

Készítsünk elektromos kisautót!

Lóska Péter okl. IC szakmérnök

Bevezetés

Nyugodt szívvel kijelenthetjük, hogy a civilizált emberiség az utóbbi fél évszázadban meglehetősen pazarló módon gazdálkodott földünk nyersanyagkincsével – különösen pedig a kőolajszármazékokkal. Így a 70-es évek derekára szemléletesen egy „nagy harapófogó” szorítása bontakozott ki.

Egyfelől súlyosbodtak az energia-gondok – az árak robbanásszerű növekedése és a rendelkezésre álló tartalek erős mecsappanása, ill. elapadása következtében. Másrésztől komoly környezetvédelmi problémák jelentkeztek. Szinte elviselhetlenné vált a levegő szennyeződése a szén-monoxidtól, a koromtól és az ólomvegyületektől. Urbanizációs betegség lett az asztma. Nem elhanyagolható momentum a vizeket szennyező olaj és az erős zajártalom!

„Mentőcsónakként” egy sor adminisztratív és technikai intézkedés látott napvilágot. Említésre méltóak az egységárak emelése, a sebességkorlátozások, a fokozott megadóztatás, az üzemanyag-fogyasztásmaximálása stb. Az „apróbb” műszaki változtatások közül az 5. sebességfokozat, a tirisztoros gyújtás, a mikroporlasztó, a mikroprocesszoros vezérlés beépítése és az ólommentes benzin kifejlesztése hozott némi javulást. Könnyen beláthatjuk azonban, hogy a fenti intézkedések és módosítások nem jelentenek hosszú távú és megnyugtatóan megbízható megoldást!

A fejlett ipari országok megfelelő laboratóriumaiiban már a 60-as évek elejétől fáradoznak az egyre fokozódó közlekedési és szállítási igények taka-

rálás és „tisztá” kielégítésén. A mai napig lényegében a következő alternatívák léteznek kísérleti, ill. kissorozat-stádiumban:

- Földgáz-, ill. alkoholüzemű, belső égésű motorok; elsősorban a távolsági forgalomra.
- Ultra nagy fordulatszámú, lendítőkerekes járművek, kiváltóképp városi tömegközlekedési célokra (busz).
- Elektromos meghajtású személy-, ill. kisteherautók, kimondottan városi közlekedésre.
- Hibrid meghajtású (benzin + elektromotor) személykocsik – főleg távolsági felhasználásra.

Az elektromos meghajtású járművek motorikus része, valamint az elektronikus szabályozója gyakorlatilag már kiforrottnak tekinthető. Ezért vállalkozunk mi is egy ilyen rendszer ismertetésére. A téma gyenge pontja momentán az akkumulátor. A fő kutatási terület ezért az akkumulátortelep súlyának, térfogatának, árának csökkentése; élettartamának, hatásfokának és megbízhatóságának növelése.

A továbbiakban bemutatásra kerülő modell egy 36 V, 1500 W-os targoncamotorral és 3 db 12 V, 120 Aóráss ólomakkumulátorral működik. Szerény teljesítményével egyelőre nem versenyezhet a mai korszerű, 50...120 kW-os benzinmotoros autókkal. Azonban könnyű és áramvonalas karosszériával, kis „ellenállást” kerekkel jó szolgálatot tehet, különösen a sima, városi utakon.

Cikkünket elsősorban kísérleti és gondolatébresztő céllal szántuk!

sén és tekintélyes főfluxust hoz létre. Ez utóbbi és az armatúra vezetőiben folyó áramok kölcsönhatása (matematikailag: szorzata) eredményezi a kiadós indítónyomatékokat.

Amint nő a motor fordulatszám, növekszik az armatúra ellenelektromos ereje, hatására csökken az áramfelvétel és nyomaték. A folyamat az egyensúlyi állapot eléréséig tart, amikor a motor tengelyén leadott nyomaték éppen fedezi a terhelőnyomatékokat; pl. a meghajtott jármű súrlódási, légellenállási stb. veszteségeit.

Az 1. ábra egy tipikus soros motor + hajtás jelleggörbéit szemlélteti. A fordulatszám és az áramfelvétel között jó közelítéssel hiperbolikus a kapcsolat. A motor nyomatéka eleinte az áram négyzetével nő, majd nagy áramoknál a telítődés beálltával egyre inkább állandósul. A 2. ábra a soros motor áramkörü jelölését és a szokásos megnevezéseket mutatja.

1.2. A soros motor szabályozása

Amennyiben nem kielégítő a motor legprimitívebb ún. ki-bekapcsolgató szabályozása (ON-OFF Control), akkor legcélravezetőbb a motor feszültségének változtatása. Konkrét elrendezésen végzett mérések kapcsán ui. azt találták, hogy pl. egy meghajtott jármű haladási sebessége jó közelítéssel lineárisan nő a motorra jutó feszültséggel (ld. a 3. ábrát). A motor áramfelvétele eközben viszonylag állandó és csak kis méretű növekedést mutat.

a) A telep átkapcsolása

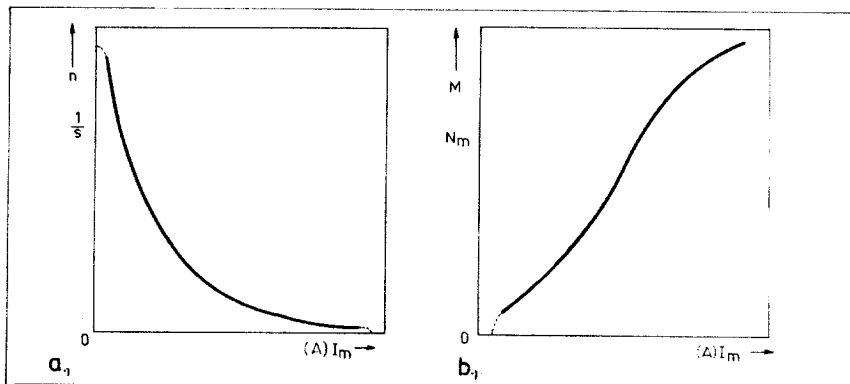
Sok klasszikus megoldásban 4 vagy 6 egyforma részegységből állítják össze a tápláló akkumulátortelepet. Pl.: $4 \times 6 = 24$ V. Így az egyes blokkok

1. A villamos hajtás alapáramkörei

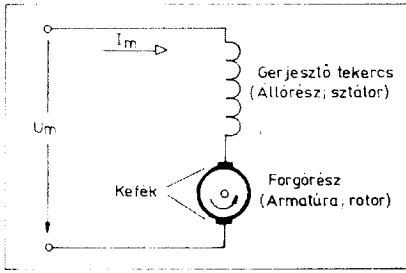
1.1. A soros motor karakterisztikái

A soros gerjesztésű egyenáramú motorokat a gyakorlatban elsődlegesen *vonatúti* célokra használják, például: teherliftek, targoncák, a legkülönbözőbb vonatok, villamos autók, sajátságosan nehéz üzemű szerszámgépek stb. Egyszerűen mindazon helyeken, ahol követelmény az igen nagy indítónyomaték.

Álló állapotban meglehetősen nagy ($5...15 I_N$) a soros motor áramfelvétele, mivel nulla az armatúra ellenelektromotoros ereje. A telepfeszültség hatására kialakuló áramot ui. csak az ohmos ellenállások (tekercselések, kefék, hozzavezetések) korlátozzák. A soros kapcsolás következtében az áram keresztülhalad az állórész tekercselés-



1. ábra. Soros gerjesztésű DC-motor karakterisztikái: a) a fordulatszám, b) a tengelyen leadott nyomaték



2. ábra. Soros gerjesztésű DC-motor áramköri jelölése a szokásos elnevezésekkel

párhuzamos, vegyes majd soros kapcsolásával 3 diszkrét fokozatban lehet változtatni a motor feszültségét, ill. a jármű sebességét (ld. a 1. ábrát).

A vázolt módszer előnye, hogy minden egyes telep egyenletesen terhelődik, következésképpen nagyon jó a tárolt villamos energia kihasználtsága. Komoly hátránya viszont, hogy nem folyamatos a motor gyorsulása (fel-futása). Az átkapcsolások pillanatában határozott mechanikus rángások figyelhetők meg.

Elektromos szempontból nézve a módszerhez igen bonyolult és terjedelmes mágneskapcsoló rendszer (Contact Bank) szükséges. Az átváltások pillanatában fellépő nagy áramlökések (ill. ezek megszakítása) csökkenti a kontaktusok élettartamát. Az ilyen szabályozó láthatóan gyakori karbantartást igényel!

b) Ellenállásos szabályozás

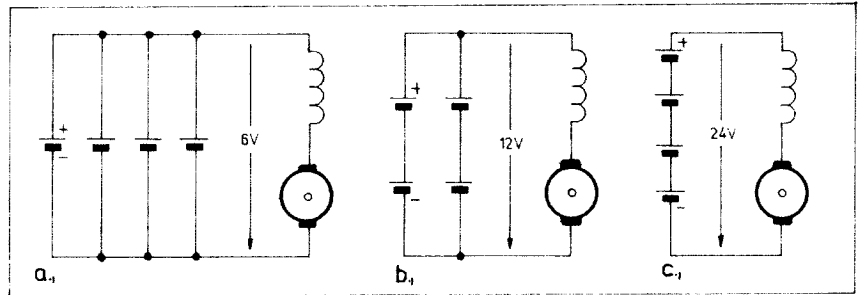
Ahol a mechanikai rángás nem megengedett (pl. elektromos autó), ott hagyományos esetben az ún. ellenállásos szabályozás jött számításba. A vezérlés történhet mágneskapcsolókkal vagy ún. *kontroller-heuggerrel*.

A tipikus elrendezést az 5. ábra szemlélteti. Az R_1 , R_2 és R_3 közel egyforma értékű, nagy teljesítményű ellenállás, míg S_1 egy ötfokozatú, nagy áramú kapcsoló – melyet pl. célszerűen a gyorsító pedállal lehet mozgatni. Ez utóbbi megnyomásával az S_1 karja az OFF pozícióból az áramutató járásával ellentétes irányban kezd el-

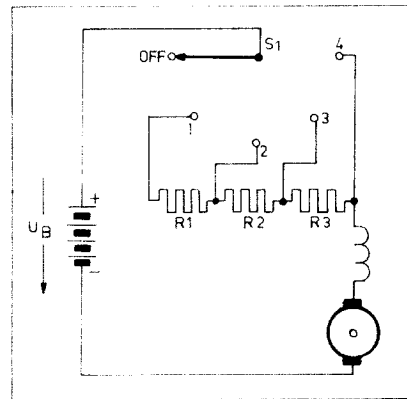
fordulni. Ekközben fokozatosan csökkenti a motor soros ellenállását és így lehetővé teszi a jármű gyorsítását.

Noha ez a szabályozó gazdaságos megoldás – az alkatrészek árát tekintve, *költséges* viszont a telepekben tárolt energia *kihasználása szempontjából*. Különösen előnytelen, ha gyakori az indulás és a megállás, vagy ha sokszor használjuk a járművet egy közbenes sebességfokozatban.

Mint követelményeket, megtartva a folyamatos sebesség szabályozást és az akkumulátor optimális kihasználását, beláthatjuk, hogy az eddigiekhez képest újfajta megoldások után kell néznünk!



4. ábra. A kapcsolófeszültség változtatásának módszere a telepek a) párhuzamos; b) vegyes és c) soros kapcsolásával



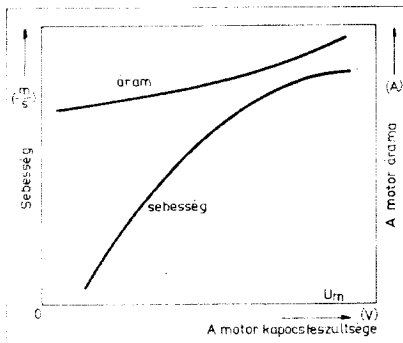
5. ábra. A motor kapcsolófeszültségének változtatása soros ellenállás segítségével

módszerrel közel *állandó motoráramot, egyenletes vonóerőt* – és még ami nem elhanyagolandó szempont: *csendes üzemeltetést* lehet biztosítani! Helyesen megválasztott szabadonfutó diódával megakadályozhatjuk a nagy feszültségcsúcsok kialakulását a motoron és a chopper építőelemein. Ezáltal elkerülhető a kommutátor szikrázása, a kefék beégése és a félvezetők átütése.

A 7. ábra az állandósult üzemi szabályozó két fő állapotát szemlélteti. Az a ábra azon részidőben (t_{ON}) vázolja az áram útját, amikor a chopper reprezentáló kapcsoló zárt. Ilyenkor a teljes telep feszültség a motorra jut és a szabadonfutó dióda záróirányú elő-

feszítést kap. Ezért akár el is hagyható a helyettesítő képből. A motor áramának oszcillogramját a c kép illusztrálja. Látható, hogy a t_{ON} időben a motor I_1 árama *növekvő jellegű*, melynek tendenciáját (meredekségét) elsősorban az alkalmazott telepfeszültség, fordulatszám és a motor időállandói határozzák meg.

A 7b ábra a t_{OFF} részidő legfontosabb eseményét szemlélteti. Ilyenkor kinyit a félvezető kapcsoló és a motor áramát a szabadonfutó dióda *veszi át*. A most kialakuló I_2 komponens *csökkenő jellegű*, hiszen a motor induktivitásában tárolt *mágneses energia* és a forgórész *lendülete* a tengelyen keresztül kezd *felhasználódni*! Gondoljunk arra, hogy ezen periódusban nem kap a motor a telepből táplálást.

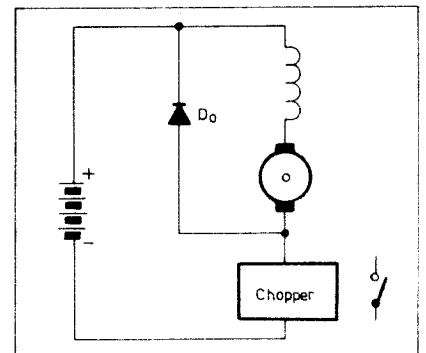


3. ábra. A vontatott jármű sebessége és a motor áramfelvétele a tápláló feszültség függvényében

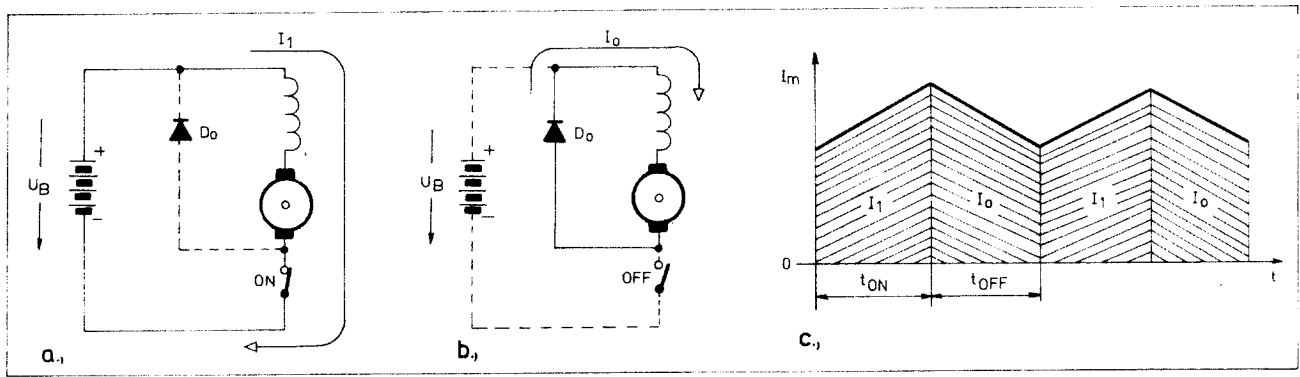
c) Soros motor szabályozása DC-chopper segítségével

A DC-chopper (=szaggató) tulajdonképpen egy gyors működésű, *mozgó alkatrészeket nem tartalmazó* kapcsoló. Ezért kimondottan nagy teljesítményű félvezető kapcsoló eszközöket tartalmaz, többnyire *tirisztort*, a.k.a. *kalmilag* pedig *tranzisztort*.

A 6. ábra a motor és a szabályozó chopper egy lehetséges összekapcsolását szemlélteti. D_0 az előzőekből már jól ismert szabadonfutó dióda. Fő feladata, hogy „terelő utat” biztosít az induktív jellegű motoráramnak mindazon részidőben, amikor a chopper kikapcsolt állapotban van. Ezzel a



6. ábra. Soros motor jó hatásfokú, elektronikus szabályozása



7. ábra. A chopperelt motor állapotai: a) táplálás, b) szabadon futás, c) a motor áramának hullámformája állandósult üzemben

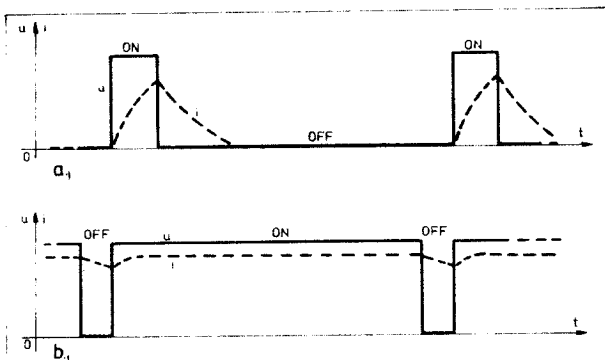
Végső soron a motor árama az I_1 és az I_0 összegének átlaga. Az akkumulátortelepből felvett áram az I_1 átlaga, amely becslésszerűen kb. a fele a motor áramának, 50%-os kitöltési tényező esetén. Mint azt már burkoltan jeleztük, az előző arányokat a ki- és a bekapcsolás részidő, vagyis a chopper kitöltési tényezőjével lehet praktikusabban szabályozni.

