

Kétfázisú törpemotor fordulatszám-szabályozása

A kétfázisú indukciós (aszinkron) törpemotor fordulatszámát négy tényező határozza meg: döntően a pólusok száma és a tápfeszültség frekvenciája; kisebb mértékben pedig a kapocsfeszültség nagysága és a tengelyt terhelő nyomaték mértéke. Legegyszerűbb esetben ún. állandó frekvenciás (50...400 Hz) táplálást alkalmazunk. A motor fordulatszámát ilyenkor elsősorban a tápfeszültség segítségével szabályozhatjuk. A módszernek az a hátránya, hogy a leadott nyomaték arányos a tápfeszültség négyzetével. Ezért kis fordulatszámokon a terhelő nyomatékot erősen mérsékelni kell!

Jóval pontosabb szabályozást érhetünk el, ha a frekvenciát változtatjuk, miközben a tápfeszültséget állandó értéken tartjuk. Ilyenkor viszont a legnagyobb terhelő nyomatékot számottevően nem növelhetjük a névleges érték fölé, ha a fordulatszámot a frekvencia mérséklésével lecsökkentettük. Az alábbiakban ismertetett áramkör nagy pontossággal szabályozza az 1,5...50 W teljesítményű, ún. állandó kondenzátoros, kétfázisú, indukciós szervomotor fordulatszámát az ún. változtatható frekvenciás technikával. A módszer eredményesen használható pl. az alábbi területeken:

- különféle szervorendszerek,
- magnetofon főmotorja,
- lemezjátszó meghajtása,

- hőtárolós fűtés szellőzőmotorja (hőmérséklet-szabályozás),
- kisméretű technológiai hajtások,
- regisztrálóműszerek,
- melegvíz-keringtető szivattyúk (fűtés szabályozása),
- számítástechnikai készülékek,
- laboratóriumi készülékek,
- ipari robotok és automatikák.

A szabályozórendszer konstrukciója a diszkrét alkatelemen és a logikai integrált áramkörök kombinációján alapul. A kétféle (ún. hibrid) elrendezés közötti kompatibilitást, és a biztonsági, galvanikus elválasztást optikai csatolókkal oldottuk meg. Ezek szinte tökéletes szigetelést biztosítanak a logikai (ill. szabályozó-) egységek és a nagy teljesítményű, valamint feszültségű ún. motormeghajtó áramkörök között. A megoldás kiemelkedő előnye a nagyfokú rugalmasság. Nevezetesen: mindkét egységet függetlenül lehet módosítani. Így pl. a meghajtó áramkört optimálisan adaptálhatjuk a megfelelő motorhoz, anélkül, hogy a logikán változtatnánk.

Az optocsatolók ezenkívül elnyomják a meghajtó áramkör (motor + tápegység) felől jövő és a logikára visszaható tranziens zavarokat. A maximálisan stabil működés érdekében az MHTL technológiájú tokokat választottuk, mivel ezek zavarvédeltsége a legnagyobb.

Az állandó kondenzátoros indukciós motor két, egymáshoz képest 90° -kal eltolt fázisú táplálást igényel. Hálózati üzem esetén egy megfelelő értékű kondenzátort kapcsolunk sorosan az egyik (egyébként két teljesen egyforma) tekercsel. Ennek hatására az egyes tekercsek árama, ill. fluxusa között létrejön a szükséges fázishelyzet (ami gyakorlatilag $75 \dots 80^\circ$), így a motor az egyfázisú hálózatról üzemeltethető.

Változó frekvenciájú táplálásnál láthatóan gondok jelentkeznek, mivel a kondenzátor reaktanciája fordítottan arányos a frekvenciával. Széles frekvenciatartomány esetén nem lehet fenntartani a fluxusok közötti, kívánatos szöghelyzetet. A jó fordulatszám-szabályozás előfeltétele tehát, hogy megszüntessük a „fáziskondenzátor” szükségességét.

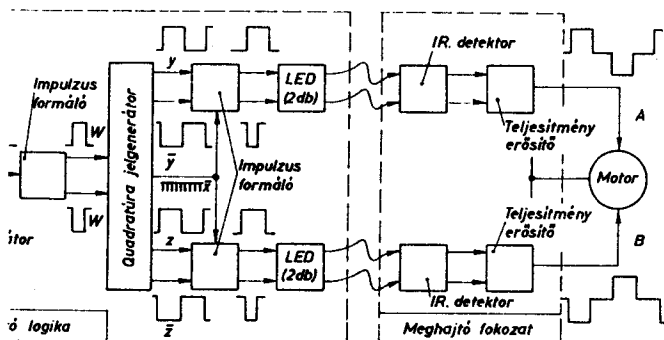
Egy multivibrátor-pár, amelyet időben 90° -os eltéréssel (szöghelyzettel) működtünk, elvben ideálisan képes ellátni a vitatott kondenzátor szerepét. Tekintsük a 4.1. ábrán vázolt blokkdiagramot! A működési frekvenciát egy szabadon futó oszcillátor határozza meg. A közbenső formálófokozat átalakítja az oszcillátor jelét az MHTL logikai szintjére.

Majd az ún. kvadratura generátor következik, amely kettős feladatot lát el:

- Előállítja a két 90° -os fázishelyzetű impulzussorozat konjugáltját, vagyis a ponáltját és negáltját (l. Y és \bar{Y} , valamint Z és \bar{Z}).

