljesítménnyel. Így, ha a bemeneti átlagáramot vizsgáljuk, azt mondhatjuk, hogy ennek összetevőinek változásai adják meg a konverter választ a különböző változásokra, amelyek érhetik a konvertert.

Végezzünk parciális differenciálást az átlagáramra!

$$di_i = \frac{\delta i_i}{\delta v_i} \cdot dv_i + \frac{\delta i_i}{\delta f_s} \cdot df_s + \frac{\delta i_i}{\delta v_0} \cdot dv_0$$

$$\frac{\delta i_i}{\delta v_i} = 4Cf_s \frac{1}{M}$$

$$\frac{\delta i_i}{\delta v_0} = -2Cf_s \frac{1}{M^2}$$

$$\frac{\delta i_i}{\delta f_s} = 2CV_i \frac{1}{M}$$

Ezeket összegezve:

$$di_i = 4Cf_s \frac{1}{M} dv_i + 4CV_i \frac{1}{M} df_s - 2Vf_s \frac{1}{M^2} dv_0$$

Ha e differenciálnak elvégezzük a Laplace transzformációját, az eredmény

$$I_i(s) = 4Cf_s \frac{1}{M} V_i(s) + 4CV_i \frac{1}{M} F_s(s) - 2Vf_s \frac{1}{M^2} V_0(s)$$

ahol $M = \frac{V_0}{V_i}$

Kaptunk egy olyan függvényt, amely a terhelésen lévő kimeneti feszültség a $V_o(s)$ és a terhelés bemenete az $I_i(s)$ közötti összefüggést adja meg, tehát be kell illesztenünk a terhelés átviteli függvényét is.

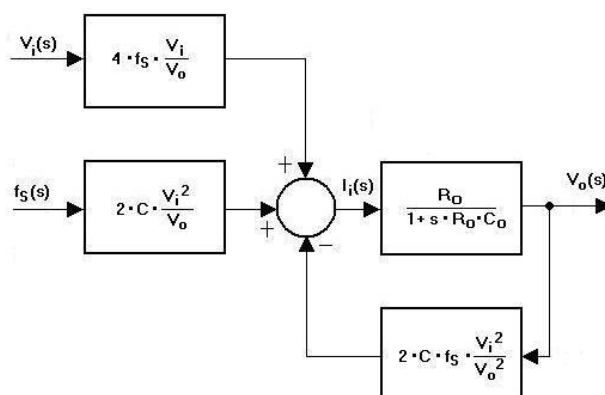
A terhelést, az R_0 terhelő ellenállás és az ezzel párhuzamosan kapcsolt C_0 szűrőkondenzátor képviseli. Ennek átviteli függvénye:

$$\frac{V_0(s)}{I_i(s)} = \frac{R_0}{1 + sR_0C_0}$$

Most már felrajzolható a szimmetrikus buck konverter (egyik) oldalának matematikai modellje.

Fontos megjegyzés: e matematikai modell munkapont-függő, mind-egyik együtthatóban ott van a V_i és V_o érték is, és ezt a szabályozási kör számításakor figyelembe kell vennünk. Minden munkapontban más értékek az átviteli függvény együtthatói (3.46. ábra).

Így eljutottunk egy (fél)szimmetrikus konverter matematikai modelljéhez. Ahhoz, hogy a teljes szimmetrikus buck konverter matematikai modelljét megkapjuk, két ilyen modellt kell párhuzamosan kapcsolnunk, egyetlen közös terhelésre.



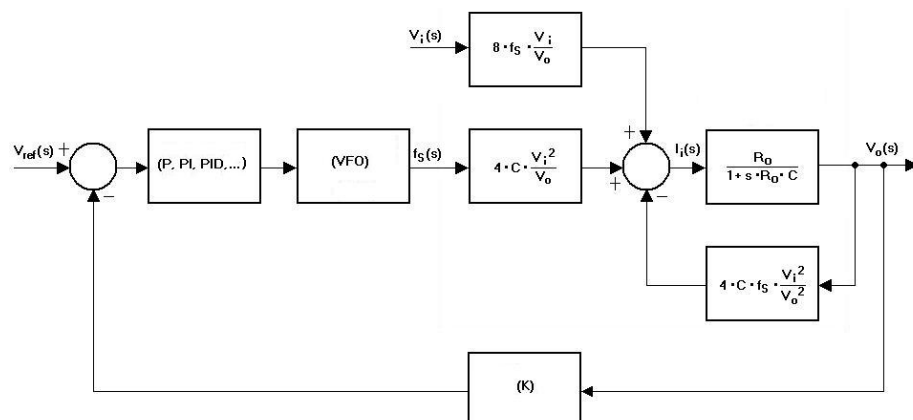
3.46. ábra. A szimmetrikus buck konverter dinamikus modellje

A konverter egy szabályozási körben

A konverter matematikai modelljét egy szabályozási körbe kell beépítenünk. A beavatkozó jel az $f_i(s)$, a kimenőjel a $V_o(s)$, a zavarójel a $V_i(s)$.

Mivel a konverter a bemenetről a kimenetre energiacsomagokat visz át, a szabályozást arra kell alkalmaznunk, hogy több vagy kevesebb számú energiacsomagot küldünk-e át a bemenetről a kimenetre, egységnyi idő alatt. Az energiacsomagok száma, amelyet a konverter a bemenetről a terhelésbe szállít, változhat a zavarjel függvényében (pl. csökken a V_i bemeneti feszültség). Ha egy-egy energiacsomagban kevesebb az átvitt elektromos töltések száma, akkor ugyanakkora kimeneti teljesítményhez több csomag szükséges, tehát növelni kell a konverter működési frekvenciáját, azaz frekvenciaszabályozást kell végeznünk. Tehát a szabályozónak (amely lehet P, PI, ...) egy frekvencia-szabályozót (VFO-t) kell vezérelnie (3.47.

ábra). A VFO az angol „Variable Frequency Oscillator” elnevezés alapján változó frekvenciájú oszcillátort jelöl.

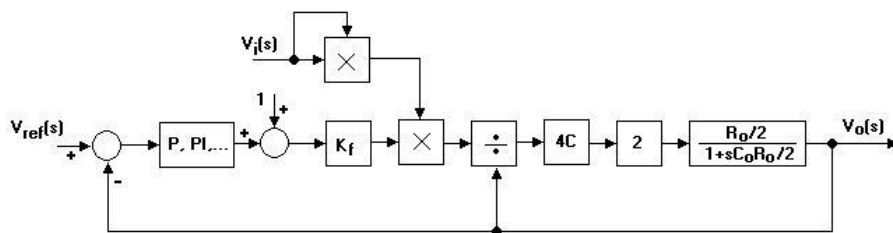


3.47. ábra. A szimmetrikus buck konverter dinamikus modellje szabályozási körben

A szabályozási rendszerek szimulációs programjai segítségével le lehet futtatni egy-egy konverter meghatározott átviteli függvényét, amelyet egy szabályozási körbe illesztünk be.

Természetesen ezt elvégezhetjük az általunk meghatározott átviteli függvénnyel, illetve szabályozási körrel is.

Ha a fenti dinamikus modellt egy rendszeranalízáló szimulációs programmal kívánjuk futtatni, akkor visszaalakítva a 3.48. ábrán látható szabályozási kört kapjuk egy ilyen rendszer-szimulációs, rendszeranalízáló programra.



3.48. ábra. A szimmetrikus buck konverter rendszer szimulációs matematikai modellje

Itt egy olyan VFO-s szabályozó egységet modelleztünk, amelynél a szabályozó kimenete ± 1 V, tehát ezt a feszültség intervallumot kellett áttenni egy pozitív tartományba, mert ez a pozitív feszültség lesz a VFO vezérlő feszültsége. K_f -el a VFO arányossági tényezőjét (kimeneti frekvencia/bemeneti jel) jelöltük és állandónak tételeztük fel.

A rendszeranalizáló programok egy része, vagy régebbi változataik (pl. MATHLAB, VisSim) nem tudják értelmezni a bekapcsolási pillanatot, amikor a kimeneti érték zéró, mert a zéróval való osztást nem tudják kezelni. A programot ilyenkor úgy indítjuk, hogy egy igen kicsi, zérótól különböző értékkel látjuk el a kimenetet.

3.9. Az egységnyi teljesítménytényezőjú konverterek

(Power Factor Corrector áramkörök)

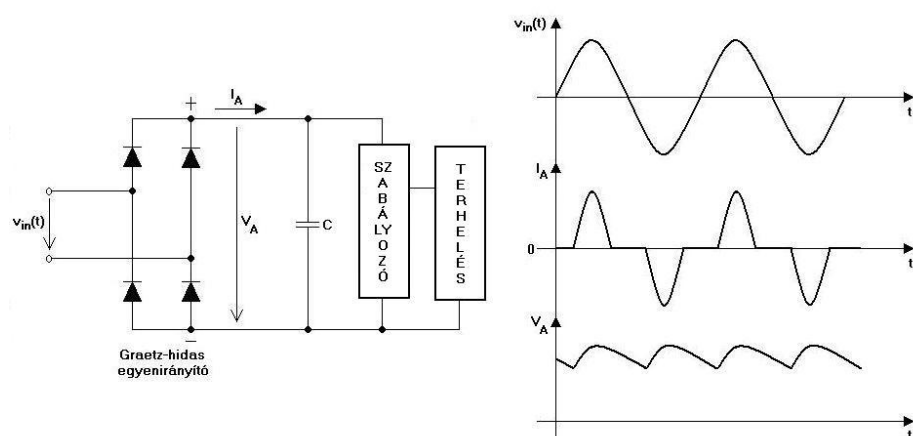
3.9.1. A „kapacitív input”-ú elektronikai eszközök

Elektronikai eszközeink általában egyenfeszültséggel működnek. Ha hálózatra kapcsolható készülékről van szó (TV, rádió, elektronikus mérőműszerek, számítógép stb.) a szükséges egyenfeszültséget a következő lépésekben állítjuk elő:

transzformálás – egyenirányítás – szűrés – stabilizálás

A klasszikus megoldásban, ha közbensőköri egyenfeszültségre van szükségünk, a bemeneti AC feszültséget mindig egyenirányítjuk, majd szűrjük egy C kondenzátorral. Ezután a szűrt egyenfeszültséget stabilizáljuk (3.49. ábra). A stabilizálás lehet analóg soros/párhuzamos megoldású – ez esetben 50(60) Hz-en üzemelő transzformátor szükséges – vagy modern kapcsolóüzemű tápegység, amely magában foglalja a sokkal kisebb méretű, kapcsolóüzemben működő transzformátort is.

A vázolt megoldásnak van egy nagy hátránya. E hátrány, hogy a változó áramú hálózatból áram-kivétel (teljesítmény-kivétel) csak akkor lehetséges, ha a pillanatnyi bemeneti feszültség meghaladja a C szűrőkondenzátor pillanatnyi feszültségét. Ha ezt elektromos fokokban fejezzük ki, az egy-egy félperiódus 180° elektromos szögéből ez csak egy pár tíz fokot jelent ($20^\circ \dots 40^\circ$). Ami ellenben azt jelenti, hogy csak ezen időszak alatt lesz energia-bevitel az áramkörbe.



3.49. ábra. Szabályozott tápegység elvi kapcsolási rajza és jelformái

E pár tíz fokra korlátozódik a felvett áram, amelynek sok hátránya van:

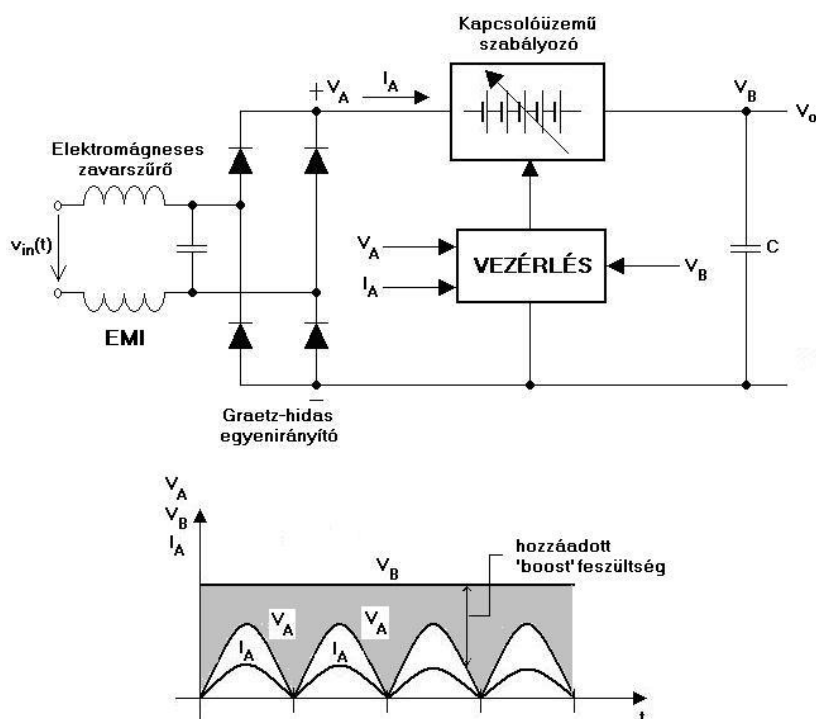
- a berendezés, mint fogyasztó kapacitív jellegű, tehát jelentős a felvett teljesítménynek a meddő komponense
- az 50(60) Hz-es hálózathoz felvett áram alakja messze eltér az ideális szinuszos alaktól, tehát rendkívül nagy a felharmonikus tartalma és így a hálózati visszahatás (zavar) rendkívül számottevő

Modern megoldás, ha a tápegység ún. PFC (Power Factor Corrector) típusú, azaz olyan, amelynél a felvett áram mindig arányos a pillanatnyi bemeneti feszültséggel.

Ahhoz, hogy összhangba (fázisba) hozzuk a felvett áramot a rendelkezésre álló feszültséggel, a „power factor” – az ún. teljesítménytényező ($\cos\varphi$ vagy λ) – közel kell, hogy legyen a 1 értékhez (jó eredménynek könnyelhetjük már el a $\lambda = 0,95 \dots 0,97$ értéket).

Ha figyelmesebben megnézzük a 3.50. ábrát, anélkül, hogy az ábrán utalást találunk rá, megérthetjük a következőket.

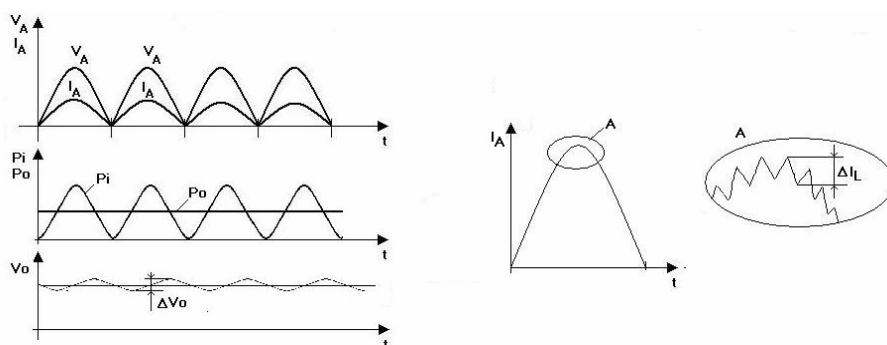
Az ún. EMI nagyfrekvenciás szűrő és az azt követő egyenirányító után meghatározott bemeneti feszültség (V_A) fél-szinuszos összetevőkből áll. Ez a fél-szinuszos V_A feszültség lesz a kapcsolóüzemű tápegység bemeneti feszültsége. Ma a PFC megvalósításokban az ún. boost (feszültségnövelő) kapcsolást alkalmazzák, amely azt jelenti, hogy az említett fél-szinuszos feszültséget folyamatosan kiegészítjük egy ún. boost feszültséggel (V_B), hogy a tápegység kimenetén egy majdnem állandó értékű egyenfeszültséget



3.50. ábra. PFC szabályozású kapcsolóüzemű tápegység kapcsolási rajza és feszültség, áram időfüggvényei (V_A , V_B , I_A)

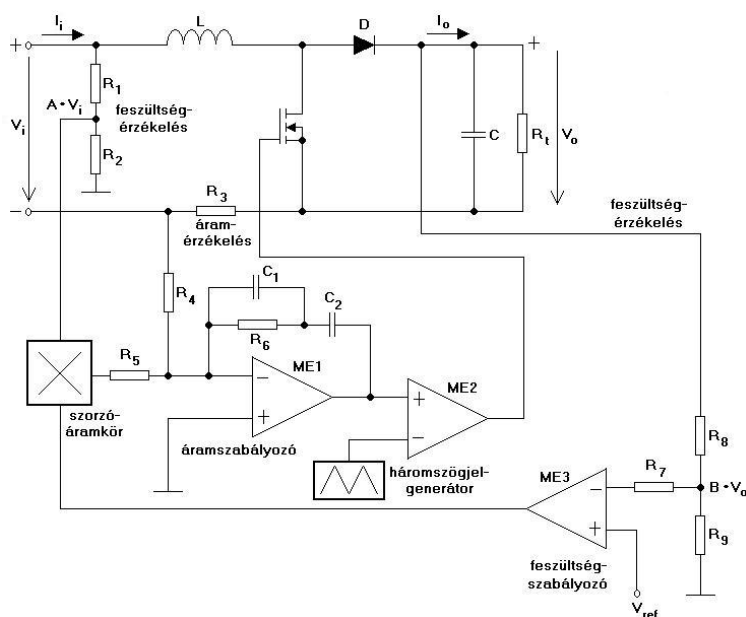
kapjunk. Természetesen ez az egyenfeszültség érték nagyobb kell, hogy legyen, mint a bemeneti feszültség csúcserőértéke, hogy a konverter folyamatosan működjön. Ha európai hálózatban gondolkodunk ($230\text{ V}_{\text{effektív}}$), a V_B feszültséget $380\text{--}400\text{ VDC}$ értékre állítjuk be. A továbbiakban ezt a viszonylag magas V_B feszültséget ($380\text{--}400\text{ VDC}$) át kell majd alakítani a hálózatra kapcsolható készülékek belső működését biztosító feszültség-szintekre ($5 - 3,3 - 2,4 - 1,8\text{ VDC}$), és/vagy sokkal magasabb szintre, esetleg több tíz kV-os feszültséget is létre kell hozni (pl. TV) újabb DC/DC konverterekkel.

A fenti ábra kapcsolásában a vezérlés figyeli a bemeneti feszültséget, és közben úgy állítja be a feszültségnövelő (boost) konverter „erősítését” (tehát D kitöltési tényezőjét), hogy a felvett I_A áram teljesen kövesse a V_A feszültségalakot. Így a V_A és I_A szinkronban lesz, a fogyasztó a hálózat felé ohmos terhelést képvisel (3.50. és 3.51. ábra).



3.51. ábra. A PFC konverter egyes jellegzetes feszültség-, áram- és teljesítmény időfüggvényei

Ezáltal, ellentétben a passzív megoldásokkal az optimális teljesítménytényező-korrekción és felharmonikustartalom-csökkentés lényegesen szélesebb bemeneti feszültség- és terheléstartományban valósítható meg, és a hatásfok is sokkal jobb. A majdnem konstans nagyságú bemeneti feszültség előnye a következő konverter számára az, hogy a kapcsolótranzisztornál és az energiatároló tekercsnél (transzformatornál) sokkal kisebb feszültség változásokat kell figyelembe venni.



3.52. ábra. PFC szabályozású tápegység gyakorlati megvalósítása

Egy klasszikus PFC áramkört láthatunk a 3.52. ábrán. A bemeneti V_i félhullámú szinuszos feszültség A -val csökkentett értéke lesz a szorzó áramkör egyik bemeneti jele, míg a másik a boost (feszültségnövelő) konverter kimeneti feszültségét szabályozó feszültség. Így az R_5 ellenállásra a pillanatnyi bemeneti és a pillanatnyi kimeneti feszültség szorzata kerül. Mivel V_o közel állandó, az említett feszültség gyakorlatilag félszinuszos. Az R_5 és R_4 ellenállás tulajdonképpen egy összeadót képez és mivel az ME1 másik bemenete egy konstans jel, az ME1 és ME2 szabályozza a boost konvertert úgy, hogy a felvett áram alakja is szinuszos legyen.

Áramok, feszültségek és teljesítmény méretezése

A boost konvertert a szokásos módon kell méretezni. Itt azoknak az elemeknek a gyakorlati méretezését adjuk meg, amelyek csak PFC áramkörökben funkcionálnak.

A C kondenzátort a 100 Hz-es kimeneti egyen feszültség (100 Hz = $10 \cdot 10^{-3}$ sec) hullámosság 10%-os csökkentésére méretezzük, ($V_o = 400$ V).

Ismerjük a kimeneti hullámosság képletét, ahol ΔV_o a kimeneti feszültségváltozás (az ún. ripple vagy brumm feszültség), t a szűrni kívánt feszültség periódusa, I_o az átlagáram és a C a szűrőkondenzátor kapacitása:

$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot t}{C}$$

$$C = \frac{I_o \cdot t}{\Delta V_o} = \frac{V_o \cdot I_o \cdot t}{V_o \cdot \frac{V_o}{V_o} \cdot \Delta V_o} = \frac{t}{V_o^2 \cdot \frac{\Delta V_o}{V_o}} \cdot P_o = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{400^2 \cdot 0,1} \cdot P_o \approx 0,7 \cdot 10^{-6} \cdot P_o$$

$$C[\mu F] \approx 0,7 \cdot P_o$$

ahol P_o a kimeneti teljesítmény W -ban és az induktivitás értéke:

$$L[Henry] \approx \frac{50 \cdot 10^3}{f \cdot P_o}$$

ahol f a kapcsolási frekvencia Hz -ben és ismert a $P_o [W]$ kimeneti teljesítmény.

$$I_{L \max} = \hat{I}_{L \max} + \frac{1}{2} \Delta I_L = 1,1 \cdot \frac{2 \cdot P_o}{\hat{V}_{i \min}}$$

A felhasználók köre

A PFC-s tápfeszültség források mai tipikus felhasználói a nagyobb árfekvésű, pár 10...100(1000) W-ot fogyasztó készülékek.

Annak, hogy ma még nem jelentős ezen áramkörök nagytömegű felhasználása, a következő okai lehetnek:

- a PFC elvet alkalmazó tápegységek árfekvése magasabb a szokványos kapcsolóüzemű tápegységeknél,
- a 400 VDC körüli közbensőkori feszültség, tehát a magasabb feszültség szint miatt, valamivel drágább kapcsolókat kell alkalmazni,
- a jelenlegi nemzetközi szabványok ma még igen elnézően bánnak a kis fogyasztású készülékek által okozott „elektromos szennyeződésekkel”, elnézőbbek az okozott magas felharmonikus tartalommal szemben.

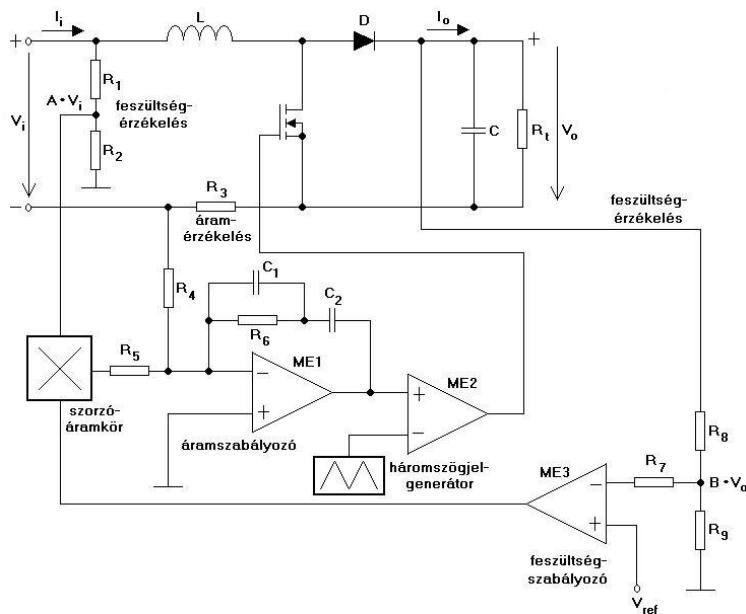
A hálózatról működő elektronikus eszközök döntő többségét ma még a bemenetről nézve „kapacitív input” áramkörű megoldásúak. Ennek két nagy hátránya van:

- említettük, hogy ez nagy meddő teljesítmények továbbítását követeli meg a hálózattól. Elméletileg egy nagy irodaház meglévő elektromos hálózatáról több mint 30%-kal több eszközt üzemeltethetnénk, ha mindegyik eszköznél a „kapacitív input”-ú áramköröket PFC-os áramkörökkel helyettesítenénk.
- mind nagyobb probléma a harmadik felharmonikus (150 Hz) összetevő jelenléte a háromfázisú hálózatok negyedik vezetékében az ún. nullban. Ha megvizsgálunk egy olyan hálózatot, amelyre sok kisteljesítményű „kapacitív input” áramkör van csatolva, a null vezeték áramában nagyon nagy a 3.-ik felharmonikus aránya. A megszokott egyenletes terhelés elosztása a három fázis vezetékben, nemhogy a nullára vinné le a null-vezeték áramát, hanem bizonyos körülmények között a várt 0 (zéró) érték helyett nagyon nagy, sokszor a fázisáramnál nagyobb áram mérhető e vezetéken. Ilyen áramköri körülmények között üzemelő komplex gyártósorok számítógépes vezérlőberendezései sokszor indokolatlanul, az üzemeltetőnek megmagyarázhatatlan okok miatt leállnak, vagy rossz parancsokat közvetítenek. A hálózat teljes átépítése, illetve egy helyi, egyedi null-vezeték kiépítése nagyságrendekkel lecsökkenti az indokolatlan leállások, rossz mérések számát. Meglátásunk szerint, ha itt is mindegyik bemenet PFC áramkört alkalmazna, a helyzet sokkal jobb lenne.

A 3.1. táblázat, bár egy kisteljesítményű fogyasztónál mérhető áram megengedhető felharmonikus tartalmát mutatja, és nem foglalkozik a null-áram milyenségével, de az kikövetkeztethető belőle, hogy ilyen kicsi értékű (5%) harmadik felharmonikus nem idézhet elő ennél 10...20-szor nagyobb harmadik felharmonikus áramot a null vezetékben.

3.1. táblázat

Páratlan felharmonikusok				Páros felharmonikusok	
3-mal nem osztható		3-mal osztható			
Rendszám H	Relatív feszültség	Rendszám h	Relatív feszültség	Rendszám h	Relatív feszültség
5	6%	3	5%	2	2%
7	5%	9	1,5%	4	1%
11	3,5%	15	0,5%	6...24	0,5%
13	3%	21	0,5%		
17	2%				
19	1,5%				
23	1,5%				
25	1,5%				

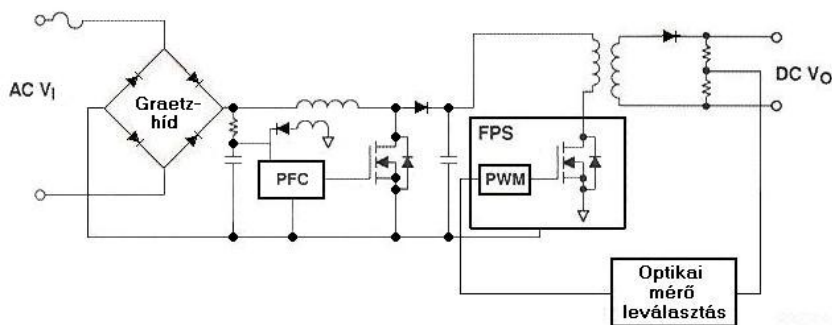


3.53. ábra. PFC szabályozású tápegység gyakorlati megvalósítása

A fenti két megjegyzés nem ismeretlen teljesen a szabványmódosítást kezdeményezők előtt. Várható, hogy bizonyos megszorítások lesznek a kisteljesítményű elektronikus eszközök bizonyos típusainál a zavarkibocsátás szempontjából nézve.