A továbbiakban két közkedvelt módszert ismertetünk, mellyel változtatni lehet a chopper kitöltési tényezőjét és ezen keresztül a jármű sebességét.

1.3. Különböző chopperelési formák

a) Állandó impulzusszélességű, változó frekvenciájú chopper (szaggató)

Előrebocsátásként megemlítjük, hogy talán ez a leginkább használatos chopper-típus. A telep feszültsége egy fix szélességű impulzus formájában kerül a motorra. Az impulzusok ismétlődési frekvenciájának változtatásával ezután növelhetjük, ill. csökkenthetjük a motorra jutó feszültség átlagértékét. A 8. ábra a motor feszültségének és áramának hullámformáit szemlélteti a nagy és a kis sebességű beállításban. Ezzel a módszerrel 20 és 80% között szabályozható a motor feszültsége (amennyiben a telep kapacitáshatárát tekintjük 100%-nak).



8. ábra. Állandó szélességű, változó frekvenciájú chopperrel szabályozott soros motor áram- és feszültség-hullámformái: a) kis; b) nagy sebességű beállításban

b) Pulzusszélesség-modulált (PWM) chopper

Ez az új típusú chopper egy „közeleltően” állandó, ún. névleges frekvencián működik és csak az impulzusok kitöltési tényezőjét, vagy egyszerűbben szólva azok szélességét változtatjuk. A lehetséges szabályozási tartomány így lényegesen kiszélesedik; tipikusan 10...90%, de precíziós megoldással biztonságosan elérhető az 5...95% is! A 9. ábra a PWM-chopperelt motor áramát és feszültségét illusztrálja a szélsőséges beállítási lehetőségeknek megfelelően.

A későbbiek során látni fogjuk, hogy a gyakorlatban nem lehet kifejezetten csak az előző, ill. az utóbbi szabályozási formát alkalmazni, különös tekintettel arra, hogy a soros motort általában valamely jármű vontatására használjuk. A tapasztalat azt bizonyítja, hogy az imént vázolt módszereket kombinálni kell egymással!

1.4. A chopper frekvenciája

Mihelyt a chopper működni kezd, elkerülhetetlenül fellépnek veszteségek; kiváltképp a be- és a kikapcsolási időszakokban. Ez a disszipációs teljesítmény főleg a félvezető kapcsolóeszközöket és a kommutáló alkatrészeket (induktivitás, kondenzátor) veszi

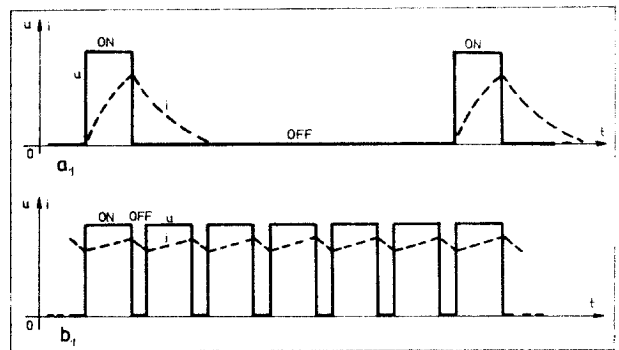
igénybe. Érthető tehát az a törekvés, mely a minél jobb hatásfok érdekében csökkenteni igyekszik a számunkra nem kívánatos veszteségeket!

a) Normális működés

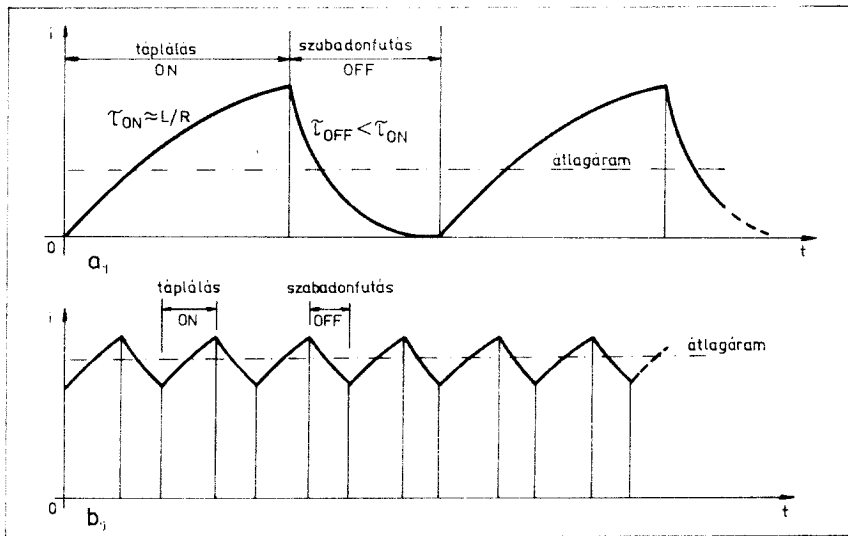
Az átkapcsolási veszteségek legegyszerűbben úgy minimalizálhatók, hogy olyan alacsonyra választjuk a chopperelés frekvenciáját, amilyenre csak lehetséges. Ez annál is inkább ésszerű megoldás, mert így lehetőség van arra, hogy elkerüljük a keletkező kellemetlen hangfrekvenciás zajokat (zűmmögés) – amely zavarhatja a felhasználót.

A chopperelés frekvenciáját természetesen nem tanácsos tetszőlegesen lecsökkenteni, mert könnyen áteshetünk a ló másik oldalára! Amennyiben a frekvencia túlságosan alacsony – mint ahogyan azt a 10a ábra is szemlélteti – a motor I_0 árama a t_{OFF} időben (szabadonfutó módus) zérusra csökkenhet!

A motor áramának ilyenképpen „elfogyása” nyomtatékingadozást eredményez; áttételesen fokozódik a kommutátor de különösen a kefék kopása! Természetesen az armatúraáram némi megszakadása elkerülhetetlen, különösen alacsony fordulatszámok és kis kitöltési tényezők esetén. Gyakorlati tapasztalatok alapján azonban azt kell mondanunk, hogy 50%-os kitöltési tényezővel, állandósult, normális



9. ábra. A PWM-chopperelt motor tipikus hullámformái: a) kis; b) nagy sebességű beállításban



10. ábra. PWM-chopperrel motor áramának hullámformái erős terhelés esetén: a) 120 Hz-es; b) kb. 500 Hz-es beállításban

üzemű menetben mindenféleképpen tanácsos *folymatos* motoráramot fenntartani.

Így láthatóan *megkötés* adódik a PWM chopper realizálható legalacsonyabb frekvenciájára. Megvalósítási nagyságrendeket alapul véve ($U_B = 36\text{ V}$; $P = 1500\text{ W}$ -os soros motor esetén) a kompromisszumos alsó frekvencia kb. 125 Hz.

b) A nagy nyomatékú üzemmód

A második, mondhatni szélsőséges eset legtipikusabb példája, amikor a lejtőn felfelé akarunk elindulni. A nagy indítónyomaték-szükséglet miatt a choppert 80...90%-os kitöltési tényezővel kell működtetni. Az eset fizikai realitásából fakadóan viszont ilyenkor kicsi a rotor fordulatszám és így csekély mértékű a benne indukálódó ellenelektromotoros erő is. A motor egy soros RL-taggal tökéletesen modellezhető, amelyen csak viszonylag kis feszültséget mérhetnénk. Ebből

fakadóan növekszik a motor áramának felfutó homlokmeredeksége.

Amennyiben a chopper frekvenciáját a normál működésnek megfelelő kb. 125 Hz-es értéken tartanánk, akkor így túlságosan nagy áramcsúcsok adódnának. A probléma megoldásaként *csökkenteni* kell a chopper ON részidőt is, hogy elkerüljük a motor átlagáramának és nyomatékának mérséklődését. Végül soron meg kell növelnünk a chopper frekvenciáját!

A vázolt módszer közel egyenletes és nagy átlagos motoráramot produkál, mindamellett mérsékli az áramcsúcsokat, melyet a chopper könnyebben elvisel. Az elérhető hatásokat a 10b ábra szemlélteti, kissé torzított időléptékekkel. Gyakorlatból vett adat, hogy az áram és a frekvencia ilyenkor maximálisan kb. ötszörös a normál üzemhez képest.

1.5. További áramköri funkciók

A jármű biztonságos és kényelmes működtetéséhez további elektromos, funkcionális részletmegoldásokat is tekintetbe kell vennünk.

a) A „legnagyobb sebesség” kapcsoló

Meglehetősen nehéz megoldani azt, hogy a chopper a 100%-ot megközelítően nagy kitöltési tényezővel működjön. Ezt a tényt többnyire maga az áramkör fizikája nem teszi lehetővé. A jármű legnagyobb sebességét elektronikus szabályozással tehát nem lehet elérni. A jelenség magyarázata kettős: egyrészt a chopper legnagyobb kitöltési tényezője gyakorlatilag nem lehet 90%-nál több, másrészt a félvezető kapcsolóeszközökön is mindig „marad” 1...1,5 V – ami a telep-feszültség 1...1,5%-a. A vázolt okok miatt a legtöbb szabályozó egy „rövidrezáró” kapcsolót is tartalmaz,

paralel a félvezető eszközöket tartalmazó chopperrel (ld. a 11. ábrát).

Az S_1 (többnyire egy nagyáramú relé) meghúzatása egy mikrokapcsoló segítségével történik, mely utóbbit a gyorsító pedál véghelyzeténél helyeznek el. Az S_1 működtetését többnyire *késleltetik*, elkerülve ezzel a kerekek esetleges „kipörgését”. A szabályozó rövidrezárása a maximális sebesség elérésén kívül a félvezetőök disszipációját nullára csökkenti. Ez a tény lehetőséget kínál arra, hogy optimalizáljuk a chopper hőkicszerelőinek méreteit.

Az S_1 kontaktus relatíve *kis méretű*, mivel vagy „nagy” feszültséget (36 V) és kis áramot, vagy nagy áramot, de legfeljebb 1...1,5 V-ot kell kapcsolnia.

b) A hátramenet-kapcsoló

A 11. ábra a hátramenet-kapcsoló helyes elrendezését is szemlélteti. Az S_2 nagyáramú, mechanikusan reteszelt, kettős morze-kontaktus átváltása során *megfordul* a gerjesztőtekercsben az áram iránya. Hatására megváltozik a motor forgása, a mechanikus áttételen keresztül pedig a jármű haladási iránya.

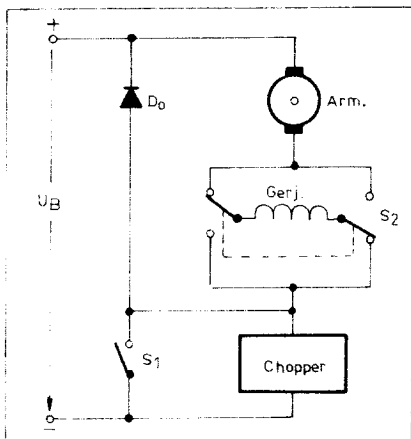
Fontosnak tartjuk megjegyezni, hogy a kétféle lehetséges változat közül sokkal kedvezőbb a *gerjesztőtekercs* átkapcsolása.

c) A fékezés

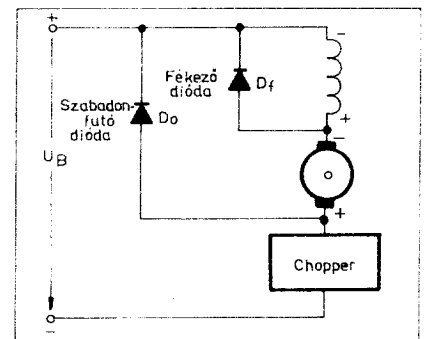
A hátramenet-kapcsoló beépítésével az *ellenáramú fékezés* ténye is belép a tervezési megfontolások csoportjába.

Az ellenáramú fékezés fizikáját úgy szemléltethetjük, hogy pl. a jármű előre halad és átváltjuk az S_2 reverzáló kapcsolót. A tömegek lendületéből fakadóan a motor *generátorként* fog működni, melynek feszültsége *hozzáadódik* a telep feszültségéhez. Ily módon igen nagy armatúráram alakul ki, amely tetemes fékező nyomatékot gyakorol a motor tengelyén keresztül a járműre.

A chopper működtetése az előző viszonyok között problematikus, és egyáltalán nem könnyű ilyen nagy áramokra tervezni. Megoldást jelent azonban az ellenáramú fékezés áramának érzékelése egy „relé” és egy dióda segítségével. A relé beavatkozó kontaktusai aztán letiltják, vagy egy



11. ábra. A legnagyobb sebesség (S_1) és a hátramenet-kapcsoló (S_2) beépítési lehetősége



12. ábra. Áramköri vázlat az ellenáramú fékezőnyomaték tanulmányozásához

igen kis kitöltési tényezőre „vissza-fogják” a choppert. Ezáltal limitálódik a félvezető eszközökön keresztül haladó áram átlagértéke (ld. a 12. ábrát).

A fékezőnyomaték (v. erő) szabályozása azért is szükséges, mert ebben az igen nagy igénybevételeket jelentő üzemmódban könnyen károsodhat a mechanikai erőátviteli rendszer is (fogaskerekek).

1.6. A félvezető kapcsolóeszköz

A számításba jöhető félvezető kapcsolóeszközök a tranzisztorok és a tirisztorok. A rendszerek túlnyomó többsége jelenleg még tirisztorokkal működik.

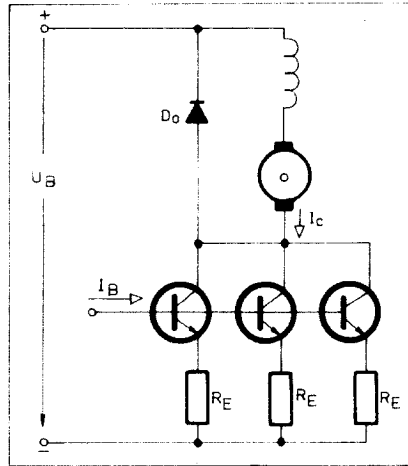
a) A tranzisztor mint kapcsoló

Megfontolásaink tárgyát most is egy 36 V, 1500 W-os elektromos autó képezi. A jármű indítási „vesztéseinek” leküzdéséhez 300 A-es áramfelvétel szükséges. Pillanatnyilag ugyan a 300...500 A-es tranzisztor-típusok (pl. PT 9502) már „rendelkezésünkre állnak” (!) Elterjedésüket egyelőre a rendkívül magas (150...300 \$) árak korlátozza. Ezért gazdasági megfontolásokból több darab, kisebb áramú eszközt kapcsolnak párhuzamosan.

Amikor azonban paralel tranzisztor-egységet (csoportot) alkalmazunk, gondoskodnunk kell a kollektoráramok egyenletes szétosztásáról. Ennek módszerei: a tranzisztorok válogatása és/vagy soros emitterellenállások beépítése – mint ahogyan a 13. ábra is szemlélteti.

Az ellenállásokat első közelítésben úgy válasszuk meg, hogy rajtuk a már szétosztott névleges áram hatására kb. egy U_{BE} nagyságú nyitófeszültség álljon elő. Ez utóbbi értéke szilícium tranzisztorokra 0,7...0,8 V, germániumokra pedig 0,3...0,4 V.

A chopperelő tranzisztor(-ok) kapcsoló üzemmódban működnek, ezért



13. ábra. A tranzisztoros chopper vázlata

ezeket okvetlenül telítésbe kell vezetni. A meghajtáshoz szükséges bázisáram-igény láthatóan elég nagy:

$$I_B \approx \frac{h_{FE}}{I_C} \approx \frac{300 \text{ A}}{10} = 30 \text{ A!}$$

Szerencsénkre, a már említett emitterellenállások a meghajtó bázisáramokat is igyekeznek egyenletesen elosztani (v. ö. negatív visszacsatolás).

Mint lehetséges alternatívákat megemlítjük, hogy már vannak nagy áramú (300...1200 A) szilícium Darlington-tranzisztorok (pl.: PT 5007). Ezen típusok áramerősítése elegendően nagy (100...500), de a sebességük meglehetősen mérsékelt (1...5 kHz) és nagyobb (3 V) a telítési feszültségük (diszzipáció!).