- Szétosztja ezen állandó szélességű impulzusokat a további jelformáló fokozatok számára. Ez utóbbi áramkörök logikailag kombinálják az előzőekben vázolt kétfázisú négyszög hullámot, az \bar{X} órajelet, és ez utóbbi leosztásból kapott W rendszerjelet. Ennek eredményeként sajátosan aszimmetrikus hullám keletkezik, amely az optocsatolók LED-jeit gerjeszti.

Az aszimmetria következtében minden egyes LED 50 %-nál kisebb kitöltési tényezővel üzemel. Ezek a meghajtójelek optikai úton (λ) csatlásban vannak a teljesítményerősítőkkel. A Darlington-elrendezésű teljesítményfokozatok kikapcsolási idői viszont meglehetősen hosszúak. (Ez utóbbi elsősorban a végtranzisztorok típusától, továbbá az alkalmazott terhelőáramtól függ.) Az aszimmetrikus meghajtás lehetővé teszi, hogy minden egyes tranzisztor biztonságosan kikapcsoljon, még mielőtt a komplementer párja vezérlést kapna!



4.1. ábra
A szabályozó blokkdiagramja

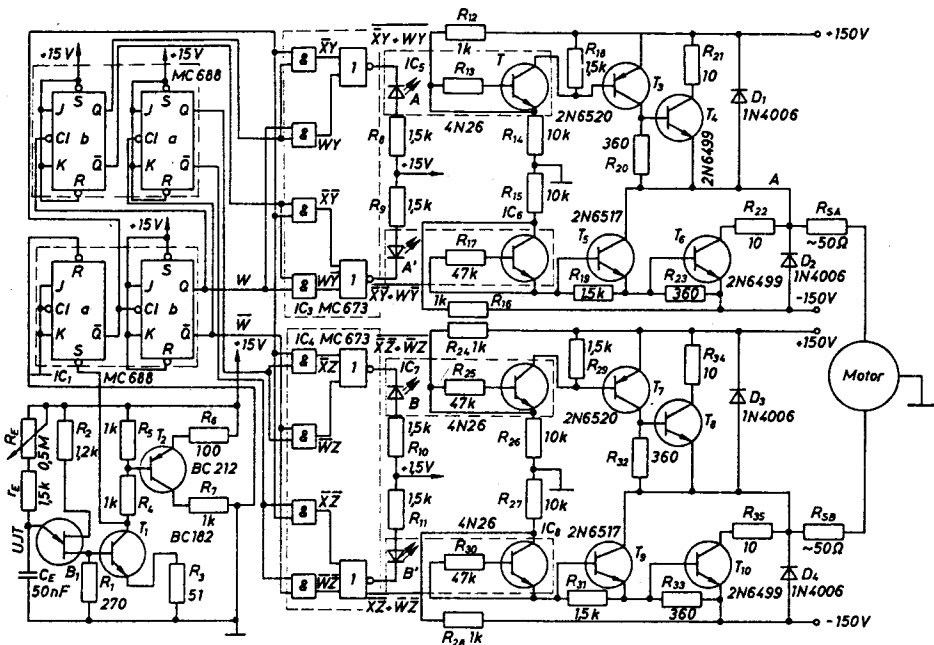
A 4.2. ábrán látható, hogy 2N 4870 típusú, egyátmenetű tranzisztorral felépített szabaddofutó relaxációs oszcillátort használunk. Ennek működési frekvenciája 40...1200 Hz. Mivel a soron következő logika egynegyedére leosztja az UJT jelét, ezért a tényleges, motormeghajtó frekvencia 10...300 Hz. Ez pl. négy pólusú (2 póluspárú) indukciós motor esetén 300...9000 ford./perc szinkron fordulatszámot biztosít. A valóságban azonban ez a fordulatszám-tartomány valamelyest mérséklődik a szlip, valamint az egyre növekvő ventilációs és súrlódási veszteségek következtében.

Az UJT oszcillátor impulzusszélességét (áttételesen pedig a Φ_A és a Φ_B gerjesztőfeszültségek ún. holtidejét) a kisütő áramkörben lévő R_1 ellenállással állítjuk be a megfelelő értékre. Már most látszik, hogy a módszer kompromisszumos! Az U_{OB1} impulzusok további feldolgozásával alakítjuk ki a LED-ek gerjesztőjeleit. A T_1 és a T_2 tran-

zisztorok erősítik és formálják az UJT impulzusait az MHTL logikai szintjének megfelelően. Gondoljuk csak meg, hogy az áramkörben található flip-flopok a vezérlőjel lefutó élére billenek, ezért ennek kell határozottnak, kellően meredeknek lennie!

Az oszcillátor ezután az R és S bemenetein keresztül vezérli az IC_{1a} billenőkört. Ennek \bar{Q} kimenetén előálló jelet a 4.2. kapcsolási és a 4.3. időzítési diagramon \bar{X} -ként jelöljük. A továbbiakban ezt tekintjük a motorszabályozó órajelének. Az \bar{X} az IC_{1b} flip-flopot vezérli a Cl bemenetén, és annak kimenetein a felére leosztott frekvenciájú, ellenfázisú jelek keletkeznek. Ez utóbbiakat W, ill. \bar{W} -tal jelöltük, amelyek egyrészt órajelet képeznek az IC_2 tok mindkét (a és b) flip-flopja számára, másrésztől további kapuzőjelekként használjuk őket.