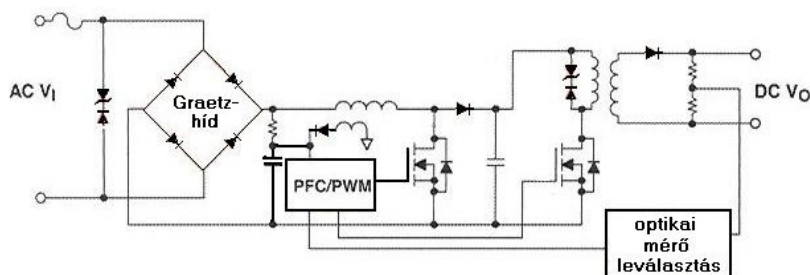
Jelenlegi megoldások

A nagy chip-gyártó cégek már ráálltak a PFC-t vezérlő áramkörök gyártására. Ezeket nagy számban forgalmazzák is. Mint ahogy a 3.54. ábrán is láthatjuk, a PFC áramkört mindig kell, hogy kövesse egy klasszikusnak nevezhető kapcsolóüzemű tápegység. Jelen áramkörünkben egy flyback típusú transzformátoros tápegység szerepel.



3.54. ábra. Gyakorlati megvalósítás I. (PFC áramkör, flyback konverter)

A gyártó cég által közölt áramkör plasztikusan szemlélteti azt az igényt, hogy egyetlen tápegységben két vezérlő egységet is kell alkalmazni, egyet a PFC-t, az egységnyi teljesítménytényező miatt és egy másikat a PWM-t, a ma már a klasszikusnak mondható flyback konverter vezérlése miatt.



3.55. ábra. Gyakorlati megvalósítás II.
(PFC + Flyback egy közös vezérlővel)

E nagynevű cég 2005-ben rukkolt elő az előbbi két vezérlő egységet egyetlen integrált áramkörben beépített változatával (3.55. ábra).

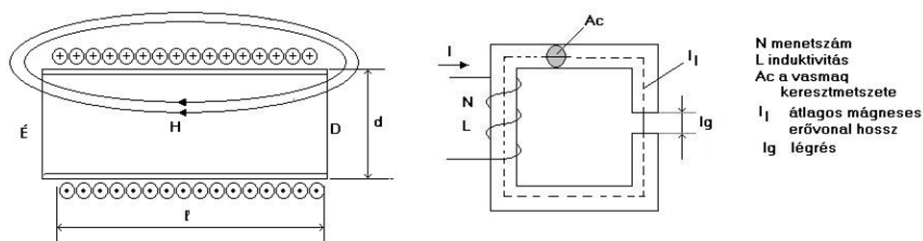
Teljesen nyilvánvaló a cég törekvése. Viszonylag olcsó, csak egy integrált áramkört tartalmazó modern tápegység nagytömegű gyártásához (és egyúttal természetesen piacszerzéshez) való felkészülés.

A mai korszerű PFC áramkörök bemeneti feszültsége 80...250 VAC, tehát az egész világon forgalmazhatók.

3.10. Útmutató az energiatárolós tekercs és transzformátor méretezéséhez

3.10.1. Mágnes-tani összefoglaló

A villamos töltés mozgása (áram) mágneses teret létesít, gerjeszt. A mágneses teret, vagyis a tekercs (mágnes) körüli teret erővonalak töltik ki (3.56. ábra). A mágneses térerősség ott a legnagyobb, ahol a legsűrűbbek az erővonalak, tehát a tekercs belsejében (vagy egy mágnes pólusain).



3.56. ábra. Légmagos és vasmagos (légréses) tekercsek

Egy I nagyságú áram az N menetszámú tekercsben, ahol a mágneses erővonalak hossza l , H nagyságú mágneses térerősséget hoz létre:

$$H = \frac{N \cdot I}{l} \text{ [A/m]}$$

Egy mágnes valamennyi erővonala mentén a térerősség és az erővonal-hossz szorzata azonos az $N \cdot I$ szorzattal:

$$H_1 \cdot l_1 = H_2 \cdot l_2 = \dots = H \cdot l = N \cdot I$$

ahol

$\Theta = N \cdot I$ [A, ampermenet] és *mágneses gerjesztésnek* nevezzük,
 $V_m = H \cdot l$ [A] és mágneses feszültségnek nevezzük.

Légmagos tekercsben, ha $l \gg d$, a mágneses tér homogénnek tekinthető, tehát a mágneses térerősség az egész tekercs belsejében azonos. A tekercs mágneses terének polaritását a jobbkéz-szabály segítségével állapíthatjuk meg.

A H mágneses térerősség légmagos tekercsben az erővonalakra merőleges 1 m^2 felületet átdőfő erővonalat hoz létre, így a B_0 indukció az erővonalak sűrűségét is jelenti. Levegőben tehát az erővonalak sűrűsége arányos a mágneses térerősséggel:

$$B_0 = \mu_0 \cdot H$$

amely képletben

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/A} = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} = \text{állandó}$$

és a vákuum permeabilitásának nevezzük.

A tekercsbe helyezett vas μ_r -szerezése megnöveli az 1 m^2 -re jutó erővonalak számát. A μ_r -t *relatív permeabilitásnak* nevezzük.

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H = \mu \cdot H$$

A μ , arányszám, amely megadja, hogy hányszor nagyobb a kérdéses közeg μ permeabilitása a vákuum permeabilitásánál. Megjegyezzük, hogy a vákuum és a levegő permeabilitását azonosnak vesszük: $\mu_r(\text{levegő}) \approx 1$.

A ferromágneses anyagok μ_r relatív permeabilitása sokkal nagyobb 1-nél (1000...10000), és változik a B indukcióval (3.57. ábra).

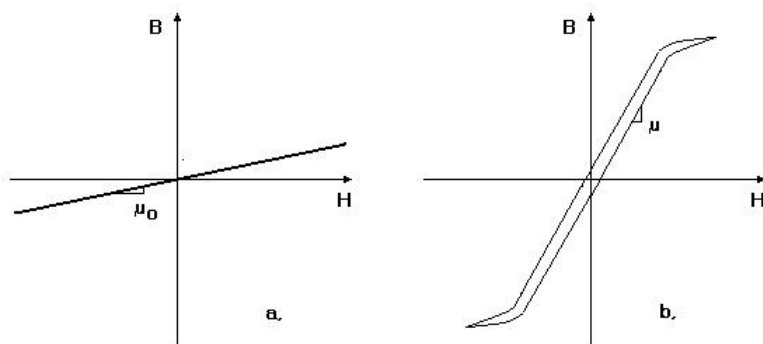
A mágneses indukció egysége a tesla, jele T ($1 T = 1 \text{ Vs/m}^2$). Mértékegységként még ma is alkalmazzák a gauss-t, jele G . Az átszámítás: $1 T = 10^4 G$.

Az 1 m^2 -en átmenő mágneses erővonalak összessége a mágneses fluxus, jele Φ .

mágneses fluxus = mágneses indukció $\times$ felület

$$\Phi = B \cdot A$$

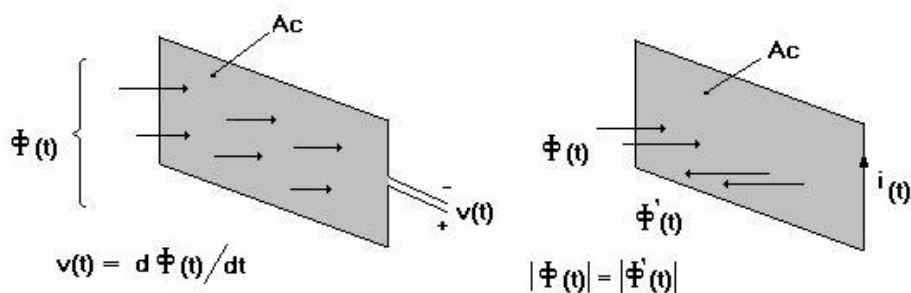
A mágneses fluxus egysége a weber, jele Wb ($1 Wb = 1 \text{ Vs}$). A régi egység a maxwell, jele M . Az átszámítás $1 Wb = 10^8 M$.



3.57. ábra. A B - H karakterisztika

a) levegőben vagy vákuumban b) ferromágneses anyagokban

Az elektrotechnika egyik alapvető tétele az önindukció tétele (az angolszász irodalomban ezt, mint Faraday törvényét emlegetik), amely szerint egy vezetőkeretet átjáró változó mágneses fluxus a nyitott keretben $v(t)$ feszültséget indukál (3.58. ábra).



3.58. ábra. Az önindukció törvényének ábrázolása
(az angolszász irodalomban Faraday és Ampere törvénye)

Ampere törvényének nevezi az angolszász irodalom, ha a keret zárt, akkor a változó $\Phi(t)$ fluxus a keretben $i(t)$ áramot indukál, amely az önindukció törvénye szerint, ha változik az $i(t)$ áram akkor az eredetivel megegyező, de fordított irányú fluxusváltozás jelentkezik.

Mivel a tekercs kapcsain az I áramerősség vagy a Φ fluxus változás hozhatja létre a megjelenő V_L feszültséget, ezt így fejezhetjük ki:

$$V_L = -L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$\text{és } V_L = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

ahol L a tekercs induktivitása és N a menetszáma.

Ebből a két képletből következik az önindukciós tényező (röviden: induktivitás) képlete:

$$L = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I} \cdot N$$

Az L önindukciós tényező egysége a henry, jele H ($1 H = 1 \text{ Vs/A}$). $1 H$ annak a tekercsnek az önindukciós tényezője, amelyben 1 V önindukciós feszültség indukálódik, ha a benne folyó áram 1 s alatt 1 A -rel változik.

Tetszőleges alakú tekercs L önindukciós tényezőjének számítására alkalmas általános képlet a következő:

$$L = \frac{\Phi}{I} \cdot N$$

Végezzünk el néhány egyszerű számítást!

$$L \cdot I = N \cdot \Phi$$

$$L \cdot I^2 = N \cdot I \cdot \Phi$$

$$L \cdot I^2 = H \cdot l_l \cdot \Phi \text{ mert } N \cdot I = H \cdot l_l$$

$$L \cdot I^2 = H \cdot l_l \cdot B \cdot A_c \text{ mert } \Phi = B \cdot A_c$$

$$L \cdot I^2 = H \cdot B \cdot V_c \text{ mert } V_c = A_c \cdot l_l$$

ahol V_c a vasmag térfogata, tehát megállapíthatjuk, hogy a vasmagban tárolt energia – $W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$ – a vasmag térfogatával arányos.

Ha légréses a vasmag (l_g a légrés nagysága), felírhatjuk a vasmagban tárolt energia nagyságát ($V_c = V_{Fe} + V_g$):

$$W = \frac{1}{2} \cdot B_{Fe} \cdot H_{Fe} \cdot V_{Fe} + \frac{1}{2} \cdot B_{\delta} \cdot H_{\delta} \cdot V_{\delta}$$

Tudjuk, hogy

$$B = \mu \cdot H = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

De a mai ferritvasmagok relatív permeabilitása $\mu_r = 1000 \dots 4000 (10000)$ között lehetséges és így nem tévedünk nagyot, ha azt állítjuk, hogy a *légréses vasmagos tekercsben az energia a légrésben tárolódik*.

Tehát

$$L \cdot I^2 \cong B_{\delta} \cdot H_{\delta} \cdot V_{\delta}$$

A fenti képlet segítségével meghatározhatjuk a vasmag légrését, illetve az L induktivitás eléréséhez szükséges menetszámot:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

$$L \cdot I^2 = B^2 \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot V_{\delta} = B^2 \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot A_c \cdot l_g$$

ahonnan a légrés, ha a megengedett maximális B_{max} indukciót használjuk:

$$l_g = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{L \cdot I^2}{B_{max}^2 \cdot A_c}$$

és a menetszám

$$L \cdot I^2 = N \cdot I \cdot \Phi$$

$$N = \frac{L \cdot I}{B_{max} \cdot A_c}$$

Sokszor a gyártók nem a légrés nagyságát adják meg, hanem közlik a *vasmag relatív induktivitását, az A_L -t*. Ilyenkor a ferritmagos vasmagos tekercsek induktivitása a következő képlettel számítható:

$$L = N^2 \cdot A_L, \text{ ahol } A_L [\text{nH}] \text{ a vasmag relatív induktivitása}$$

Az A_L szokásos értéke 25...1600 nH.

Az A_L értékét a gyártók a ferritmag légrésével és/vagy, (például a toroid vasmagoknál) a ferritmagok fajlagos ellenállásának a növelésével (a

szemcsék egymástól való jobb elszigetelésével, több ragasztóanyag használatával) állítják be.

Ha energiátárolós tekercset akarunk készíteni, akkor úgy kell választanunk a vasmagok közül, hogy az $A_L < 250$ feltétel teljesüljön.

Ha ismerjük a kívánt L induktivitás nagyságát, akkor a menetszám

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Ebben az esetben mindig ellenőrizni kell a vasmagban létrejövő maximális indukciót, hogy az ne haladja meg az illető vasmagra a gyártó által megadott B_{max} -ot.

$$B = \frac{L \cdot I}{N \cdot A_c}$$

Ha az eredményül kapott B nem kisebb, mint $k \cdot B_{max}$ (ahol B_{max} a vasmagra a gyártó által megjelölt maximálisnak megengedett mágneses indukció értéke és $k = 0,1 \dots 0,5$, lásd a tekercsek méretezését tárgyaló részben), akkor mindig egy nagyobb keresztmetszetű magot választunk és a számításokat megismételjük mindaddig, amíg nem teljesül a feltétel, hogy

$$B < k \cdot B_{max}$$

A számítássorozat végére megkapjuk, hogy milyen méretű vasmagot is használhatunk. A k tényezőt mindig figyelembe kell venni!

Meg kell még állapítanunk, hogy milyen keresztmetszetű vezetékot használhatunk a tekercs elkészítésére.

Az ajánlott áramsűrűség az A_x meghatározásához, a szkin-hatás figyelembevételével (lásd a 3.10.2. fejezetet): $2,5 \dots 3 \text{ A/mm}^2$. Fontos szempont még, hogy a tekercsek teljesen töltsék ki a vasmag ablakait. A primer tekercset mindig legalább kétfelé osszuk és a fél-fél menetszámú tekercsek közé kerüljenek a szekunder tekercsek.

3.10.2. A szkin-effektus (áramkiszorítás, bőrh hatás)

A vezetékekben átfolyó váltakozó áram nem egyenletesen oszlik meg a vezeték keresztmetszetében, hanem a vezeték felszínén folyik a növekvő frekvenciával egyre vékonyodó rétegben. A δ behatolási mélység a felületi réteg azon vastagága, amelyben az áram az értékének 37%-ára csökken.

Rézvezetéknel:

$$\delta[mm] = \frac{2,2}{\sqrt{f}}$$

ahol f a frekvencia $kH\tilde{z}$ -ben.

Mivel magas működési frekvenciákról van szó, a tekercs vezetőjének a kiválasztásánál nem érdemes nagyobb sugarú vezetékot használni, mint a szkin-effektus penertációs (behatolási) mélysége. Régebben a sokerű vezeték, az ún. litze huzal terjedt el. Az ilyen típusú vezetékot felhasználásainál felmerülő technológiai nehézségek (pl. a vezeték beforrasztásakor a litze vezetékot alkotó egyes szálak szigetelésének a lebontását igényli és az egész vezeték beforrasztásának technikája is munkaigényes) miatt, a több párhuzamosan tekercselt vezeték, a lapos és fólia (ultralapos) vezetékot használata gyors ütemben terjed.

A lapos és fólia (ultralapos) vezetékot használátának másik előnye, a vezetékotokban keletkező örvényáramú veszteségek csökkenése.

Próbáljuk meghatározni az A_L értékét!

Az önindukciós törvény szerint egy N menetes tekercsben a $\Phi(t)$ változó fluxus $v(t)$ feszültséget indukál.

$$v(t) = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

de

$$\Phi = B \cdot A_c$$

ahonnan

$$v(t) = N \cdot A_c \cdot \frac{dB(t)}{dt}$$

$$B(t) = \mu \cdot H(t)$$

$$v(t) = \mu \cdot N \cdot A_c \cdot \frac{dH(t)}{dt}$$

$$H(t) \cdot l_l = N \cdot i(t)$$

$$v(t) = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A_c}{l_l} \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

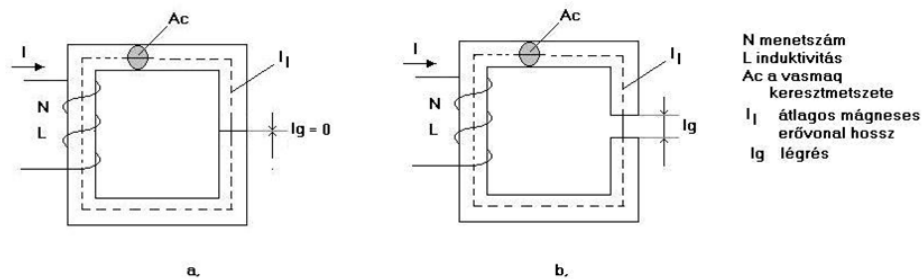
$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A_c}{l_l}$$

$$L = A_L \cdot N^2$$

ahol $A_L = \frac{\mu \cdot A_c}{l_l}$.

3.10.3. A mágneses kör



3.59. ábra. Egyszerű (a) és légréses, azaz összetett (b) mágneses kör

A korábbiakban már meghatároztuk a mágneses feszültséget:

$$V_m = H \cdot l_l$$

De mivel $H = B/\mu$ és $B = \Phi/A_c$,

$$V_m = \frac{l_l}{\mu \cdot A_c} \cdot \Phi$$

$$V_m = \Phi \cdot R_m$$

$$R_m = \frac{l_l}{\mu \cdot A_c}$$

ahol az R_m -et mágneses ellenállásnak nevezzük.

Az egyszerű mágneses kör

Minden keresztmetszete állandó és minden része azonos anyagból készül. Úgy méretezzük, hogy először a mágnesezési görbe alapján, vagy ferritek esetén a $B = \mu \cdot H$ összefüggés alapján meghatározzuk a megkövetelt B indukció eléréséhez szükséges H térerősséget. Ha H -t szorozzuk a közepes erővonalhosszal (az l_l -el) megkapjuk a V_m mágneses feszültséget, amely egyenlő az $N \cdot I$ gerjesztéssel:

$$H \cdot l_l = N \cdot I = V_m$$

A fenti egyenlet alapján kiszámíthatjuk az I áramerősséget, vagy a tekercs N menetszámát.

Az összetett mágneses kör

Keresztmetszete és anyaga nem állandó, vagyis különböző mágneses ellenállású szakaszokból áll. Ha a szakaszok sorosan kapcsolódnak, akkor minden szakasz Φ fluxusa azonos.

A Φ fluxusból a $B = \Phi/A$ képlet alapján a kör minden szakaszára külön kiszámítjuk az indukciót. Ha ismerjük a B indukció nagyságát, akkor minden szakaszra kiszámíthatjuk, vagy a B-H diagramból leolvashatjuk a H térerősséget. A H térerősség értékeket szorozzuk a mágneses kör megfelelő szakaszának közepes erővonalhosszával. A szakaszok mágneses feszültségeinek összege adja a szükséges gerjesztést.

$$\Theta = N \cdot I = V_{m1} + V_{m2} + \dots = H_1 \cdot l_{l1} + H_2 \cdot l_{l2} + \dots$$

A gerjesztésből kiszámítjuk a keresett I gerjesztőáramot, vagy az egész mágneses kört gerjesztő tekercs N menetszámát.

Légréses tekercs „pontosabb” számítása

A „pontosabb” számítás alatt azt értjük, hogy nem hanyagoljuk el a ferritrész mágneses ellenállását, hanem figyelembe vesszük a tekercs L induktivitásának a meghatározásánál.

Legyen egy légréses tekercsünk. Az ismertek alapján felírhatjuk, hogy

$$N \cdot I = V_{m1} + V_{m2}$$

ahol V_{m1} a ferritrész mágneses feszültsége és V_{m2} a légrés mágneses feszültsége.

Mindegyik szakasznak kiszámítjuk az R_m mágneses ellenállását, a ferritét jelölje R_{mc} a légrését R_{mg} .

$$R_{mc} = \frac{l_c}{\mu \cdot A_C}$$

$$R_{mg} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_C}$$

Az egyszerűség kedvéért ugyanazzal a fluxus keresztmetszettel számolunk. A két részben ugyanakkora fluxus, tehát felírhatjuk

$$N \cdot I = \Phi \cdot (R_{mc} + R_{mg})$$

A változó fluxussal átjárt tekercsre felírhatjuk, hogy

$$v(t) = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

Felhasználva az előbbi egyenletet és ha $\Phi(t)$ -t behelyettesítjük, akkor

$$v(t) = \frac{N^2}{R_{mc} + R_{mg}} \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

ahonnan az L induktivitás értéke

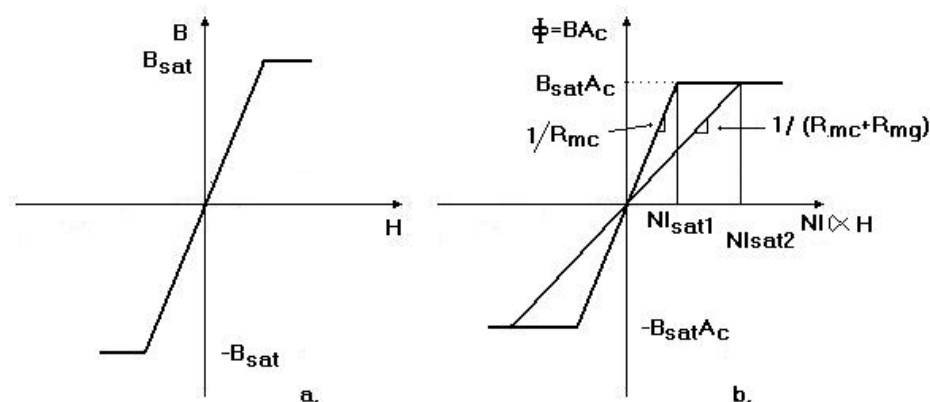
$$L = \frac{N^2}{R_{mc} + R_{mg}}$$

A légrés megnöveli a mágneses kör ellenállását és csökkenti annak induktivitását.

A légréses tekercseket két okból is alkalmazzák:

- ha nincs légrés ($R_{mg} = 0$) az L induktivitás egyenesen arányos a ferrit μ permeabilitásával. De a μ értéke függ a hőmérséklettől és a B-H diagramon lévő működési ponttól is, ezért nehéz pontosan beszabályozni,
- ha légrést használunk, amelynek R_{mg} mágneses ellenállása nagyobb, mint a ferritrész R_{mc} mágneses ellenállása, a fenti képlet alapján sokkal érzéketlenebb lesz az L induktivitás értéke a μ változásához képest.

A 3.60. a) ábrán az egyszerűsített, hiszterézis nélküli és határozott szaturálási indukcióval bíró ferritvasmag B-H diagramját mutatjuk, míg a 3.60. b) ábrán összehasonlítjuk a légrés nélküli és a légréses vasmagos tekercs fluxus-gerjesztés diagramjait.



3.60. ábra. a) egyszerűsített B-H diagram

b) légrés nélküli és légréses Φ -N I diagram

A b) ábra azt mutatja, hogy ugyanazt a fluxust valamivel nagyobb gerjesztő árammal érjük el, de nagy előnyként könyvelhetjük el, hogy a szaturálási áramérték is nagyobb lett.

$$\Phi_{sat} = B_{sat} \cdot A_c$$

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A_c}{N} \cdot (R_{mc} + R_{mg})$$

3.10.4. Az energiatároló tekercsek, energiatároló transzformátorok és a transzformátorok számítása

Általánosságok

A kapcsolóüzemű tápegységek tervezésének egyik legfontosabb és sarkalatos pontja az energiatároló tekercsek, energiatároló transzformátorok és a transzformátorok számítása.

Tekintsük át, melyek a kiindulási alapok egy kapcsolóüzemű tápegység tervezésekor!

Egy bemeneti V_i feszültséget (ez lehet egyen- vagy váltakozófeszültség) kell egy kimeneti V_o egyenfeszültségre változtatni oly módon, hogy az elvárt kimeneti P_o teljesítmény ismert ($P_o = V_o \cdot I_o$).

Természetesen a kiindulási feltételek mellett mást is figyelembe kell venni, ilyenek pl. a bemeneti feszültség változása, valamint a kimeneti feszültség pontossága (hullámossága).

A következőkben ezeket a feltételeket figyelembe véve és a kapcsolóüzemű tápegységek elméleténél megismerteket alkalmazva – ahol meghatároztuk a tápegységet alkotó egyes elemek igénybevételét (például a tranzistorok, diódák terheléseit), ill. más elemek fizikai értékeit (induktivitások nagysága, feszültségáttelek, kitöltési tényező nagysága stb.) – a szükséges tekercsek és transzformátorok tervezésére helyezzük a hangsúlyt.

A bemeneti áram

Legyen az elvárt kimeneti teljesítmény:

$$P_o = \sum_{i=1}^n V_{oi} \cdot I_{oi}$$

A bemeneti teljesítmény:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta}$$

ahol η a tápegység hatásfoka. Ezt az η értéket ma 0,8...0,85 közöttinek vehetjük.

Az átlagos bemeneti áram:

$$I_{i(av)(nom)} = \frac{P_i}{V_{i(nom)}}$$

A bemeneti maximális áram:

$$I_{i(csucs)} = \frac{k \cdot P_o}{V_{i(min)}}$$

Szakmailag a k értékére (amely magában foglal egy biztonsági tényezőt is) a következő értékek az elfogadottak:

- $k = 1,4$ a buck, az egészhidas konverter tekercseinél
- $k = 2,8$ a félhidas konverternél és a forward konverter energiatárolós tekercsénél
- $k = 5,5$ a boost, a buck/boost és a flyback konvertereknél

A bemeneti feszültség

A DC/DC konverterek elméletének bemutatásakor láthattuk, hogy a bemeneti feszültségnek igen nagy szerepe van a kitöltési tényező (D) meghatározásánál.

DC/DC konverterek

Mivel a bemeneti feszültséget egy telep, vagy akkumulátor szolgáltatja, így közelítőleg ismerjük a $V_{i(max)}$ és $V_{i(min)}$ várható értékeit, amely értékekkel dolgoznunk kell.

Nagyobb odafigyelést igényel a tápforrás, ha az egy gépkocsi akkumulátor.

Ha 12 V-os akkumulátor szolgáltatja a konverter bemeneti feszültségét, akkor a konverternek az akkumulátor extrém körülmények között működik. A nemzetközi standardok megengedik, hogy igen nagy hidegben a gépkocsi motorjának indulása közben az akkumulátor kapocsfeszültsége 9 V értékre csökkenjen. Már is adódik, hogy a fedélzeti elektronikát energiával ellátó konverternél a $V_{i(min)} = (7)9$ V. A gépkocsi motorjának működése közben a $V_{i(nom)} = 14,2\text{--}14,4$ V, míg a $V_{i(max)}$ -ra 18–20 V-ot számíthatunk.