100–150 A kollektoráramú, germánium tranzisztorok úgyszintén rendelkezésünkre állnak. Előnyük, hogy kicsi (0,1...0,2 V) a telítési feszültségük, de lényegesen lassúbbak (2...10 kHz).

Igen fontos momentum a tranzisztor(-ok) kapcsolási karakterisztikája.

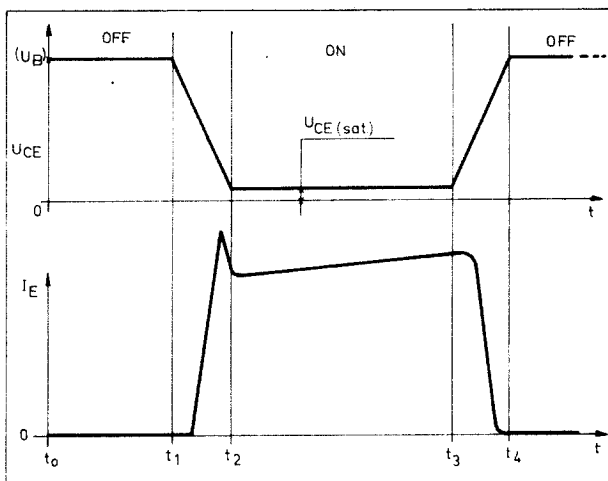
A 14. ábra egy teljes KI-BE-KI működési ciklust szemléltet, nem egészen léptékhelyes időskalázással. t_1 -től t_2 -ig a tranzisztor kikapcsolt (OFF). t_1 és t_2 között lecsökken a kollektor-emitter feszültség (U_{CE}), a tranzisztor pedig folyamatosan átvesszi az áramot a szabadonfutó diódától. Az ez idő tájt jelentkező áramesúcs a szabadonfutó dióda tárolt töltésének közömbösítéséből ered, amikor ez utóbbi záróirányú előfeszítést kap.

A $t_3...t_4$ időközben a tranzisztor nagy árammal vezet (ON). A t_3 pillanatban kezdődik a kikapcsolási folyamat. A motor induktív árama azonban mindaddig fennmarad a tranzisztoron keresztül, míg a feszültsége egy dióda nyitófeszültségével (0,7 V) meg nem haladja a tápfeszültséget. Ezt követően a motoráramot a szabadonfutó dióda veszi magára.

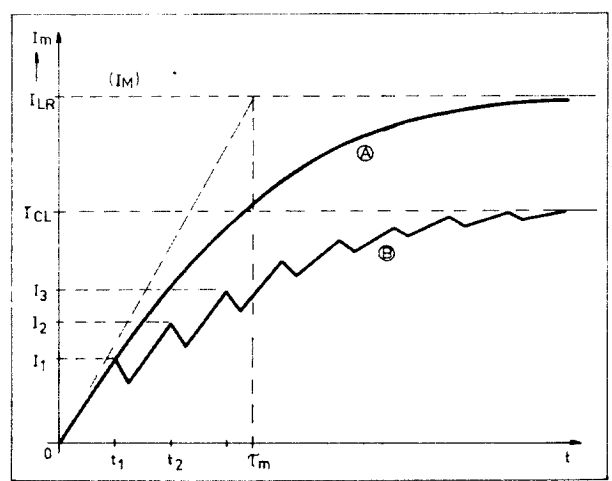
A $t_1...t_2$ és a $t_3...t_4$ időtartamok meglehetősen disszipatív jellegűek, ezért kis sebességű tranzisztor esetén limitálni kell a chopperelés frekvenciáját. A munkaegyes „formálásával”, és gyors feleledési idejű diódával valamelyest segíthetünk a dolgon. Az induktív terhelés kikapcsolásánál mindig vegyük tekintetbe a tranzisztor biztonságos működési tartományát (SOA).

Párhuzamosan kapcsolt tranzisztorok üzemeltetésénél egyéb „kínos” problémák is fellépnek, mivel a kapcsolási idejük valószínűleg eltérő. Joggal feltételezhetjük ui., hogy minden egyes tranzisztornak más és más a késleltetési, a felfutási, a tárolási és az esési ideje. Ezért a leggyorsabb tranzisztor fogja átvenni a szabadonfutó diódától kezdetben a teljes áramot, viszont a leglassúbb fogja átadni utóljára az összáramot a kikapcsolásnál. Belátható, hogy ez a két tranzisztor a többihez képest lényegesen jobban lesz igénybe véve.

A tirisztor (SCR) lényeges előnye abban áll, hogy a 300...500 A-es típusok már olcsón elérhetők. Nem szükséges, de nem is szabad párhuzam



14. ábra. Motort szabályozó kapcsolótranszisztor tipikus hullámformái: a) kollektor-emitter feszültség, b) emitteráram



15. ábra. Induktív terhelésű tirisztoros chopper lehetséges áramfelfutásai az indítási feltételtek és az áramlimitáció ellenőrzéséhez

mosan kapcsolni őket. Begyűjtáshoz pedig egyetlen gate-impulzussal (2 A; 10 μ s) elegendő. Viszonylagos hátrányuk, hogy oltásukhoz kissé bonyolult, reaktáns áramkörök szükségesek. A legtöbb megoldás manapság még tirisztorokat használ. A hátralevő részben mi is egy tirisztoros choppert fogunk részletesen ismertetni.

b) A tirisztor mint kapcsoló

A tirisztor *önzáró* tulajdonsággal rendelkezik, így egyetlen gate-impulzussal lehet begyűjteni. Kikapcsolása viszont úgy történhet, hogy anódláramát egy meghatározott ideig nullára csökkentjük. Ez utóbbi történhet egy soros kapcsolóval, vagy többnyire úgy, hogy megfordítjuk a tirisztor anódláramát – legalább az oltáshoz szükséges t_g időtartamig. A forszírozott oltásnak ez a módszere minimum egy, de inkább két kisebb teljesítményű tirisztor, és/vagy egy nagy teljesítményű kondenzátort és egy nagyáramú induktivitást igényel. Ezeket mind „beleértjük” a félvezető kapcsoló áramkörbe.

1.7. A chopper határáramai

Gondolatban visszatérve az 1a ábrához, látható, hogy a soros gerjesztésű DC-motor indulási vagy megfogyott rotorú (I_{LR} – Locked Rotor) áramfelvétele igen nagy. Álló armatúra esetén az áramfelvételt a motor ohmos ellenállása és az áramkör (telep, huzalozás, kapcsolók, csatlakozások stb.) impedanciája korlátozza.

Egy 1500 W-os, 36 V-os vontatómotor névleges áramfelvétele mintegy

60 A, 68%-os hatásfokot alapul véve. Egy ilyen motor ohmos ellenállása kb. 60 m Ω , ami azt jelenti, hogy „egészséges” akkumulátor és gondosan kis értéken tartott huzalozási stb. impedancia mellett (álló állapotban) 500 A áramfelvétel is kialakulhat.

Noha ez az 500 A-es áramfelvétel a lehetséges legnagyobb indítónyomatékokat fogja produkálni, ésszerű megfontolások miatt azonban erre nincs szükség. Gyakorlati, tapasztalati tény, hogy a névleges motoráramnak már az ötszöröse is elegendő az indítás során. Jelen példánkban ez a 300 A-es áram egy mérsékelt emelkedésű lejtőn felfelé történő elinduláshoz is elégséges nyomatékokat eredményez.

Szerencsénkre a tápfeszültség rákapcsolását követően az áram a motor elektromos időállandójának megfelelően kezd majd csak emelkedni. A példaként idézett motorunk álló állapotbeli induktivitása kb 300 μ H.

A motor elektromos időállandója így:

$$\tau = \frac{R}{L} = \frac{300 \mu\text{H}}{60 \text{ m}\Omega} = 5 \text{ ms (1)}$$

Az áram kezdeti emelkedési meredeksége:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{LR}}{\tau} = \frac{500 \text{ A}}{5 \text{ ms}} = 100 \text{ A/ms (2)}$$

amint azt a 15. ábra is szemlélteti. Az inént számított időállandó viszont elegendő arra, hogy érzékeljük a motor áramát, ill. annak növekedési sebességét, és a megfelelő pillanatban lezárjuk a félvezetőt! Ezzel a módszerrel egy ésszerű I_{CL} (Chopper Limited) értékre tudjuk korlátozni az indítási áram értékét.

2. A tirisztoros chopper

A szabadalmi kivonatok arról tanúszkodnak, hogy a tirisztoros chopperek többségét a 60-as évek első felében már leírták. Ezen áramkörök zömében azonban nem alkalmasak a néhány kW teljesítményű, soros vontatómotor táplálására.

A rendkívül egyszerű magyarázat az, hogy az oltókondenzátor kapacitását az *indítási* feltételeknek megfelelően kell megválasztani. Ez tudvalevően a névleges áramfelvétellel 5...8-szorosát jelenti, ami igen nagy μ F-értékeket, nem kevésbé terjedelmes és drága kondenzátort von maga után.

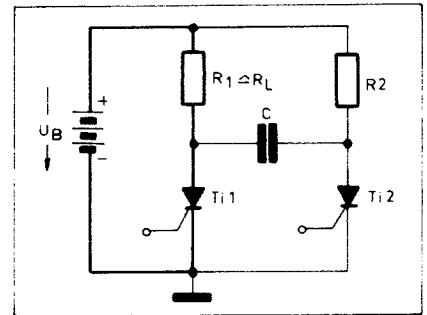
Az elvi megoldás nyilvánvaló: a jármű U_B telepfeszültségénél jóval nagyobb szinten kell az oltókondenzátorban tárolni a főtirisztor kikapcsolásához szükséges energiát! Ezzel a módszerrel igen eredményesen lehet csökkenteni a kommutáló alkatrészek méreteit és költségeit. Korlátozást a félvezető eszközök és a kondenzátor határfeszültsége jelent. Esetünkben ez nem problematikus, mivel a legtöbb jármű telepfeszültsége nem éri el a 110 V-ot.

A bemutatásra kerülő, igen jó hatás-

fokú, a soros DC vontatómotorok szabályozására kiváltképpen alkalmas tirisztoros choppert D. V. Jones, a General Electric munkatársa publikálta 1961-ben. A megoldás rendszertechnikailag egy ún. *D-típusú kommutációs áramkör*: ahol a főtirisztor oltása egy kondenzátorban (pontosabban egy LC körben) relatíve nagy feszültségintenzitáson tárolt energia és egy pilot-tirisztor segítségével történik.

2.1. A Jones-féle kommutációs áramkör lezármatatása és működése

Az első ránézésre talán kissé bonyolultnak tűnő chopper működése és lezármatatása igen szemléletesé válik, ha a 16. ábrán változ, közismert, ún. *C-típusú kommutáló áramkör*ből indulunk ki. Az oltás itt a telepfeszültségre töltött C kommutáló kondenzátorral történik, de felváltva, a terhelő áramot azonos mértékben vezető T_{i1} , ill. T_{i2} tirisztorok segítségével. A szimmetrikus elrendezés következtében ez az áramkör képez: a legtöbb



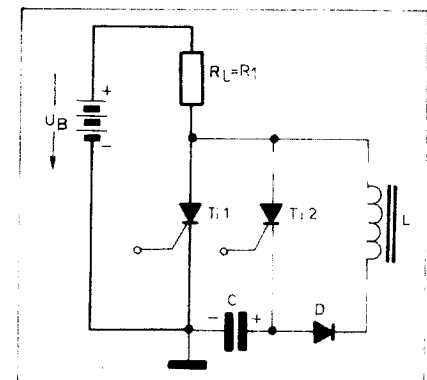
16. ábra. C-típusú kommutáló áramkör elvi vázlata

négyszög-kimenetű inverter és teljesítmény flip-flop (villogók, számláncok stb.) alapvető építőkövét.

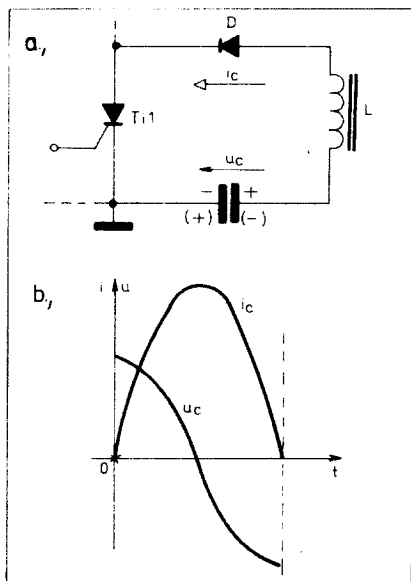
A szimmetria célszerű és nagymértékű megbontásával D-típusúvá válik a kommutáló áramkör – a flip-flop-ból tehát szaggató, vagyis chopper lesz. Ennek érdekében egyrészt növeljük meg az R_2 anódl ellenállást úgy, hogy $R_2 \geq 10 R_1$; másrészt cseréljük ki a T_{i2} tirisztor egy kb. negyedakkora határáramú típusra. Az átalakítás eredményeként a hasznos DC teljesítmény túlnyomórészt az R_1 ($\cong R_L$) terhelőellenálláson disszipálódik, a T_{i2} segédtirisztor pedig nagy intenzitással csak a kommutáció időtartamában vezet. Az R_2 ellenállás szerepe így zömmel a kondenzátor újratöltésére korlátozódik.

Rendezzük most át egy kissé az előző áramkörünket! A terhelő ellenállásba „olvasszuk” be a nálánál jóval nagyobb értékű R_2 -t. A kommutáló kondenzátort helyezzük a katódkörbe, melynek töltődését egy D diódából egy egy L induktivitásból álló rezonáns körrel biztosítjuk (ld. a 17. ábrát).

A működtetés során először T_{i2} -t kell begyűjteni. A telep – C – T_{i2} – R_1 elemeken keresztüthaladó intenzív áramimpulzus $R_1 C$ időállandóval „gyorsan” feltölti a kommutáló kondenzátort. Majd az áram csökkenésével a segédtirisztor kiálszik. Ezt követően gyűjtjük a T_{i1} főtirisztor, melynek árama két komponensből tevődik össze. A hasznos terhelőáram R_1 -en halad keresztül, míg a kommutációt előkészítő, felszínű alakú rezonáns



17. ábra. A D-típusú kommutáló áramkör lezármatatása



18. ábra. Vázlat a rezonáns oltóáramkör tanulmányozásához

áram a C-D-L-T₁ útvonalon alakul ki. A rezonancia következtében megfordul a kondenzátor polaritása – melyet a dióda elszigetelése következtében jó ideig megőriz. A rezonáns áramimpulzus kialakulását, ill. az oltókondenzátor előkészítését jól érzékelteti a 18. ábra.

Megfelelő vezetési időtartam után ismét gyújtjuk T₂-t, amely a kommutáló kondenzátort most záróirányban kapcsolja rá a főtirisztorra, így bekövetkezik annak oltása. A folyamat ezután természetesen periodikusan ismétlődik.

Képezzünk most autotranszformátort az előző kapcsolás vasmagos induktivitásából – úgy, ahogyan azt a 19. ábra szemlélteti! Az L₁ nagyáramú és az L₂ ún. töltőtekercs természetesen igen szoros csatolásban van. Ezzel a Jones-chopper alapkapsolásához jutunk, melynek kiemelkedő előnye a stabil indulás – ami a bekapcsolást követő első kommutáció nagyfokú biztonságából ered.

A működési ciklust most a T₁ főtirisztor gyújtásával kezdjük. A terhelőáram megindulása – a szoros csatolás következtében – feszültséget indukál az L₂ tekercsben, ami a kommutáló kondenzátort a jelzett polaritással a telepfeszültség 4...6-szorosára tölti. A bekapcsolási időszak végén gyújtjuk a T₂ pilot-tirisztor. Az ezt követő 10...20 μs alatt megtörténik a főtirisztor forszírozott oltása, majd a kondenzátor megmaradt töltése a telepfeszültségre szuperponálódva rezonáns áramimpulzust hoz létre az U_B-C-T₂-L₁-R₁ körben. A fél rezgésidő végén ez az áram megfordul, kioltja T₂-t és a következő félciklus végéig az U_B-C-D-L₂-L₁ hurokban halad. Ennek eredményeként a kondenzátor töltése „megfordul”, amely a kioltott tirisztorok következtében fennmarad.

Ezt követően ismét gyújtjuk a T₁ főtirisztor, amely az L₂ és a D eleme-

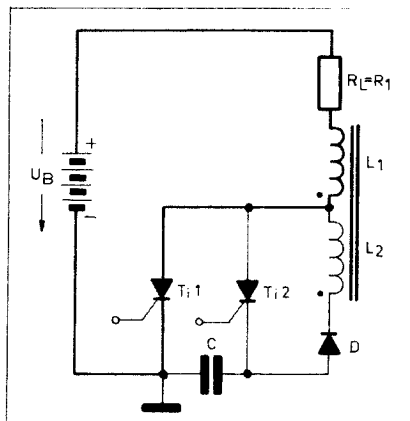
ken keresztül rezonánsan kisüti a kondenzátort. A negatív félhullám és az intenzív terhelőáram megindulása megfordítja a kondenzátor polaritását, így az áramkör előkészült a soron következő kommutációs folyamatra. Végül soron a kondenzátorban rendelkezésre álló hasznos oltó energia (egy adott és jól méretezett elrendezés esetén) elsősorban a terhelőáram intenzitásával arányos. Erős terhelésnél ugyanis növekszik az indukált feszültség, és így az áramkör önmaga igyekszik kompenzálni a tirisztorok eközben megnövekedett kommutációs időit.