Az IC_{2a} és IC_{2b} billenőkörök képezik az előzőek során már vázolt kvadratúra generátort, mivel az Y és Z kimeneteik „negyed-



4.2. ábra

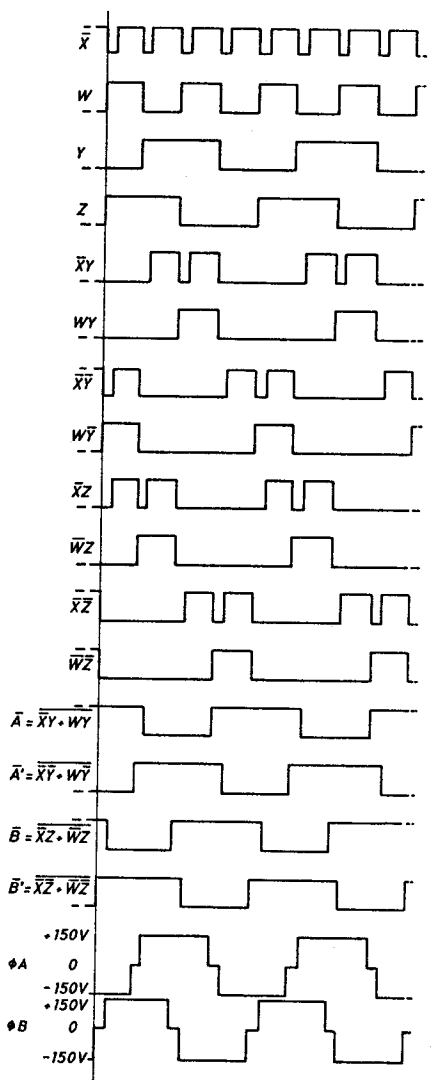
Kétfázisú törpemotor nagy fordulatszám-átfogású szabályozóköre

hullámra”, más szóval fázisban 90° -ra vannak egymáshoz képest. A kapcsolás működésének lényege, hogy az MC688 típusú flip-flop az órajel lefutó élére billen. Így normális üzemben előáll a fele frekvenciára történő leosztás. Látható viszont, hogy az IC_{2a} és IC_{2b} multivibrátor W és \bar{W} vezérlőjelei egymáshoz képest 180° -os (ellenfázisú) helyzetben vannak. Ezért az Y és a Z kimenő jelek már csak 90° -ra követik egymást. Ily módon elvben már megoldottuk a motor egyik tekercsével sorbakapcsolt kondenzátor helyettesítésének lehetőségét.

Az IC_3 és IC_4 tokokban levő kapuáramkörök kombinációs logikai áramkört képeznek. Bemeneteikre a W , Y és a Z négyzetgüllámok érkeznek, amelyeket az \bar{X} órajel tovább kapuz. Mindezek hatása igen jól követhető a 4.3. ábrán vázolt időzítési diagramon. A fenti két tok eredő kimenő jelei (\bar{A} és \bar{A}' ; ill. \bar{B} és \bar{B}') értelemszerűen ellenütemben engedélyezik az $IC_5 \dots IC_8$ optocsatolók LED-jeinek meghajtását. Látható ugyanis, hogy ez utóbbiakat a $+15$ V-os tápfeszültség az $R_8 \dots R_{11}$, $1,5$ k Ω -os ellenállásokon keresztül gerjeszti, amennyiben a megfelelő NOR-kapu kimenete alacsony szinten van (engedélyezés). A LED-ek által kibocsátott infravörös fény formájában átvitt jelek képezik a teljesítményfokozat vezérlőjeleit.

A vázolt áramkörü elrendezéssel és az \bar{X} órajellel történő kapuzással egyrészt biztosítható, hogy a motort tápláló Φ_A és Φ_B hullámformákban egy zérus feszültségű lépés (holtidő) álljon elő. Másrésztől garantálható, hogy a tápláló hullámformák szimmetrikusak ezen holtidőkre, pontosabban azok „közepére” nézve.

A motort tápláló feszültségek hullámformáinak illetéknéppen lépcsőzetessé tétele több célú. Pillanatnyilag legfontosabb rendeltetése, hogy a fent vázolt holtidő alatt az előzőleg vezetésben lévő komplementer végtranzisztor csoport (pl. az IC_5 fototranzisztor + $T_3 + T_4$) biztonságosan ki tudjon kapcsolni, mielőtt még az $IC_6 + T_5 + T_6$ csoport bekapcsolást eredményező vezérlést kapna! Amennyiben ez a feltétel nem teljesül, akkor az előző példánkban említett tranzisztorok időben átfedve, egyszerre fognak vezetni. Tehát a pozitív és negatív, ter-



4.3. ábra

A fordulatszám-szabályozó elektronika időzítési diagramjai

heletlenül 150 V-os tápegység kimenetét gyakorlatilag rövidrezárnák, ami könnyen a tranzisztorok túlterhelésére vezetne. A Darlington-fokozat ún. kihúzó bázisáram nélküli kikapcsolási ideje erősen függ a terhelő kollektoráramtól és az eszközök típusától. A mi esetünkben ez kb. $20 \mu s$. A kellő biztonság érdekében az \bar{X} órajelet úgy kell beállítani, hogy a legnagyobb gerjesztési frekvencián is legalább $100 \mu s$ szélességű

legyen. Így értelemszerűen kb. 100 μ s-os holtidőt kapunk a nullátmeneteknél, ami 300 Hz-en 12 foknak felel meg.