A teherautók, autóbuszok, nehézgépjárművek névleges akkumulátor feszültsége 24 V, tehát a fenti értékek megduplázódnak.

A modern 12/42 V-os személygépkocsiknál a beszerelt két akkumulátort (egy 12 V-os és egy 36 V-os) egy kétirányú energiaáramlást biztosító konverter kapcsolja össze. Itt tehát az először említett feszültségekkel, illetve ezek háromszoros értékeivel számolunk lehetséges bemeneti feszültségként.

AC/DC konverterek

Az elektronikai eszközök nagyobb része az egyfázisú hálózatra csatlakozik, majd a szokásos Greatz egyenirányítót és a C_1 szűrőkondenzátort követően kerül az előállított egyenfeszültség, mint V_i bemeneti feszültség a tápegységre (konverterre). E konverter látja majd el a szükséges egyenfeszültségű szinteken a kért teljesítménnyel az elektronikai eszközt.

A szolgáltató a hálózati feszültséget (230 V, 50 Hz Európában; 250 V, 50(60) Hz India egyes részein; 100 V, 60 Hz Japánban; stb.) bizonyos paraméter határok között biztosítja. Mivel e feszültségeket egyenirányítjuk, az esetleges frekvenciacsúszásokkal nem kell foglalkoznunk. Nagyobb probléma a szolgáltató által biztosított feszültség szint változása (a szerződések általában +10% és –15% eltérést is megengednek a nominális értéktől).

Példaként a 230 V, 50 Hz nominális hálózati feszültségre számolva:

$$V_{i(max)} = 1,1 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i(nom)} = 1,1 \cdot 1,41 \cdot 230 \text{ [V]} = 357,77 \text{ [V]} \approx 360 \text{ [V]}$$

A problémát még tetézi, hogy az említett Greatz egyenirányítót egy C értékű C_1 szűrőkondenzátor követ. Így majdnem mindegyik fogyasztó ún. kapacitív bemenetű lesz. Járulékos probléma még, hogy ilyenkor a tápegység csak akkor vesz fel áramot a hálózathoz, amikor a hálózat pillanatnyi feszültsége meghaladja a C_1 szűrőkondenzátor feszültségét. Ezen áramfelvételi periódus általában a félperiódusú 180° elektromos fokból mindössze 45° – 60° -ra korlátozódik. A C_1 kondenzátor szerepe, hogy a bemeneti szinuszos félhullámokat simítsa. Minél nagyobb e kondenzátor értéke (vagy kisebb a terhelés), a bemeneti kör annál simább egyenfeszültséget szolgáltat.

Ismerjük a C_1 kondenzátort tartalmazó szűrőkör kimeneti hullámosságának a (megközelítő) képletét, ahol ΔV_0 a kimeneti feszültségváltozás (az ún. ripple vagy brumm feszültség), t a szűrni kívánt feszültség periódusa, I_0 az átlagáram és a C a szűrőkondenzátor kapacitása:

$$\Delta V_0 = \frac{I_0 \cdot t}{C}$$

Ha egy adott P_0 teljesítményre a megengedett relatív hullámosság a $\Delta V_0/V_0$, akkor kiszámíthatjuk a C -t:

$$C = \frac{I_0 \cdot t}{\Delta V_0} = \frac{V_0 \cdot I_0 \cdot t}{V_0 \cdot \frac{V_0}{V_0} \cdot \Delta V_0} = \frac{t}{V_0^2 \cdot \frac{\Delta V_0}{V_0}} \cdot P_0$$

Ha egy adott P_0 teljesítményre a C értékű szűrőkondenzátort használjuk, a relatív feszültségesés, a ΔV_0 :

$$\Delta V_0 = \frac{I_0 \cdot t}{C} = \frac{V_0 \cdot I_0 \cdot t}{V_0 \cdot C} = \frac{t}{V_0 \cdot C} \cdot P_0$$

ahonnan

$$V_{i(min)} = \sqrt{2} \cdot V_{min} - \Delta V_{0(min)}$$

ahol

$$V_{min} = 0,85 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i(nom)} - \Delta V_{0(min)}$$

A fenti egyszerűsített számítás felhasználható eredményeket ad.

Ha 1 W teljesítményhez egy 1 μF -os kondenzátort használunk, mint szűrőt, akkor a -15% -os bemeneti minimális feszültséghez a feszültségcsökkenés $\Delta V_0 = 36 \text{ V}$.

Tehát

$$V_{i(\min)} = 0,85 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i(\text{nom})} - \Delta V_0 = 0,85 \cdot 1,41 \cdot 230 [\text{V}] - 36 [\text{V}] \approx 240 [\text{V}]$$

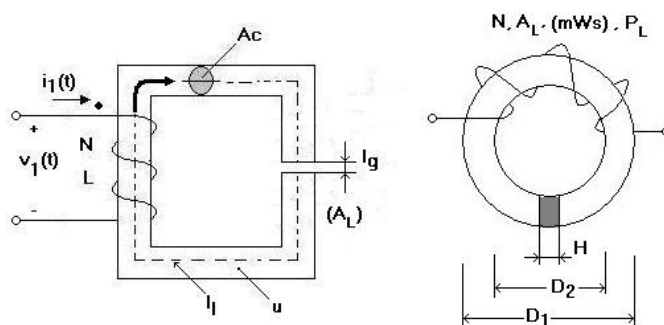
A szakirodalom mindig figyelembe veszi a C_1/P_1 arányt.

Használatos értéke: $C_1/P_1 = 0,5 \dots 3 [\mu\text{F}/\text{W}]$.

Igényesebb tervezéshez használatosak azok a görbék, amelyek egy „a” tényezőt is figyelembe vesznek, tehát paraméterezik a $\Delta V_0 - C_1/P_1$ diagramot. Az „a” tényező a hálózati feszültség kimaradásával függ össze. Ha $a = 0$, nem volt feszültség kimaradás, ha $a = 1$, egy félperiódus kiesett, ha $a = 2$, egy egész periódus hiányzott az áramellátásból.

Az energiatároló tekercs méretezése

Az energiatároló tekercshez légréses, vagy kis relatív induktivitás-értékű (A_L) vasmagot használunk (3.61. ábra). Kis értéket jelent, ha $A_L < 250 [\text{nH}]$.



3.61. ábra. Légréses és toroid tekercs

Légréses tekercs számítása

Ha ismerjük a kívánt L induktivitás értékét, a tekercs I maximális áramát, a vasmag A_c keresztmetszetét, valamint a használható maximális indukciót (ez általában $< 0,3 \text{ T}$), akkor a légrés nagysága, az általános részben ismertettek szerint:

$$l_g = \mu_0 \cdot \frac{L \cdot I^2}{B_{\max}^2 \cdot A_c}$$

és a menetszám:

$$L \cdot I^2 = N \cdot I \cdot \Phi$$

$$N = \frac{L \cdot I}{B_{\max} \cdot A_C}$$

Ha adott a vasmag relatív induktivitása, valamint a tervezendő induktivitás L értéke, az N menetszám:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Ebben az esetben mindig ellenőrizni kell a vasmagban létrejövő maximális indukciót, hogy az ne haladja meg az illető vasmagra a gyártó által megadott $B_{\max}$ -ot.

$$B = \frac{L \cdot I}{N \cdot A_C}$$

Ha az eredményül kapott B nem kisebb, mint $k \cdot B_{\max}$, akkor mindig egy nagyobb keresztmetszetű magot kell választanunk és a számításokat ismételnünk mindaddig, amíg nem teljesül a feltétel, hogy

$$B < k \cdot B_{\max}$$

A számítássorozat végére megkapjuk, hogy milyen méretű vasmagot is használhatunk. A k tényezőt mindig figyelembe kell venni!

Toroid tekercs számítása

A gyártók toroid (gyűrűs) vasmagoknál a maximálisan tárolható energiaképességet adják meg, mint kiválasztási kritériumot (dimenziója $\text{mW} \cdot \text{s} = \text{A}^2 \cdot \text{mH}$)

Ha adott az L induktivitás és a maximális I áram, meghatározzuk a $\frac{L \cdot I^2}{2}$ -t.

A maximálisan tárolható energiaképességhez egy relatív induktivitás érték, az A_L tartozik. A toroid kiválasztásánál olyan méretű vasmagot választunk, amelynek energiatároló-képessége egyenlő vagy nagyobb, mint a számított. A kiválasztott toroidhoz tartozó A_L értékkel számolunk az alkalmazandó menetszám megállapításához.

Az ismert képlettel kiszámítjuk a menetszámot.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

A gyártók megadják a toroid tekercs megengedhető maximális teljesítmény disszipációját, a P_L -t ($P_L = P_{loss}$). Ebből kiszámíthatjuk a tekercs maximális ellenállását (R_L), amely értéket felhasználjuk ahhoz, hogy megkapjuk az L induktivitású tekercsnél használt vezető keresztmetszetét.

$$R_L \leq \frac{P_L}{I^2}$$

Nikkel-acél gyűrűk adatai, méretei (Krupp)

3.2. táblázat

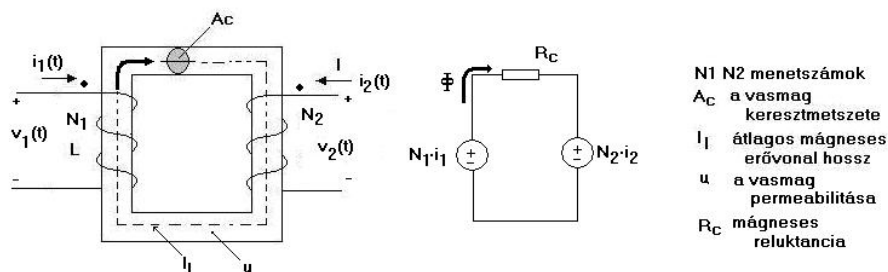
Vasmag nagyság	mWs	A_L (nH)	D_1 (mm)	D_2 (mm)	H (mm)
1	1,3	110	21	13	16
2	3,2	205	26	13	10
3	8,0	175	35	16	10
4	20,0	315	40	20	20
5	50,0	460	55	23	20

A transzformátor modellje

Ahhoz, hogy egy transzformátor működni tudjon, úgynevezett mágnesezési áramra is szükség van. Ha a transzformátor primer tekercsére (N_1) $v_1(t)$ feszültséget kapcsolunk (3.62. ábra), akkor a primer tekercsen egy $i_1(t)$ áram alakul ki. Ez egy fluxusváltozást ébreszt a transzformátor vasmagjában. E fluxusváltozás hatására a szekunder körben lévő N_2 menetszámú tekercsben – a menetszámok arányában – hasonló feszültség indukálódik.

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N_2}{N_1} \cdot v_1$$



3.62. ábra. Ábra a transzformátor modelljének a meghatározásához

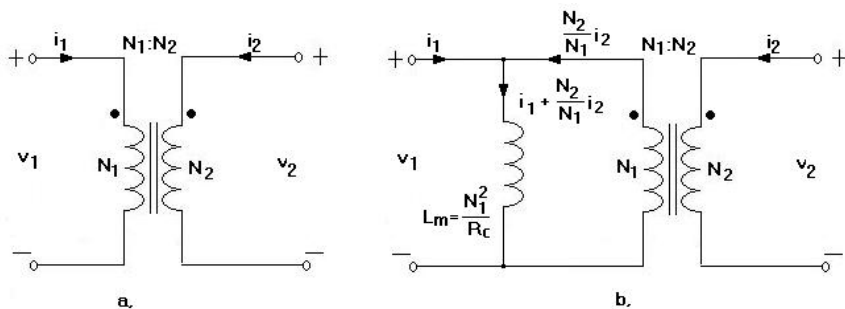
Ha a szekunder tekercsben áram folyik, ennek az áramnak a gerjesztése olyan lesz, amely ezt a fluxusváltozást gátolni igyekszik. A primer tekercs áramfelvétele megnő, hogy a szekunder tekercsben folyó áram gerjesztését ellensúlyozhassa. A primer tekercs árama végül

$$i_1 = i_m + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2$$

ahol i_m a transzformátor fluxusának létrehozásához szükséges mágnesező áram. Gyakorlatilag e mágnesező áram a mágneses doménok egy irányultságban való tartáshoz szükséges.

Ezt a jelenséget felfoghatjuk úgy, hogy az ideális transzformátor mellett létezik egy L_m induktivitású mágnesező tekercs (3.63. ábra) amelynek induktivitása kiszámítható és értéke a következő:

$$L_m = \frac{N_1^2}{R_c}$$



3.63. ábra. Az ideális és a valóságos transzformátor modellje

Flyback konverter transzformátorának számítása

Mivel a bemeneti V_i feszültséget rákapcsoljuk a primertekercsre, meg kell állapítani a bemeneti maximális I_{imax} áramot:

$$I_{imax} = \frac{V_i \cdot t_{on}}{L_{pri}}$$

ahol t_{on} a tranzisztor vezetési ideje, L_{pri} a primer tekercs induktivitása és ahonnan

$$L_{pri} = \frac{V_{imin} \cdot D_{max}}{I_{imax} \cdot f}$$

általában $D_{max} = 0,5$.

A tekercsben tárolt energia a t_{on} idő végén:

$$E_{tárolt} = \frac{L_{pri} \cdot (I_{imax})^2}{2}$$

Ebből megadható a bemeneti teljesítmény:

$$P_i = \frac{L_{pri} \cdot (I_{imax})^2}{2} \cdot f \geq P_0$$

A légrés hossza (ha katalógusból választhatunk egy légréses vasmagot és amelynek vasmag keresztmetszete akkora, hogy a kiszámított kimeneti teljesítménynek megfelelő, akkora a választandó vasmagnak a légrésének hossza):

$$l_g = \mu_0 \cdot \frac{L_{pri} \cdot I_{imax}^2}{B_{max}^2 \cdot A_c}$$

ahol

B_{max} a megengedett maximális indukció (T [weber/m²])

L_{pri} a primer tekercs induktivitása (H)

A_c a vasmag keresztmetszete (m²)

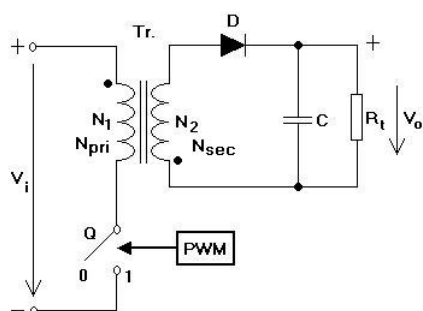
l_g a légrés hossza (m)

A menetszám:

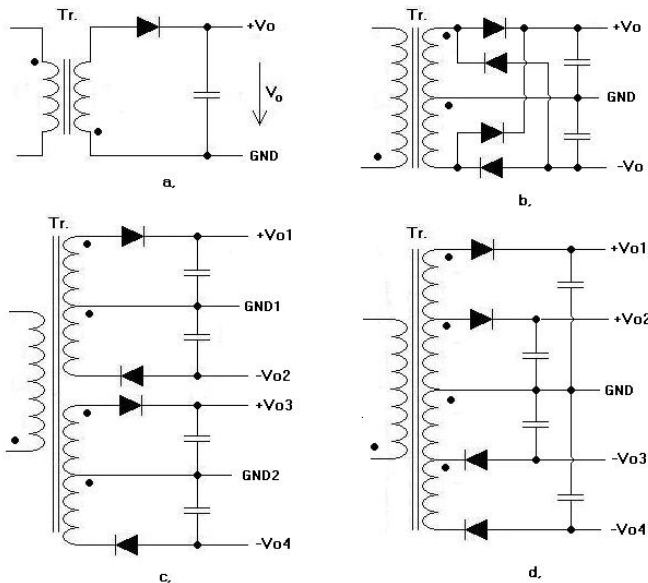
$$N_1 = N_{pri} = \frac{L_{pri} \cdot I_{imax}}{B_{max} \cdot A_c}$$

A vasmag katalógusából választhatunk egy olyan vasmagot, amelynek légrése megegyezik, vagy a legközelebbi nagyobb méret a kiszámítottnál. Ha a kiválasztott vasmagnak ismerjük a relatív permeabilitását, akkor a primer menetszámot így is kiszámíthatjuk:

$$N_1 = N_{pri} = \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}}$$



3.64. ábra. Flyback konverter



3.65. ábra. Különböző flyback szekunder elrendezések

Egy szekunder tekercs egy megadott V_o kimenő feszültségre:

$$N_{\text{sec}} = N_{\text{pri}} \cdot \frac{(V_o + V_F) \cdot (1 - D_{\text{max}})}{V_{i\text{min}} \cdot D_{\text{max}}}$$

Természetesen egy flyback konverter szolgáltathat több feszültséget is. Ezek lehetnek szimmetrikus- vagy ún. földfüggetlen kivezetések. A 3.65. ábra ezekből mutat be néhányat.

Egy forward transzformátor számítása

A forward konverter transzformátorának a tervezéséhez van néhány kiindulási adatunk. E konverter transzformátora valóságos transzformátor, tehát nem légréses.

A forward konverter működését megadó összefüggések:

$$V_o = D \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot V_i$$

$$D \leq 0,5$$

gyakorlatban $D_{\text{max}} \leq 0,45$

Természetesen igaz, hogy

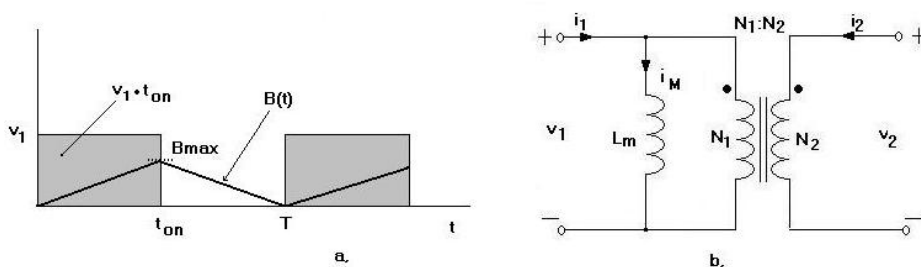
$$D_{\text{max}} \cdot V_{i\text{min}} = D_{\text{min}} \cdot V_{i\text{max}}$$

ahonnan

$$D_{\text{min}} = D_{\text{max}} \cdot \frac{V_{i\text{min}}}{V_{i\text{max}}}$$

Ismernünk kell az átvitt teljesítményt a P_o -t valamint az f működési frekvenciát is.

Ferrit magok katalógusából kiválasztjuk az e teljesítményhez megfelelő vasmagot a gyártók ajánlásai alapján. Tehát megvan már az A_c a vasmag keresztmetszete. Ugyancsak az illető katalóguslapból megkapjuk a választott működési frekvenciához ($f = 1/T$) a vasmagban megengedhető maximális indukciót a B_{max} -ot.



3.66. ábra. Ábra a primer és szekunder menetszámok meghatározásához

A 3.66. ábra alapján felírhatjuk a következő képleteket:

$$v_1 = L_m \cdot \frac{di_M}{dt} \Rightarrow L_M \cdot \Delta I_M = V_1 \cdot \Delta t$$

$$L \cdot I = N \cdot \Phi \Rightarrow L_M \cdot \Delta I_M = N \cdot \Delta B \cdot A_C$$

ahonnan

$$N = \frac{V_1 \cdot \Delta t}{\Delta B \cdot A_C}$$

A fenti képlet alapján kijelenthetjük, hogy lényegében a menetszámot a mágnesezési induktivitás határozza meg.

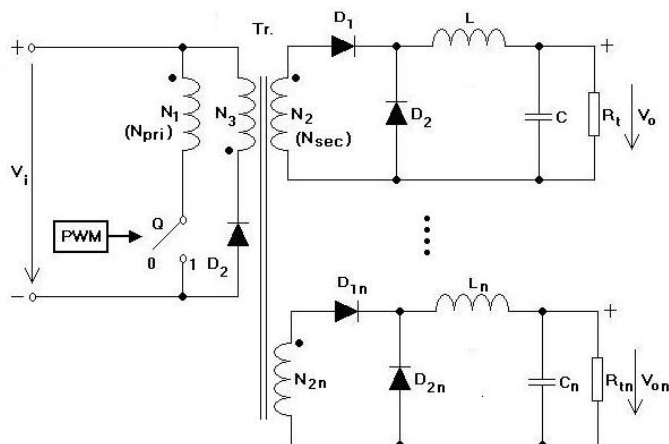
A legrosszabb a helyzet, ha a működési pont a V_{1max} és D_{max} értékeknél alakul ki, tehát

$$N_1 = N_{pri} = \frac{V_{1max} \cdot D_{max} \cdot T}{A_C \cdot B_{max}}$$

természetesen

$$N_1 = N_3$$

Mivel a ferrit μ_r relatív permeabilitását befolyásolja a ferrit hőmérséklete, ajánlott olyan magot választani, amelynél $A_L = 2000 \dots 2500$ [nH]. Ha a kiválasztott vasmag relatív induktivitása sokkal nagyobb (5-6000 nH) akkor egy kb. 0,1...0,2 mm légréssel lehet az A_L -t a kívánt értékre csökkenteni.



3.67. ábra. Több kimenetű forward konverter

A szekunder tekercs menetszáma

$$N_2 = N_{\text{sec}(1)} = N_{\text{pri}} \cdot \frac{1,1 \cdot (V_0 + V_F)}{V_{i \min} \cdot D_{\max}}$$

ahol V_F a dióda nyitóirányú feszültségesése, $V_{i \min}$ a legalacsonyabb bemeneti feszültség, $D_{\max}$ a kitöltési tényező maximális értéke ($D_{\max} \approx 0,45$).

Ha több szekunder tekercsünk van (2,...,n), a konverter szabályozását a legnagyobb teljesítményt leadó tekercs kimenő feszültségére építjük (3.66. ábra), ezért ez a szekunder tekercs lesz a $N_{\text{sec}(1)}$.

$$N_n = N_{\text{sec}(n)} = N_{\text{sec}(1)} \cdot \frac{V_{0n} + V_{Fn}}{V_{0(1)} + V_{F1}}$$

Meghatározhatjuk a primer és szekunder tekercs induktivitását, ha ismerjük a ferrit relatív induktivitását, az A_L -t.

$$L_1 = L_{\text{pri}} = N_{\text{pri}}^2 \cdot A_L$$

A primer tekercs maximális áramát a szekunder áram reflektálódása és a mágnesezési áram összegeként is kifejezhetjük:

$$I_{1\max} = n \cdot (I_{0\max} + \Delta I_L / 2) + I_M$$

A mágnesezési áram maximuma:

$$I_{M \max} = \frac{V_{i \max} \cdot D_{\max}}{f \cdot L_{pri}}$$

A forward konverter transzformátor vasmagjának a (minimális) köbtartalmát meghatározhatjuk a következő képlettel:

$$V_C = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{I_{M \max} \cdot L_1}{B_{\max}^2}$$

Egyes szerzők az alábbi kifejezést adják meg, a primer tekercs menetszámának:

$$N_1 = \frac{V_{1nom} \cdot T}{4 \cdot A_C \cdot B_{\max}}$$

A két kifejezés értéke nem is áll olyan távol egymástól, mivel tudjuk, hogy $D_{\max} < 0,5$ (a tervezők a $D_{\max} = 0,45$ értéket tartják elfogadhatónak, és a V_{imax} és V_{inom} közötti arány $1,2 \cdot \sqrt{2}$).

Meg kell még határoznunk az L_1 értékét (a transzformátor primer oldali tekercsének a induktivitását). Mivel a forward topológiában a transzformátort egy L induktivitású energiatárolós tekercs követi, e tekercs induktivitása reflektálódik a transzformátorra is. Ez befolyásolja a mágnesezési áramot is. Ajánlott, hogy az L_1 értékét a következő összefüggés adja meg:

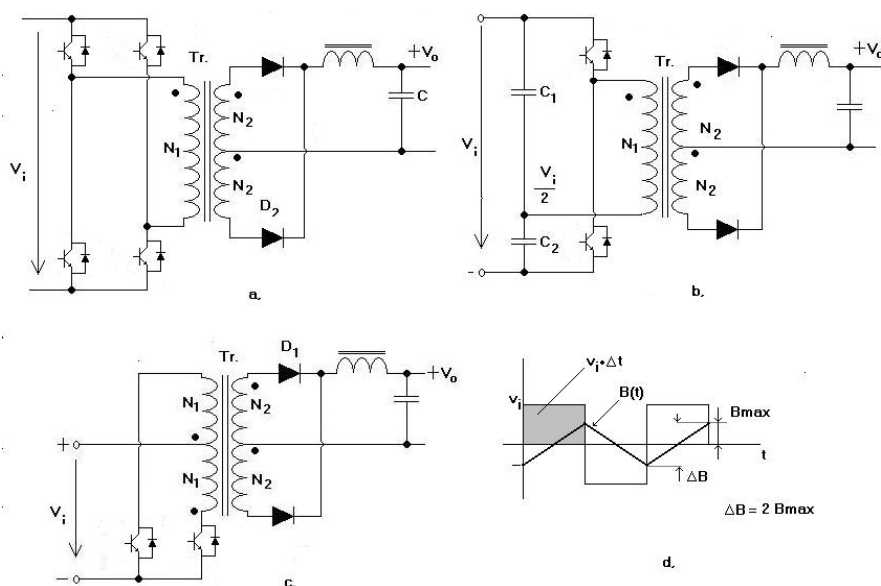
$$L_1 = \lambda \cdot n^2 \cdot L$$

ahol $\lambda = 2 \dots 6$ és $n:1 = N_1:N_2$.

Transzformátoros konverterek

(a félhidas, egészhidas és a push-pull konverter)

Amíg az eddig tárgyalt konvertereknél a mágneses indukció a $0 \dots B_{\max}$ értékek között változott (a vasmagot a mágneses indukció csak egy irányban vette igénybe), az alábbi konvertereknél a mágneses fluxus két irányba veszi igénybe a vasmagot ($\Delta B = 2 \cdot B_{\max}$).



3.68. ábra. a) az egészhidas; b) a félhidas
c) a push-pull konverter és d) az indukció változása a vasmagban

Ezeket a konvertereket (a félhidas, egészhidas és a push-pull konvertert) a forward konvertereknél bemutatott módszer szerint kell tervezni (3.68. ábra). Az aktuális primer menetszám:

$$N_{pri} = \frac{V_i \cdot \Delta t}{\Delta B \cdot A_C}$$

Nézzünk egy tervezési példát!