Összehasonlításként megállapíthatjuk, hogy a Jones-chopper az előző kapcsolásokhoz képest stabilabb kommutációs folyamatot biztosít, amit a beépfendő nagyobb záró és blokkoló feszültségű tirisztorokkal kell megfizetnünk. Ez utóbbi hátrány viszont akkumulátoros működtetés esetén szinte elenyésző.

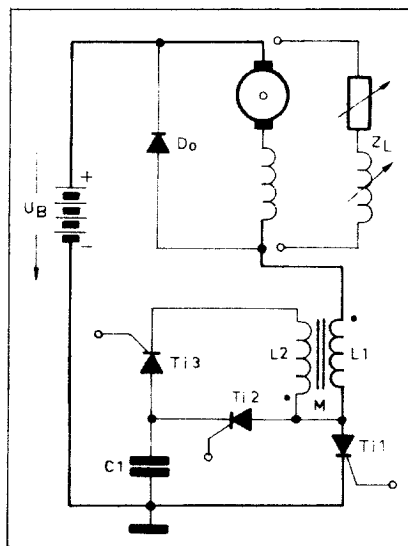
Lényegesen javítható a chopper működése és indulási stabilitása, ha a D töltődiódát a T₃ tirisztorral helyettesítjük (ld. a 20. ábrát). A realizálható előny többrétű. A legfontosabb ezek közül, hogy így jóval nagyobb energiát tudunk az oltókondenzátorban a kommutáció céljára tárolni. Lehetőség nyílik továbbá arra, hogy az áramkör U_{C1}(t₁) = -U_B feszültséggel is beinduljon. A működtetés szekvenciáját ilyenkor a T₂ gyújtásával kell kezdeni, ami megfelelő értelemben felkészíti a kommutációs áramkört. Ez természetes is, hiszen az első „impulzus” folyamán a kondenzátor feltöltődése kizárólag az autotranszformátoros hatás függvénye.

Végül nem elhanyagolandó szempont, hogy a T₃ adaptálásával egyszerűbbé válik a chopper működése.

Az illetéknéppen módosított Jones-chopper alapkapsolását a 20. ábra szemlélteti a számunkra legmegfelelőbb formában – kiegészítve a motoros terheléssel és a szabadonfutó diódával. A 21. és a 22. ábraszorozatok segítségével tanulmányozhatjuk az állandósult állapotbeli chopper működésének hat különböző fázisát. A tirisztorok helyett az egyszerűség kedvéért kapcsolókat rajzoltunk, melyek szemlé-



19. ábra. A Jones-chopper töltődiódás alapkapsolása



20. ábra. Javított kivitelű töltőtirisztoros Jones-chopper, motoros terheléssel és szabadonfutó diódával

letesen is jelzik azok állapotát. Amint a kapcsolók a ciklusidő alatt működnek, a chopper ennek megfelelően vált át egyik fázisból a másikba. A periodikus működés hullámformáit a kapcsolási vázlatokkal összhangban a 22. ábraszorozat illusztrálja.

Megjegyezzük, hogy az időtengely „skalázása” messzemenően nem lineáris, ezáltal is szeretnénk kidomborítani a tranziens részleteket!

2.2. Az áramkör részletes működése

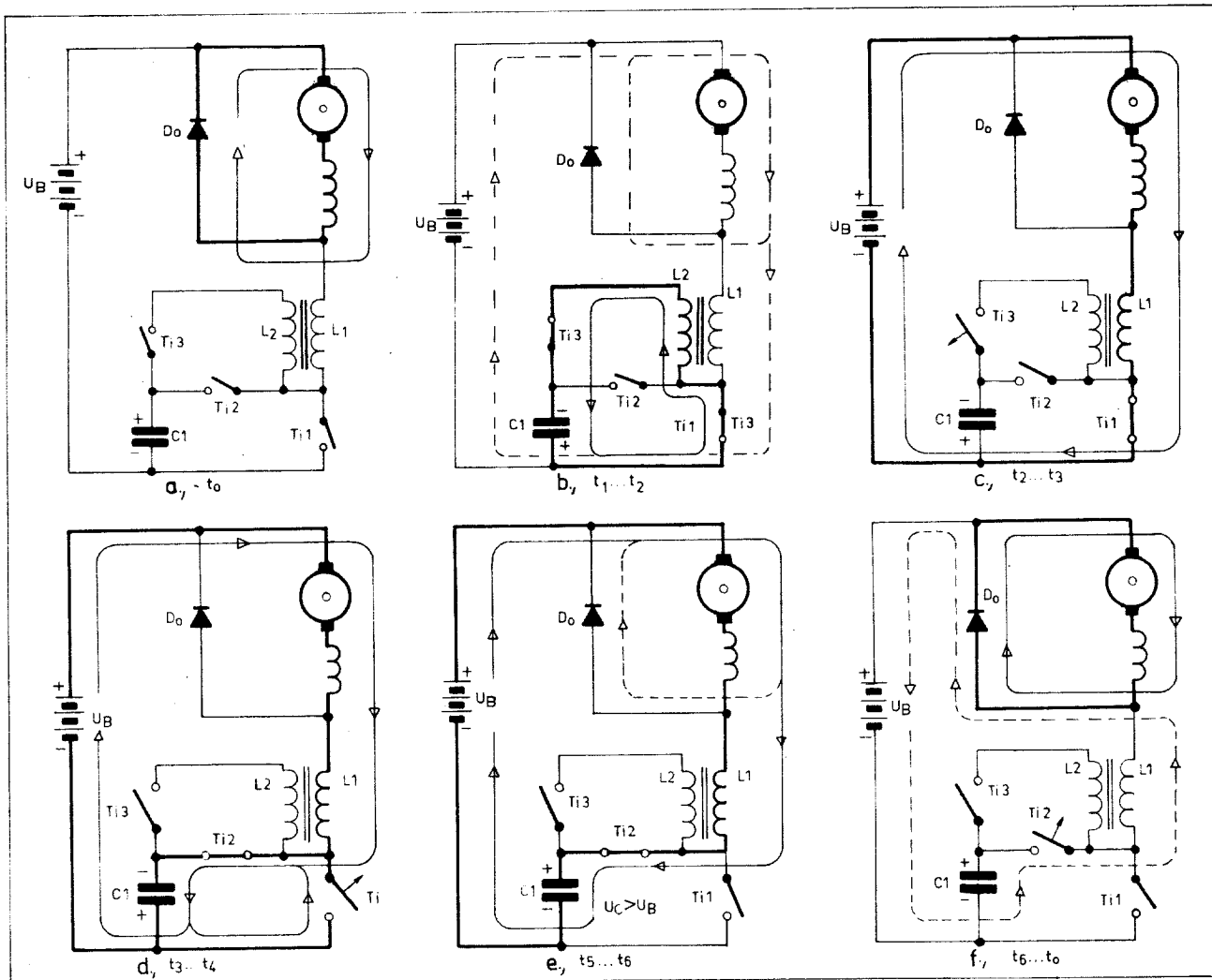
A normál működésben vizsgált ciklus a t₀ pillanatban kezdődik – melynek „helyzetét” természetesen önkényesen választottuk meg. T₁ és T₃ kikapcsolt (direkt irányban blokkolt), T₂ pedig lezárt állapotban van. A D₀ dióda szabadonfutó módusban, eszükönző jelleggel vezeti a motor áramát.

A t₁ pillanatban gyújtjuk a T₁ és a T₃ tirisztorokat. Ánódfeszültségük hirtelen a nyitófeszültség szintjére csökken.

A t₁...t₂ intervallumban fél-sinus alakú, rezonáns kisütőáram alakul ki a C₁-T₃-L₂-T₁ alkatrészekben. A t₂ pillanatban ez az áramkomponens irányt szeretne változtatni, így kioltja T₃-at. Az inémt változt folyamat végére mínusz koszinuszos jelleggel megfordul a C₁ kondenzátor polaritása. Eközben a T₂ tirisztor feszültség-igénybevétele reverz irányúról direkt irányúra fordul. Mivel pedig a kisütőkör „vesztése” relatíve csekély, a kondenzátor feszültségére azt mondhatjuk, hogy:

$$U_{CL}(t_2) \approx -0,8U_{CL}(t_1) \quad (3)$$

T₃ kommutálásával a C₁ kondenzátor mintegy leválasztódik az áramkörrel, így a t₂ pillanatban felvett negatív csúcshővezetést jó ideig megőrzi. Ezzel a főtirisztor oltásához



21. ábra. Motort szabályozó Jones-chopper hat jól elkülöníthető működési fázisa

szükséges villamos energia rendelkezésre áll.

Az előzőekkel összhangban a begyűjtött T_1 főtirisztor a motor áramát is kezdi „átvenni” a szabadonfutó diódától oly módon, hogy ez utóbbit záróirányba viszi. Ez az áramkomponens a motor elektromos időállandójának megfelelően közelítően lineárisan növekvő tendenciájú. A D_0 záróirányú feleledési árama feszültségcsúcsokat eredményez a chopper induktivitásain; *elsősorban* a motoron. Ezt a kissé kellemetlen jelenséget mérsékelni lehet gyors feleledésű dióda és egy megfelelő paralel RC-tag alkalmazásával (ld. később a 30. ábrát).

Végül az időtartamra azt mondhatjuk igen jó közelítéssel hogy:

$$t_2 - t_1 \approx \pi \sqrt{L_2 C_1} \quad (4)$$

A $t_3 \dots t_3$ intervallumnak elegendően hosszúnak kell lennie, hogy ezalatt a T_3 kommutálni tudjon. Ez egyébként a chopper „hasznos” ON állapota; a főtirisztor növekvő tendenciájú árammal táplálja a motort. C_1 polaritása negatív, tehát fel van készítve T_1 oltására.

A bekapcsolási időtartam lényegében a t_3 pillanatig tart, amikor is begyűjtjük a T_3 segéd-tirisztor. A C_1 negatív feszültsége a főtirisztorra kapcsolódik, így annak árama megszűnik a záróirányú feleledést követően.

A motor induktív árama ezekben lényegében állandó és tovább folyik az $L_1 - T_2 - C_1$ építőelemeken keresztül a telep negatív pólusához. A motoráram *igen gyorsan átvált* a T_1 -ről a T_2 -re, így ez utóbbi $+ di/dt$ -jét kizárólag az áramkör húzalozási és szórési induktivitása korlátozza. A későbbiek során a biztonságos működés érdekében tervezünk erre a célra egy késleltető funkciójú, feltöltődő induktivitást!

A $t_3 \dots t_4$ intervallumban a főtirisztor reverz irányú előfeszítést kap. Az állandó motoráram lineáris du/dt -vel pozitív irányba tölti az oltó-kondenzátort. Ennek a részidőnek biztonságosan elegendőnek kell lennie a T_1 tirisztor tökéletes kikapcsolásához. A $t_4 - t_3$ időtartam tehát a főtirisztor számára generált kommutációs idő, hiszen

a t_4 pillanatban a C_1 feszültsége átmegegy a nullán és pozitívvá válik. Így a főtirisztor anódja direktirányú előfeszítést kap. A motor árama az

$L_1 - T_2$ elemeken át tovább tölti a C_1 -et egészen

a t_5 pillanatig, amikor:

$$U_{C1}(t_5) = U_B + U_D \quad (5)$$

vagyis amikor az oltó-kondenzátor feszültsége egy dióda nyitófeszültségével nagyobb, (másszóval meghaladja) a telep-feszültségénél.

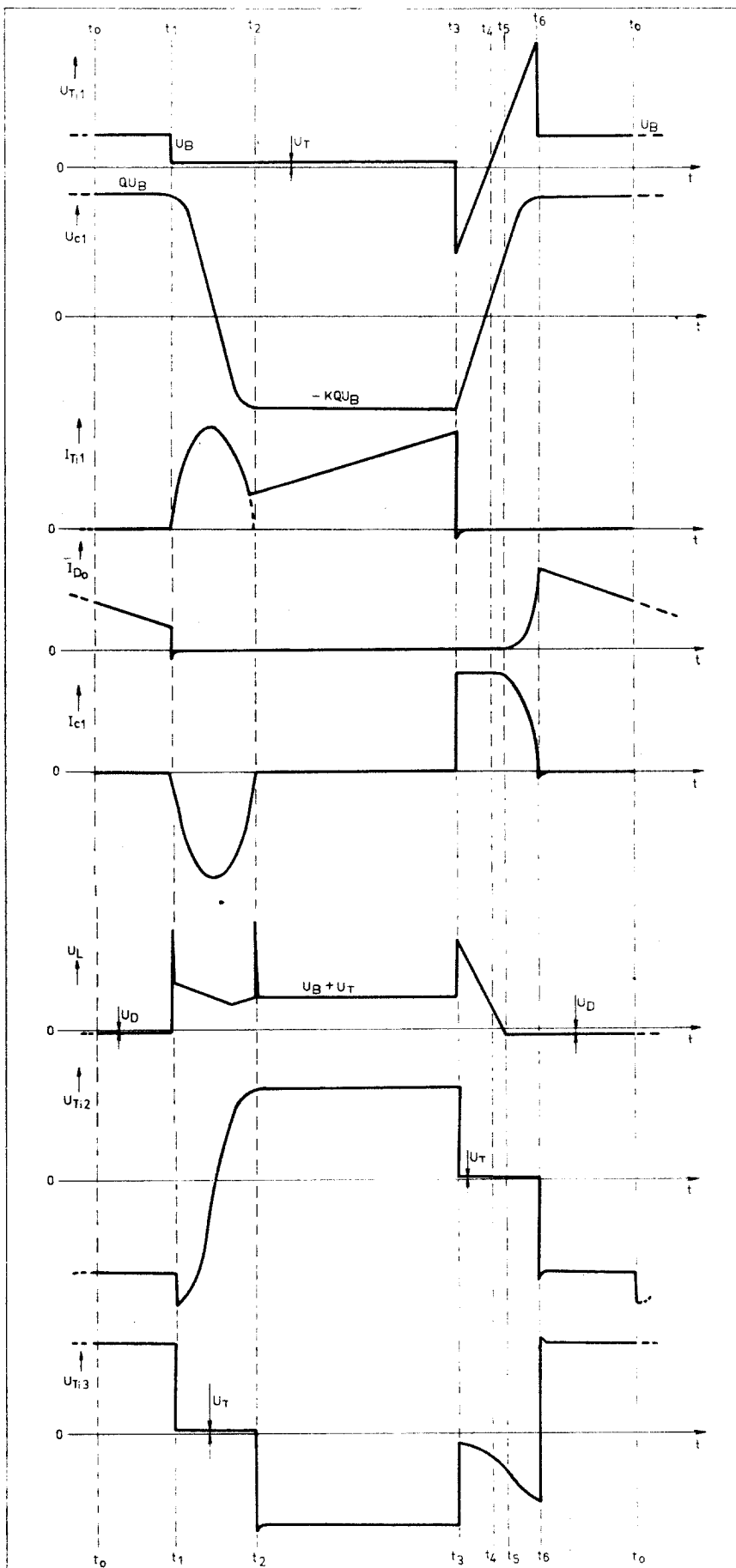
Ettől fogva a szabadonfutó dióda kezd kinyitni és a motoráram az $L_1 - T_2 - C_1$ „útvonaról” folyamatosan a D_0 irányba terelődik. Ahogyan a szabadonfutó dióda kezdi magára venni a motoráramot, olyan mértékben csökken az L_1 , T_2 és a C_1 árama.

A $t_5 \dots t_2$ intervallumban az L_1 induktivitásban tárolt mágneses energia átkerül az oltó-kondenzátorba villamos energia formájában az:

$$\frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} C U^2 \quad (6)$$

analógia mintájára. A C_1 kondenzátor feszültsége ezért tovább növekszik, noha a töltőárama egyre csökken. A folyamat egészen

a t_6 pillanatig tart, amikor a szabadonfutó dióda a teljes motoráramot magára veszi. A többé-kevésbé rezo-



náns töltődés következtében a kondenzátor árama negatívba lendül és kioltja a T_{i2} -t. Így valamennyi tirisztor kikapcsolott állapotba kerül. A motor lendületéből fakadó, csökkenő jellegű, generált áramot a szabadonfutó dióda vezeti. Eközben elérve

a t_0 pillanatot, ismét a chopper (önkéntesen választott) kiindulási állapotához érkezünk.

A t_1 pillanatban a ciklikus működés előlről kezdődik. A $t_1 - t_4$ intervallum némi rátartással a T_{i2} számára generált kikapcsolási idő. Megválasztásakor ezért kellő körültekintéssel kell élnünk!

Végül megemlítjük, hogy a $t_1 - t_3$ időszak felel meg a chopper OFF állapotának.