A későbbiek során ismertetésre kerülő nagyobb teljesítményű szabályozók kapcsán látni fogjuk, hogy ezen holtidőnek lényeges szerepe van a hullámforma harmonikus tartalmának csökkentése szempontjából is. Ez esetekben pl. a Φ_A teljes periódusidejére vonatkoztatott mértékét célszerű állandó értéken tartani! A holtidő elektromos fáziszögben mért optimális értéke kb. $45^\circ \dots 60^\circ$.

Az MHTL logika és az oszcillátor a +15 V-os stabilizált tápfeszültségről, a motort meghajtó áramkör pedig ± 150 V-ról működik. A kettős táplálású meghajtófokozat és az egytelepes vezérlő áramkör között 4N26 típusú optocsatolókat alkalmazunk illesztőegységként. Ezzel a technikával a meghajtóáramkör mintegy kétirányú vezérlő-

jelet kap, így mindkét irányban (ideértve a DC átvitelt is) egyaránt működhet, és mellőzzük a szélessávú RC-csatolás összes problémáját is. A csatolást most az infravörös sugárzás biztosítja. Ezért könnyedén garantálható a tok be- és kimenete közötti 1500 V-os szigetelés. Ez szemléletesen szólva azt jelenti, hogy a motor és a meghajtó áramkör felől jövő, 1500 V-nál kisebb tranziensek (zajok, zavarok stb.) nem hatnak vissza a logikai áramkörre!

A jellegére nézve kvázikomplementer meghajtóáramkörök nyugalomban kikapcsolt (OFF) állapotban vannak. Csakis akkor kapcsolnak be (vagyis vezérlődnek telítésbe), amikor a megfelelő csatoló LED működik. Ezzel a fogással biztosítható, hogy a logikai egység hibáinak túlnyomó többségére a meghajtó áramkör nyugalomban marad. Az álló motor illetéknéppen egy sajátos hibajelzésnek is felfogható.

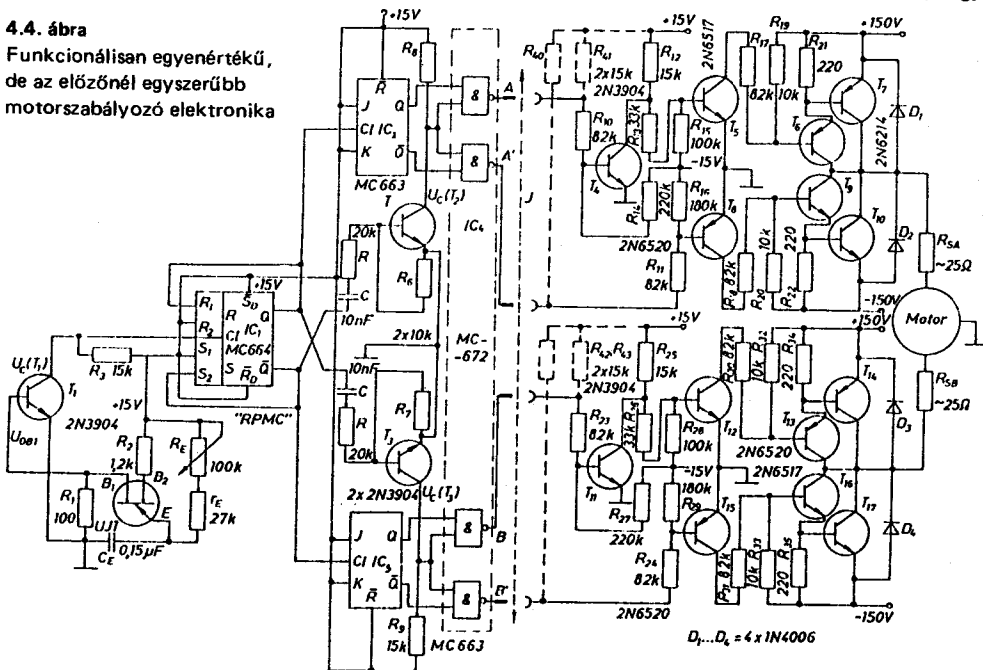
4.3

Egy további áramköri elrendezés

Abban az esetben, amikor a hálózat és a környezet zajszintje alacsony, általában nem

követelmény a logika és a meghajtó áramkör optocsatolás elválasztása. Ilyenkor egy egy-

4.4. ábra
Funkcionálisan egyenértékű, de az előzőnél egyszerűbb motorszabályozó elektronika



szerűbb, mindemellett az előzőekkel egyenértékű, sőt némileg jobban kézben tartható áramkörü sémát ajánlunk (4.4. ábra). A motort tápláló Φ_A és Φ_B feszültségek hullámformái a fentiekkel azonosak, míg a logika kialakítása és a meghajtó áramkörök valamelyest eltérők. Egyedüli többletigény a -15 V -os segéd tápfeszültség. Ez utóbbi az egyébként is megfelelően túlméretezett tápegységben könnyűszerrel kialakítható.