Egy egészhidas konverter primer tekercsének menetszámát keressük a következő paraméterek ismeretében:

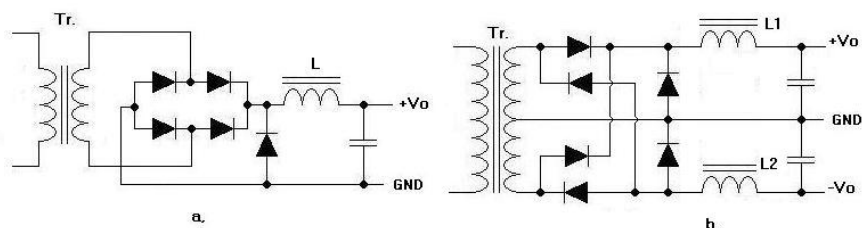
$$V_i = 250 \text{ V}, f = 50 \text{ kHz}, B_{max} = 0,2 \text{ T}, A_C = 91 \text{ mm}^2$$

$$\Rightarrow \Delta t = \frac{T}{2} = 10 \mu\text{s}$$

$$\Delta B = 2 \cdot B_{max} = 0,4 \text{ T}$$

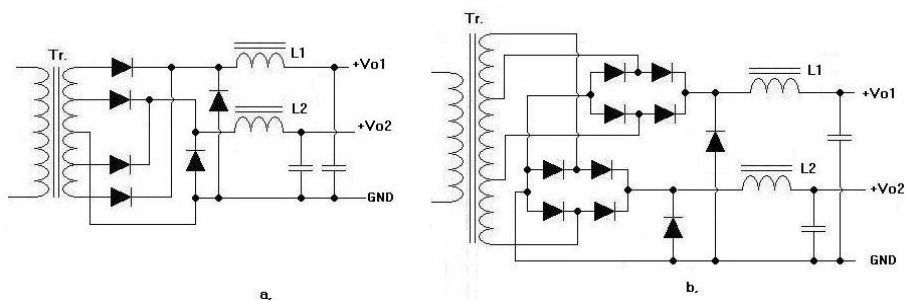
$$N_{pri} = \frac{250 \text{ V} \cdot 10 \mu\text{s}}{0,4 \text{ T} \cdot 91 \text{ mm}^2} \approx 68$$

Az alábbi ábrákon (3.69., 3.70. és 3.71. ábra) a most ismertetett konverterek különböző kialakítású szekunder köröit láthatjuk (ahol a fluxus két irányban veszi igénybe a mágneses kört).

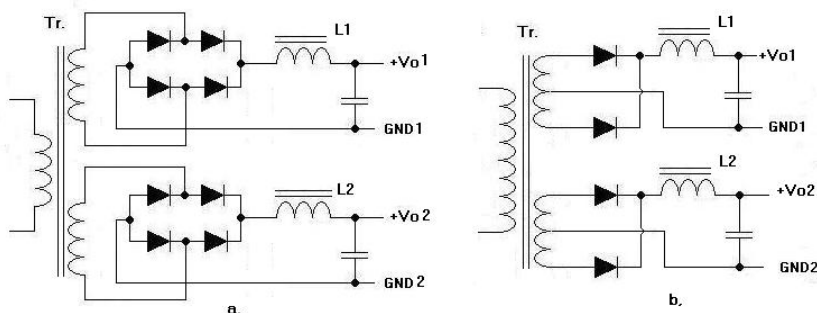


3.69. ábra. Egyutas és szimmetrikus kimenet

Természetesen egy-egy transzformátor szekunderét e szekunderköri kapcsolások kombinációja is alkothatja.



3.70. ábra. Több kimenet közös földdel



3.71. ábra. Egymástól elszigetelt kimenetek

Gyakorlati tanácsok

A tervezést mindig előzze meg a ferritvasmag gyártója által kiadott katalógus tanulmányozása. Az alábbiakban az elinduláshoz adunk néhány útmutatást. Mint látjuk, egy egyszerű kapcsolóüzemű tápegység megtervezése is igazi összetett feladat.

Íme pár gyakorlati útmutató (ún. ökölszabály):

A ferritmagoknál előírható maximális indukció (a kapcsolási frekvencia függvényében)

Kapcsolási frekvencia	A megengedett maximális indukció B_{max}
$< 50 \text{ kHz}$	$0,5 B_{sat}$
$< 100 \text{ kHz}$	$0,4 B_{sat}$
$< 500 \text{ kHz}$	$0,25 B_{sat}$
$< 1 \text{ MHz}$	$0,1 B_{sat}$

A különböző kapcsolások terhelhetősége

A konverter típusa	A kimeneti teljesítmény [W]	A bemeneti feszültség [V]
Buck	0-1000	5-1000
Boost	0-150	5-600
Buck/boost	0-150	5-600
Forward	0-150	5-500
Flyback	0-150	5-500
Push-pull	100-1000	50-1000
Félhidas	100-500	50-1000
Egészidas	400-2000+	50-1000

A ferritmagok kiválasztása

A ferritmag méret, a vasmagban tárolt energiától függ. Ezzel a problémával részletesebben foglalkoztunk az előbbiekben, az ott elmondottak esetlegesen felülírják a jelen táblázat adatait. Ha döntenünk kell, mindig a nagyobb magot használjuk!

A konverter teljesítménye [W]	Toroid típus MPP átmérő [mm]	EE, EL, vasmag [mm]
< 5	16	11
< 25	20	30
< 50	30	33
< 100	38	47
< 250	51	60

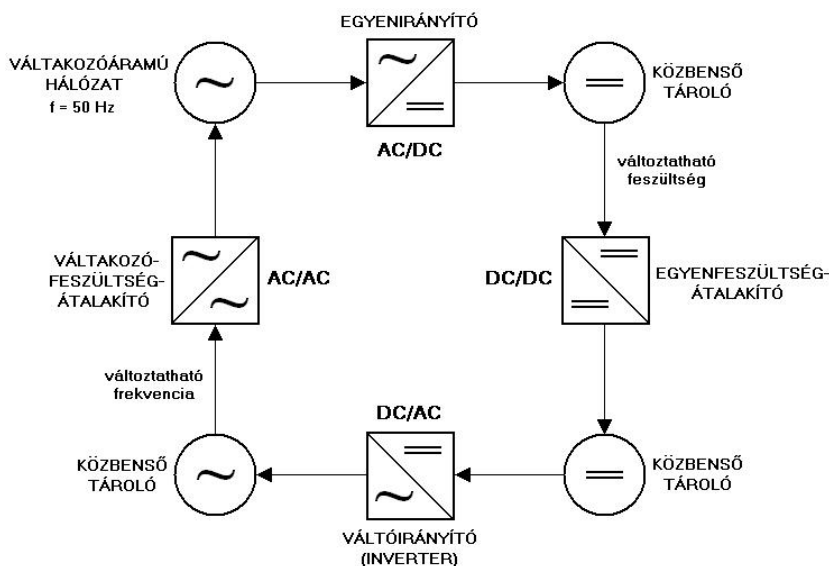
4. A frekvenciaváltók

A mai erősáramú elektronikában, egy-egy berendezésen belül többször is megváltoztatjuk az áram és a feszültség jellegét.

Az elektrotechnika frekvenciaváltót már régóta ismer. Gondoljunk csak a híres Kandó-féle frekvenciaváltós mozdonyokra, ahol az 50 Hz-es hálózathoz a váltakozó áramú vontatásban előnyösebb $16\frac{2}{3}$ Hz-es váltakozófeszültséget állították elő, igaz nem félvezető technikával.

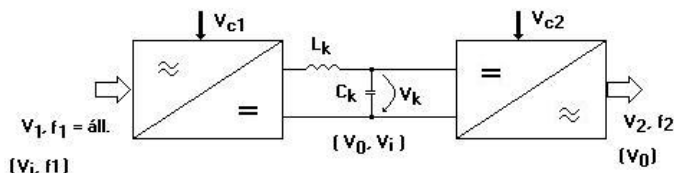
Ebben a könyvben csak a félvezető technika felhasználásával megvalósított frekvenciaváltókkal foglalkozunk.

A technikai nyelvben kavarnak az olyan kifejezések, mint inverter, váltóirányító, konverter, szaggató, egyenirányító, vezérelt egyenirányító, frekvenciaváltó stb. Ha egyértelműnek tűnik, akkor a konvertert használjuk a megfelelő előtaggal (DC/DC, AC/DC, AC/AC).



4.1. ábra. Az energia átalakítás sematikus struktúrája

Egy másik megközelítése lehet a problémának, hogy bemutatjuk egy frekvencia váltó struktúráját, amely ma a leginkább használt hajtástechnikai kapcsolás (4.2. ábra). Ezt a kapcsolást (struktúrát) egyenáramú közbensőkörrel ellátott (ún. statikus) frekvenciaváltónak nevezik.



4.2. ábra. Egy frekvenciaváltó sematikus struktúrája

A frekvenciaváltó lényegében egy (vezérelt)egyenirányító és egy váltóirányító (inverter), amelyet a közbensőköri egyenáramú rész (angolul DC link) köt össze.

E kapcsolatban, ha a közbensőköri egyenáramú rész áramforrás jellegű (az L_k induktivitás értéke jelentős és a C_k kondenzátor hiányozhat) akkor a kapcsolat egy *áraminverter*. Ha a közbensőköri egyenáramú rész feszültségforrás jellegű (a C_k kondenzátor kapacitása jelentős és az L_k induktivitás akár hiányozhat is), a kapcsolat egy *feszültséginverter*.

A kimeneti feszültség változó frekvenciáját az inverter szabályozásával érjük el. A szabályzójelet a V_{c2} szolgáltatja, míg a kimeneti V_2 feszültség nagyságát beállíthatjuk vagy a vezérelt egyenirányító kimeneti feszültségével vagy az inverter szabályozásával.

Az első esetben a V_{c1} jel segítségével állítjuk be a közbensőköri V_k feszültséget és ezt sokan *amplitúdómodulációnak* nevezik.

A második esetben, a kimeneti feszültség nagyságát is az inverterrel állítjuk elő. Ilyenkor mindegyik kimeneti félperiódusnyi feszültség egy vagy több impulzusból áll, amelyek szélessége változhat. Ha tehát az inverter szabályozásának következtében az inverter kimeneti jelei (a kimeneti feszültsége), hosszabb-rövidebb idejű vezérelt impulzusokból áll össze, akkor ezt a szabályozási módot impulzusszélesség modulációnak (ISZM-nek, angol-német rövidítésben PWM-nek) nevezzük.

Bár a fentiekben az invertert egy mondattal meghatároztuk, de valójában közöttük is három csoportot különböztetünk meg.

Ezek a következők:

- a hálózatról vezetett,
- a terhelésről vezetett és
- az autonóm inverterek.

A hálózatról vezetett inverterek egy létező, nagyon nagy teljesítményű hálózatra („merev” hálózatra) adnak le energiát (pl. szélérőművek inverterei és a nemzeti, vagy nemzetközi hálózatok). Vezérlési technikájuk folyamatos fejlesztés alatt áll.

A terhelésről vezetett inverterek legismertebb típusai tirisztoros vezérlésűek, amelyeknél a tirisztor által kért kommutációs feszültséget a terhelés (szinkronmotor, indukciós hevítő rezgőköre stb.) szolgáltatja.

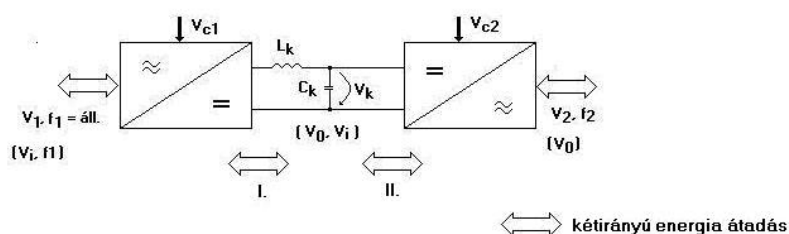
Az autonóm (szabadonfutó) inverterekkel egyenáramú tápforrásból szabadon meghatározható frekvenciájú, fázisszámú és feszültségű váltakozó áramot állíthatunk elő.

4.1. A modern energetikai szemlélet a teljesítményelektronikában

Korunk emberének mind nagyobb az elektromos energia igénye. Elektromos és elektronikus eszközökkel vesszük körül magunkat (mosógép, TV, számítógép, világítás, szállítás stb.) Ehhez járul hozzá majd, a közeljövőben az elektromos meghajtású közúti járművek tömeges elterjedése.

A villamos energia felhasználás szempontjából a villamos hajtás, ma a felhasznált energia kb. 30–35%-át képviseli. Az elektromos meghajtású közúti járművek tömeges elterjedésével már alapkövetelményként kezelhetjük, hogy a fékezési energiát visszatápláljuk az energiaforrásba (az akkumulátorba vagy a villamosok és trolibuszok esetén a hálózatba).

Ma nagy súlyt fektetnek az olyan konverterek ki- és továbbfejlesztésére, amelyek ezt a követelményt megvalósíthatják, azaz kétirányú energiaáramlást tesznek lehetővé.



4.3. ábra. Kétirányú energiaáramlásra tervezett frekvenciaváltó felépítése

A 4.3. ábrában V_1, f_1 a háromfázisú (egyfázisú) hálózatot képviseli, a C_k a közbensőköri energiátárolót (az esetek többségében egy kondenzátor te-

lep, de lehet egy akkumulátor telep is), míg a V_2, f_2 a felhasználónak szükséges feszültség és annak frekvenciája.

Természetesen, ha az $f_2 = 0$, az egyenáramú fogyasztói igényt jelent, de itt is felmerül a kétirányú energiaáramlás szükségessége (pl. egyenáramú villamos).

A frekvenciaváltók egyik különleges csoportját alkotják az ún. ciklokonverterek, amelyek közbenső egyenáramú kör nélkül hoznak létre az 50(60) Hz-es hálózathoz egy alacsonyabb frekvenciájú hálózatot.

4.1.1. Az AC-DC átalakítók (egyenirányítók)

Az AC-DC átalakítónak az egyszerűbb esetekben csak egyenirányító szerepe van. Ez az ún. vezéreltlen egyenirányító. Ha az egyenirányító kimeneti feszültsége változtatható, akkor vezérelt egyenirányítóról beszélünk.

Az egyenirányító lehet áramgenerátoros vagy feszültséggenerátoros kialakítású és a vezérelt egyenirányítónál lehetséges inverteres üzemmód kialakítása is.

A háromfázisú, vezéreltlen egyenirányító

A vezéreltlen egyenirányító a hálózati váltakozó feszültséget alakítja át egyenfeszültséggé.

Alapvetően két típus létezik: a monofázisú (egyfázisú) és a háromfázisú egyenirányító.

Az alapvető elektronikai ismeretekkel már megszereztük azokat az ismereteket, amelyek az egyfázisú egyenirányítókkal foglalkozik. Így ezeket most nem tárgyaljuk, hanem csak a háromfázisú egyenirányítókkal foglalkozunk a továbbiakban.

A háromfázisú, háromütemű egyenirányító

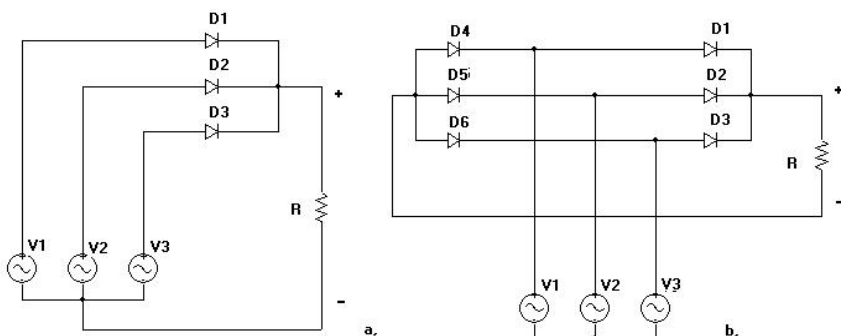
Alapvetően két megoldást alkalmazunk a háromfázisú egyenirányító megvalósítására: a félhidas (háromütemű) és az egészhidas (hatütemű) kialakítást (4.4.a, és b, ábra).

A vezéreltlen háromfázisú félhidas (4.4.a, ábra) egyenirányító kimeneti V_0 átlagfeszültsége:

$$V_0 = \frac{3}{2 \cdot \pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sqrt{2} \cdot V_f \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

ahol V_f a fázisfeszültség (effektív).

$$V_0 = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_f}{2 \cdot \pi} = 1,17 \cdot V_f$$



4.4. ábra. Vezéreltlen háromfázisú fél- és egészhidas egyenirányító

A vezéreltlen háromfázisú egészhidas (hatütemű) egyenirányító kimeneti átlagfeszültsége:

$$V_0 = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{2} \cdot V_v \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

ahol V_v a vonalfeszültség (effektív).

$$V_0 = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_v}{\pi} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_f}{\pi} = 2,34 \cdot V_f$$

ahol V_f a fázisfeszültség (effektív).

A háromfázisú, hatütemű (egészhidas) egyenirányító

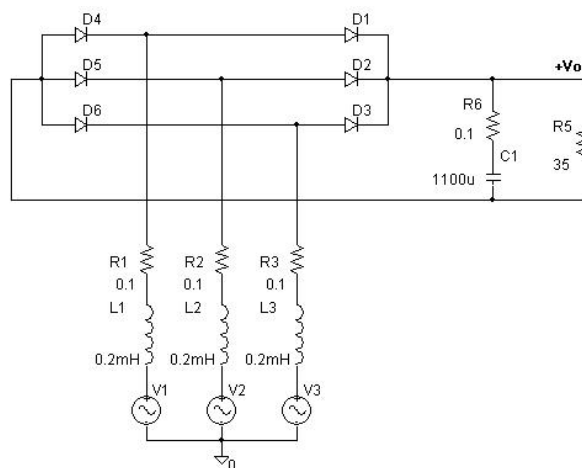
Nagyobb teljesítmények egyenirányítására, szinte kizárólag az egészhidas kapcsolást alkalmazzuk. Ezzel a kapcsolással foglalkozunk a következőkben.

Legyen a vezéreltlen háromfázisú H hidas egyenirányító bemenete tiszta szinuszos jel, míg terhelése lehet kapacitív (4.5. ábra) vagy induktív (4.7. ábra).

Vizsgáljuk meg a hatütemű egyenirányító bemeneti áramait kapacitív, illetve induktív terhelésre! Terhelése akkor kapacitív, ha nagy értékű C szűrőkonduktort alkalmazunk és akkor induktív, ha a szűrőkörben egy nagy értékű induktivitás található.

Kapacitív terhelésű egyenirányító

Az alábbi ábrák a SPICE áramkör szimulációs programmal készültek. A két áramkör (4.5. és 4.7. ábra) között a különbség csak a kimeneti terhelő körben van. A háromfázisú bemeneti fázisfeszültségek (V_1 , V_2 , V_3) csúcserőértékei 33 V, 50 Hz mindkét esetben. A terhelés is mindkét esetben $R_5 = 35 \Omega$ és először, mint kapacitív R-C terhelés (35Ω és $C_1 = 1100 \mu\text{F}$) majd mint R-L terhelés (35Ω és $L = L_4 = 1\text{mH}$) jelentkezik.



4.5. ábra. R-C terhelésű vezéreltlen egyenirányító

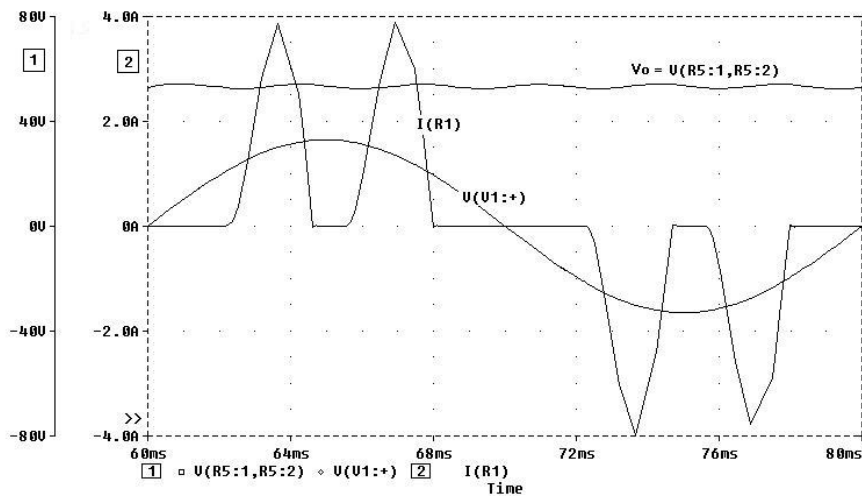
Mindkét szimulációban a hálózat reaktanciáját (L_1 , L_2 , L_3) is beépítettük a kapcsolásba.

Itt jegyezzük meg, hogy a hálózati reaktancia nem egy állandó érték, nagymértékben függ az egyenirányító előtti pillanatnyilag kialakult hálózattól.

Mivel a háromfázisú H hidas egyenirányító kapcsolásban a 2π periódusidő alatt 6 feszültségcsúcs adódik, és a terhelésbe bemenő áram mindig két fázison keresztül jön létre, ezért alakul ki a feszültséggenerátoros egyenirányítón a jellegzetes kettős bemeneti áram egy-egy fázisra.

Bemeneti áram csak akkor lehetséges, ha a bemeneti feszültség nagyobb a terhelési oldalon lévő kondenzátor pillanatnyi feszültségénél. A szimuláció remekül megmutatja ezt az állapotot.

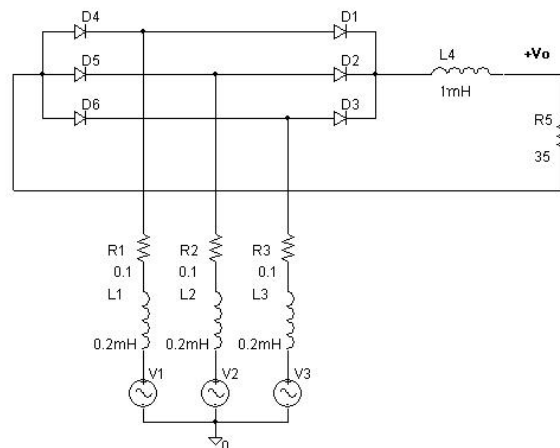
A 4.6. ábra a szimuláció eredményét mutatja. Természetesen a bemeneti áram nagy felharmonikus tartalommal bír.



4.6. ábra. R-C terhelésű vezéreltlen egyenirányító feszültség és áram jelalakjai

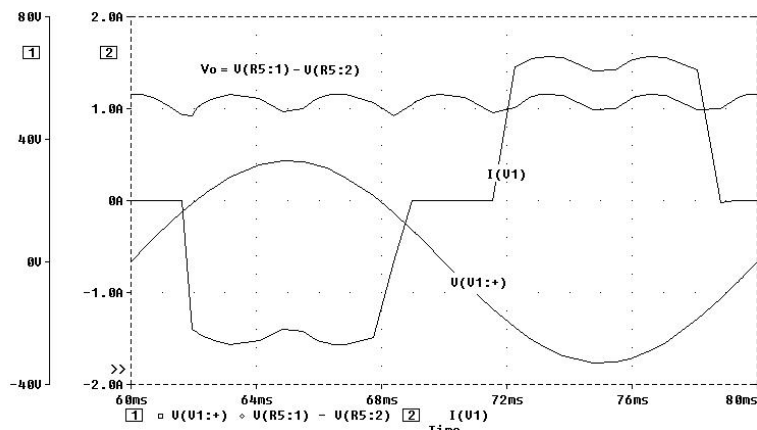
Induktív terhelésű egyenirányító

Ha a háromfázisú hatütmű (H híd) egyenirányító nem kapacitív terhelésű, hanem induktív, akkor a diódák vezetési ideje 120° (elektromos fok). Így pl. a pozitív ágra kötött D_1 -es dióda, 60° - 60° -ot fog vezetni a negatív ágra kapcsolódó D_5 és D_6 diódákkal (4.7. és 4.8. ábra).



4.7. ábra. L-R terhelésű vezéreltlen egyenirányító

Ilyenkor a bemeneti áram megközelítőleg négyszöghullám, amely sajnos jelentős felharmonikus összetevőt tartalmaz.



4.8. ábra. L-R terhelésű vezéreltlen egyenirányító feszültség és áram jelalakjai

Ebben az esetben a generálódó felharmonikus feszültségek frekvenciájára következő képletet alkalmazhatjuk:

$$f_h = h \cdot f_1$$

$$h = k \cdot q \pm 1$$

ahol f_1 az alapharmonikus frekvenciája pl. 50 Hz, h a felharmonikus sor-száma, k az egész számok halmaza, q az ütemszám (6 a háromfázisú, hat-ütemű egyenirányítónál)

A 3 fázis + null hálózati

A klasszikus elektrotechnika idején alakult ki a háromfázisú rendszer, amelynek jellemzője, hogy négyvezetékes rendszer (három fázisvezeték és egy null-vezeték). A három fázisvezetékben a nullhoz képest a három szinuszosan változó fázisfeszültség fázishelyzete egymáshoz képest 120° (elektromos fok) és jelölésként használhatjuk, a $3f + N$ (3 fázis és egy null vezeték) rövidítést.

A szimmetrikus (kiegyenlített) $3f + N$ rendszer által szolgáltatott teljesítmény:

$$P = 3 \cdot V_f \cdot I_f \cdot \cos \varphi$$

ahol V_f a fázisfeszültség és I_f a fázisáram, φ a feszültség és az áram közötti fáziskülönbség.

Vonali feszültséggel – ami bármely két fázisvezeték közötti feszültség – és áramokkal is megadhatjuk a háromfázisú rendszer teljesítményét:

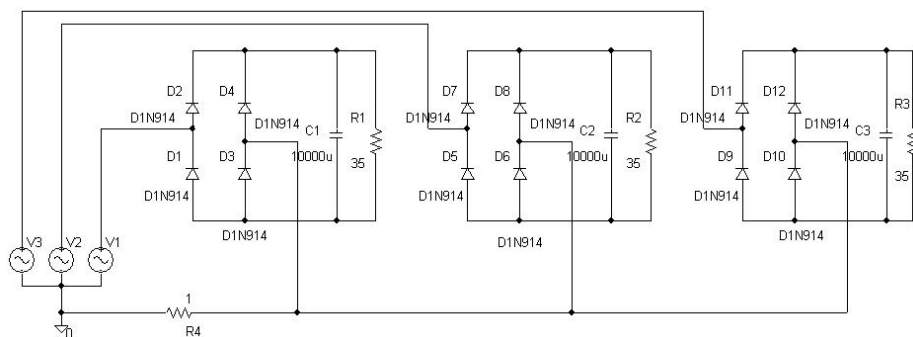
$$P = 3 \cdot V_f \cdot I_f \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot V_v \cdot I_v \cdot \cos \varphi$$

Ha a rendszer kiegyenlített (mindhárom fázis terhelése azonos), a null-vezetékben nem folyik áram (a terhelés lehet: rezisztív, induktív vagy kapacitív).

Teljesen megváltozik a helyzet, ha a háromfázisú rendszerünkre ún. kapacitív bemenetű fogyasztót kapcsolunk.

Az elektronikus eszközök általában egyenfeszültséggel működnek. A legegyszerűbb egyenfeszültség előállítási mód a diódás egyenirányítás és az azt követő kondenzátoros szűrés.

Egy ilyen $3f + N$ rendszert ábrázoltunk a 4.9. ábrán.



4.9. ábra. $3f + N$ rendszer szűrt egyenirányítós terheléssel

Mint látjuk, egy teljesen szimmetrikus háromfázisú rendszert ábrázoltunk, ahol a fogyasztókat egy Greatz típusú egyenirányító, az azonos értékű terhelő ellenállások (35Ω) és azonos értékű szűrőkondenzátorok ($10000 \mu\text{F}$) képviselik.

A SPICE szimulációs programcsomagot alkalmaztuk a feszültségek és áramok kiszámításához, valamint megjelenítéséhez.

A 4.10. ábra a kialakult feszültség és áramformákat mutatja a 4.9. ábra $3f + N$ rendszerében. Láthatjuk, hogy a bemeneti áram $I(V_3)$ alakja messze eltér a szinuszformától. Egy-egy rövid áramimpulzus feltölti a szűrő-

kondenzátorokat és az összesített null-áramot a 4.9. ábrán az $I(R_4)$ mutatja. Gyakorlatilag egy 150 Hz-es áramot látunk. Természetesen ennek a 150 Hz-es áramnak az alakja nem szinuszos, csak ahhoz hasonló. Az áramalak pontos meghatározásához a kondenzátoros töltés transzcendens egyenleteit kellene megoldani. Ma inkább áramköri szimulációs programcsomagokat használunk, ha pontosan ismerni akarjuk az említett áram alakját.