3. A Jones-chopper tervezése

Egy konkrét elektromos jármű hajtásának méretezésekor a konstruktőrnek elsődlegesen a vontató motor méreteit, a tápláló akkumulátortelepet és a szükséges indítónyomatékokat kell tekintetbe vennie. A telep és a motor „kényszerkapcsolata” rendszerint megadja a tervezés kulcsfontosságú információit; ezek rendre:

- az U_B telepfeszültség, amely rendszerint 24 V és 110 V közé esik.
- az átlagos terhelőnyomaték leküzdéséhez szükséges I_N névleges motoráram.
- az I_M maximális áram, melyet az indítási nyomaték legyőzése érdekében a motorba be kell táplálnunk. Értéke kétféle lehet (lásd előbb): I_{LR} ill. ennek kb. a 65%-a az I_{CL} .
- τ_m az álló motor elektromos időállandója.

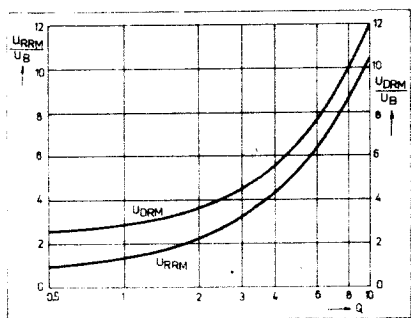
Másik fontos és mérlegelendő paramétercsoportot képez az oltókondenzátor és az autotranszformátor jellemzői, valamint azok és a félvezetők áram- és feszültség-határadatai. A fent említett paraméterek az áramköri építőelemeken keresztül egymással sokrétű összefüggésben vannak.

3.1. Az építőelemek megválasztása.

A határfeszültségek

A tirisztorokat és a C_1 oltókondenzátort a lehető legnagyobb és egyben gazdaságos QU_B határfeszültségű típusokra válasszuk; ahol Q az áramkör ún. feszültség-sokszorozási („jósági”) tényezője. Figyelembe kell azonban venni, hogy a rezonáns lengések során az oltókondenzátor a kommutáció céljára csak $-KQU_B (= U_{RRM})$ negatív szintet őriz meg, ahol: $K = 0,7 \dots 0,9$. A pontos értékeket a 23. diágramból olvashatjuk ki.

22. ábra. Az állandósult állapotbeli chopper tipikus hullámformái



23. ábra. Diagram a chopper építőelemein fellépő maximális feszültségek meghatározásához

a) Az óltó-kondenzátor

A C_1 kondenzátornak megfelelő ideig kell elterelnie a lényegében állandó motoráramot. Feszültsége ezalatt lineárisan emelkedik egy negatív szint-ről a nulla felé. (ld. $t_3 \dots t_4$ intervallum). A T_{i1} főtirisztorok ezalatt biztonságosan ki kell oltania.

A chopper által generált t_x kommutációs idő a $C \cdot U = I \cdot t$ töltődési formula analógiájára, és áramkorlátozást alkalmazva:

$$t_x \approx \frac{C_1 U_C}{I_M} \quad (7)$$

Figyelembe véve, hogy most egy boos-

ter-áramkör a telepfeszültségnek KQ -szorosára tölti az óltó-kondenzátort, annak szükséges kapacitása így:

$$C_1 = \frac{I_M \cdot t_x}{KQU_B} \quad (8)$$

Kétszeres biztonsági tényezővel dolgozva:

$$t_x = 2t_{q1} \quad (9)$$

helyettesítendő, ahol t_{q1} a főtirisztor oltási ideje.

b) A kommutáló inductivitás

A chopper $t_3 \dots t_4$ időszakbeli működését jól tanulmányozhatjuk a 24. ábrán vázolt elemi áramkör segítségével. Az S kapcsoló nyugalmi helyzetében az I_m motoráram az L_1 inductivitáson folyik, a tárolt mágneses energia:

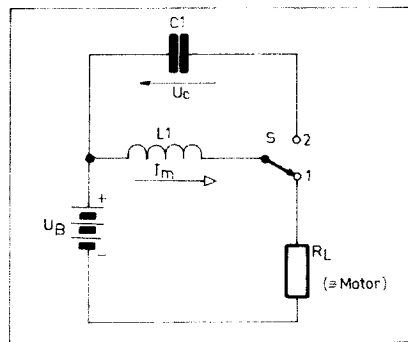
$$\frac{1}{2} L_1 I_m^2 \quad (10)$$

Amikor a kapcsoló (a valóságban tirisztor) átvált, akkor a mágneses energiának a kondenzátorba kell átvevődnie, villamos energia formájában. Az energia megmaradása elvét alkalmazva:

$$\frac{1}{2} L_1 I_m^2 = \frac{1}{2} C_1 U_C^2 \quad (11)$$

Innen a kondenzátor pozitív csúsfeszültsége:

$$U_C = I_m \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (12)$$



24. ábra. Áramköri részlet a kommutáló inductivitás méretezéséhez

ami igazolja előző megállapításainkat. Az I_m megfelel a chopper (főtirisztor) terhelőáramának a t_3 , míg U_C az óltó-kondenzátor feszültsége a t_4 pillanatban.

Az óltó-kondenzátor ismeretében, valamint az indítási paramétereket a (12) formulába helyettesítve a kommutáló inductivitás értékére:

$$L_1 = \frac{C_1 (QU_B)^2}{I_m^2} \quad (13)$$

adódik.

c) A kommutáló alkatrészek grafikus méretezése

Helyettesítsük a generált kommutációs idő (7) formulájába a kondenzátor feszültségének (12) képletét, így

$$t_x = \sqrt{L_1 C_1} \quad (14)$$

adódik.

Osszuk el most a (12) összefüggést a telepfeszültséggel:

$$\frac{U_C}{U_B} = \frac{I_m}{U_B} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (15)$$

Majd vezessük be az alábbi jelöléseket. Az álló rotor fiktív ellenállása:

$$R_{CL} = \frac{U_B}{I_m} \quad (16)$$

A chopper feszültségszorosozási tényezője:

$$Q = \frac{U_C}{U_B} \quad (17)$$

A (17) formula az előzőek felhasználásával:

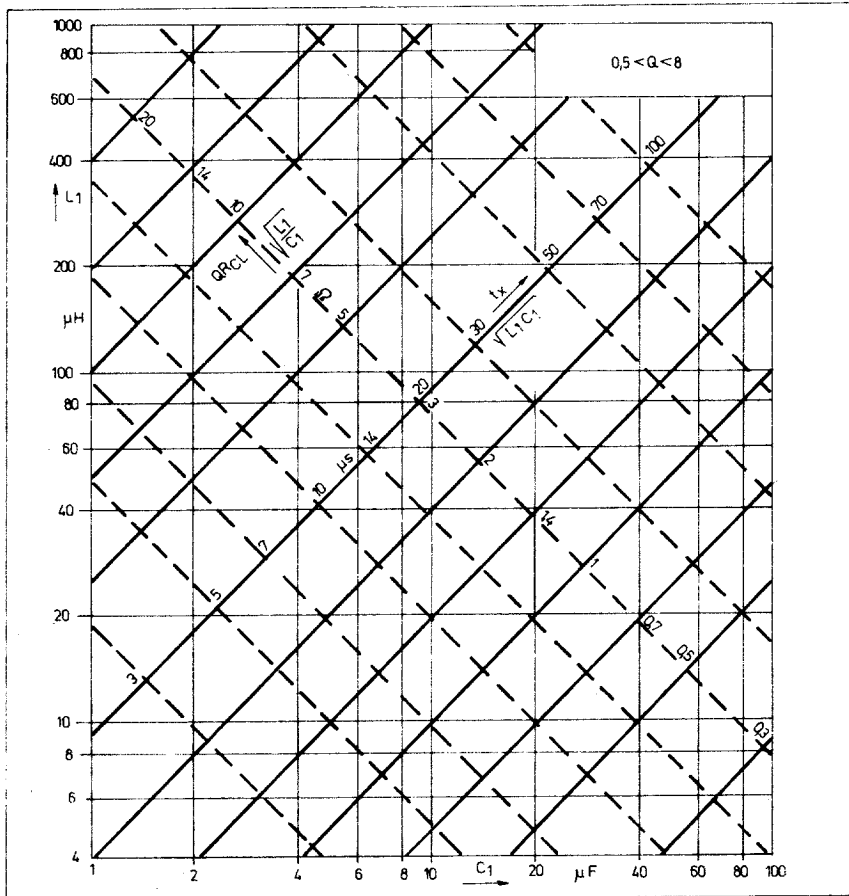
$$Q = \frac{1}{R_{CL}} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (18)$$

vagy kissé másképpen:

$$QR_{CL} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (19)$$

Ez szemléletesen azt is jelenti, hogy $Q \gg 1$ esetén a tirisztorokon fellépő csúsfeszültségek közelítően QU_B értékűek.

A tervezés főbb lépései láthatóan az R_{CL} , Q , L_1 és a C_1 megválasztása köré csoportosulnak – ahol az L_1 és C_1 egyrészt meghatározza az áramkör által a főtirisztor számára generált kikapcsolási időt, másrészt a rendszerben fellépő reverz és direkt irányú csúsfeszültségeket.



25. ábra. Diagram az állandósult állapotbeli Jones-chopper építőelemeinek grafikus meghatározásához

A 25. ábra a logaritmusos skálázású $L_1 - C_1$ koordináta-rendszerben a (14) és a (19) összefüggések konstans vonalait ábrázolja – némi biztonsági tényező rátartásával. Az alkatrészek ilyen megválasztásával, állandósult állapotban 99%-os biztonsági tényezővel garantált a főtirisztor általa.

A 23. és a 25. ábrák tehát grafikus szemléltetik a stationer üzemi chopper tervezésének főbb szempontjait.

Nem kötelezően érvényesek viszont a bekapcsolást követő, néhány indítási ciklusra. Ez utóbbi esetre külön vizsgálat tárgyává kell tenni a chopper működőképességét – amiről a későbbiekben lesz szó.

3.2. A chopperelés frekvenciája

a) A maximális frekvenciát nagy nyomatéki igényű esetekben alkalmazzuk. A motor álló állapotbeli τ_m idő-állandója lényegében meghatározza a chopperelt motoráram emelkedési és esési meredekségét. A 15. ábra segítségével:

$$\frac{di}{dt} = \frac{0,63 I_m}{\tau_m} \quad (20)$$

A motor áramának pulzálását becsleszerűen 80 és 120% közé érdemes korlátozni (ld. a 10b ábrát).

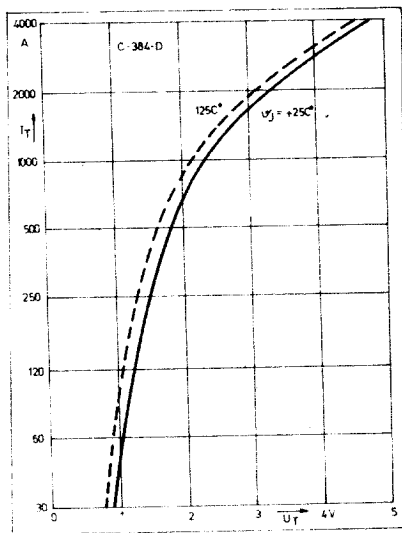
Hasonló háromszögek tételét alkalmazva, valamint az exponenciális görbék kezdeti szakaszát lineárisan közelítve, a chopper minimális ciklusideje:

$$T_{\min} \approx (0,35 \dots 0,45) \tau_m \quad (21)$$

A legnagyobb chopperelési frekvencia pedig:

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} \quad (22)$$

b) Normál üzemben, amikor csekély a motor átlagos árama, a kapcsolási veszteségek csökkentése érdekében *mérsékelni kell* a chopperelési frekvenciát.



26. ábra. Nagyteljesítményű, inverz típusú tirisztor nyitókarakterisztikája; paraméter az aktív szerkezet hőmérséklete

ciáját. A motoráram fel- és lefutása „lankásabb” a viszonylag nagy fordulatszám és a kiadós ellen-elektromotoros erő következtében.

Tapasztalati tény, hogy a maximális chopperelési frekvencia $1/4 \dots 1/5$ -ével már folyamatos motoráramot lehet fenntartani, 30%-nál nagyobb kitélési tényezővel, állandósult üzemben. Így:

$$f_{\min} \approx 0,22 f_{\max} \quad (23)$$

3.3. Az üzembiztos indulás

A 15. ábra többek között az indítási feltételek ellenőrzésére is szolgál. A főtirisztor először a 0 pillanatban gyűjtjük. Ezt követően az induktív jellegű terhelőkör árama exponenciálisan növekszik. Ha nem alkalmazunk szaggatást, az áram az A görbe szerinti, időállandója: τ_m

Chopperelés esetén az első kommutáció a t_1 pillanatban történik, amikor I_1 értékű a motor és egyben a főtirisztor árama. A hullámforma kezdeti szakaszát lineárisan tekintve, hasonló háromszögek felhasználásával:

$$I_1 = \frac{t_1}{\tau_m} I_M \quad (24)$$

Az indítás során igen nagy kitélési tényezővel kalkulálhatunk, ezért a t_1 intervallum a minimális ciklusidő 85...90%-a. Ez utóbbi pedig célszerűen *legalább kétszerese* legyen a $C_1 (L_1 + L_m)$ soros rezgőkör saját periódusidejének. Némi rátartással tehát:

$$t_1 \approx T_{\min} = 4\pi / C_1 (L_1 + L_m) \quad (25)$$

Az I_1 intenzitású áram kikapcsolásának biztonságát a (7) formulával kell ellenőrizni; amely most az indítási viszonyoknak megfelelően:

$$t_x = \frac{C_1 U_B}{I_1} \quad (7.a)$$

Helyettesítve a (24) és (25) formulákat ez utóbbi képletbe, a főtirisztor számára generált, legelső kikapcsolási időtartam:

$$t_{x(1)} = \frac{L_m}{4\pi} \sqrt{\frac{C_1}{L_m + L_1}} \quad (26)$$

A motor forgórésze eközben természetesen még áll de a fenti összefüggésnek a főtirisztorra nézve ki kell elégítenie a:

$$t_{x(1)} \geq t_q$$

feltételt!

A 15. ábrából jól látszik, hogy a második és a többi – soron következő kikapcsolás előtti $I_2, I_3 \dots$ stb. áramok amplitúdói – az exponenciális jelleg következtében – *mindinkább kevesebb mint kétszerese* a megelőzően lekommutált (pl. az I_1) áram szintjének! Mivel pedig az $L_1 - C_1$ oltókör értékeit úgy választottuk, hogy a generált kikapcsolási idő *legalább kétszerese* legyen a főtirisztor kommutációjához szükséges időtartamnak, ezért a megelőző (pl. I_1 csúcsertékű) áram következtében kialakuló boost-feszültség mindinkább biztonságos oltást eredményez a t_2 (stb.) pillanatokban is!

3.4. A nagyteljesítményű építőelemek megválasztása

A feszültség-határadoatokkal kapcsolatos megfontolásokat már említettük; vonatkozik ez a tirisztorokra és az oltókonduktorra. Ez utóbbi elektromos és geometriai mérete egyenesen arányos a főtirisztor t_q kikapcsolási idejével.

A vizsgálódásaink egy további területe az eszközök áramterhelhetőségi határadata. Az indítóanyagok megkívánt mértéke, a jármű használatának módja (az indítások gyakorisága stb.), az alkalmazott hőkieserlők méretei és fajtái burkoltan meghatározzák a teljesítmény-félvezetőket. A megfelelő határáramú eszközök megválasztása maga után vonja azok teljesítmény-disszipációját, melyet a grafikus formában adott $U_T = f(I_T)$ nyitókarakterisztika segítségével kalkulálhatunk (ld. a 26. ábrát).

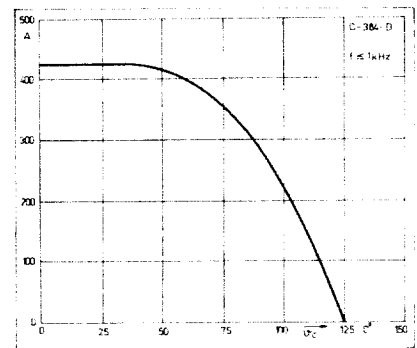
Az így kiadódott disszipációk birtokában *ismétellen* ellenőrizzük az eszközök áramterhelhetőségét az $I_{RMS} = f(x)$ diagramok segítségével (példaként lásd a 27. ábrát). Majd válasszuk meg, ill. méretezzük a megfelelő hőkieserlőt. Gyakorlati tapasztalat, hogy átlagosan két közelítéses számítás feltétlenül szükséges, még mielőtt nekifogunk a prototípus elkészítéséhez! Ezt követően igen tanácsos ellenőrzésként megmérni az áramokat.