Igen jól szolgálja az áramkör működésének megértését a 4.5. ábrán vázolt időzítési diagram, amelyben az egyes kitüntetett pontokon megfigyelhető hullámformákat ábrázoltuk. A logikában az UJT relaxációs oszcillátor frekvenciája most is az egynegyedére osztódik, ezért az előzőekhez hasonlóan a $40\dots1200\text{ Hz}$ -es tartományban rezeg. A B_1 elektródáján jelentkező U_{OB1} impulzusokat a T_1 NPN tranzisztor negálja és erősíti. Így a kollektorán gyors lefutású, viszonylag széles impulzusok jelentkeznek, amit a rendszer órajelének tekintünk (U_C).

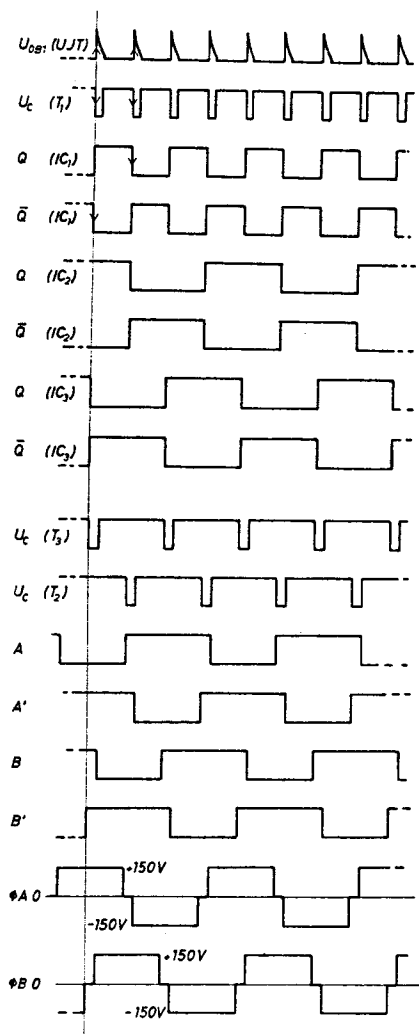
A rövid lefutási időre a logikában alkalmazott RS flip-flopok határozott billenése miatt van szükség! A T_1 kollektora tehát élvezérelten működteti az IC_1 tárolót. A Q és \bar{Q} kimeneteinek jelei ezért:

- a vezérléshez képest fele frekvenciájúak,
- egymáshoz képest ellenfázisúak.

A jeleket egyrészt visszacsatolásra használjuk, másrészt órajelként vezérlik az IC_2 és IC_3 JK flip-flopok Cl bemeneteit. Ez utóbbiak kimenetein a szabályos négyszög-hullámok frekvenciája ismét megfelelődik, és így már elnyerjük a végleges frekvenciát. A jelalakok ezenkívül egymáshoz képest 90° -os fázishelyzetűek.

Az IC_1 kimeneti jelei egy-egy differenciáló RC tagon (pl. C_1, R_4, R_6) keresztül „keresztbe” vezérlik a T_2 és T_3 jelfordító és -formáló tranzisztorokat, amelyek bázisáramának és kollektorfeszültségének sajátos jelalakjait a 4.5. ábrán szintén bemutatjuk. A bázisköri differenciáló tagok időállandóját úgy állítottuk be, hogy a kollektorfeszültség (U_C) impulzusszélessége kb. $500\ \mu\text{s}$ (mintegy $2,5R_4C_1$) legyen.

Mint azt már jeleztük, az IC_2 és az IC_3 alkotja a kvadratúragenerátort. Kimeneteiket



4.5. ábra

Az egyszerűbb szabályozókör időzítési diagramja

négy kétbemenetű NAND áramkörbe vezetjük, amelyeket a T_2 és T_3 kollektorfeszültségével kapuzunk. Mindezek eredményeként az IC_4 kimenetein előálló A és A' , valamint B és B' vezérlőjelek egy sajátos aszimmetriát mutatnak; nevezetesen a kitöltési tényezőjük több, mint 50% . Erre a Φ_A és a Φ_B hullámformákon látható, kb. $500\ \mu\text{s}$ tartalmú, ún. holtidő kialakítása miatt van szükség. Ez a kb. 300 Hz -es legnagyobb működési frekvencián a harmonikustartalom szempontjából közel ideális 54 foknak felel meg.

Az IC_4 kimenő jeleit fázisonként további három tranzisztor (pl. T_4 , T_5 és T_8) erősíti és illeszti a motormeghajtó végfokozathoz. Ez utóbbi nem más, mint két, ún. féligvezérelt egyfázisú hídkapcsolás, komplementer Darlingon-elrendezésben – kiegészítve a megfelelő szabadonfutó diódákkal. Az inverter működtetése során az egyes végtranzisztorok akkor kapcsolnak be, amikor a megfelelő (A, A' stb.) vezérlőjelek alacsony szintűek. A kitöltési tényező szempontjából aszimmetrikussá formált vezérlőjelek így szemléletes módon alakítják ki a Φ_A és a Φ_B fázisfeszültségeket.

Mindezekből következik, hogy főleg biztonsági okokból célszerű az $R_{40} \dots R_{43}$ ellenállások beépítése, ha a logikát és az invertert külön paneleken helyezzük el – amelyeket pl. a J csatlakozóval kapcsolunk össze. A csatlakozó széthúzása, kontaktushiba stb. esetén a végfokozat bemenetei a megfelelő ellenállások segítségével magas szintre kerülnek, a teljesítménytranzisztorok pedig lezárnak. Így a motor feszültségmentes állapotba kerül, a rendszer disszipációja pedig a minimumra csökken!