Matematikailag is megmagyarázható a kialakult helyzet.

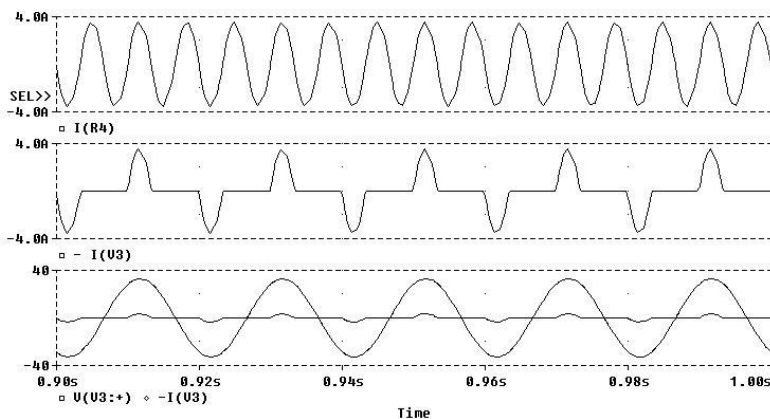
Egy-egy fázis bemeneti áramát kifejezhetjük Fourier sorfejtéssel is, a felharmonikusaik segítségével. Egy fázis árama:

$$i_{v1} = i_{v11} + \sum_{i=2k+1}^{\infty} i_{v1i}$$

$$= \sqrt{2} \cdot I_{11} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \Phi_1) + \sum_{i=2k+1}^{\infty} \sqrt{2} I_{1i} \cdot \sin(\omega_i \cdot t + \Phi_i)$$

ahol a mi esetünkben a három fázisra nézve $\Phi_1 = 0$, $\Phi_2 = 120^\circ$, $\Phi_3 = 240^\circ$ és $k = 1, 2, 3, \dots$

A másik két fázis áramnak (i_{v2} , i_{v3}) Fourier sorba fejtett változata teljesen hasonló, csak az 1-es indexeket átveszi a 2-es, illetve a 3-as.



4.10. ábra. Feszültség és áramformák a 4.9. ábra 3f + N rendszerében

Ha összegezzük a fázisáramokat, akkor megkapjuk a null-áramot (i_n):

$$i_n = i_{v1} + i_{v2} + i_{v3}$$

Ekkor igaz (szimmetrikus terheléskor), hogy

$$i_{v11} + i_{v21} + i_{v31} = 0$$

Az előbbi egyenlőség azért áll fenn, mert a Fourier sorba fejtéskor tiszta szinuszos áramokkal van dolgunk, amelynél az alapharmonikusok áramának mindenkor összege egyenlő zéró értékével. A null-vezetékben ebben az esetben felharmonikus áramokat találunk.

$$i_n = \sum_{i=3(2k-1)}^{\infty} \sqrt{2} I_{1vi} \cdot \sin(\omega_i \cdot t + \Phi_{vi})$$

és effektív értékben

$$I_n = 3 \cdot \sqrt{\sum_{i=3(2k-1)}^{\infty} I_{1i}^2}$$

Egy Fourier sorba fejtett feszültség vagy áram n-edik felharmonikusának amplitúdójának értéke az alapharmonikus 1/n-ed értékével egyenlő. Itt mivel csak páratlan felharmonikusok vannak, a fenti kifejezés akkor adja a null-áramra a legnagyobb értéket, ha csak a 3. felharmonikus létezik. Szimmetrikus terheléskor, a null-áram maximuma ($I_{n(max)}$) elérheti az alábbi értéket:

$$I_{n(max)} = 3 \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot I_{fázis}^2} = \sqrt{3} \cdot I_{fázis}$$

A null-vezetékben folyó rendkívül nagy null-áramnak több negatív következménye van. A null-vezeték ellenállása miatt a null-potenciál és a föld-potenciál nagyban különbözhet egymástól. Ez nem csak életvédelmi problémákat okozhat, hanem megzavarhatja a rendkívül érzékeny vezérlőberendezések, számítógépek működését is. E null-áram a mindenkor terhelések függvénye, a null- és föld-potenciál azonos szinten tartása szinte lehetetlen.

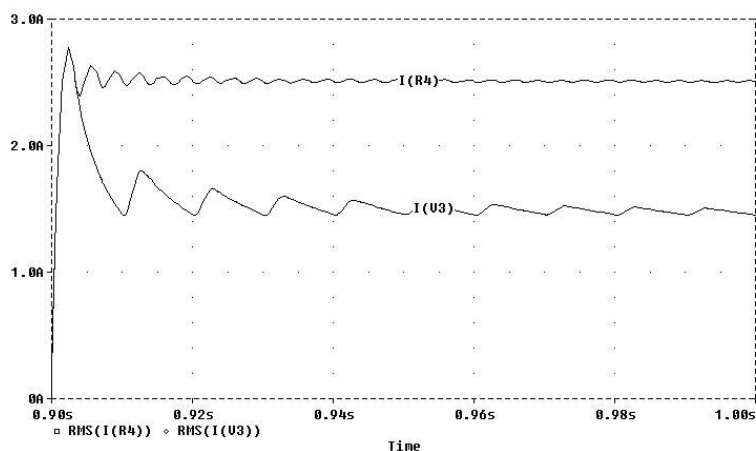
A null-vezeték nagyobb áram terhelheti, mint a fázisvezeték, tehát a null-vezeték tervezésére igencsak oda kell figyelni.

A ma létező, de még igen drága megoldás, hogy minden elektronikus eszközt, amely a hálózat egyik fázisára kapcsolódik ún. PFC (power factor corrector), azaz egységnyi teljesítménytényezőjű konverterrel lássunk el. E konverterekkel a korábbiakban már foglalkoztunk.

A példa, amelyen a szimulációt végeztük nem „légből kapott”. A kimeneti feszültség és teljesítmény a mai modern lap-top számítógépek energia-ellátásának kategóriájába esnek. Egy-egy irodaházban százával üzemelnek hasonló kategóriájú számítógépek, amelyek energiaellátása szét van osztva a hálózat 3 fázisára.

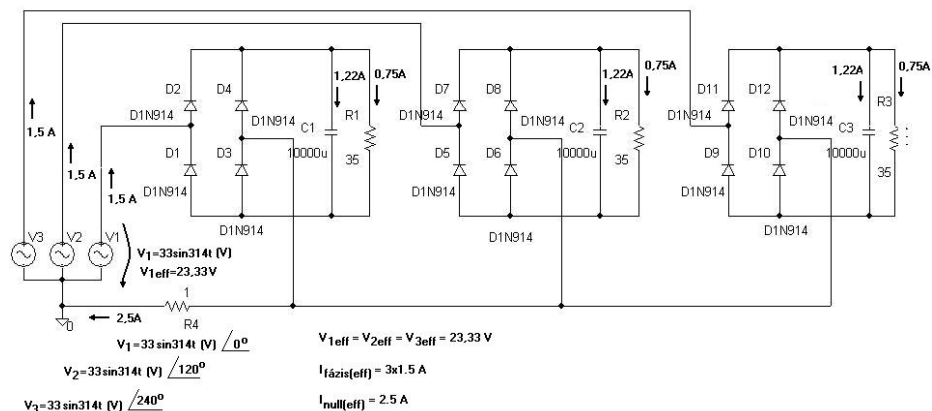
A SPICE program, amit használtunk egy ingyenesen használható diák verzió, amely sajnos nem tartalmaz nagyfeszültségű és nagyáramú félvezetőket. Ezért mutattunk be egy példát az 50 V és 5 A alatti tartományból. A SPICE programok diákverziói, csak viszonylag kisszámú csomópontot tartalmazó elektronikus kapcsolások szimulációját támogatják.

A 4.11. ábrán a példánkhoz kiszámoltattuk és ábrázoltattuk egy fázis-áram ($I_{(V3)}$) és a null-áram ($I_{(R4)}$) effektív értékét. Hasznosabb lett volna, ha a 4.10. ábra effektív áramszámolásait csak kimetszettük volna egy hosszabb számolási periódusból. Akkor szinte egyenes vonalakkal találkozhatunk volna effektív értékeként. Az ábrázolt rajzot, szimulációt dinamikusabbnak, gondolhatóbbnak ítéltük.



4.11. ábra. A számított-szimulált effektív fázis- (I_{V3}), és null-áram (I_{R4})

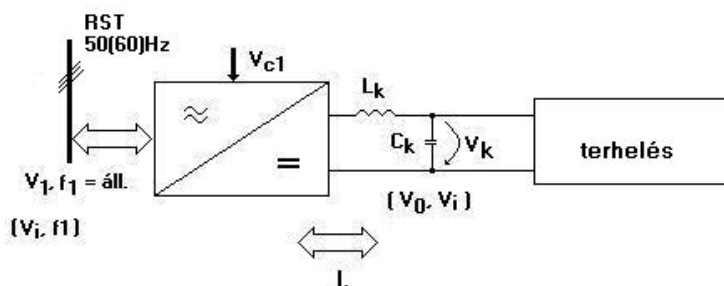
Kiszámoltattuk az effektív áramértékeket a terhelő-ellenálláson, illetve a szűrőkondenzátoron is. A 4.12. ábrán bejegyeztük a kiszámított értékeket.



4.12. ábra. Effektív áram és feszültségértékek a vizsgált 3f + N kapcsolásban

4.1.2. Vezérelt egyenirányítók

A vezérelt egyenirányító egy V_{c1} vezérlőfeszültség segítségével változó (kért) kimeneti egyenfeszültséget (V_o , V_k) biztosít (4.13. ábra).



4.13. ábra. Vezérelt egyenirányító

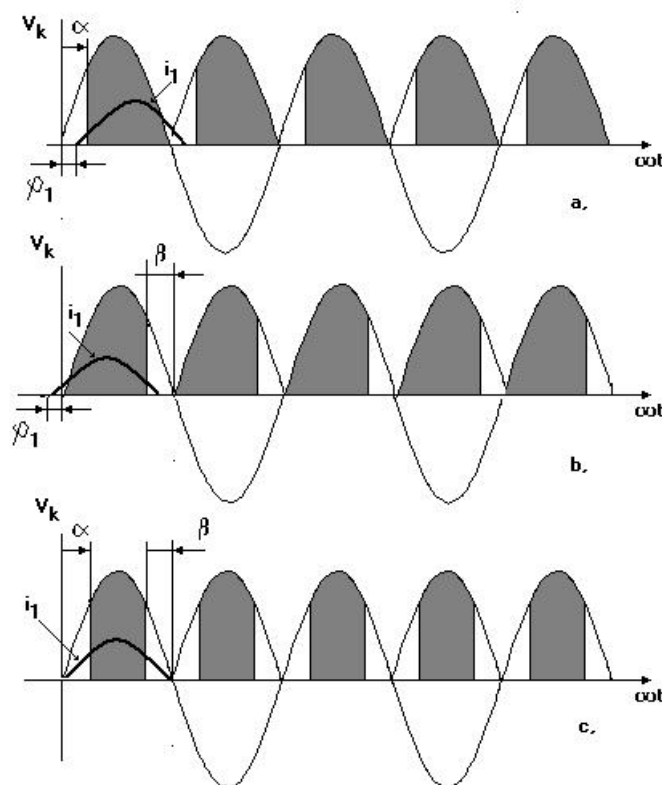
A váltakozó feszültségből szektorvezérléssel lehet változó egyenfeszültséget előállítani. A szektorvezérlés alapelvét a 4.14. ábra mutatja.

A tirisztorok bemutatásánál már foglalkoztunk a tirisztoros vezérelt egyenirányítókval. Ott is szektorvezérlést alkalmaztunk, az ott bemutatott technika a szokásos gyújtásszög-vezérlés (4.14. a) ábra). Az α gyújtási szög változtatásával lehet a kimeneti feszültséget változtatni. Ott is láttuk, hogy abban az esetben, ha a terhelés rezisztív vagy induktív (ezekkel az esetek-

kel foglalkoztunk) a hálózati áram alapharmonikusa a feszültséghez képest φ_1 fázisszöggel késik.

Ha ellenben a kommutációt úgy állítjuk be, hogy a bekapcsolás a feszültség null-átmenetelnél legyen és a kikapcsolás a $\pi - \beta$ szögnél következzen be, akkor az áram alapharmonikusa a feszültséghez képest sietni fog. Ebben az esetben, a hálózatban induktív meddőteljesítmény helyett kapacitív meddőteljesítmény keletkezik (4.14. b) ábra). Ennél a kapcsolásnál természetes kommutációt nem lehet alkalmazni, a kapcsolók vezérelt eszközök.

Ha a két módszert együttesen alkalmazzuk, és ha az $\alpha = \beta$, akkora hálózati áram i_1 alapharmonikusa fázisban marad a feszültséggel. Az egyenirányító egységnyi teljesítménytényezőjű lesz, de a felharmonikus tartalma jelentős marad.



4.14. ábra. A szektorvezérlés elve

Az egységnyi teljesítménytényezőjű egyenirányító számítása

Az előző fejezetben az állítottuk, hogyha a vezérlésnél $\alpha = \beta$, akkor a teljesítménytényező egységnyi lesz.

Terhelés nélkül a kimeneti feszültség átlagértéke (az egyenirányított feszültség periódusa π):

$$V_k = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \omega t = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\pi - \alpha)] = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \cos \alpha$$

Egy kapcsolón átmenő áram átlagértéke:

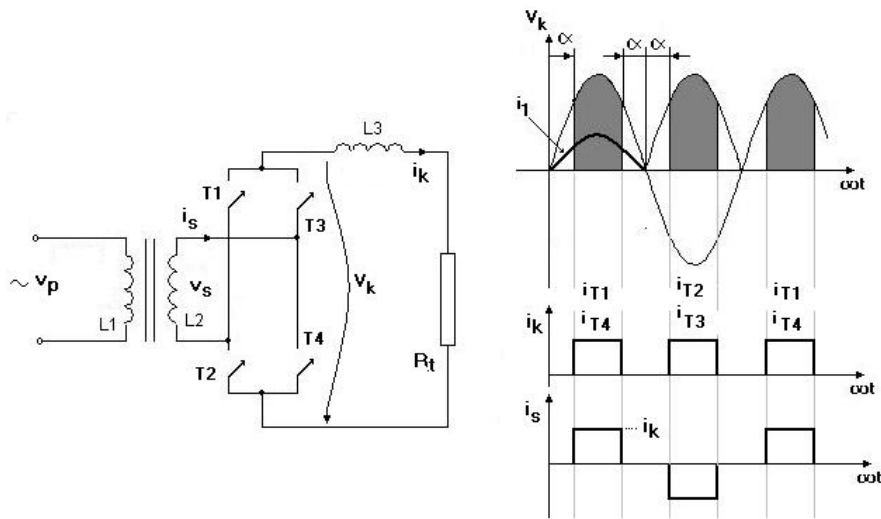
$$I_{T(av)} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_T \cdot d(\omega t) = \frac{I_K}{2 \cdot \pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} d(\omega t) = \frac{I_K}{2 \cdot \pi} (\pi - 2 \cdot \alpha)$$

Ennek maximuma akkor van, ha $\alpha = 0$.

$$I_{T(av)\max} = \frac{I_K}{2}$$

A transzformátor szekunder áramának effektív értéke:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_k^2 d(\omega t)} = I_K \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \alpha}{\pi}}$$

4.15. ábra. A $\cos \varphi_l = 1$ -es egyenirányító

A transzformátor szekunder áram alapharmonikusának effektív érték számításához figyelembe kell venni, hogy ez a függvény páratlan és ezért a Fourier sorba fejtéskor csak szinuszos összetevők vannak:

$$I_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_s \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} i_s \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_k \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sin \omega t \cdot d(\omega t)$$

$$I_{s1} \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_k \cdot \cos \alpha$$

A transzformátor szekunder tekercsén a látszólagos teljesítmény:

$$S = V_s \cdot I_s = V_s \cdot I_k \cdot \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \alpha}{\pi}}$$

A terhelésen disszipált aktív teljesítmény:

$$P_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_k \cdot i_k d(\omega t) = V_k \cdot I_k = V_{K0} \cdot I_k \cdot \cos \alpha = P_{K0} \cdot \cos \alpha$$

ahol P_{K0} a maximális disszipált teljesítményt jelenti.

Az alapharmonikus látszólagos teljesítménye:

$$S_1 = V_s \cdot I_{s1} = V_s \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} I_K \cos \alpha = V_{K0} \cdot I_K \cdot \cos \alpha = P_k$$

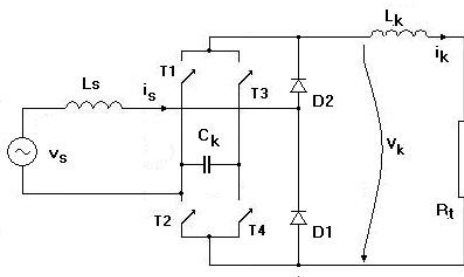
Az alapharmonikus teljesítménytényezője:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_k}{S_1} = 1$$

Elvileg ez a kapcsolás inverter üzemmódban is működik, ilyenkor a kapcsolók vezérlése felcserélődik, T_1 és T_4 a negatív, míg T_2 és T_3 a pozitív félperiódusban kap nyitóirányú szabályozó jelet.

A fenti fejtegetésekről azt mondhatnánk, hogy csak elméletiek, nem számoltunk több fontos tényezővel. Ezek közül felsorolunk néhányat: nem vettük figyelembe a hálózat mindig jelenlévő L_s jelentős induktivitását. Ha az i_s áramot megszakítjuk, az L_s induktivitásban tárolt mágneses energiának ($L_s \cdot i^2/2$) villamos energiaként kell tárolódnia. Erre szolgál a C_k oltókondenzátor, amely gyakorlatilag megszakítja az L_s induktivitás áramát (4.16. ábra).

A 4.16. ábrán közölt kapcsolást a (T_1, T_2, T_3, T_4) tirisztorokra fejlesztették ki. A kapcsolás a D_1 és D_2 diódák miatt inverter üzemre nem alkalmas. A kifejlesztéskor a cél a kapacitív meddőteljesítményt létrehozó áramkör megalkotása volt. Hátránya még e kapcsolásnak, hogy a kondenzátorban tárolt energia a mindenkor áram nagyságától függ, és ezért a ($T_1 \dots T_4$) kapcsolók feszültség igénybevétele jelentős és változó. E kapcsolásnak léteznek továbbfejlesztett változatai is.

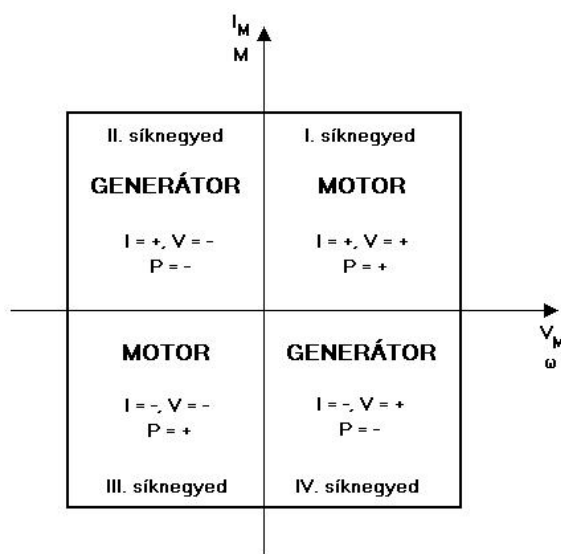


4.16. ábra. A kapacitív meddőteljesítményű egyenirányító

A továbblépést a tirisztorok elhagyása és helyettük kikapcsolható tranzisztorok alkalmazása segítette elő, és mindezt természetesen egy megváltozott vezérlési struktúrára építve.

4.1.3. DC motor szabályozása

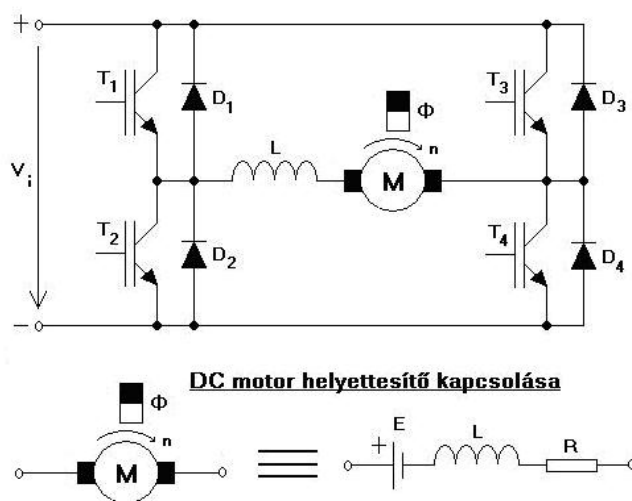
Egy egyenáramú gépnek (jelen esetben DC motornak) a működését négy síknegyedben ábrázolhatjuk, amelyben kettőn, mint motor (a két forgásiránynak megfelelően) míg a másik kettőn szintén a két forgásiránynak megfelelően, mint generátor (fék) működik (4.17. ábra).



4.17. ábra. Az egyenáramú gép működési módjai

Az egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy a motor egy állandó gerjesztésű (állandó mágnesű) villamos gép. Minden villamos gépnek működés közben van egy belső feszültsége (E), illetve a tekercselésének van egy L induktivitása és egy R ellenállása is. Egyes esetekben, az elektronikusan vezérelt villamos gépekhez még egy külső L induktivitást is alkalmaznak, hogy a feszültségek be, illetve kikapcsolásakor az árammeredekségeket (az áram időbeni változását) a megfelelő értéken tartsák.

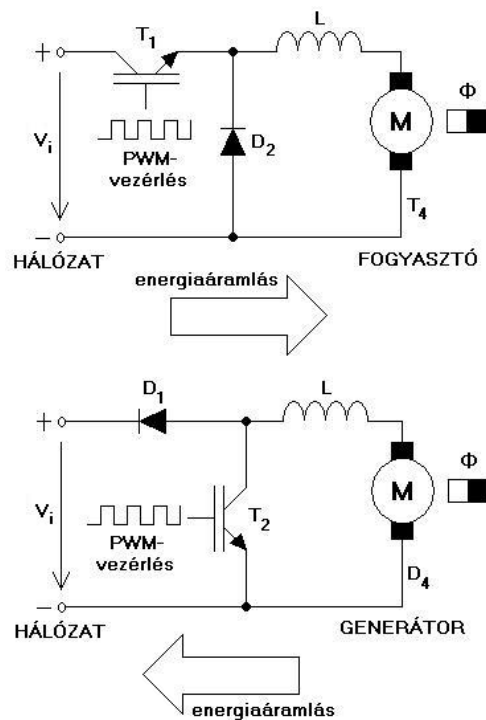
Ha egy ún. H híd átlójában helyezzük el az egyenáramú villamos gépet (DC motort), akkor a különböző kapcsolók megfelelő kapcsolgatásával a gép mind a négy síknegyedben vezérelhető (4.18. ábra).



4.18. ábra. Egyenáramú motor
négynegyedes működtetését megvalósító hídkapcsolás

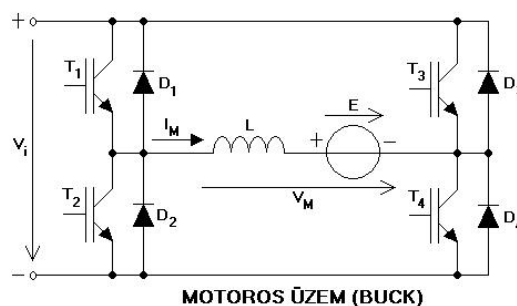
Motor üzemben a fordulatszám szabályozási módja a kapocsfeszültség változtatása. Ha a maximális V_i feszültséget kapcsoljuk a villamos gépre, akkor a gép ennek a feszültségnek megfelelő maximális fordulatszámot, perdületet éri el. Ha ezt a feszültséget kapcsolgatva adjuk a motor kapcsaira, az átlagfeszültség – hasonlóan, mint a buck konverternél – kisebb lesz, a motor fordulatszáma is csökkenni fog. Ilyenkor az energia áramlása hálózatról a motor irányában megy végbe.

Ha az egyenáramú villamos gépet, mint generátort akarjuk üzemeltetni, akkor az energia áramlása a gépből a villamos hálózat irányába kell, hogy történjen. A korszerű vezérlés valósítja meg azt a működési módot, hogy a fékezés következtében az egyre lassuló fordulatszámú motor, az egyre csökkenő belső feszültsége ellenére is – tehát amikor a belső feszültség folyamatosan sokkal kisebb, mint a hálózati feszültség –, mint generátor (tehát fék) működjön és a fékezési energiát majdnem minden fordulatszámon ($1,0 \dots 0,1 \cdot n_{max}$) visszatáplálja a hálózatba.



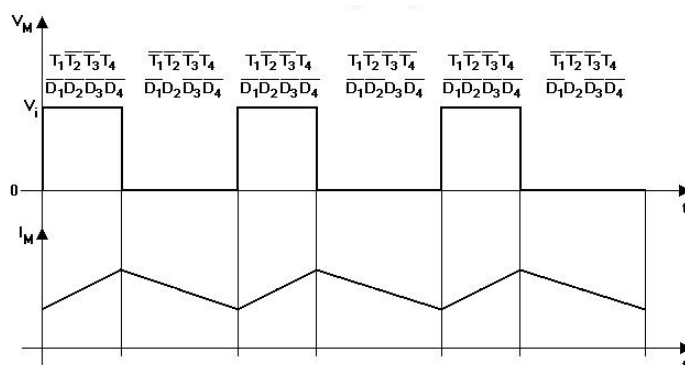
4.19. ábra. Motor és generátor üzem szaggatós (buck és boost konverteres) helyettesítő kapcsolása

Az egyenáramú villamos gép motorüzemben



4.20. ábra. Motorüzem H hídban

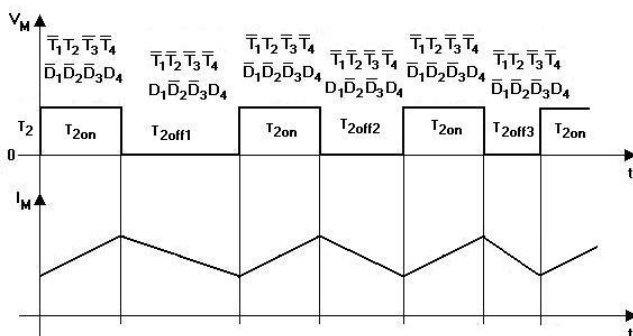
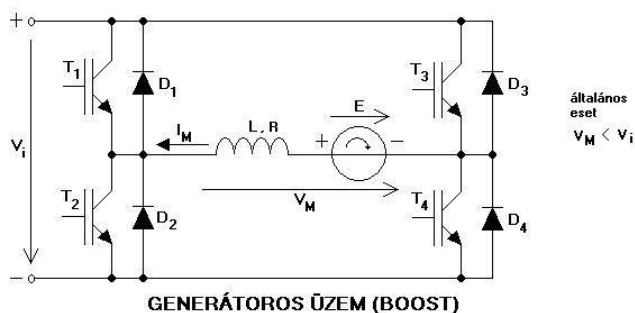
A motorüzem kapcsolási elve



4.21. ábra. A motorra jutó feszültség és áram időbeni alakulása motor üzemben

$$V_M = D \cdot V_i$$

Az egyenáramú villamos gép generátorüzemben (visszatápláló féküzem)



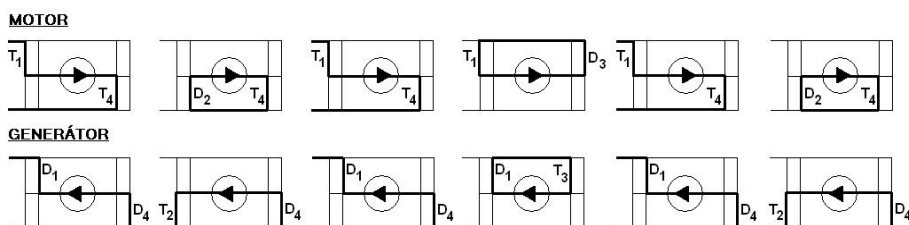
4.22. ábra. A motorra jutó feszültség és áram időbeni alakulása generátor üzemben

Ha adott a T_2 tranzisztor kapcsolási frekvenciája és a kitöltési tényezőt a T_{2off} idejével állítjuk be ($T_2 = T_{2on} + T_{2off}$ és ha $T_{2on} =$ állandó), akkor ismervén a tápvonal V_i feszültségét és a fékezendő motor pillanatnyi belső feszültségét (V_M), a T_2 bekapcsolási idejét minden bekapcsoláskor a következő képlet alapján számíthatjuk ki:

$$T_{2off} = T_{2on} \frac{V_M}{V_i - V_M}$$

$$V_i = \frac{1}{1-D} V_M$$

ahol $D = \frac{T_{2on}}{T_{2on} + T_{2off}}$ a T_2 kitöltési tényezője.