Az összes félvezetőre nézve, a disszipációs szempontból legkedvezőtlenebb eset álló motor esetén, f_{\max} chopperelési frekvencia mellett áll elő. A további, mennyiségi jellegű megfontolásainkat is az iménti feltételek figyelembevételével végezzük. (Az egyes áram- és idő-komponenseket az abc kisbetű indexeivel jelöljük.)

a) A T_1 főtirisztor

Árama két részből tevődik össze (ld. a 22. és 28. ábrákat). A t_1 és a t_2 pillanatok között alakul ki a rezonáns, fél-színusz alakú áram. Amplitúdója:

$$I_a = \frac{QU_B}{\sqrt{L_2}} \quad (27)$$



27. ábra. Teljesítménytirisztor áramterhelhetősége a tokhőmérséklet függvényében

„Szélessége”, más szóval tartama:

$$T_a = \pi \sqrt{L_2 \cdot C_1} \quad (28)$$

Minden T periódusidőben egy ízben jelentkezik, így effektív értékének egy teljes ciklusra vonatkoztatott átlaga:

$$I_b = I_a \sqrt{\frac{T_a}{2T}} \quad (29)$$

A $t_2 \dots t_3$ időben a motor „lineárisan” növekvő árama folyik. Kezdő értéke:

$$I_c \cong 0,8 I_M \quad (30)$$

végértéke $I_d \cong 1,2 I_M$ (31)

Tartama (90%-os kitöltési tényező esetén)

$$T_b = (0,9T - T_a) \quad (32)$$

A teljes ciklusidőre vonatkoztatott átlagos effektív értéke:

$$I_e = \sqrt{\frac{T_b}{3T} (I_c^2 + I_d^2 + I_c \cdot I_d)} \quad (33)$$

A főtirisztor teljes RMS árama:

$$I_f = \sqrt{I_b^2 + I_e^2} \quad (34)$$

ami megegyezik az L_1 tekercs áramával is!

A kikapcsolt T_1 feszültségmeredeksége:

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_M}{C_1} \quad (35)$$

míg a bekapcsolási árammeredekség:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_a}{\sqrt{L_2 C_1}} \quad (36)$$

b) A T_2 tirisztor

Árama ismét két összetevőből áll (ld. a 22. és 29. ábrákat). A $t_3 \dots t_5$ pillanatok között állandó, I_d amplitúdójú, melynek tartama:

$$T_c = \frac{C_1(KQ+1)U_B}{I_d} \quad (37)$$

Minden T ciklusidőben egy ízben fordul elő, effektív értékének átlaga így:

$$I_g = I_d \sqrt{\frac{T_c}{T}} \quad (29.a)$$

A $t_5 \dots t_6$ intervallum koszinuszos jellegű lefutását lineárisan közelítve, a második áramösszetevő átlaga:

$$I_h = I_d \sqrt{\frac{T_d}{3T}} \quad (33.a)$$

ahol T_d a lefutás tartama, értéke a Thomson-formulából:

$$T_d = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C_1} \quad (28a)$$

A tirisztor teljes effektív árama:

$$I_j = \sqrt{I_g^2 + I_h^2} \quad (34a)$$

A kikapcsolt T_2 feszültségmeredeksége:

$$\frac{du}{dt} = \frac{(KQ+1) U_B}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (38)$$

Meg kell jegyeznünk azonban, hogy a D_0 dióda áramának hirtelen megszűnésekor *nemkívánatos feszültségtranziensek* lépnek fel a T_2 főcsatlakozásain, melyet egy RC taggal csillapítani kell (ld. a 30. ábrát).

A gyújtást követő árammeredekség:

$$\frac{di}{dt} = \frac{KQU_B}{L_\sigma} \quad (39)$$

ahol: L_σ a T_1 , T_2 és a C_1 alkotta hurok induktivitása. Értéke gyakorlatilag $1\mu H$ nagyságrendű. A di/dt méréseklése céljából célszerű az L_2 telítődő induktivitás beépítése (ld. 30. ábrát). Méretezéséről a későbbiekben lesz szó!

A T_2 kikapcsolására generált idő a maximális kitöltési tényező esetén a legkevesebb. Értéke – felhasználva előző jelöléseinket:

$$t_{x(2)} = (t_6 \dots t_1) + \frac{T_a}{2} \quad (40)$$

Értékének ismerete nélkülözhetetlen támpontot ad a vezérlés kialakításához.

c) A T_3 tirisztor

Árama megegyezik a főtirisztor rezonáns áramával, értéke: I_b . Feszültségmeredeksége:

$$\frac{du}{dt} = QU_B \frac{R_0}{L_2} \quad (41)$$

ahol R_0 az L_2 , T_2 , T_3 kör limitáló ellenállása. A du/dt a t_6 pillanatban a legkritikusabb, amikor T_3 lezár és az

oltókondenzátor pozitív feszültsége hirtelen a T_3 -ra kapcsolódik.

T_3 gyújtását követő bekapcsolási árammeredekség:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_a}{\sqrt{L_2 C_1}} \quad (36a)$$

A generált kommutációs időt ($= t_5 - t_4$) a legkisebb kitöltési tényezőnél kell figyelembe venni. Hozzávetőleges értéke kb. 0,1 T, melyet a vezérlés helyes megtervezésével lehet betartani.

d) A D_0 szabadonfutó dióda

A legnagyobb áramigénybevétele 50%-os kitöltési tényező mellett lép fel. Értéke az előző jelölések felhasználásával:

$$I_0 = \frac{I_e}{\sqrt{2}} \quad (42)$$

Erre a funkcióra csak kifejezetten kis tárolt töltésű, gyors feléledésű típust építsünk be. Ezzel redukálhatjuk a dióda elektródáin és más építőelemeken fellépő tranzienst feszültségcsúcsokat, melyet az I_{rr} áram hirtelen megszűnése kelt.

e) A C_1 oltókondenzátor

Árama két összetevőből áll (ld. a 29. ábrát), melynek egy teljes működési ciklusra vonatkoztatott RMS értéke:

$$I_k = \sqrt{I_b^2 + I_j^2} \quad (34b)$$

f) Az L_1 és L_2 kommutáló induktivitások (autotranszformátor)

Az L_1 tekercs eredő RMS árama:

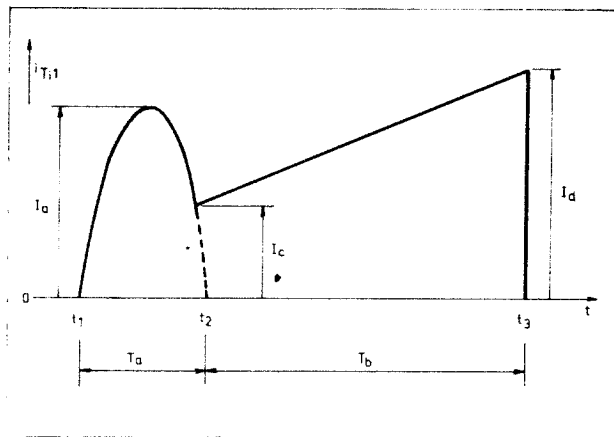
$$I_l = \sqrt{I_e^2 + I_j^2} \quad (34c)$$

Az L_2 tekercs pedig: I_b

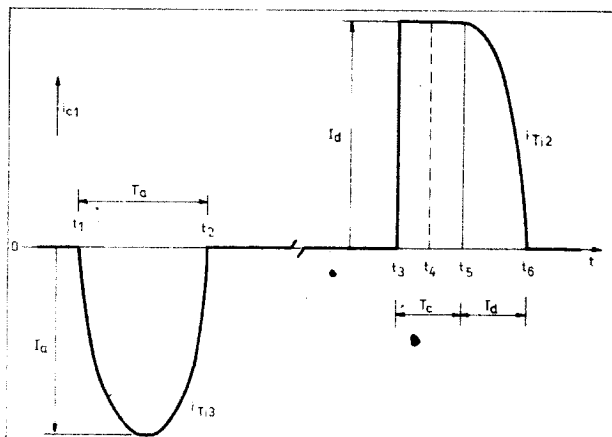
Az M kölcsönös induktivitás csúcsárama váltakozva egyszer I_a , más-szor I_d .

Fontos megkötés továbbá hogy a tekercsek vasmagjának *nem szabad telítődni* a rezonáns áramimpulzus T_a tartama alatt. Feszültség-idő integrálja ezért legalább:

$$f \int u dt \geq QU_B \sqrt{LC} \quad (43)$$



28. ábra. A főtirisztor áramának oszcillogramja



29. ábra. Az oltókondenzátor és a pilot-tirisztorok áramainak hullámformái

értékű legyen! A vasmag a $t_3 \dots t_4$ időszakban az I_1 áram hatására lemagne-szeződik.

SI mértékegységeket és a szokásos jelöléseket és kifejezéseket használva, a tekercsek méretezési képletei a következők:

A feszültség-idő integrálja:

$$\int u dt = 2B_{\max} \cdot A \cdot N \quad (44)$$

Az inductivitása pedig:

$$L = \mu_0 \frac{N^2 A}{\Sigma \delta} \quad (45)$$

ahol B_{\max} az illető vasanyagra nézve megengedett legnagyobb indukció (célszerűen a B_s telítési indukció 80... 85%-a), A a vasmag keresztmetszete, N a menetszám és $\Sigma \delta$ a mágneses erővonal útjába eső teljes légrés. Az előző (43) (44) (45) képletek, valamint a tekercsek I_1 és I_b áramterhelései lehetőséget kínálnak a kommutáló inductivitás közelítő méretezéséhez.

g) Az L_s telítődő inductivitás

Ez az alkatrész az áramköri paraméterektől és a választott tirisztoroktól függően nem mindig szükséges. Alkalmazása mégis célszerű a tirisztorok védelme szempontjából. A realizálható késleltetési idő:

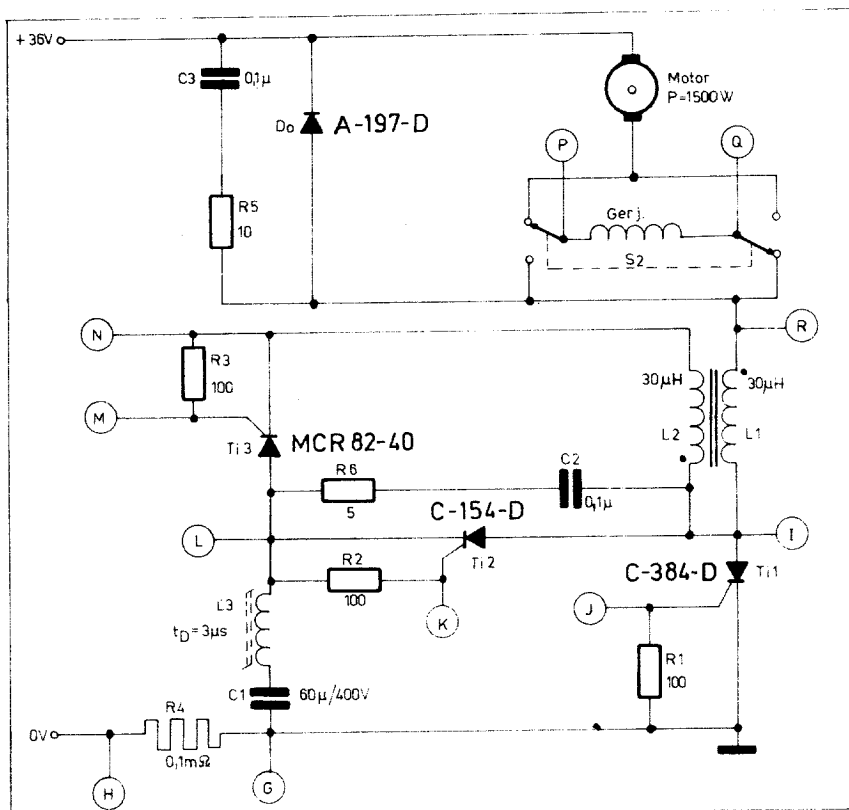
$$t_D = \frac{N \cdot \Delta B}{K Q U_B} \quad (46)$$

A mi esetünkben $t_D = 2 \dots 4 \mu s$ a legjobban megfelelő. A telítődés beállta előtt a tekercs mágnesezési árama:

$$I_{mg} = \frac{H_s l_{mg}}{N} \quad (47)$$

melynek intenzitására nézve kívánalom, hogy nagyobb legyen mint a megfelelő tirisztor I_L kapcsolóárama, de legyen jóval kisebb a terhelő áramnál.

Az előző két formulában eddig még nem szereplő jelölések: ΔB a magra nézve megengedett indukcióváltozás,



30. ábra. A chopper teljesítményelektronikai része, a megvalósítási adatokkal

H_s a telítési indukcióhoz szükséges mágneses térerősség és l_{mg} a mágneses erővonalak hossza.

Természetesen mindent – mint az egész közleményben mindenütt – SI mértékegységekben kell helyettesíteni.

Az L_s inductivitást célszerű a C_1 kondenzátorral sorosan beépíteni. Áramának így nem lesz DC-összetevője, a mag pedig minden egyes ciklus végére visszatér a kiindulási mágneses állapotba.

nek tekintjük, akkor az építőelemeken fellépő legnagyobb pozitív csúcsfeszültség:

$$U_{DRM} = Q U_B = 6 \cdot 36 \text{ V} = 216 \text{ V}$$

míg a negatív csúcsfeszültség:

$$U_{RRM} = -K Q U_B = -0,8 \cdot 6 \cdot 36 \approx -173 \text{ V}$$

Ezen feszültségek azt eredményezik, hogy a kondenzátor igénybevétele: $216 + 173 = 389 \text{ V}_{pp}$, melyhez a 400 V-os szabványos határérték áll legközelebb. Kiindulási adataink tehát jók. Ugyanezen okoskodással valamennyi nagyteljesítményű félvezetőt legalább:

$$U_{DRM} = 300 (> 216) \text{ V-os}$$

típusra válasszuk. (Kísérleti célokra ajánlatos 400 V-os eszközöket beszerezni.)

e) A kommutáló építőelemek (8) (9) (13)

Előljáróban feltételezzük, hogy a T_{i1} főtirisztor teljes kikapcsolási ideje a kívánt áramerősségnél és du/dt -nél:

$$t_q \leq 10 \mu s$$

Az indítás biztonsága miatt:

$$t_x = 3t_q = 30 \mu s$$

Ennek birtokában az oltókondenzátor:

$$C_1 = \frac{300 \text{ A} \cdot 30 \mu s}{173 \text{ V}} = 52 \mu F;$$

felkerekítve $60 \mu F$

Míg az inductitás:

$$L_1 = \frac{60 \mu F \cdot (216 \text{ V})^2}{(300 \text{ A})^2} \approx 30 \mu H$$

4. Konkrét méretezési példa

A továbbiakban bemutatjuk egy megvalósított elektromos kisaató hajtás szabályozásának méretezését. A főbb lépések előtt hivatkozunk az egyes képletekre.