Kíváncsún tartjuk megjegyezni, hogy az inverter áramkör kapcsolástechnikájából fakadóan szigorúan tekintettel kell lennünk az egyes tranzisztorok határfeszültségeire! Így pl. a T_5 -nek és a T_8 -nak polaritáshelye-

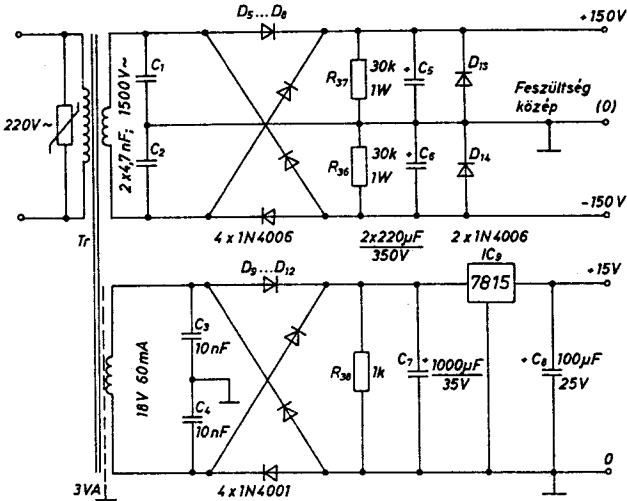
sen 150 V-ot, míg a $T_6 + T_7$, ill. a $T_9 + T_{10}$ párnak értelemszerűen 300 V-ot kell biztonságosan tartani.

Az áramköri leírások végén úgy érezzük, hogy még néhány útbaigazítást kell adnunk a szabályozó tápegységeivel kapcsolatban. Most is két változatot dolgoztunk ki, amelyek között az egyik lényeges különbség a ± 150 V-os tápfeszültség kialakításában van (l. a 4.6. és 4.7. ábrát).

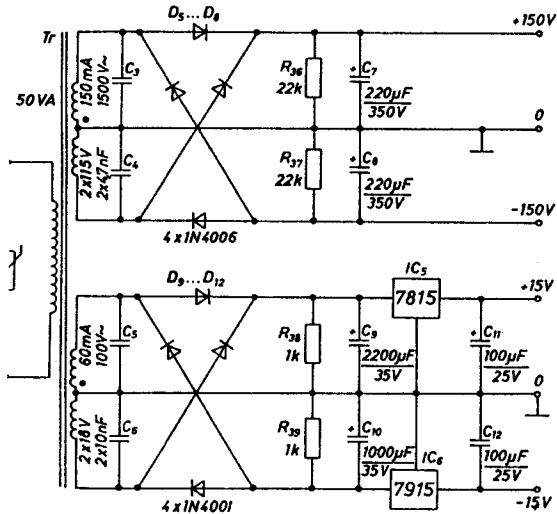
Az első megoldásnál csak a +15 V-os tápfeszültség van galvanikusan leválasztva egy kis transzformátor segítségével a 220 V-os hálózattól. Alkalmazását ezért a nagy biztonságot nyújtó, optocsatolós elrendezéshez ajánljuk. A második változat egy közepes transzformátor közbeiktatásával mindkét tápfeszültséget tökéletesen elszigetelt a hálózattól. Ebből fakadóan főként a másodjára ismertetett elektronikaóhoz dolgoztuk ki.

A továbbiakban szeretnénk felhívni a figyelmet a következő alkatelemekre, amelyeket egységesen használunk mindkét megoldásnál:

- A primer tekercsekkel párhuzamosan kapcsolt fénoxid varisztor hatásosan elnyeli a hálózat felől jövő feszültségcsúcsokat.
- A szekunder tekercsre kapcsolt kondenzátorok és az egyenirányító hidak előterhelései ($R_{36} \dots R_{39}$) hatásosan csökkentik



4.6. ábra
Az ún. takaréki kapcsolású tápegység elvi vázlata



4.7. ábra
A hálózattól galvanikusan elválasztott tápegység kapcsolási vázlatja

a keresztmodulációs és brumm jellegű zavarokat.

A nagyfeszültségű tápegység paramétereit elsősorban a motortól és annak terhelésétől függnek. A logika +15 V-ról kb. 50 mA-t,

míg -15 V-ról legfeljebb 1 mA-t fogyaszt. Nagy zavarosintű környezetben a biztonság érdekében a logika tápegységét egy külön transzformátorral célszerű üzemeltetni.

4.4

A szabályozó áramkör alkalmazása és vizsgálatának eredményei

A vázolt áramköröket egy állandó kondenzátoros, 110 V_{eff}; 50 Hz feszültségű, két póluspárú, kétfázisú indukciós motorral próbáltuk ki. A motor névleges terhelőnyomatéka: $M = 0,092 \text{ Nm}$, míg az ehhez tartozó üzemi fordulatszám: $n = 1415 \text{ ford./perc} = 23,6 \text{ ford./s}$. A szögsebesség tehát: $\omega = 2\pi n = 148,1 \text{ rad/s}$. A motor tengelyén leadott névleges mechanikai teljesítmény: $P = M\omega = 0,092 \text{ Nm} \cdot 148,1 \text{ rad/s} = 13,65 \text{ W}$. A motor szinuszos hálózatról felvett mechanikai jelleggörbéjét a 4.8. ábrán eredményvonallal ábrázoltuk. A kétfázisú törpemotorokra jellemző karakterisztika érdekessége, hogy a legnagyobb nyomaték zérus fordulatszámnál jelentkezik. Szemléletesen szólva, a motor billenőnyomatéka megegyezik az indítónyomatékkal.