4.23. ábra. A H híd vezető állapotban lévő elemeinek ábrázolása az egyes kapcsolási fázisokban motor és generátor üzemben. A vastag vonal az áramutat jelöli. A tranzisztorok kíméléséért felváltva használjuk a szabadonfutó diódákat.

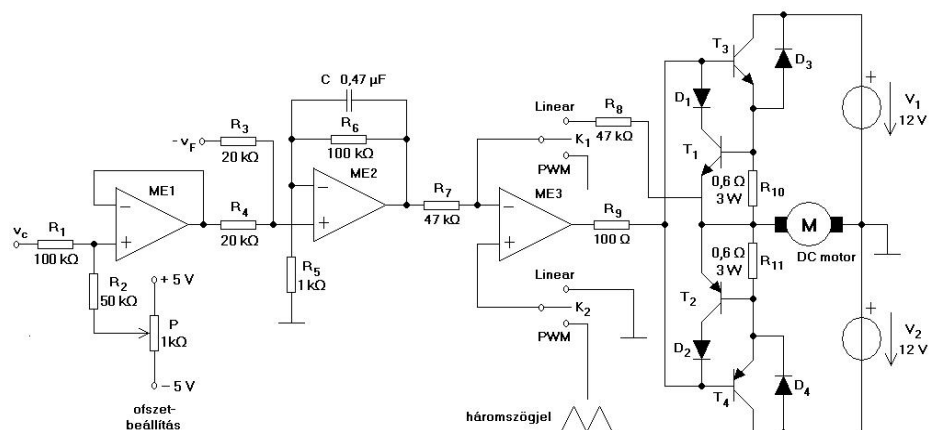
A 4.23. ábra mind motor, mind generátor üzemben olyan áramutakat vázol fel, amelyeknél a H híd alsó és felső ágában a kapcsoló tranzisztorok felváltva vannak az egyes ütemekben bekapcsolva, hogy a viszonylagos kapcsolási számaikat, tehát a termikus igénybevételüket csökkentsük.

Egy laboratóriumi DC motorvezérlés a vezérlő áramköreivel együtt látható a 4.24. ábrán.

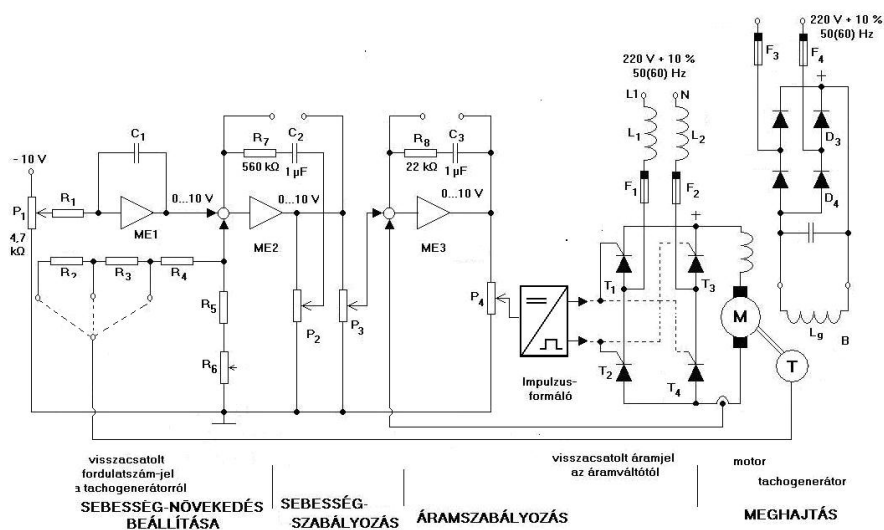
A 4.25. ábra egy precíz mérnöki kidolgozású egyenáramú motor tirisztoros vezérlésének a kapcsolása. Nagyszerűen követhetők benne úgy a vezérlőjelek útjai, mint a teljesítményciklus működése. Szakaszonként felépített kapcsolási rajz, ahol az első fokozat a fordulatszám-növekedés sebességét szabályozza, a második fokozat a tulajdonképpeni sebesség-

szabályozó, a következő fokozat áramkorlát-szabályozó, amelynek kimenete a kapcsolásban résztvevő természetes kommutációval működő tirisztorok vezérlőjeleit állítja elő.

Összegezvén elmondható, hogy ezen részgységek mindegyike, külön-külön más szaktárgyak keretein belül már bemutatásra került. Tehát a tervezés építőköve jellemző, azaz az interdiszciplináris ismeretek nélkülözhetetlenek egy mai mérnök számára.



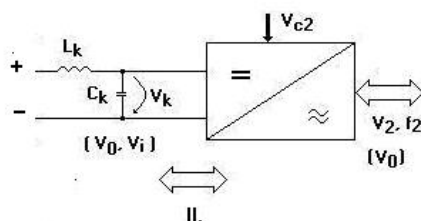
4.24. ábra. DC motorvezérlés gyakorlati (laboratóriumi) megvalósítása



4.25. ábra. Tirisztoros motorvezérlés és a hozzá tartozó vezérlő áramkörök

4.2. A DC-AC átalakítók (inverterek, szaggatók)

A DC-AC átalakítók – nevezik őket invertereknek is –, (4.26. ábra) egyenfeszültséget alakítanak át váltakozó feszültséggé egy V_{c2} vezérlőjel hatására. A kimeneti jel váltakozó feszültség, amelynek amplitúdója és frekvenciája (V_2, f_2) változtatható.



4.26. ábra. DC-AC átalakító

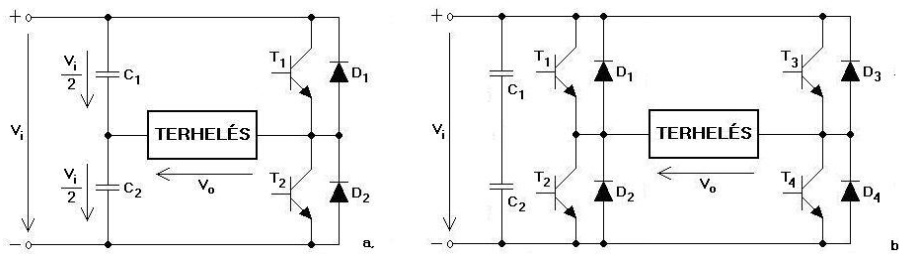
Felhasználásuk nagyos sokrétű, váltakozó áramú motorok, világítás, szél- és vízierőművek inverterei stb. Megvalósítható velük a kétirányú energiaáramlás is.

Mint ahogy a 4.26. ábrából következik, lehetséges, hogy az inverter bemenetére egy meghatározott (kontrollált) áram kerül (létezik a nagy induktivitású L_k induktivitás) és ekkor *áraminverterről* beszélünk, amelyet mind gyakrabban CSI inverternek (az angol CSI – Current Source Inverter alapján) neveznek.

Ha a 4.26. ábrán látható típusú ábrázolást alkalmazzuk az invertere, és a bemeneten nem az L_k induktivitás, hanem C_k kapacitás a domináns, akkor *feszültséginverterről* beszélünk, amelynek mind gyakrabban használt rövidítése VSI (az angol VSI – Voltage Source Inverter alapján). A feszültséginverterekre jellemző, hogy a kapcsoló tranzisztorokkal (amely lehet teljesítmény tranzisztor, MOSFET, IGBT, GTO stb.) egy ellenpárhuzamos dióda is beépítésre kerül a kapcsolásba.

Kis és közepes teljesítményeknél ma már szinte csak feszültséginvertereket alkalmaznak.

Léteznek egy-, illetve háromfázisú inverterek is (4.27. ábra).



4.27. ábra. Fél-, és egészhidas egyfázisú feszültséginverter

4.2.1. Az amplitúdó-moduláció

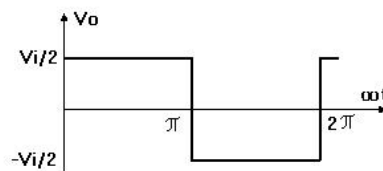
Félhidas feszültséginverter

Számítsuk ki, hogy a 4.27.a, ábrán látható félhidas feszültséginverter mekkora V_o kimeneti feszültsége jellemezhető, ha a két tranzisztor 50-50%-ban vezet. Ezt viszonylag könnyen meghatározhatjuk. Ha T_1 vezet, akkor $V_o = \frac{1}{2}V_i$, ha T_2 vezet, akkor $V_o = -\frac{1}{2}V_i$ (4.28. ábra).

Ha Fourier sorba fejtsük a kimeneti V_o feszültséget meghatározó függvényt (4.28. ábra), akkor az alapharmonikus feszültségét a következőképpen számíthatjuk:

$$V_{o1} = \frac{2}{T} \int_0^T v_i \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_i}{2} \sin \omega t \cdot dt = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_i}{2}$$

A fenti összefüggés azt mutatja, hogy az inverter kimeneti feszültségének megváltoztatása csak a bemeneti feszültség (V_i) változtatásával lehetséges.

4.28. ábra. A V_o kimeneti feszültség a félhidas inverternél

A kimeneti feszültség effektív értéke:

$$V_N = V_{o\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_o^2 \cdot d\omega t} = \frac{V_i}{2}$$

Egészhidas feszültséginverter

Az egészhidas feszültséginverter (4.27.b, ábra) kimeneti feszültségét teljesen hasonló módon határozzuk meg, mint a félhidas inverternél. Itt természetesen két-két tranzisztor kell, hogy vezessen egyidejűleg (T_1 - T_4 , T_2 - T_3). Ebben az esetben a kimeneten az egész bemeneti V_i feszültség megjelenik.

A kimeneti feszültség alapharmonikusa:

$$V_{01} = \frac{2}{T} \int_0^T v_i \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_i \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_i$$

A kimeneti feszültség effektív értéke:

$$V_{0eff} = V_i$$

4.2.2. Háromfázisú DC-AC átalakító*Háromfázisú feszültség előállítás (DC-AC inverter)*

Tudjuk, hogy a háromfázisú hálózatot az egymáshoz képest $2\pi/3 = 120^\circ$ elektromos fokkal eltolt három feszültségek jellemeznek, e három fázisfeszültség matematikai felírása:

$$v_R = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin \omega t$$

$$v_S = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

$$v_T = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})$$

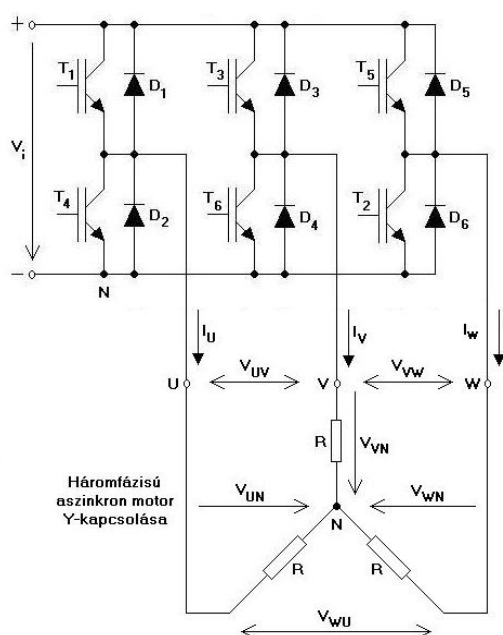
Egyenfeszültségből, háromfázisú hálózatot több módon is létrehozhatunk. Azokat az eszközöket, melyek DC $\rightarrow$ AC átalakítást végeznek, invertereknek nevezzük. Ha bizonyos feltételek fennállnak, akkor az energia-áramlás kétirányú is lehet, DC $\leftrightarrow$ AC.

Az átalakítás (DC $\leftrightarrow$ AC) ma leismertebb eszköze a háromfázisú hídkapcsolás.

Az alábbi ábra (4.29. ábra) egy egyenfeszültségre kapcsolt háromfázisú hídkapcsolást mutat be, ahol a terhelés egy Y-ba kapcsolt aszinkronmotor.

Ahhoz, hogy forgó mágneses teret tudjunk létrehozni az aszinkron motorban, alapvetően két módon kapcsolhatjuk a tranzisztorokat: 120° -os, illetve 180° -os kapcsolásban (4.30. és a 4.32. ábra).

Itt jegyezzük meg, hogy bár az ábrán kapcsolóként IGBT tranzisztorokat használtunk, a kapcsolt teljesítmény függvényében ez lehet, GTO, tranzisztor vagy oltóáramkörrel rendelkező tirisztor is. Az utóbbival már egyre ritkábban találkozunk, hiszen ez az 1980-90-es évek technikájára volt jellemző.



4.29. ábra. Háromfázisú hídkapcsolás, a terhelés aszinkronmotor

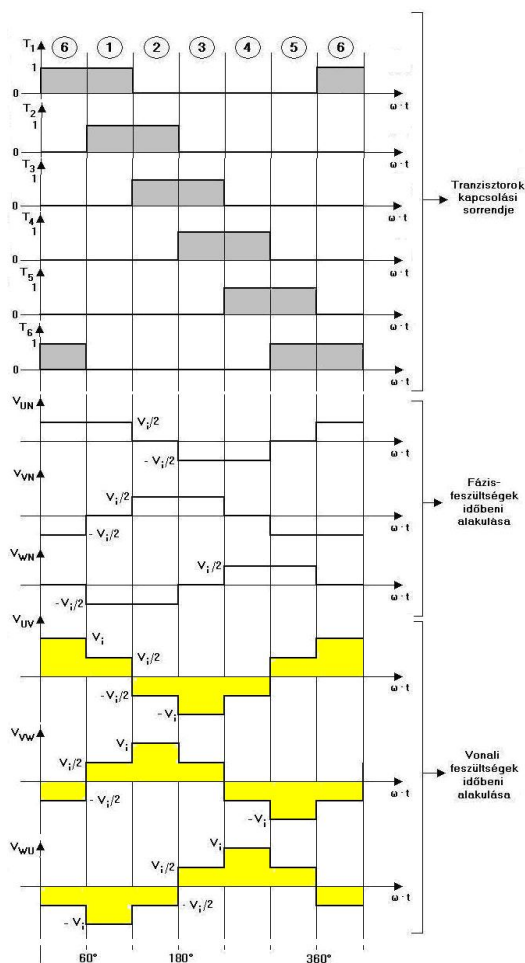
A 120°-os vezérlés

Egy teljes, 360°-os szinuszhullámot megközelítő feszültség létrehozásához (4.29. ábra) egy-egy tranzisztor folyamatosan csak 120°-ot vezet. Innen a 120°-os vezérlés elnevezés. Előnye ennek a kapcsolásnak, hogy egy-egy ág kapcsolóinak ($T_1 - T_4$, $T_3 - T_6$, $T_5 - T_2$) a vezetési periódusa 60°-kal el van egymástól választva és ezért rövidzár (+ → -), ún. hídág rövidzáráram, normál esetben nem alakulhat ki.

A 4.30. ábra a kapcsolók bekapcsolási periódusait és a motoron mérhető fázis és vonali feszültségeket mutatja.

Természetesen másik forgásirányt is ki tudunk alakítani, ha a kapcsolók kapcsolási sorrendjét felcseréljük.

Megjegyezzük, hogy a 120° -os vezérlést szinte csak az áraminvertereknél használjuk, mert így tudjuk biztosítani, hogy az áramkör az általunk kívánt tekercsen keresztül záródjék.

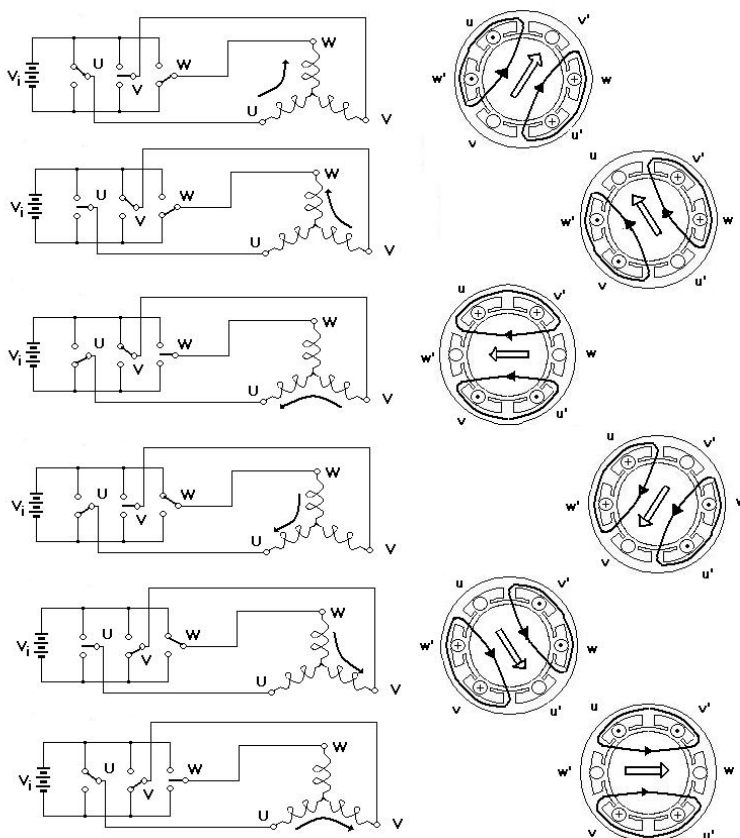


4.30. ábra. Kapcsolási diagram egy 120° -os vezérlésnél
(a 4.29. ábra áramköre)

Ha áraminverteres kapcsolásban használjuk a 120° -os vezérlést, az áram áttérődését az egyik kapcsolóról a másik kapcsolóra (pl. a T_1 -ről a T_3 -ra, az 1-es és 2-es szegmens között) úgy segítjük, hogy a T_3 bekapcsolása valamivel korábban történik, mint a T_1 kikapcsolása. Ha ezt az átfedést ve-

zérlelésből nem hoznánk létre, a megszakadó áram nem ellenőrzött (csak az áramkörök szórt induktivitásai által meghatározható) szinte kontrollálhatatlan feszültségugrást generálna, amely az összes kapcsoló épségét veszélyeztetné (4.30. ábra).

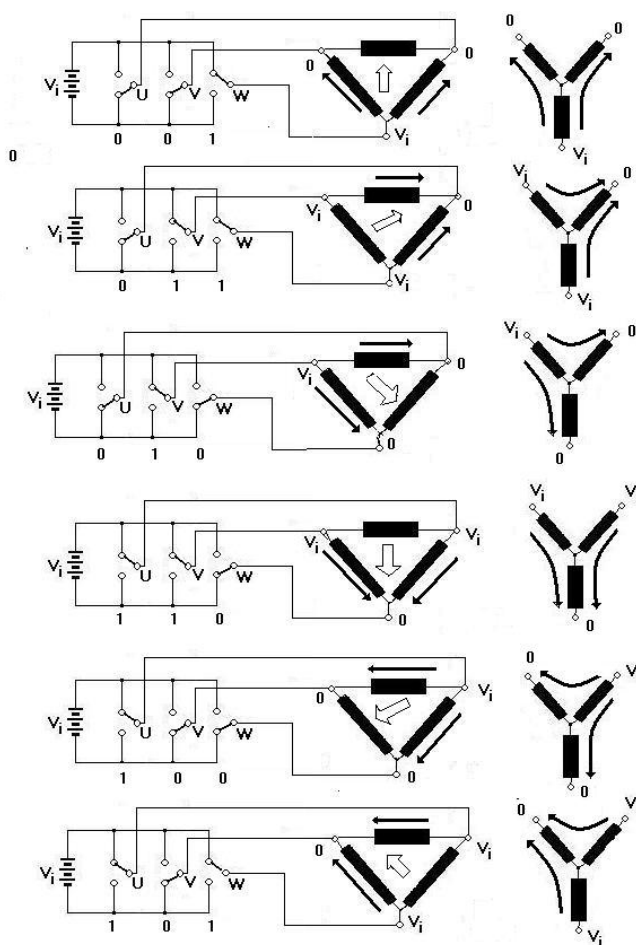
A 4.31. ábra leképezi az aszinkron motor állórészében létrehozott forgó mágneses teret. A jobb érthetőség kedvéért képzeljük azt, hogy az aszinkronmotor a hátunk mögött van, valamint három állórész-tekerccsel (UU', VV' és WW') rendelkezik és mi az U, V és W bevezetések előtt állunk (a tekercsek másik végződése a U', V' és W' a motorban képezik a csillagpontot). A vezetékekben lévő „•” a felénk jövő áramot, míg a „+” a távozó áramot jelöli, s így már egyértelmű a motorban átmenő fluxus iránya. Látjuk, hogy a fluxus iránya 60° -onként szakaszos elfordulást végez.



4.31. ábra. Forgó mágneses fluxus kialakulása 120° -os vezérlésnél

A 180°-os vezérlés

A 180°-os vezérlés (4.32. ábra) jellegzetessége az, hogy mindig 3 kapcsoló van bekapcsolva. A klasszikus (ortodox) szemlélet szerint egy-egy kapcsoló 180° elektromos fokot vezet. Itt, mivel ezt a vezérlésmódot a feszültség invertereknél használják, az áraminvertereknél tett megjegyzés (hogy egy rövid időre megengedhető a $+$ $\rightarrow$ $-$ rövidzár), érvényét veszti, sőt, hogy az ilyen típusú rövidzárat elkerüljük, a feszültség (áram) átteléléskor kötelezően beiktatunk egy holtidőt (t_d) egy függőleges ágba található két kapcsoló vezérlése közé.



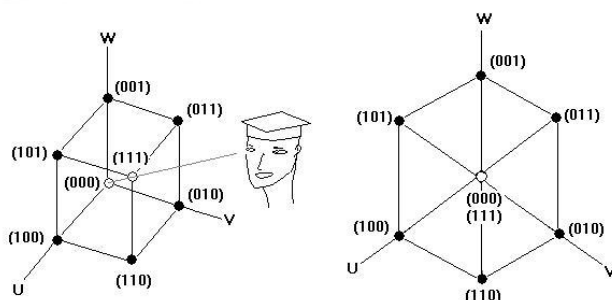
4.32. ábra. Forgó mágneses tér kialakulása 180°-os vezérlésnél

A forgómozgást végző mágneses mező a motorban a 60° -os szektorvezérlésnél, itt is 60° -os lépésekben teszi meg a kört. Ha ez a körbefordulás sokkal apróbb lépésekben kell, hogy történjék, akkor a be- és a kikapcsolási (váltási) időket szinuszos függvénnyel modulált vezérlőjelek alkotják. Ezt a vezérlést, PWM típusú szinuszos modulációs vezérlésnek (magyarul ISZM, impulzus szélesség moduláció) nevezzük (lásd később).

A 4.32. ábra bemutatja, hogy mind a Δ , mind Y kapcsolásban létrejön a forgó mágneses tér, de a motor karakterisztikájának jobb kihasználása érdekében (hogy minden tekercsben, minden pillanatban legyen áram), a Y (csillag) kapcsolást részesítik előnyben.

A mai modern motorvezérlési elvek (a kapcsolók bekapcsolásának a sorrendisége) szerint olyan parancsok is létrejönnek, amely megkívánja, hogy olyan vezérlési szituáció is kialakuljon, amikor mind a három bekapcsolt kapcsoló vagy a „+” vagy a „-” sínre kapcsoljon egyidejűleg. Itt térünk vissza arra a megjegyzésre, hogy feszültség invertereknél léteznek a $D_1, \dots, D_6$ diódák. Mivel ennél a kapcsolási módnál a terhelést a „+” sínről a „-” sínre kell egy sínáiban kapcsolni (vagy fordítva), egy t_d időt iktattuk közben az átkapcsolásnál. Ebben a közbeiktatott időben vagy a mind a három tekercs egyidejűleg „+” vagy „-” sínre kapcsolásakor szabad utat kell biztosítsunk a motor tekercseiben lévő áramoknak. Ezek a diódák, mint szabadonfutó diódák működnek.

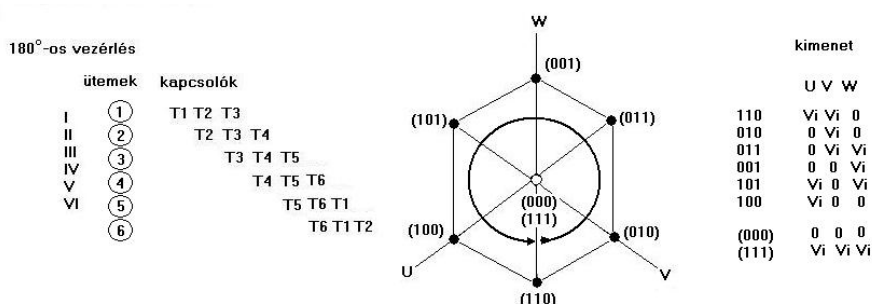
Hogy könnyebben átlátható legyen egy aszinkronmotor vezérlési struktúrája, elterjedt a „vezérlési hexagon” típusú ábrázolás. Ha egy kocka sarkait kódoljuk az egységnyi élű kockának egy u-v-w térben elfoglalt pozíciójával és e térbeli ábrát egy síkban kiterítjük, akkor megkapjuk a vezérlési hexagont (4.33. ábra).



4.33. ábra. A vezérlési hexagon

A vezérlési hexagon által megadott kapcsolási kép egy három bites szám, amelynél az egyik pozíciót a szomszédos pozíciótól jellemző 3 bites szám mindig csak egy-egy bitben különbözik. A bitek értéke „1”, ha az illető hídág „+ sínre” van kapcsolva és „0” akkor, ha a „- sínre” van kapcsolva a hídág közös pontja.

Ha a kapcsolók bekapcsolásának sorrendje megegyezik az óramutató járásának irányával, kapjuk az egyik forgási irányt, míg a másik forgási irány természetesen a másik körbejárási irány adja. A három bináris szám, a háromfázisú hídkapcsolás három ágára vonatkozik, ha az illető ágnak, „1” az értéke, az illető ág a „+” sínre kapcsolódik, a „0” akkor a „-” sínre kötődik (4.33. ábra).



4.34. ábra. A vezérlési hexagon alkalmazása

A 180°-os vezérlés egyik negatív következménye, hogy a motor csillag-pontjának a potenciálja változik (4.35. ábra).