4.1. Kiindulási adatok

a) A motor és a telep fő jellemzői

- A megkívánt legnagyobb motoráram $I_m = 300 \text{ A}$
- Motoráram megfogott rotor esetén $L I_{LR} = 500 \text{ A}$
- A motor időállandója $\tau_m = 5 \text{ ms}$
- A telep feszültség: $U_B = 36 \text{ V}$

Az előzők felhasználásával az álló motor fiktív ellenállása:

$$R_{LR} = \frac{36 \text{ V}}{500 \text{ A}} = 0,072 \Omega$$

és inductivitása:

$$L_{LR} = L_m = 0,072 \Omega \cdot 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 360 \mu H$$

b) Az alkatrészek feszültség-határadatai (17)

A nagysebességű tirisztorok és az oltásukhoz kiváltképp alkalmas teljesítmény-kondenzátorok 800 V-ig állnak rendelkezésünkre. Amennyiben „a nagyságrendek belövéséhez” kompromisszumosan egy 400 V_{pp} szabványos határfeszültségű kondenzátort választunk, akkor a jósági tényezőre

$$Q = \frac{400 \text{ V}}{36 \text{ V}} \approx 6$$

adódik. Ha K értékét közepesen 0,8-

Az egyszerűség kedvéért válasszuk úgy, hogy:

$$L_1 = L_2 = 30 \mu\text{H}$$

d) A chopperelés frekvenciája (21) (22) (23)

$$T = T_{\min} = 0,4 \cdot 5 \text{ ms} = 2 \text{ ms}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{2 \text{ ms}} = 500 \text{ Hz}$$

$$f_{\min} = 0,24 \cdot 500 \text{ Hz} = 120 \text{ Hz}$$

e) Az indítás ellenőrzése (26)

$$t_{x(1)} = \frac{360 \mu\text{H} \sqrt{60 \mu\text{F}}}{4\pi \sqrt{(360+30)\mu\text{H}}}$$

$$t_{x(1)} \approx 11,2 \mu\text{s} > 10 \mu\text{s} = t_q$$

A főtirisztor megválasztása tehát jó, ezután nekiláthatunk az érdemi méretezéshez.

f) A Ti_1 főtirisztor

(27) (28) (29) (30) (31) (32) (33) (34) (35) (36)

$$I_a = 6 \cdot 36 \text{ V} \sqrt{\frac{30 \mu\text{H}}{60 \mu\text{F}}} \approx 306 \text{ A}$$

$$T_a = \pi \sqrt{30 \mu\text{H} \cdot 60 \mu\text{F}} \approx 133 \mu\text{s}$$

$$I_b = 306 \text{ A} \sqrt{\frac{133 \mu\text{s}}{2 \cdot 2000 \mu\text{s}}} \approx 56 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

$$I_c = 0,8 \cdot 300 \text{ A} = 240 \text{ A}$$

$$I_d = 1,2 \cdot 300 \text{ A} = 360 \text{ A}$$

$$T_b = 0,9 \cdot 2000 \mu\text{s} - 133 \mu\text{s} = 1667 \mu\text{s}$$

$$I_e = \sqrt{\frac{1667 \mu\text{s}}{3 \cdot 2000 \mu\text{s}} (240^2 + 360^2 + 240 \cdot 360)} \text{ A}$$

$$I_e \approx 276 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

Ezután a Ti_1 teljes RMS-árama:

$$I_1 = \sqrt{(56 \text{ A})^2 + (276 \text{ A})^2} \approx 282 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

$$\frac{du}{dt} = \frac{300 \text{ A}}{60 \mu\text{F}} = 5 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{306 \text{ A}}{\sqrt{30 \mu\text{H} \cdot 60 \mu\text{F}}} = 7,2 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

$$t_q = 10 \mu\text{s}$$

Egy lehetséges megoldásként válasszuk erre a pozícióra a General Electric C-384 D jelzésű tárcsa-tirisztorát, amely 400 V, 400 A határadatú típus.

g) A Ti_2 méretezése

(28a) (29a) (33a) (34a) (37) (38) (39) (40)

$$I_d = 360 \text{ A}$$

$$T_c = \frac{60 \mu\text{F} (0,8 \cdot 6 + 1) 36 \text{ V}}{360 \text{ A}} \approx 35 \mu\text{s}$$

$$I_k = 360 \text{ A} \sqrt{\frac{35 \mu\text{s}}{2000 \mu\text{s}}} \approx 47,6 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

$$T_d = \frac{\pi}{2} \sqrt{30 \mu\text{H} \cdot 60 \mu\text{F}} \approx 66,6 \mu\text{s}$$

$$I_n = 360 \text{ A} \sqrt{\frac{66,6 \mu\text{s}}{3 \cdot 2000 \mu\text{s}}} = 37,9 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

A Ti_2 teljes RMS árama:

$$I_j = \sqrt{(47,6 \text{ A})^2 + (37,9 \text{ A})^2} \approx 61 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

$$\frac{du}{dt} = \frac{(0,8 \cdot 6 + 1) 36 \text{ V}}{\sqrt{30 \mu\text{H} \cdot 60 \mu\text{F}}} \approx 4,9 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

de a tranziensek idején jóval nagyobb is lehet!

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{0,8 \cdot 6 \cdot 36 \text{ V}}{1 \mu\text{H}} \approx 173 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

Ez elegendően nagy érték ahhoz, hogy korlátozzuk egy késleltető, telítődő induktivitással! A Ti_2 számára generált oltási idő:

$$t_{x2} = 0,1 \cdot 2000 \mu\text{s} + \frac{133 \mu\text{s}}{2} \approx 266 \mu\text{s}$$

amely egyáltalán nem jelent szigorú megszorítást.

Erre a funkcióra kiváltképp alkalmazsak a

C-154 D

C-158 E

jelű General Electric, 110 A-es, hőkicszerelőbe becsavarható típusok.

h) A Ti_3 tirisztor (29) (36a) (41)

Teljes effektív árama: $I_b = 56 \text{ A}_{\text{RMS}}$

$$\frac{du}{dt} = \frac{6 \cdot 36 \text{ V} \cdot 5 \Omega}{30 \mu\text{H}} = 36 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Megjegyezzük, hogy az $R_C C_s$ csillapító tag (l. 30. ábra) időállódnak „alkalmazkodnia” kell ezen feszültségmeredekséghez, amely kísérletileg optimalizálható.

$$\frac{di}{dt} = \frac{306 \text{ A}}{\sqrt{30 \mu\text{H} \cdot 60 \mu\text{F}}} \approx 7,2 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

A generált oltási idő:

$$t_{x3} \approx 0,1 \cdot 2000 \mu\text{s} = 200 \mu\text{s},$$

amely az előzőhöz hasonlóan nem von maga után kritikus paramétert.

Válasszuk a MOTOROLA cég:

MCR 82 - 40

jelzésű 80 A-es becsavarható, szigetelt típusát. Így mindhárom tirisztor ugyanazon hőkicszerelőre erősíthetjük.

i) A D_0 szabadonfutó dióda (42)

Effektív áramerhelése:

$$I_0 = \frac{276 \text{ A}}{\sqrt{2}} \approx 195 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

Válasszuk a G. E.: A 197 D vagy a MOTOROLA: MR 1225 FL típusokat.

j) A C_1 oltókapacitás (34.b)

Áramának effektív értéke:

$$I_k = \sqrt{(56 \text{ A})^2 + (61 \text{ A})^2} = 82,8 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

A világcégek katalógusai nagy választékban kínálnak kimondottan erre a célra készített kondenzátorokat. Példaként választottuk a SIEMENS: 2 db 33 μF ; 560 V DC (B 25834 - B 4336 - K4) MKV típust; 1 db mérete: $\varnothing 79 \times 104$, tömege: 0,48 kg.

k) Az L_1 és az L_2 induktivitások (34.c) (43) (44) (45)

Az L_1 RMS árama:

$$I_1 = \sqrt{(276 \text{ A})^2 + (61 \text{ A})^2} \approx 283 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

Az L_2 RMS árama: $I_b = 56 \text{ A}_{\text{RMS}}$

$$\text{Csúcsáramaik: } I_a = 306 \text{ A}$$

$$I_d = 360 \text{ A}$$

A tekercsek feszültség - idő integrálja:

$$\int u dt \approx 6 \cdot 36 \text{ V} \sqrt{30 \mu\text{H} \cdot 60 \mu\text{F}} \approx 9,2 \text{ V ms}$$

Többszöri közelítés eredményeként vasmagként a VACUUMSCHMELZE cég TRAFOPERM N2 anyagából készült SM 85-a típusú, tekercsel magot választottuk. Főbb adatai:

$$A = 8,02 \text{ cm}^2; l_{\text{mg}} = 18,3 \text{ cm};$$

$$B_{\text{max}} = 1,76 \text{ T}$$

$N_1 = N_2 = 5$ menet, valamint $L' = 0,84$ mm esetén az induktivitás:

$$L = \frac{5^2 \cdot 8,02 \cdot 10^{-4} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,84 \cdot 10^{-3}} = 3 \cdot 10^{-5} \text{ H} = 30 \mu\text{H}$$

és a rendelkezésünkre álló feszültség - idő integrál:

$$\int u dt = 2 \cdot 1,76 \cdot 8,02 \cdot 10^{-4} \cdot 5 = 1,41 \cdot 10^{-3} \text{ Vs} = 14,1 \text{ V} \cdot \text{ms}$$

$$\int u dt = 14,1 \text{ V} \cdot \text{ms} > 9,2 \text{ V} \cdot \text{ms}$$

tehát az így méretezett induktivitás kielégíti a vele szemben támasztott kívánalmakat.

Az egyes tekercsek rézanyagának körülhatárolásához az: $s_1 = s_2 = 7 \dots 8$

A (még) megengedhető effektív mm^2 áramsűrűségekből indulhatunk ki. Ennek megfelelően az egyes rézkeresztmetszetek:

$$A_1 = \frac{282 \text{ A}}{7 \dots 8 \text{ A/mm}^2} = 35 \dots 40 \text{ mm}^2$$

$$(\approx 50 \times 0,75)$$

és

$$A_2 = \frac{56 \text{ A}}{7 \dots 8 \text{ A/mm}^2} = 7 \dots 8 \text{ mm}^2$$

$$(\approx 50 \times 0,15)$$

A tekercset célszerű lágy, 50 mm széles, 0,75 ill. 0,15 mm vastag vörösréz szalagból, kondenzátor módjára, bifilárisan, önholdó kivételben tekercselni. Szigetelőanyagként használjunk poliészterrel megerősített preszpáncsíkokat. Ezáltal jó helykihasználást és hűtést érhetünk el. Légrésként használjunk 0,84/2 = 0,42 mm vastag, kemény szigetelőanyagot (pl. üvegszálas műgyanta lemezt).

l) Az L_3 késleltető fojtótekercs (46) (47)

Többszöri közelítés után a választott vasmag: SIEMENS Siferit N 30 anyagból $\varnothing 36 \times 22$ mm-es fazékmag.

Ennek főbb adatai:

$$A = 2,01 \text{ cm}^2; l_{\text{mg}} = 5,3 \text{ cm}; \Delta B = 0,64 \text{ T};$$

$$H_s = 150 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

Válasszunk $N = 4$ menetet. Az elérhető késleltetési idő így:

$$t_D = \frac{4 \cdot 2,01 \cdot 10^{-4} \cdot 0,64}{0,8 \cdot 6 \cdot 36} \approx 3 \mu s$$

A mágneszési áram pedig:

$$I_s = \frac{150 \frac{A}{m} \cdot 0,053 m}{4 \text{ menet}} \approx 2 A$$

A késleltető tekeres megválasztása jó, mivel:

$$0,3 A \approx I_L \ll 2 A \ll I_{C1} \approx 83 A$$

A huzalkeresztmetszet kalkulálásához most is az $s = 7 - 8 A/mm^2$ áramsűrűségekből indulhatunk ki (ld. előbb). Egy célszerű (lehetséges) megoldásként megemlítjük az „élére” tekercselt 4×3 mm-es szögletes huzalt, önhordó kivitelben.

4.2. A chopper gyakorlati kialakítása

A 30. ábra a chopper végleges, elvi vázlatát szemlélteti. Az elkészítéséhez az alábbi, konstruktív jellegű megjegyzéseket szeretnénk még hozzáfűzni.

a) Az $L_1 + L_2$ kommutáló és az L_3 késleltető induktivitást nagyon célszerű valamilyen higan folyó, majd polimerizálódó (térhálósodó) szilikon-gumival kiönteni (pl. SZILORKA H-1,

+K-1 katalizátor). A módszer igen eredményesen csökkenti a működétes közben keletkező zűmmögést.

b) A T_1 és a T_2 tirisztorokat erősítsük közös hőkicserélőre. Amennyiben a T_2 funkciójára sikerül ún. „szigetelt” típust beszerezni, úgy mindhárom tirisztor ugyanazon hűtőbordára kerülhet.

c) A D_0 szabadonfutó dióda hűtéséről külön kell gondoskodnunk. A dióda polaritásától függően célszerű vagy a motorral, vagy a reverzáló kapcsolóval „összekombinálni”.

d) A $0,1 m\Omega$ -os, szabályozó sönt egy alkalmas sárgaréz szalagból van, induktivitászegényen kialakítva; külön ún. definíciós csatlakozási pontokkal.

e) Az R_1, R_2 és $R_3, 100 \Omega$ -os ellenállások az egyes tirisztorok zavarvédetségét és du/dt ellenállóképességét növelik.

f) Az ABC nagy betűivel jelölt, bekarikázott csatlakozási pontoknál van a chopper és a vezérlőelektronika összekapcsolva. Messzemenőn ügyeljünk a kontaktusok jó minőségére! Az erősáramú résznél csak a megfelelő méretű csavaros szorító csatlakozások jöhetnek számításba, önozott és vazelinózott felületekkel, kábelcsatlakozással, rugós v. körtarajos alátétek közbeiktatásával. A gyengeáramú oldalon használjunk megfelelő minőségű, a rázásnak ellenálló kártyacsatlakozókat, esetleg több pólust paralel kapcsolva.

5. A vezérlő elektronika

A példánkban részletesen bemutatott chopper vezérlő elektronikája kényelmesen elfér egy 84×150 mm-es, szabványos méretű 25 pólusú csatlakozóval ellátott kártyán. A jobb áttekinthetőség és az egyszerűbb tárgyalásmód érdekében a vezérlést öt funkcionális részre (ábrára) bontottuk szét. Az egyes részek az ábrákon nyilakkal jelölt *fiktív csatlakozókkal* illeszkednek egymáshoz; – jól érzékeltetve ezzel a belső jelek hatásának irányítottságát is!

Jelenlegi ismereteink és a rendelkezésre álló alkatrészek birtokában a vezérlőelektronika „magvát” több-féleképpen is felépíthetjük. A számításba jöhető változatok: programozható egyrétegű tranzisztorokkal (pl. 2N6027); IC időzítőkkel (pl. MC 1455); vagy monostabil multivibrátorokkal. A mi vezérlőáramkörünk egy MC 14528 B típusú komplementer MOS (CMOS), kettős monostabil multivibrátoron alapszik.

5.1. Az időzítő áramkör

A chopperelés frekvenciájával foglalkozó fejezetekben láttuk, hogy szükséges annak változtatása. Menet közben viszonylag alacsony értéken kell tartani, hogy mérsékeljük a veszteségeket. A frekvencia növelésével viszont áttételesen nő a motoráram ki-

akkor a \bar{Q} kimenetéről mindig triggereli a másikat.

Az egyes részdíók az R_1 időzítő, egyben sebességszabályozó potenciométer csúszkájának helyzetétől függenek. Az M_1 monoflop határozza meg a chopper ON, az M_2 pedig az OFF részidejét. Ha eltekintünk a C és a D bemenetek szabályozó hatásától, úgy azt mondhatjuk, hogy a két részdíó összege állandó; vagyis pl. amennyivel nő az ON, annyival csökken az OFF (és fordítva).

Az M_1 monoflop Q kimenete az A ponton keresztül lényegében a T_1 darlington-npn és a T_2 pnp tranzisztorokat vezérli (l. később a 33. ábrán). Az előző tranzisztorok adják a T_1 és a T_2 tirisztorok számára a gate-meghajtást. Ezen tirisztorok tehát abban a pillanatban gyűjtanak, amikor az M_1 Q kimenete pozitívba ugrik. Hasonlóképpen az M_2 monoflop Q kimenete a közbenső B ponton keresztül a T_2 darlington-tranzisztor, ill. továbbmenve a T_1 triszort vezérli.

Az M_2 A bemenetére csatlakozó E pont biztosítja azt, hogy a rendszernek a telepre történő rákapcsolását követően legelőször T_2 fog gyűjtani, előlőtve ezzel az oltókonduktort.

A C és D jelű közbenső pontok egy feszültségforráshoz csatlakoznak, melynek forrásfeszültsége arányos a motor áramával (ld. később). A motor áramának növekedésével nő a C és a D pont feszültsége és így nagyobb árammal fog töltődni a C_1 és a C_2 időzítőkonduktor. Eredményként meg rövidül az időzítő áramkör alap-periódusideje.

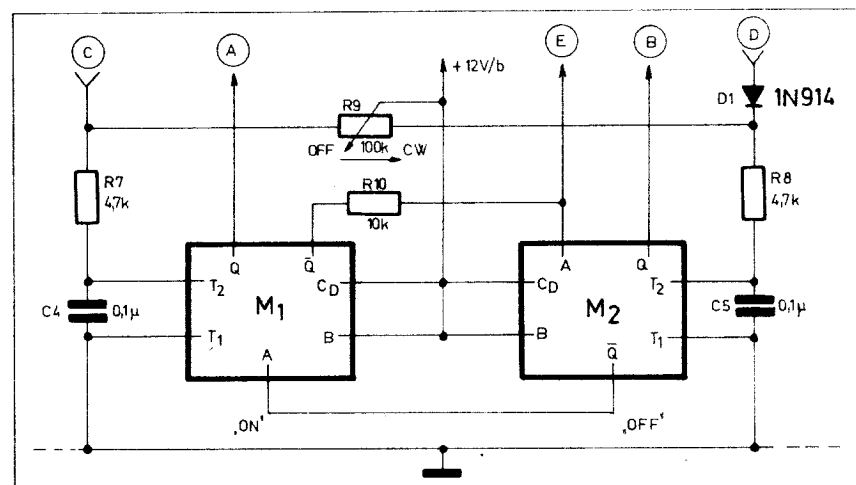
A D_1 dióda nyitófeszültségével kicsit aszimmetrikussá válik a rendszer. Hatása tömören úgy érzékeltethető, hogy a növekvő motoráram hatására az ON részdíó jobban csökken, mint az OFF.

5.2. Az áramérzékelés

Egyszerűsíti a földelés (testelés) és az érzékelés elrendezését az a tény, ha az áramérzékelő söntöt a telep

töltési tényezője. Ezzel a módszerrel mérsékelhető az áram csúcserőke, mindamellett lehetőség nyílik intenzív motoráram kialakítására – a nagy nyomatókat igénylő esetekben.

A vezérlő elektronika magvát kétségtelenül az időzítő áramkör képezi, amely a 31. ábrán látható. A két monostabil multivibrátor „keresztbe” van csatolva oly módon, hogy amikor az egyiknek végetért az aktív ciklusa,



31. ábra. A vezérlőelektronika magva: az időzítő áramkör

viisszatérő (RETURN) vezetékébe helyezzük (ld. 30. és 32. ábrákat). A sőtön lényegében négyzszög hullámú áram folyik, melyből a 32. ábrán vázolt erősítő – egyenirányító áramkör egy DC-feszültségjelet konvertál.