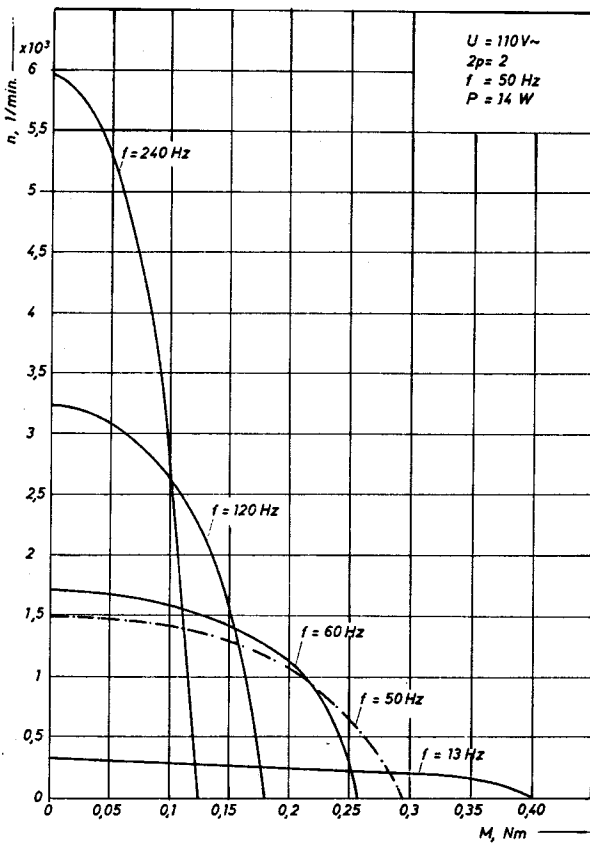
Ezt követően a vizsgált motort leválasztottuk a hálózatról, és a 4.2. ábrán bemuta-

tott szabályozó áramkörre kapcsoltuk. Lépeshullámú táplálással ismét felvettük a motor mechanikai jelleggörbéjét 13 Hz; 60 Hz; 120 Hz és 240 Hz frekvenciákon. Ezeket a 4.8. ábrában folyamatos vonallal ábrázoltuk. Első ránézésre is megállapítható, hogy

- a karakterisztikák jellegére nézve hasonlóak, de
- a nagyobb frekvenciájú táplálásoknál a szlip fokozatosan növekszik.

Ezért többek között a kellő fordulatszám-stabilitás érdekében a motor üzemi terhelőnyomatékát a névleges fordulatszám feletti tartományban fordított arányosság szerint csökkenteni kell!

Egészen más jellegű megfontolásokat kell tennünk, ha a motort a névleges frekvencia alatt működtetjük. A 4.8. ábrából is kitűnik, hogy az állandó feszültségű táplálás követ-



4.8. ábra
A vizsgált kétfázisú motor mechanikai jelleggörbéi

keztében nő a motor billenőnyomatéka. A frekvencia–billenőnyomaték kapcsolat messzemenően nem lineáris. Ennek az a magyarázata, hogy a törpemotorok tekercselésének viszonylag nagy az ohmos összetevője az induktív reaktanciához képest, így kb. a névleges frekvencia fele alatt már egyre inkább az ohmos komponens dominál.

Égészen kis frekvenciákon még így is előfordulhat, hogy túlgerjesztődik a motor. Ez többnyire indokolatlanul nagy üresjárású áramfelvételben nyilvánul meg. Ennek elkerülésére építettük be a motor tekercseivel sorbakapcsolt R_{SA} és R_{SB} ellenállásokat. Kísérletileg megállapított értékük a vizsgált motornál 25Ω volt.

Mindamellet megállapíthatjuk, hogy az ismerttetett szabályozót alkalmazva, a motor terhelőnyomatékát egészen kis frekvenciájú tápláláskor a névleges érték fölé is növelhet-

jük. Pl. $f = 15 \text{ Hz}$ -en a túlterhelés mértéke legfeljebb kétszeres lehet. Nem győzzük azonban hangsúlyozni azt, hogy az előző megállapítások és következtetések azon alapulnak, hogy egy kis motor ($P \leq 100 \text{ W}$) nem követi a nagy ($P \geq 100 \text{ kW}$) villamosgépekkel kapcsolatban megismert arányokat, valamint törvényszerűségeket!

Konkrét vizsgálatainkat egy igen tanulságos kísérlettel zártuk. Először az 50 Hz -es szinuszos hálózatról működtettük a motort, és közben $0,1 \text{ Nm}$ nyomatékkal terheltük. A környezet (szoba) hőmérséklete $+20^\circ \text{C}$ volt. Állandósult állapotban a motor tokhőmérséklete $+40^\circ \text{C}$ -ra állt be (a hőmérséklet-növekedés tehát $+20^\circ \text{C}$). Ezt követően megvártuk, míg kihűl a motor, majd a vázolt szabályozóval működtettük, ugyan ezen feltételek mellett (tehát $f = 50 \text{ Hz}$, de lépcsőjel; $M = 0,1 \text{ Nm}$ terhelőnyoma-

ték). A fordulatszám eközben igen jó közelítéssel azonos, ill. állandó volt. A motor vastestének hőmérséklete most +48 °C-on állandósult, a túlmelegedés tehát +28 °C volt.