Néhány karakterisztikus feszültség- és áramérték

Az effektív vonalfeszültség alapharmonikusának értéke:

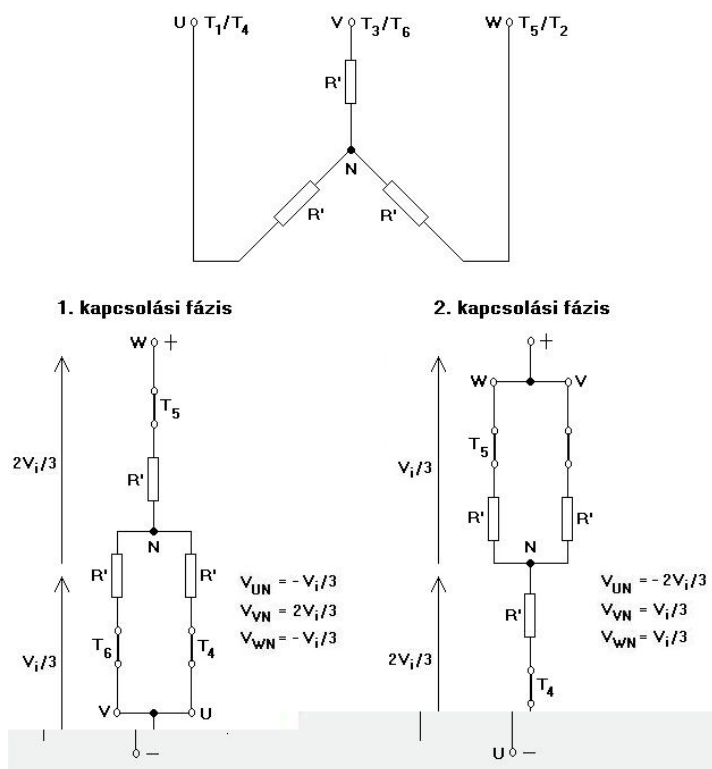
$$V_{01} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{un} \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_i \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_i$$

Az effektív vonalfeszültség:

$$V_N = V_{0eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{un}^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} V_i^2 \cdot d\omega t} = V_i \sqrt{\frac{2}{3}}$$

A bemeneti áram (idealizált állapot $\rightarrow$ tiszta szinuszos kimeneti áramot feltételezve):

$$I_i = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\pi} i_u d(\omega t) + \int_0^{\pi/3} i_w d(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{\pi} i_v d(\omega t) \right] \approx \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_N$$



4.35. ábra. A motor csillagpontjának feszültségváltozása

A vonalfeszültség harmonikusai

A k -ik harmonikus effektív értéke (mivel a feszültség csak szinuszos összetevőt tartalmaz):

$$V_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} v_{uv} \sin k\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_0 \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{k\pi} V_0 \left(\cos k \frac{\pi}{6} - \cos k \frac{5\pi}{6} \right)$$

$$V_k = \frac{\sqrt{2}}{k\pi} \cdot V_0 \cdot \sin \frac{2\pi}{3} \cdot \sin k \frac{\pi}{2}$$

Ebből a kifejezésből következik, hogy a páros felharmonikusok, valamint a 3-al osztható felharmonikusok hiányoznak, mert

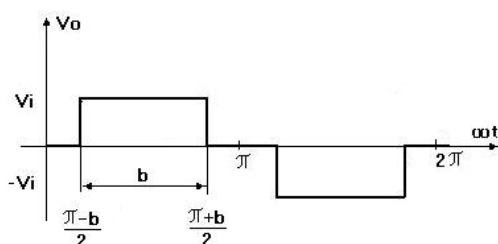
$$\sin 2q \frac{\pi}{2} = 0$$

$$\sin 3q \frac{2\pi}{3} = 0$$

Tehát úgy vonali, mint a fázisfeszültség csak az 5, 7, 11, 13, ... $k = (6q \pm 1)$ felharmonikusokat tartalmazza. A felharmonikusok amplitúdójának értéke fordítottnan arányos a harmonikus (sor)számával.

Programozott hullámforma alkalmazása

Az ismertetett négyszögvezérléseknél félperiódusonként egy-egy impulzust adunk ki (4.36. ábra), bár a fogyasztók többsége azonban szinuszos feszültséget használ.



4.36. ábra. Az impulzusszélesség moduláció elve

Ismert megoldás, ha a félperiódusonként az impulzusok szélességét változtatjuk, akkor a kimeneti jel effektív értékét is változtatjuk. Ha a félperiódusonként nem csak az impulzus szélességét, hanem számát is változtatjuk, akkor a kimenő jel effektív értékét és felharmonikus tartalmát is változtathatjuk.

Elemezzük a 4.36. ábrán megadott jelsorozatot.

A jel szimmetriája miatt, csak páratlan szinuszos tagokat tartalmaz a jel Fourier-sora.

$$v = \sum_{k=1}^{\infty} a_i \sin k\omega t$$

ahol $k = 1, 3, 5, 7, \dots$

$$a_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v \sin k\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2}{\pi} V_i \int_{\frac{\pi-b}{2}}^{\frac{\pi+b}{2}} \sin k\omega t \cdot d(\omega t)$$

$$a_i = \frac{2}{i \cdot \pi} V_i \left(-\cos \frac{\pi+b}{2} \cdot i + \cos \frac{\pi-b}{2} \cdot i \right)$$

Felhasználva a következő összefüggést:

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \cdot \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \sin \frac{\alpha - \beta}{2}$$

$$a_i = \frac{4 \cdot V_i}{i \cdot \pi} \left(\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot i\right) \cdot \sin\left(\frac{b}{2} \cdot i\right) \right)$$

$$|a_i| = \frac{4 \cdot V_i}{i \cdot \pi} \sin \frac{b}{2} \cdot i$$

A fenti képletből látható, hogy a „b” megfelelő megválasztásával tetszőleges rendszámú felharmonikus megszüntethető.

Pl. az $i = 3$ rendszámú felharmonikus megszűnik, ha $a_3 = 0$

$$0 = \sin \frac{b}{2} \cdot 3$$

Mivel $0 < b < \pi$,

$$b = \frac{2}{3} \cdot \pi$$

Ha egy félperiódusban több impulzust adunk ki, és helyüket megfelelően választjuk ki, akkor az impulzusokat egyenként Fourier sorba fejtjük és azokat összegezzük. Így annyi felharmonikus tudunk kiszűrni, ahány impulzus lesz egy félperiódusban. Nem feledkezhetünk meg arról, hogy az impulzus szélesség moduláció következtében az alapharmonikus értéke is csökken és ezért néhány felharmonikus értéke megváltozhat.

Matematikailag így előre meg lehet határozni egy ún. programozott hullámformát, amelyből már előre kiszámolták a felharmonikus tartalmat (4.37. és 4.38. ábra).

Programozott hullámforma	Semlegesített felharmonikusok (az alapharmonikus százalékában)	Meglévő felharmonikusok (az alapharmonikus százalékában)
W 7 · W W W = 20° 0° 180° $\omega \cdot t$	3. (0,0%) 15. (0,0%)	5. (30,7%) 7. (41,1%) 9. (37,9%) 11. (26,2%) 13. (11,8%)
W 13 · W W W = 12° 0° 180° $\omega \cdot t$	5. (0,0%)	3. (21,5%) 7. (11,8%) 9. (18,8%) 11. (22,2%) 13. (22,7%) 15. (20,9%)
5 · W 24 · W 5 · W W = 4.7368° 0° 180° $\omega \cdot t$	3. (0,0%) 5. (0,3%)	7. (28,9%) 9. (47,7%) 11. (35,3%) 13. (3,8%) 15. (19,5%)

4.37. ábra. Programozott hullámforma I.

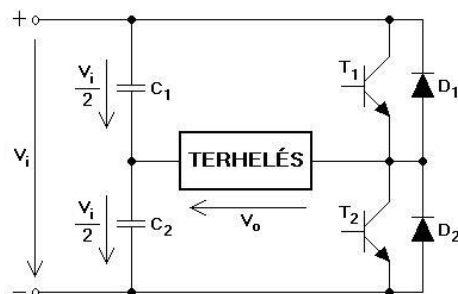
Programozott hullámforma	Semlegesített felharmonikusok (az alapharmonikus százalékában)	Meglévő felharmonikusok (az alapharmonikus százalékában)
2 · W W W = 60° 0° 180° $\omega \cdot t$	3. (0,0%) 9. (0,0%) 15. (0,0%)	5. (20,0%) 7. (14,3%) 11. (9,1%) 13. (7,7%)
7 · W 42 · W 7 · W 8 · W 8 · W W = 2.5° 0° 180° $\omega \cdot t$	3. (0,0%) 5. (0,0%) 15. (1,4%)	7. (25,7%) 9. (38,4%) 11. (27,2%) 13. (8,6%)
W 8 · W W 3 · W W = 12° 0° 180° $\omega \cdot t$	3. (0,0%) 5. (0,0%) 9. (0,0%) 15. (0,0%)	7. (11,8%) 11. (22,2%) 13. (22,7%)

4.38. ábra. Programozott hullámforma II. (folytatás)

Az igazi megoldás a szinuszos impulzusszélesség moduláció, az ISZM (a szinuszos PWM) amellyel a következő fejezetben foglalkozunk.

4.3. Impulzus szélesség moduláció (PWM moduláció)

Egy adott félhidas inverteren mutatjuk be az ISZM elvét (4.39. ábra).



4.39. ábra. Félhidas inverter

Kapcsoljuk a T_1 és T_2 tranzisztorokat a 4.40. ábrának megfelelően.

Legyen a v_T háromszögjel frekvenciája f_p , ez a vivőfrekvencia, míg v_c szinuszos alapjel, melynek frekvenciája f_c . A két feszültséget komparáljuk és a következő feltételekkel nyitjuk (kapcsoljuk be) a tranzisztorokat: ha $v_c > v_T$, a T_1 tranzisztor vezet, ha $v_c < v_T$, a T_2 tranzisztor vezet.

Természetesen háromfázisú frekvenciájú invertereket is lehet ISZM-el vezérelni. Itt az az alapvető követelmény, hogy a másik két fázis frekvenciája 120° , illetve 240° különbözik (el van tolva) az első fázis frekvenciájától.

Meghatározzuk a frekvencia modulációs indexét is, amely

$$m_f = \frac{f_v}{f_c}$$

Ezt az indexet nagyra választják. Már jól működik az ISZM-es vezérlés, ha $m_f = 7$, de ma már általában $m_f \geq 21$.

Meghatározhatjuk az amplitúdó modulációs indexét is, és ez

$$m_A = \frac{V_{C \max}}{V_{T \max}}$$

A normalizált modulációs index:

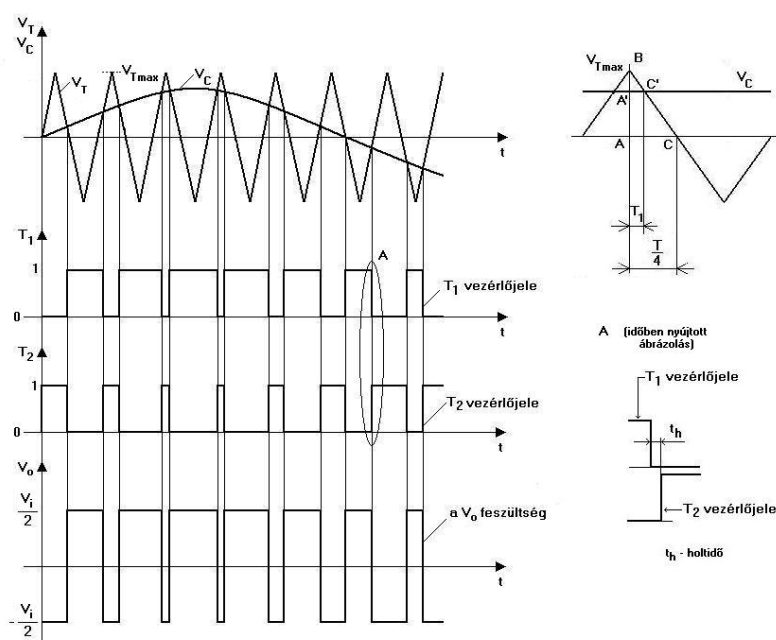
$$m_{an} = \frac{V_{01}}{V_{a01}}$$

ahol V_{o1} a szinuszos fázis feszültség alapharmonikusának az értéke és V_{a01} a négyszögjel (végtelen nagy frekvenciájú moduláció) feszültség-értéke.

Ha m_f egész szám, szinkron modulációról beszélünk. Ha páratlan, akkor a konverter kimenő jele, a Fourier sorba fejtésekor, csak páratlan felharmonikusokat tartalmaz és a kijövő jel szimmetriát mutat az intervallum középpontjához képest.

Ha m_f egy racionális szám, aszinkron modulációról beszélünk és a kimenő jel említett szimmetriája már nincs meg.

Az alábbiakban a szinkron modulációs jellel foglalkozunk.



4.40. ábra. Ábra az ISZM kalkulációjához

Hívjuk segítségül a 4.40. és 4.41. ábrát, hogy meghatározzuk a kimeneti átlagfeszültséget. Természetesen közelítéseket alkalmazunk, feltételezzük, hogy a v_T vivőfrekvencia egy periódusa alatt a v_c alapjel értéke nem változik.

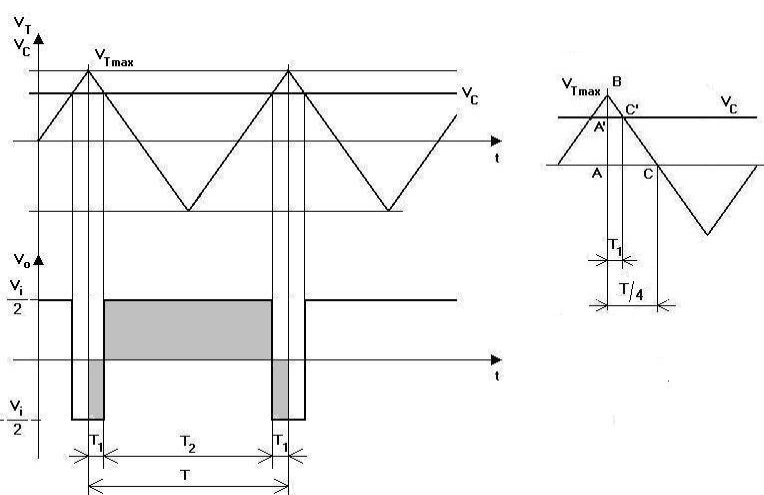
A terhelésen mérhető V_o feszültség középértéke:

$$V_{o.k} = \frac{1}{T} \int v_o(t) dt$$

Egy T periódusra, a 4.41. ábrából következik, hogy

$$V_{ok} = \frac{1}{T} \left[T_1 \left(-\frac{V_i}{2} \right) + T_2 \left(\frac{V_i}{2} \right) + T_1 \left(-\frac{V_i}{2} \right) \right]$$

$$V_{ok} = \frac{1}{T} \frac{V_i}{2} (T_2 - 2T_1)$$



4.41. ábra. Ábra az átlagfeszültség kiszámításához

De az ABC és A'BC' háromszögek hasonlóak és ezért felírható az alábbi aránypár:

$$\frac{V_{T\max}}{V_{T\max} - v_c} = \frac{T/4}{T_1}$$

ahonnan

$$T_1 = \frac{T}{4} \left(1 - \frac{v_c}{V_{T\max}} \right)$$

de $T_2 = T - 2T_1$ és tudván T_1 értékét $T_2 = \frac{T}{4} \left(1 + \frac{v_c}{V_{T\max}} \right)$

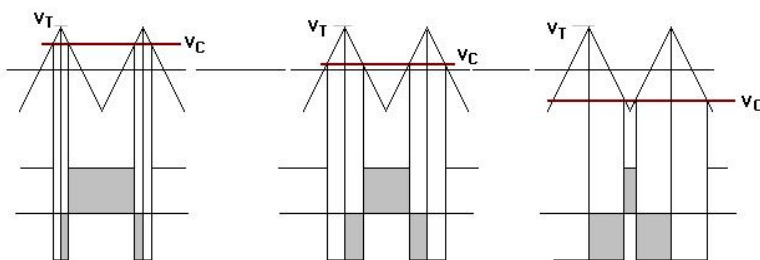
ha a T_1 -t és T_2 -t behelyettesítjük a V_{ok} -t meghatározó egyenletbe, az eredmény (4.42. ábra):

$$V_{ok} = \frac{V_i}{2V_{T \max}} v_c$$

Ha v_c változása szinuszos – tehát $v_c = V_{c \max} \sin \omega t$ –, akkor minden pillanatra felírható, hogy

$$V_{ok} = \frac{V_i}{2V_{T \max}} V_{c \max} \sin \omega t$$

azaz a mindenkor középérték a v_c szinuszos változással arányos.



4.42. ábra. A v_c és v_T feszültségek hatása az átlagfeszültségre

A fenti összefüggésből következik, hogy viszonylag egyszerű eszközökkel (módszerrel), egyenfeszültségből egy olyan frekvenciájú szinuszos feszültséget állíthatunk elő, amelyet a v_c feszültség frekvenciája és amplitúdója határoz meg. A létrejövő váltakozó feszültség maximális effektív értékét a $v_{T \max}$ és a $v_{c \max}$ értékeinek beállításával tudjuk meghatározni, de ez természetesen nem lehet nagyobb, esetünkben, mint $V_i/2$.

Természetesen az egészhidas konverternél a kimeneti feszültség maximális effektív értéke egyenlő (vagy kisebb) lehet, mint a bemeneti V_i feszültség.

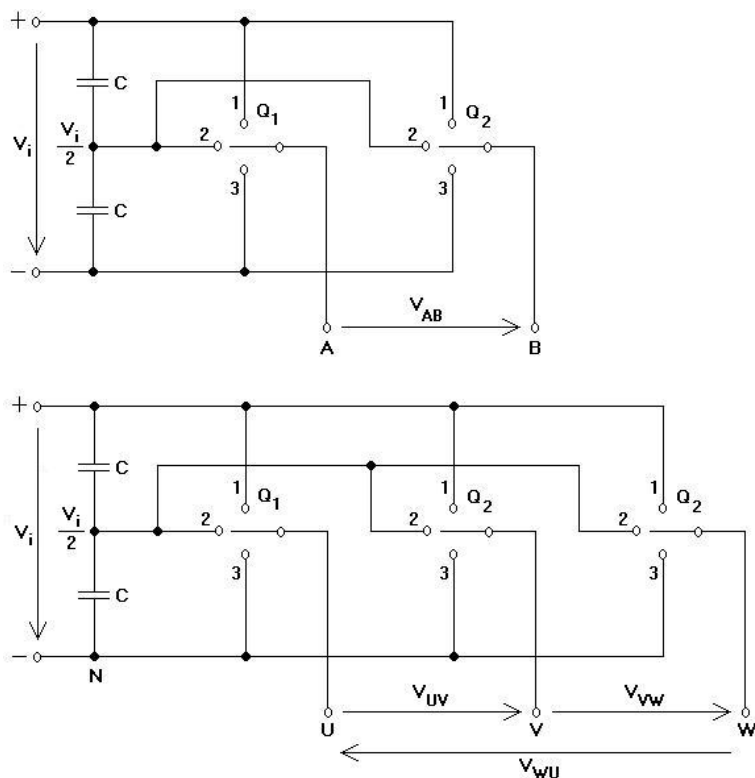
Háromszintű kapcsolók alkalmazása

Igen nagy teljesítmények (és feszültségek) átvitelére háromszintű kapcsolókat is kialakítottak. A szinuszos feszültség változásakor a $330^\circ \dots 0^\circ \dots 30^\circ$ és $150^\circ \dots 180^\circ \dots 210^\circ$ elektromos fokok között amplitúdója a maximum-érték felénél kisebb, tehát az egyenfeszültség-forrás fél feszültsége is ele-

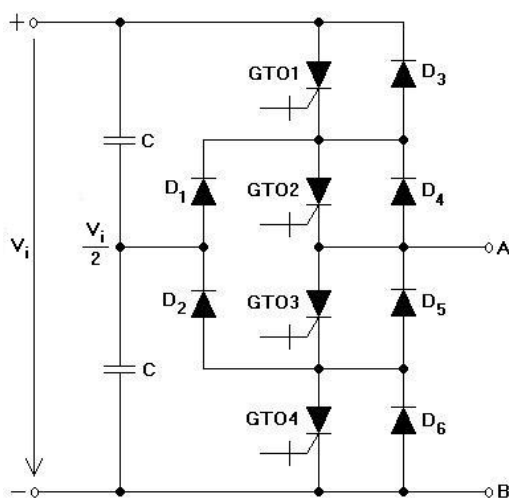
gendő. Ezen háromszintű kapcsolók elvi megoldásait mutatja be az alábbi ábra egy, illetve háromfázisú hálózatra.

A háromszintű kapcsolók $+V_p + 0,5 \cdot V_i$ és 0 feszültséget tudnak a terhelésre kapcsolni.

E háromszintű kapcsoló egy ágának gyakorlati kialakítását mutatja be az alábbi ábra. Egy-egy ág két kapcsoló helyett négyet használ, valamint két dióda helyett is hat kerül beépítésre. A szinuszos változás fél-feszültségének az eléréséig a kapcsolók lényegében a D_1 , GTO2 (D_2 , GTO3) félvezető páros(ok), majd a nagyobb feszültségig a nagyobb feszültségig a GTO1, GTO2 (D_3 , GTO4) félvezetők biztosítják a magasabb feszültség szintet.



4.43. ábra. Egy és háromfázisú hidak kialakítása elvi háromszintű ($V_i - V_i/2 - 0$) kapcsolókkal



4.44. ábra. Hídág háromszintű kapcsolókkal

4.3.1. Motorvezérlés ISZM modulációval

A mai modern elektronika eljutott arra a szintre, hogy az aszinkron motort is vezérelhetjük nagyon nagy pontossággal. Ma gyakorlatilag az elektronikusan vezérelt aszinkron motor, már majdnem teljesen kiszorította a hajtástechnikai alkalmazásokból az egyenáramú motort (aszinkron motoros hajtástechnikát alkalmaz ma már a villamos, a trolibusz, a vasút, az elektromos kerékpár és autó is). Ahhoz, hogy megismerjük e hajtástechnikai alkalmazásokat, a motort és az invertert együtt kell szemlélnünk, kutatunk. Az alábbiakban röviden áttekintjük a legfontosabb ismereteinket az aszinkron motorokról.

Az aszinkron motor működés módja

Ismerjük, hogy az aszinkron motor a legegyszerűbb felépítésű villamos gép. Az állórészben van egy háromfázisú tekercselés (mindegyik fázisra legalább egy-egy tekercs), míg a forgórész az esetek döntő többségében egy kalickás forgórész, kivezetés nélkül).

Ha az állórész tekercselését szinuszos háromfázisú feszültséggel vagy megfelelően szaggatott egyenfeszültséggel tápláljuk, forgó mágneses tér keletkezik. Az egyszerűség kedvéért nézzük meg az aszinkron motor egyenleteit szinuszos táplálás esetén.

A forgó mágneses tér fordulatszáma:

$$n_0 = \frac{60}{2 \cdot \pi} \cdot \Omega = \frac{60 \cdot \omega}{2 \cdot \pi \cdot p} = \frac{60 \cdot f}{p} [\text{ford} / \text{perc}]$$

ahol f a frekvencia és p a póluspárok száma és n_0 a percenkénti fordulatszám.

A forgó mágneses tér elektromágneses feszültséget indukál úgy az állórészen (N_1 és E_1), mind a forgórész tekercselésében (N_2 és E_2). Mivel ugyanaz a Φ fluxus járja át, úgy az állórészt, mint a forgórészt

$$E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot \Phi_m \text{ és } E_2 = 4,44 \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot \Phi_m$$

ahol f_1 az állórész, míg f_2 a forgórész frekvenciája, és Φ_m a motor fluxusának a maximuma.

Amikor az állórész feszültséget kap, a forgórész tekercseiben mint egy transzformátorban az I_2 áram indukálódik és a két áram és a forgó mágneses tér eredményeként olyan nyomaték keletkezik, amely a forgórészt a mező forgási irányában forgatja.

A forgórész fordulatszáma motor üzemben nem érheti el az n_0 szinkron fordulatszámot, hiszen ekkor a forgórész tekercselése mozdulatlaná válna a forgó mezőhöz képest, és így nem indukálna benne az E_2 elektromágneses feszültség, tehát megszűnne az I_2 -es áram. Még üresjárási üzemben sem lehet a két fordulatszám (a mágneses tér, illetve a motor forgórész) egyenlő, mert a veszteségek következtében olyan I_2 áramnak kell létrejönnie, amelynek hatására a hajtónyomaték legyőzi e veszteségeket.

A két fordulatszám meghatározza a motor *csúszását*, az s -t:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$$

Induláskor $n = 0$ és $s = 1$, szinkronizmusban $n = n_0$ és $s = 0$.

Ha a motor tengelyét külső nyomaték hajtja, akkor elérhető, hogy $n > n_0$ és $s < 0$ legyen. Ez a generátoros üzemállapot.

Az aszinkron motor mechanikai jelleggörbéi és fűküzeme

Az aszinkron motorok mechanikai jelleggörbéjének analitikus kifejezése:

$$M = \frac{2 \cdot M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}$$

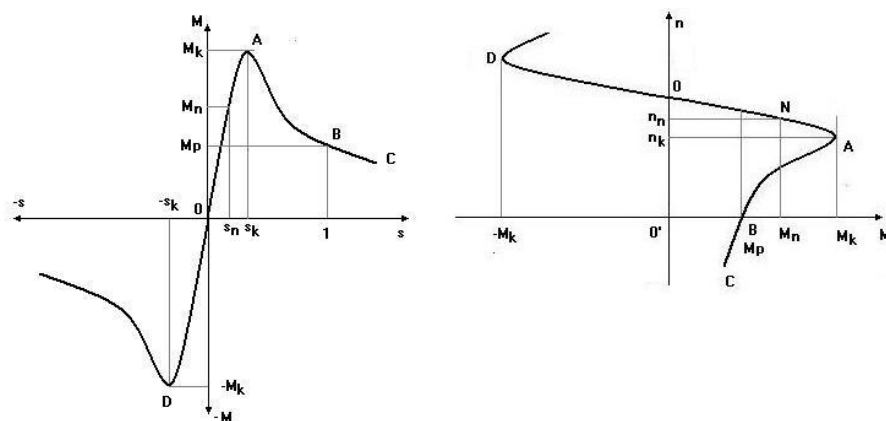
ahol $s = \frac{n - n_0}{n_0}$ a motor csúszása, M_k és s_k pedig a billenő (kritikus) nyomaték és billenő csúszás.

M_k és s_k képlet szerint:

$$M_k = \pm K_1 \cdot \frac{V_1^2}{f_1^2} \text{ és } s_k = \pm K_2 \cdot \frac{r_2'}{f_1}$$

ahol K_1 és K_2 a motor felépítésétől függő állandók, V_1 az állórész fázisfeszültsége, f_1 a tápfeszültség frekvenciája és r_2' a forgórész fázisellenállásának sztatorra átszámított értéke.

A hajtástervezők az aszinkron motor két meghatározó, az egyikből a másikba átszerkeszthető jelleggörbéjét, az $M = f(s)$ (a nyomaték a csúszás függvényében) és a $n = f(M)$ (fordulatszám a nyomaték függvényében) használják (4.45. ábra).