A 741 típusú IC₁ műveleti erősítő nagy érzékenységgű csúcsdetektor üzemmódban dolgozik.

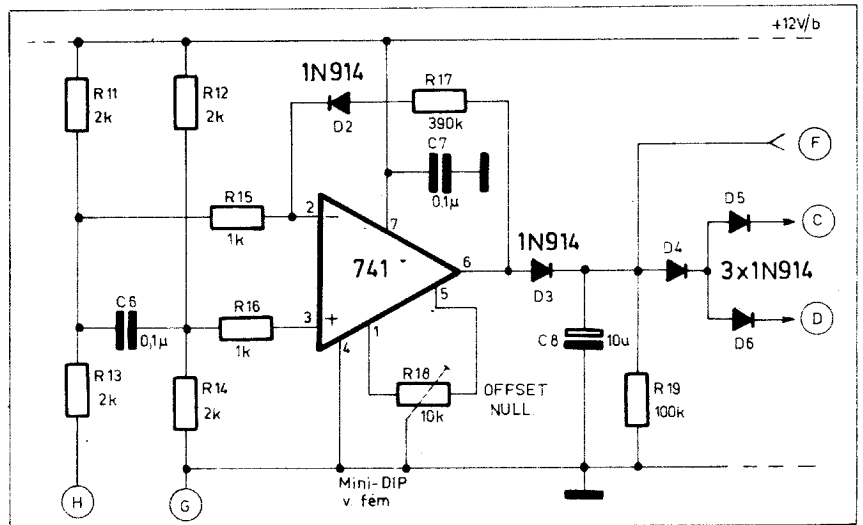
Az R₁₁...R₁₄ ellenállások alkotta híd állítja be IC₁-et az aktív tartományba és így lehetővé teszi a telep áramának érzékelését a G jelű földponthoz viszonyítva. A C₆ kondenzátor azért szükséges, hogy elnyomjuk a bemeneten fellépő feszültségtüskéket, – melyek a sönt velejáró induktivitásától erednek a hirtelen áramváltozások pillanataiban.

A szabályozás dinamikájának tanulmányozásához tételezzük fel, hogy egy emelkedőn megyünk felfelé, ezért növekszik a motor, ill. a telep árama. Hatására a H csatlakozási pont és egyúttal az IC invertáló bemenete is negatív irányba lendül. Felerősödve és csúcsdetektálva növekedni fog a C₆ puffer-kondenzátor pozitív feszültsége. A D₃, D₅ és D₆ elválasztó diódákon keresztül így járulékos töltőáram jut a monostabil multivibrátorok C₄ és C₅ időzítő kondenzátoraiba. Mindezek eredményeként rövidülni fog a chopper ciklusideje – ami egyezik kívánalmainkkal.

Az F jelű közbenső pont a „START” áramkörhöz csatlakozik. A bekapcsolást követően ui. az F ponton keresztül a C₈ kondenzátor forszírozott töltést kap. Így minden egyes elindulásakor rövid periódusidővel fog dolgozni a chopper!

5.3. Az interface és a gate-meghajtó áramkörök

A chopper kialakításából fakadóan a T₁ főtirisztort közvetlenül gyűjt-hatjuk a T₂ pnp-tranzisztor kollektor-köré segítségével. A T₂ és a T₃ tirisz-



32. ábra. Az áram-feszültség konverter

torokat viszont már a galvanikus elválasztást biztosító, impulzus-transzformátorok közbeiktatásával kell a gate-meghajtó áramkörhöz csatlakoztatni (lásd a 33. ábrát).

A monostabil multivibrátoroktól jövő négyzszögjelek az A és a B pontokra érkeznek. Először differenciáló tagokra vezetjük, és oly módon formáljuk őket, hogy minden egyes tirisztort kb. 70 μs széles impulzus vezérelje.

A START-áramkör (l. később) az indulásnál az O pontot a földre húzza, ezzel biztosítjuk azt, hogy elsőként a T₂ tirisztort fog gyűjtani – a biztonságos kommutáció érdekében.

Az I csatlakozáson keresztül figyeljük a T₁ főtirisztort anódfeszültségét. Amennyiben ez utóbbi valamilyen oknál fogva negatív, akkor a D₉, R₂₂, D₈ alkatélemek segítségével letiltja a gyűjtőimpulzus generálását.

A differenciáló interface áramköröket ezenkívül úgy állítottuk be, hogy

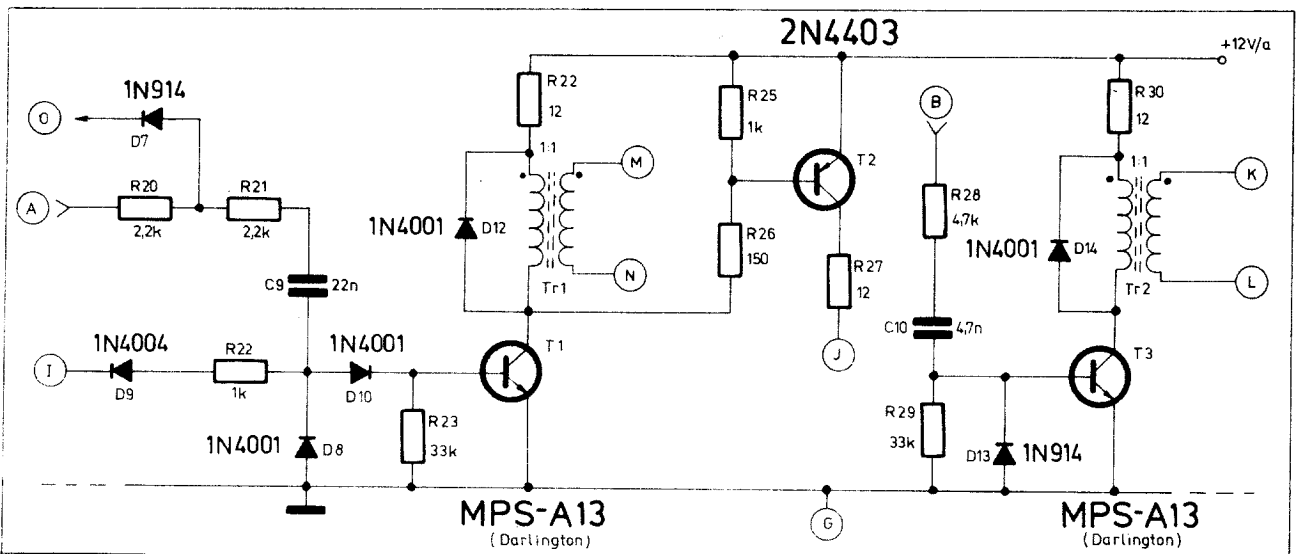
a T₂ és T₃-at vezérlő jelek keskenyebbek a megfelelő anódfeszültségű impulzusnál. Ez az intézkedés is a tirisztorok védelmét szolgálja, mivel így szünetel a gate-meghajtás, amikor az anódfeszültségük negatív.

5.4. A START-STOP áramkör

A megkívánt működési elv egy lehetséges áramköri realizációját a 34. ábra szemlélteti. Működése tömören a következő.

a) START; bekapcsolás, indulás

A hajtásszabályozásnak a telepre történő rákapcsolását követően a T₂ pnp-tranzisztor a C₁₂ – D₁₅ – R₃₆ alkatrészekon keresztül tekintélyes (kb. 1 mA) bázismeghajtást kap. Hatására T₂ telítésbe kerül és a D₁₄ – R₃₅ – F útvonalon mentén kb. 50 mA-rel tölti a C₈ kondenzátort (l. 32. ábra). Ennek meg-



33. ábra. Az interface- és gyűjtő-áramkörök

felelően rövid ciklusidővel kezdi majd a chopper a működését.

A T_5 kollektoráramának egy kisebb része (kb. 0,7 mA) a $Z_1 - R_{37} - T_6$, ill. R_{38} alkatrészekeken keresztül halad - eredményeként a T_6 tranzisztor is telítődik. Ez szemléletesen azt jelenti, hogy az O és az E jelű közbenső pontok mintegy a földre kerülnek. A kis szintű O pont az R_{20} ellenállás útján söntöli az M_1 monoflop jelét, így *letiltja* a T_1 és a T_3 gyújtását. A földre kényszerített E pont viszont megadályozza az M_2 billenését. Látható, hogy a T_2 tirisztor gyújtása is késleltetve van.

A bekapcsolás utáni kb. 70 ms múltán a C_{12} kondenzátor töltőárama már annyira *lecsökken*, hogy a T_5 és a T_6 tranzisztorok „kijönnek” a telítésből. Az M_1 monoflop Q kimenetén sztatikusan fennálló magas szint az R_{10} ellenálláson keresztül triggerelni fogja (tudja) M_2 -t, ami pedig a T_2 tirisztor gyújtását eredményezi.

Az O pont „felengedésével” tehát lehetőség nyílik T_1 és T_3 gyújtására is, így a már vázolt módon beindul a chopper.

b) STOP ; kikapcsolás, leállítás

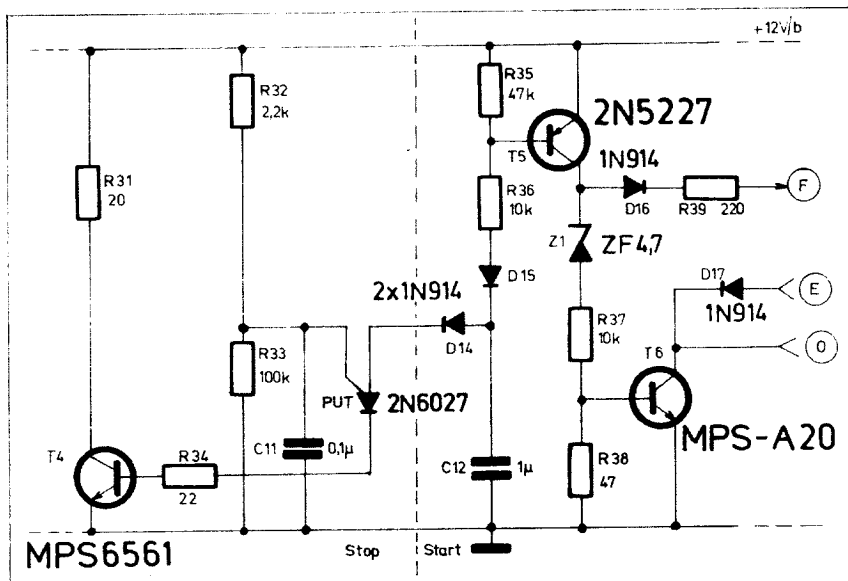
Amikor a rendszert *lekapcsoljuk* az akkumulátortelepről, akkor a +12V/b segéd feszültség is csökkenni kezd (l. később a 35. ábrán). Kb. +10 V-nál begyűjt a PUT és a kis ellenállású D_{14} , R_{34} , T_4 alkatrészekeken át kisüti (RESETELI) a C_{12} és a C_{11} kondenzátorokat. Ezenkívül a PUT intenzív katódárama telítésbe vezérli a T_4 npn-tranzisztor, amely az R_{31} ellenálláson keresztül *gyorsan kisüti* a 12 V-os tápegység puffer-kondenzátorait. Ily módon előkészíti az áramkört a soron következő bekapcsolásra.

Ezzel a módszerrel *nagy mértékben lerövidül* az az idő, amin belül visszkapcsolható a rendszer a telepre anélkül, hogy rendellenesség állna elő.

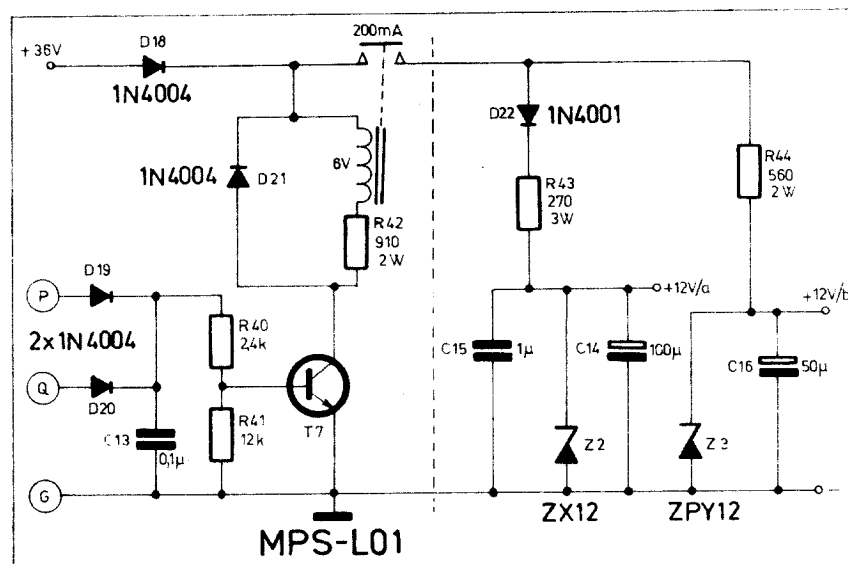
5.5. A forgásirányváltás reteszelése és a belső tápegységek

A gyújtókörök impulzusok formájában *tekintélyes* áramokat vesznek fel, melyek nemkívánatos zajt keltenek a tápfeszültségeken. A biztonság kedvéért két önálló, Zener-diódával stabilizált belső tápegységet használunk (ld. a 35. ábrát). A Z_2 diódát erősítsük egy megfelelő hőkicsérőre, amely a disszipált 1,2 W-ot képes elsugározni. A D_{18} és D_{22} diódák *függetleníti* a két tápegységet és az akkumulátortelet, ezáltal *növelik* a rendszer *zavarvédeltségét*.

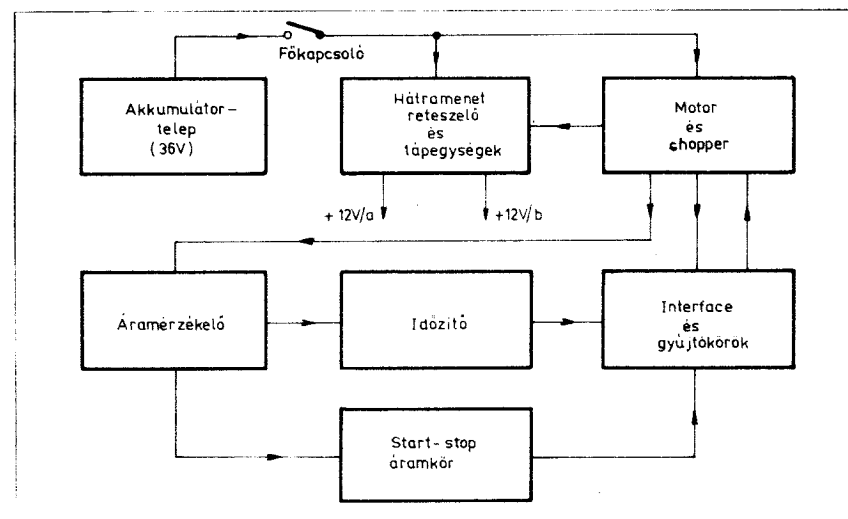
A 35. ábrán vázolt áramkör egy *reteszelő* elektronikát is tartalmaz (T_7 és a hozzátartozó alkatrészek). A megoldás a P és a Q csatlakozási pontokon keresztül figyeli azoknak a földhöz viszonyított feszültségét. *Normál üzemben* (akár előre-, akár hátramenet) - vagyis amikor a gerjesztőtekereset „megfordító” S_2 kapcsoló zárt - az



34. ábra. A START-STOP áramkör



35. ábra. A hátramenet reteszelése és a belső tápegységek



36. ábra. A motorszabályozó tömbvázlata

említett pontok valamelyikéről meghajtást kap a T_7 tranzisztor, így meghúz a kollektorkörébe helyezett *gyors működésű* reed-relé, és ezzel táplálást ad a vezérlő elektronikának.

Működtetve (a célszerűen 3 állású) forgásirány-váltó S_2 kapcsolót, a középső *semleges* helyzetben úgy a P, min mint a Q pont a „levegőben lóg”. Egy időre tehát *megszűnik* a T_7 és a jelfogó

meghajtása, és ezzel a vezérlőelektronika STOP állapotba kerül. Az átkapcsolás „ritmusát” kellő rutinnal válasszuk meg, hogy lehetősége legyen az egyébként is csak igen lassan haladó járműnek megállnia. A forgásiránykapcsolót aktiválva újra meghúz a reteszelő relé és a rendszer működése egy START állapottal ismét kezdetét veszi. A gerjesztőtekercsel soros 910

ohmos ellenállás a relé *elengedését gyorsítja*.

A chopper vezérlőáramkörével kapcsolatos ismereteinket legpraktikusabban úgy summázhatjuk, hogy megadjuk a teljes szabályozórendszer blokkdiagramját (ld. a 36. ábrát). A vázlat jó gyakorlati támpontot ad a vezérlőáramkör kártyaelrendezésének megtervezéséhez.