A jelenség oka, hogy a motor veszteségei kb. 40 %-kal megnöttek az 50 Hz-es lépcső-

jel (lényegében négyszögjel) harmonikus tartalma következtében.

Megjegyezzük, hogy az 50 Hz-es alaphullámra vonatkoztatott teljes harmonikustartam kb. 45 %. A többletdisszipáció elvezetéséről tehát megfelelő ventilációval vagy hőelvonással feltétlenül gondoskodni kell!

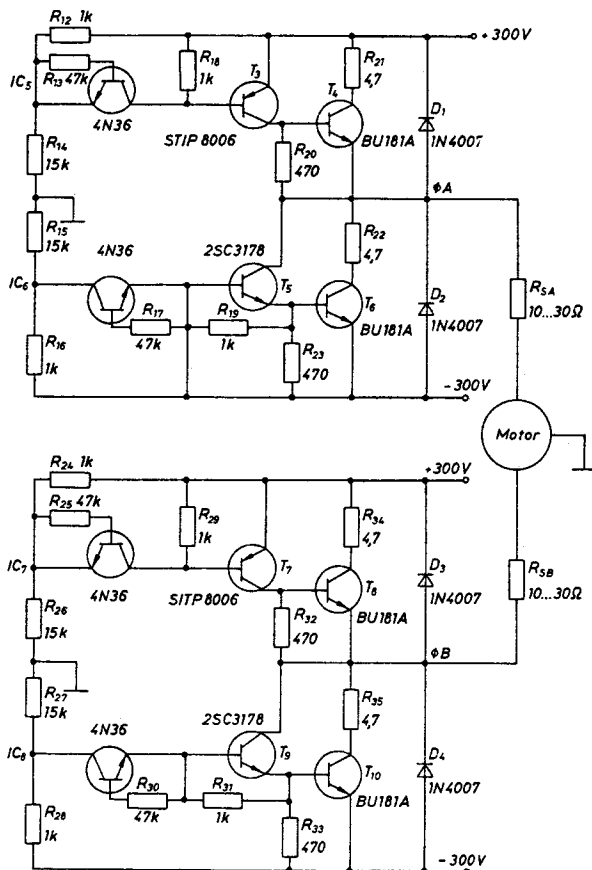
4.5

220 V-os, max. 100 W-os kétfázisú aszinkron motor szabályozása

Úgy érezzük, hogy hiányos lenne a kisteljesítményű kalickás (szervo-) motorok elektronikus szabályozásáról eddig kialakított kép, ha nem érintenénk a 220 V-os gépek esetét. Az alábbiakban a vázolt meghajtóáramkörrel (inverterrel) egy max. 80...100 W tengelyteljesítményű, szimmetrikus tekercselésű,

220 V-os, aszinkron motor szabályozását mutatjuk be.

Itt mindjárt megjegyezzük, hogy 100 W fölötti motoroknál már célszerűbb a később ismertetett fázisátalakító és háromfázisú kalickás motor együttes alkalmazása. Jelen példánkban ugyanis szűk keresztmetszetet



4.9. ábra

A végfokozat elvi kapcsolása 220 V-os motorhoz

jelent a T_3 (ill. a T_7) nagyfeszültségű PNP meghajtótranszisztor beszerzése. Amennyiben a közeljövőben rendelkezésre fog állni $U_{CEO} \geq 600$ V, és $I_C \geq 4$ A-es PNP Darling-ton, akkor a fenti teljesítményhatár bővíthető lesz!

A szabályozó áramkör konstrukciójánál a 4.2. ábrán vázolt kapcsolás teljesítményelektronikai részét tekintettük kiindulási alapnak. Ezt alakítottuk át $2 \times (270 \dots 310)$ V táplálásúra, és fázisonként max. 2 A terhelhetőségre. A fentiekhez képest a leglényegesebb eltérések ezután rendre a következők:

a) Az $IC_5 \dots IC_8$ optocsatolókat kb. 100% átviteli tényezőjű és 2500 V_{eff} szigetelési feszültségű tokokkal (4N 36) váltottuk fel.

b) Minden tranzisztort $U_{CEO} \geq 700$ V-os típusra cseréltünk.

c) Mivel az előzőekhez képest nagyobb teljesítményű motort kívánunk szabályozni, ezért a végtranzisztorok helyére célszerű monolit Darlingtonokat beépíteni.

d) Egyéb alkatelemekre a 4.9. ábra az irányadó!

A tápegység kialakításánál legcélszerűbb, ha a 4.7. ábrán vázoltakhoz hasonlóan egy megfelelő terhelhetőségű, 2×230 V-os szekunder tekercselésű (biztonsági) transzformátort használunk. Kevésbé igényes esetekben, vagy ha a motort csak a névleges fordulatszám alatti tartományban használjuk (pl. szivattyú, ventilátor stb. hajtása), célravezető lehet egy, a 4.6. ábrán vázoltakhoz hasonló ún. takarékos kapcsolás is. Ez utóbbi esetben a rendelkezésre álló háromfázisú hálózat egyik 380 V-os vonali feszültségét használjuk fel (egyenirányítást követően) a rendszer táplálására.

A fejezet zárásaként szeretnénk megemlíteni, hogy elsősorban tapasztalatszerzési célokból a logika mindkét változata megépíthető a nálunk is ismert és egyre népszerűbb CMOS technológiájú tokokkal is.