4.45. ábra. Az aszinkron motor jelleggörbéi

a) az M - s (mechanikai) jelleggörbe, *b)* az n - M (természetes) jelleggörbe

A 4.45. *a)* ábrán látható jelleggörbét a motor mechanikai jelleggörbéjének is nevezik. Látható, hogy az I. térfegyedben a motor nyomatéka csaknem lineárisan nő zérustól az M_k billenő nyomatéknak és s_k csúszásnak megfelelő **A** pontig. Ha $s > s_k$, a nyomaték csökkenő.

A csúszás kifejezéséből következik, hogy ha a motor fordulatszáma $n = 0$, a csúszás értéke $s = 1$. A **B** pont tehát az indítási állapotra vonatkozik, a motor nyomatéka az indító-nyomatékkal egyenlő ($M = M_p$). A

motor katalógusok az indítónyomatékokat is megadják, motortól függően $M_p/M_N = 0,6 \dots 1,5$.

Amennyiben $s > 1$ az n fordulatszám negatív lesz, a nyomaték pozitív marad, azaz a jelleggörbe **B-C** részén a motor féküzemben dolgozik.

Az $s < 1$ értéknél – a görbe **0-A** szakaszán –, a nyomaték a csúszással arányos (azaz a fordulatszám csökkenésével arányosan nő) és ezért a motor működése stabil. A jelleggörbe **A-B** részén a fordulatszám csökkenésekor (a csúszás növekedésekor) a motor nyomatéka is csökken, s amikor a munkapont a **B**-be ér, a motor megáll. A jelleggörbe **A-B** részén a motor működése labilis.

Mivel a motor működése csak a jelleggörbe stabil **0-A** szakaszán megengedett, a motor névleges nyomatékát úgy választják meg, hogy annak értéke még terhelésingadozás esetén se haladhatta meg a billenőnyomaték értékét, azaz $M_n < M_k$.

A motor túlterheltségét megszabó állandó a λ és értéke általában $2 \dots 3,5$ között van.

$$\lambda = \frac{M_k}{M_n}$$

Ha $s < 0$ ($n > n_0$) a mechanikai jelleggörbe a III. ténegyedben van és az aszinkronmotor működése generátoros, azaz féküzemű, mert a motor nyomatéka negatív, a forgásiránya azonban pozitív- a motoriránnyal megegyező.

A fordulatszám szabályozás

Kifejezhető a motor fordulatszáma:

$$n = n_0 \cdot (1 - s) = \frac{60 \cdot f}{p} \cdot (1 - s)$$

Ha a képletben szereplő változók közül valamelyiket megváltoztatjuk, akkor fordulatszám szabályozást hajtunk végre.

Ha a motor állórészének tekercselése olyan kialakítású, hogy a pólus-számot változtatni tudjuk (pl. 2-4 póluspár), akkor két fordulatszámú vagy (pl. 2-4-6 póluspár esetén) három fordulatszámú villamos motorokat kapunk. Ezekben az esetekben nem elektronikus úton avatkozunk be a motor vezérlésébe, hanem kontaktorokkal hozzuk létre a megfelelő kapcsolást.

Ha a motor forgórésze hozzáférhető tekercselt forgórészű és a tekercsvégződések ki vannak vezetve ún. csúszógyűrűk segítségével, akkor ezekre a kivezetésekre ellenállásokat kapcsolva különböző r_2' forgórész fázisellenállásokat kaphatunk (ha ezekre ellenállásokat kötünk), amely szintén fordulatszám szabályozást eredményez.

A mai korszerű, folyamatos fordulatszám szabályozást a frekvencia folyamatos változtatásával valósítjuk meg.

Ha hálózati 50(60) Hz-es feszültségellátása van az aszinkronmotornak, akkor jelleggörbéit a hálózati feszültség és frekvencia, valamint a csúszás mértéke határozza meg.

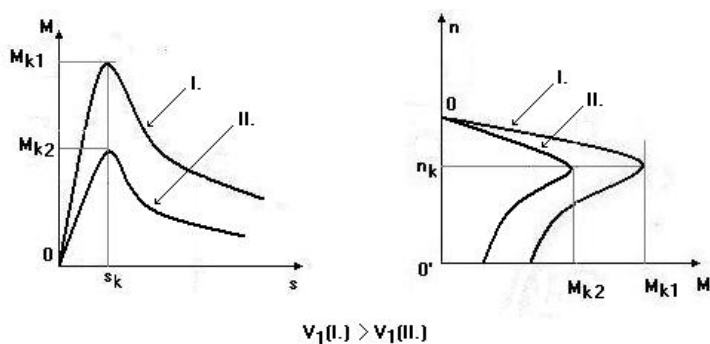
Vizsgáljuk meg az aszinkronmotor működését, ha elektromosan beavatkozunk a mechanikai jelleggörbét meghatározó összetevőkbe. Nevezük ezeket mesterséges mechanikai jelleggörbe seregnek.

Mesterséges mechanikai jelleggörbe

Mesterséges mechanikai jelleggörbe sereget kapunk, ha a kritikus nyomaték (M_k) és/vagy a kritikus csúszás (s_k) értékét megváltoztatjuk. Ezek az értékek befolyásolhatóak a V_1 tápfeszültség, az r_2' rotoráramkörü ellenállás és a tápfeszültség f_1 frekvenciájának a változtatásával.

A V_1 tápfeszültség változtatása

Ha csak a V_1 tápfeszültség módosul, az csak a kritikus nyomatékot változtatja meg (4.46. ábra).



4.46. ábra. Aszinkron motor M - s és n - M jelleggörbéjének változása a tápfeszültséggel

Ha a tápfeszültség kisebb lesz, csökken a kritikus nyomaték is. Mivel a feszültség csökkenésekor a kritikus nyomaték a feszültség négyzetével

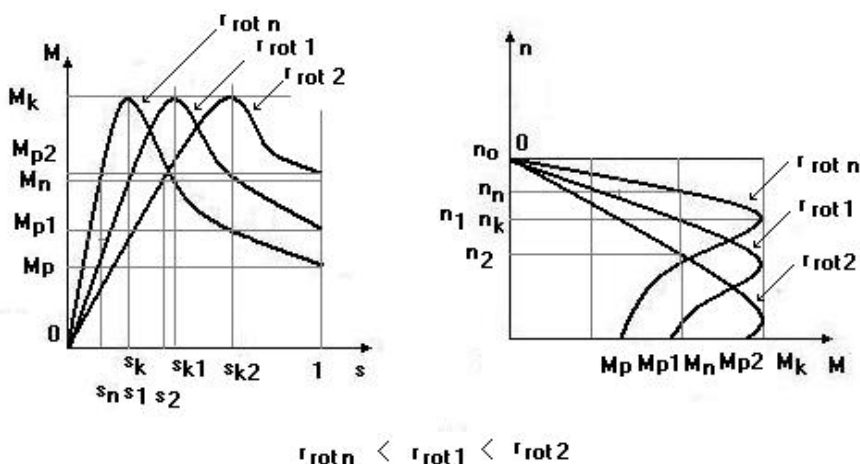
arányosan csökken, ugyanilyen arányban csökken a λ túlterhelési tényező is, azaz a motor túlterhelésének lehetősége erősen korlátozódik.

Ebben az esetben is beszélhetünk egy viszonylag kismértékű fordulatszám-szabályozásról, abban az esetben, ha $M_n < M_k$.

$$D = \frac{1-s}{1-s_k}$$

A rotoráramkör ellenállásának változtatása

Ha be tudunk avatkozni a rotor áramkörébe (tekercselt forgórész, kivezetésekkel ellátva), akkor a rotoellenállás növekedésével, növekszik az indítónyomaték (4.47. ábra) is. Bár a billenőnyomaték értéke nem változik, a névleges nyomatékhoz más és más fordulatszám felel meg. Tehát tényleges fordulatszám-szabályozást tudunk megvalósítani. Ezt a viszonylag bonyolult motort (tekercselt forgórész, kivezetésekkel ellátva) és az említett fordulatszám szabályozási módot ma már nem alkalmazzák.



4.47. ábra. Aszinkron motor M-s és n-M jelleggörbéjének (a fordulatszám) változása a rotoellenállás értékének a változtatásával

A tápfeszültség frekvenciájának változtatása

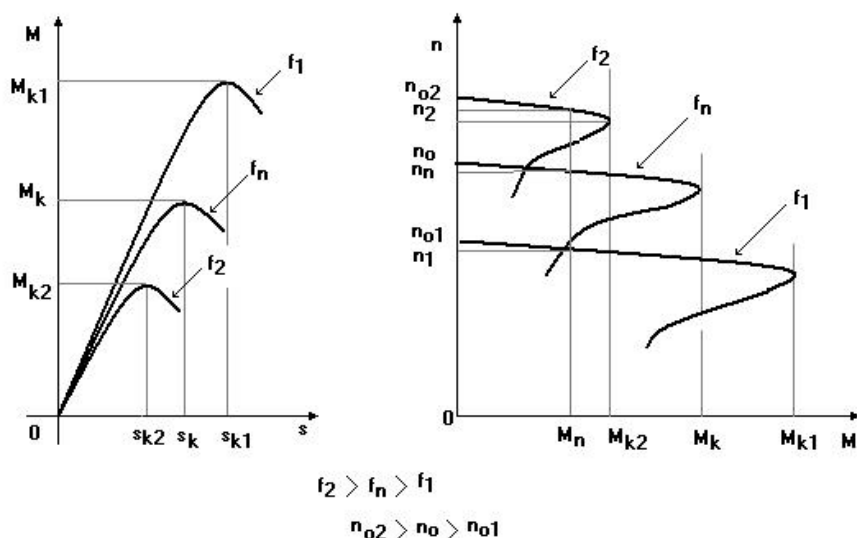
A tápfeszültség frekvenciájának a változtatásával a névleges fordulatszám-nál nagyobb vagy kisebb fordulatszám is elérhető. A fordulatszám változásának a finomsága, a frekvencia változtatásának a finomságától függ.

A tápfeszültség frekvenciájának a változtatása módosítja a billenő csúszást (fordítottan arányosan a frekvenciával), valamint a billenő nyomatékot (fordítottan arányosan a frekvencia négyzetével) is.

Megfigyelhető, hogy a frekvencia növekedésekor a billenő nyomaték erősen csökken, vele ugyanolyan mértékben csökken a túlterhelési tényező, ami jelentős hátrányt jelent.

Ha a motorunk kalickás aszinkronmotor, akkor a motorüzemű fordulatszám szabályozására a frekvenciaszabályozás marad, amelyet még a tápfeszültség változtatásának a kombinációjával lehet kiegészíteni.

Minden aszinkronmotort egy névleges értékre terveznek, így az n index a jelölése a motor névleges értékeinek: van névleges nyomaték M_n , névleges szinkron fordulatszám f_n , névleges kritikus nyomaték M_{kn} stb. Ennek a névleges értéknek kitüntetett szerepe van a motorvezérlés stratégiájának a kialakításában.



4.48. ábra. Aszinkron motor M -s és n - M jelleggörbéjének változása a frekvenciával

A frekvencia módosulásával megváltoznak a motor paraméterei is bizonyos mértékig. Meghatározhatunk egy α tényezőt, amely a pillanatnyi f_i és a nominális frekvencia f_n hányadosa:

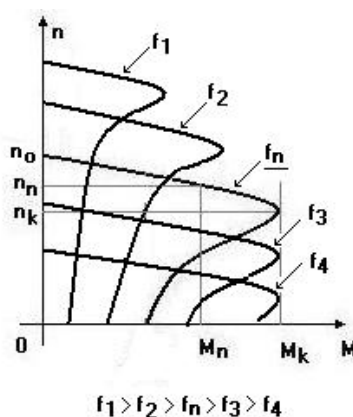
$$\alpha = \frac{f_1}{f_n}$$

Ha α értéke kicsi, $\alpha < 1$ (lásd a 4.48. ábrát) a motor mágneses köre szaturálódni kezd. A mágneses kör szaturálódásának az eredménye az, hogy a motor reaktanciái (az alkotó induktivitások miatt) csökkennek, megnő a motor mágnesezési árama, a $\cos\varphi$ -je csökken, a mágneses kör veszteségei nőnek, a hatásfoka esik. Ezért a frekvencia módosításával (csökkentésével) a tápfeszültséget is ugyanolyan arányban módosítjuk:

$$\frac{V_n}{f_n} = \frac{V_1}{f_1} = \text{állandó}, \text{ ha } \alpha < 1.$$

Ha $\alpha > 1$, mivel a névleges feszültséget nem haladhatjuk meg $V_{1max} = V_n$, ami azt jelenti, hogy a motor csökkentett fluxussal üzemel.

Ha a fentiek szerint járunk el, akkor a konverterre (inverterre) kapcsolt motor üzemi n-M (fordulatszám-nyomaték) jelleggörbéjét a 4.49. ábra mutatja.



4.49. ábra. Üzemi (gyakorlati) n-M jelleggörbe

A féküzem

Az aszinkron motor hasonlóan, mint egy egyenáramú mellékáramkörű motor, üzemeltethető generátoros, dinamikus vagy ellenáramú féküzemben.

Az inverteres táplálású aszinkron motorral mind a három féküzem mód megvalósítható. Mi most csak a generátoros féküzemmel foglalkozunk.

Generátoros féküzem

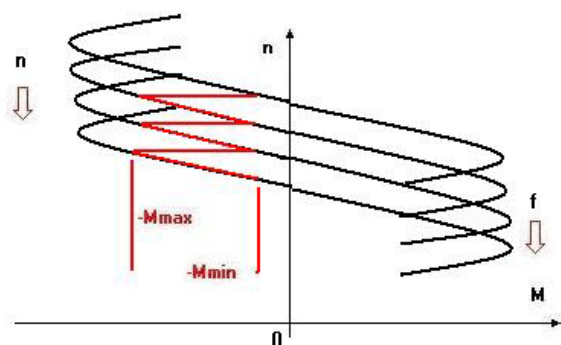
Generátoros féküzemben a motornak elektromos és mechanikai energiát is kapnia kell. A mechanikai energia elektromos energiává alakul és az elektromos energiával együtt egy része a motorban hővé, míg a másik, nagyobbik része kikerül a motorból.

Generátoros üzemben a rotor szolenációja (gerjesztése) fázisában meg kell előznie a sztatór gerjesztését. Ez csak úgy lehetséges, ha a rotor gyorsabban forog, mint a sztatór mágneses tere. Ez azt jelenti, hogy a csúszás negatív kell, hogy legyen. Elméletileg, az említett generátoros üzem fennállhat, ha $0 > s > -\infty$.

A mai modern hajtásokban az egyenáramú közbenső körbe kell visszajuttatni a fékezéskor visszanyert energiát. A vezérlés feladata, hogy generátoros féküzemben folyamatosan olyan frekvenciájú szimmetrikus háromfázisú feszültséget előállítson elő, amelynek frekvenciája folyamatosan mindig alacsonyabb, mint ami a fékezésben lévő motor pillanatnyi fordulatszámának fenntartásának szükségeltetik.

A generátoros féküzem alkalmazható egészen kis fordulatszámokon is, egészen a motor megállásáig, ha az inverter megfelelően alacsony frekvenciát is elő tud állítani.

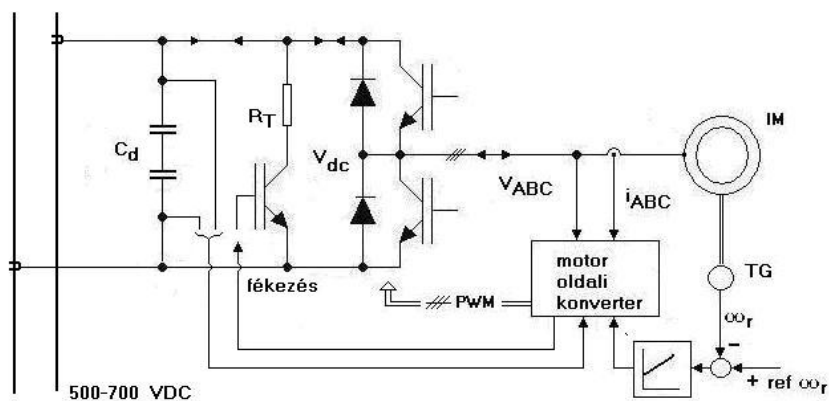
Stabil generátoros üzem, a motor n - M jelleggörbéje segítségével bemutattva, látható, hogy ez csak akkor lehetséges, ha a negatív csúszást jelölő pont folyamatosan a jelleggörbe stabil szakaszán van, és a fékezési nyomaték kisebb, mint a (negatív) kritikus nyomaték (4.50. ábra).



4.50. ábra. Energia visszatáplálásos fékezési stratégia

A közbenső kör lehet egy kondenzátortelep, egy akkumulátor vagy például a városi egyenáramú villamos-, vagy trolibuszhálózat. Minden esetben fogadóképesnek kell lennie, a visszajutatott energia szemszögéből. A személyeket szállító járművek féküzemének a kialakítására nagy gondot fordítanak. Kialakítható egy egyenletes fékezési nyomaték $-M_{\max}$ és a $-M_{\min}$ egymáshoz való közelítésével, amely folyamatos frekvenciaváltoztatást jelent, amellyel még vagy esetleg a modern ABS-es fékezési mód is megvalósítható, amikor másodpercenként esetleg többtízszeres fékezésszabaddonfutást egymást váltó periódusokat programozhatunk be a motoroldali konverterbe, fékezés üzemmódban.

Természetesen a féküzem alatt energia táplálódik vissza a hálózatba, ahol a hálózat az esetek többségében fogadóképes, hisz statisztikusan nézve egyszerre általában több villamos van motorüzemben, mint féküzemben. Ráadásul e városi tömegközlekedési eszközök energiaellátását elégé tág feszültség határok között határozták meg (500–700 VDC). Fékezési periódusban természetesen e hálózat feszültsége emelkedik. Ha mégsem lenne fogadóképes a hálózat, mert feszültsége a maximálisan megengedett feszültséget elérte (esetünkben 700 VDC) ezért, az ilyenkor üzembe lépő IGBT-s „fékezés” szaggató, az R_T ellenálláson emészt el a fékezési energia java részét, ezzel is kímélvén a kopásoktól a jármű mechanikus fékrendszerét (4.51. ábra).



4.51. ábra. Modern villamos-, trolibusz- vagy metróhajtás

A mai modern konverterekben, ha motorvezérlésre szánjuk őket, akkor nem egyszerű fordulatszám-szabályozást végzünk, hanem menet közben állandóan felügyeljük a motor áramát, illetve fluxusát. Ma mind jobban

terjed e vezérlési-szabályozási megoldás, hogy a motor fluxusát mérik vagy a pillanatnyi fázisáramokból számítják és az egész szabályozási stratégiát alárendelik e fluxusszabályozásnak. Ezt a szabályozási rendszert vektoros (Park vektoros) szabályozásnak nevezik.

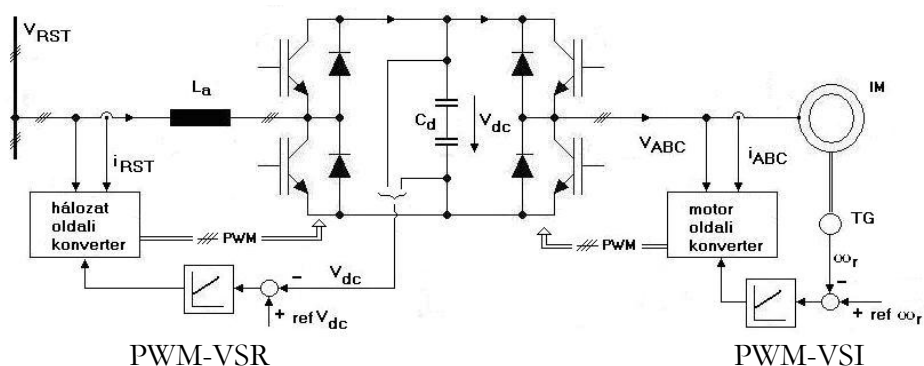
4.3.2. Modern aszinkron motoros hajtás és energia visszatáplálás

Kis és közepes teljesítményeknél már egyre gyakrabban használják azt a jól bevált megoldást, melynél a hálózati diódás egyenirányítót egy, a motorfelőli PWM-inverterre hasonló felépítésű, kényszerkommutációs áramirányítóra cserélik ki, amivel egyúttal az energia visszatáplálást is meg lehet oldani (4.52. ábra). Így a kapcsolás két ellenpárhuzamos PWM-vezérlésű IGBT feszültséginverterből áll. A közbenső egyenáramú kör feszültségforrás jellegű és a C_d kondenzátort tartalmazza.

Ha az egyenáramú közbenső körben bármilyen irányba is áram folyik, az mindig áthalad az egyik áramirányító diódáin és a másik áramirányító tranzisztorain, melyek kontroll alatt tartják az átfolyó energiát.

Ha a diódák a hálózati oldalon lévő PWM-VSR (PWM Voltage-Source Rectifier) egyenirányítóban vezetnek, akkor a tranzisztorok a motorfelőli PWM-VSI (PWM Voltage –Source Inverter) inverterben kontrollálják a motor felé haladó energiát.

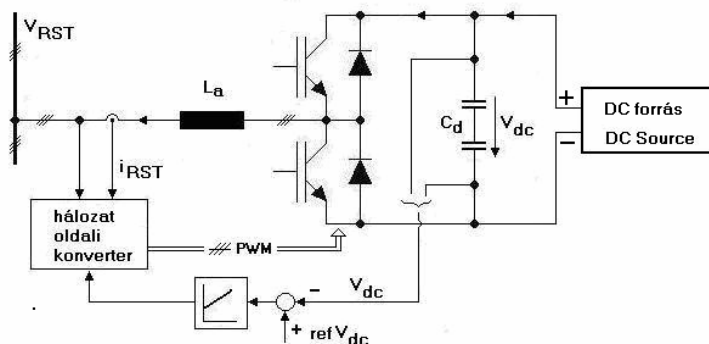
Energia visszatáplálás esetén, amikor az IM indukciós gép generátor-üzemben működik, a PWM-VSI-ben a diódák fognak vezetni, míg a PWM-VSR-ben tranzisztorok szabályozzák a hálózat felé áramló energiát.



4.52. ábra. Feszültséggenerátoros egyenáramú körrel rendelkező kétoldali PWM vezérlésű frekvenciaváltó

Energia visszatáplálás kötött hálózatba

Kötött hálózatnak nevezzük az energiaellátásunkat biztosító hálózatunkat (230/400 VAC), mert gyakorlatilag végtelen nagy teljesítményű és e miatt a frekvenciát (a pillanatnyi 50/60 Hz körülit) és a feszültségét ne tudjuk befolyásolni. Eszközeinkkel mi kell, hogy alkalmazkodjunk e hálózathoz, és ez hatványozottan igaz, amikor energiát akarunk visszajuttatni e hálózatba (4.53. ábra).



4.53. ábra. Energia visszatáplálás a háromfázisú hálózatba

Az L_a induktivitás szerepe, hogy általában mérsékelje a feszültségugrásokat amelyek megjelennek a kapcsolóüzemű működés alkalmával a szórt kapacitások miatt. Energia-visszatápláláskor a folyamatos üzemmód kialakításában is szerepe van ezen induktivitásoknak.

Ha DC feszültségforrásunk van (aszinkron motor fékezési energiája, egyenáramú energia ellátó rendszerek, a fotovoltaiikus energia átalakítók, szélérőmű – vagy kisebb vízierőművek stb.) e feszültségforrás energiáját kell visszajuttatni a háromfázisú hálózatba.

Az alábbi ábra segítségével mutatjuk be egy lehetséges modern megoldást.

Ahhoz, hogy energiát tudjunk visszatáplálni a V_{RST} hálózatba, az a feltétel, hogy a DC forrásból érkező V_{dc} feszültség értéke nagyobb legyen, mint a hálózat vonalfeszültsége.

A PWM vezérlés megformálására többféle megoldás is kínálkozik, mi itt a legegyszerűbbet, a kétállásos (bang-bang) vezérlés elvét mutatjuk be.



4.54. ábra. Az egyfázisú kétállásos (bang-bang) vezérlés alapelve

Az RST hálózati feszültség egyik feszültségéből formáljuk az alapjelet, amelyet egy hiszterézises komparátor (Schmitt trigger) egyik bemenetére kapcsolunk. A komparátor másik bemeneti jele a pillanatnyi árammal arányos jel. A beállított hiszterézis függvényében (is) formálódik a PWM vezérlőjel (4.54. ábra).

Ma a számítógépek, mikrokontrollerek és a DSP-k (Digital Signal Processor – digitális jelfeldolgozó egység) korában, mind ritkább a tiszta hardveres megoldás. A vezérlési és a szabályozási jeleket, stratégiát szoftveres úton valósítják meg.

Irodalomjegyzék

- [1] J. P. Stengl, J. Tihanyi: *Teljesítmény-MOSFET-ek és alkalmazásai*. Budapest, 1990, Műszaki Könyvkiadó.
- [2] x x x: *Halbleiter Technische Erläuterungen, Technolgieen und Kenndaten*. Infineon Technologies Publicis Corporate Publishing 2004.
- [3] M. Tooley: *Gyakorlati digitális elektronika*. Budapest, 1992, Műszaki Könyvkiadó.
- [4] Halász Sándor: *Villamos hajtások*. Egyetemi tankönyv. 1993, ROTEL Kft.
- [5] Halász Sándor szerk.: *Automatizált villamos hajtások II*.
- [6] Paynter's, *Introductory Electronic Devices and Circuits*. Prentice Hall Career & Technology Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- [7] x x x: *Product & Applications Handbook* 1993–94 Unitrode Integrated Circuits.
- [8] Gayakwad R – Sokoloff L: *Analog and Digital Control Systems* Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, NJ 07632
- [9] Nohan N – Undeland T. M – Robbins W.P: *Power Electronics*. John Wiley & Sonns, Inc. 2003.
- [10] Schmidt I, Rajki I., Vince Gy.: *Járművillamosság*. Budapest, 2002, Műegyetemi Kiadó.
- [11] Imecs M., Incze J.J., Szabó Cs., Ádám T., Szőke B. E: *Line-Friendly DC-Link Frequency Converters for Low and High Power AC Drives*. ENELKO 2004 Proceedings 88–96 o.
- [12] L.L. Grigsby (editor-in-chef): *The Electric Power Engineering Handbook*. 2001 by CRC Press LLC.
- [13] Mann, Schiffelgen, Froriep: *Einführung in die Regelungstechnik*. 2005 Carl Hanser Verlag München Wien
- [14] Biró Károly: *Masini si actionari electrice*. Institutul Politehnic Cluj-Napoca, 1987.
- [15] P.H Beards: *Analog and Digital Electronics*. Prentice Hall 1991.
- [16] M. K. Kazimierczuk, D. Czarkowski: *Resonant Power Converters*. John Wiley & Sonns, Inc. 1995.
- [17] K. Heumann: *A teljesítményelektronika alapjai*. Budapest, 1979, Műszaki Könyvkiadó.

- [18] A. Bitoleanu, S. Ivanov, M. Popescu: *Convertoare statice*. Editura Info-med Craiova, 1997.
- [19] Marti Sándor: *Erőáramú elektronika*. Budapest, 1981, Műszaki Könyvkiadó.
- [20] Kenjo, Takashi: *Power Electronics for the microprocessor age*. Oxford, 1995, University Press.
- [21] Dán András – Tersztyánszky Tibor – Varjú György: *A villamosenergia-minőség*. 2006, Invest-Marketing Bt.