

toros változatára. Az áramkör működésével már foglalkoztunk, így ettől most eltekin-
tünk, és csak az áramkör felépítését ismer-
tetjük.

Az egyes hídágakban három IRFK2D350
típusú kettős tranzisztort találunk. Vala-
mennyi elektródája szigetelt a kb. 20X
X92 mm-es fémtoktól. Meghajtóként három
IRF740-es típust alkalmaztunk, ezek TO220
tokozásúak. Ezen eszközöknél a drain-elekt-
róda képezi a fémtokot, így megfelelő csil-

lámalátét alkalmazása szükséges. Végso-
ron mind a hat MOS tranzisztor felerősíthető
egyetlen hűtőlapra.

e) A stabilizált segéd tápegységek

A rendszer két egymástól független, vi-
szonylag kis terhelhetőségű, +15 V-os stabi-
lizált segéd tápegységet igényel. Ezek energia-
ellátását egy közös primer tekercsű, meg-
erősített szigetelésű, kisméretű transzformá-
tor biztosítja.

séges. Ezek közül egy +15 V-ot, az összes többi +12 V-ot szolgáltat. Mindenütt közepmegcsapolásos szekunder tekercsre csatlakozó teljes hullámú egyenirányítót és ún. fixfeszültségű analóg IC-s stabilizátorokat alkalmaztunk. Mindegyik táptranzformátor biztonsági kivitelű, vagyis a primer és a sze-

kunder tekercse közti szigetelés 2000 V-ot bír ki. Természetesen mindez nem zárja ki annak a lehetőségét, hogy a hat független szekunder tekercset ne csévéljük inkább egyetlen egyfázisú, vagy ami még esztétikusabb, egyetlen megfelelő háromfázisú magra, közösített primer oldallal.

9.6

A fordulatszabályozó gyakorlati vizsgálata és a mérési eredmények

Az előzőekben vázolt visszacsatolt fordulatszám-szabályozó rendszert egy kereskedelmi 1,5 kW-os, 3×220 V-os négyfázisú, deltakapcsolású aszinkron motorral próbáltuk ki. Vizsgálatainkat a 9.3. szakaszban leírtak szerint végeztük, és a várakozásnak megfelelően az ottaniakhoz hasonló eredményeket kaptunk. Az inverter teljesítménytranzisztorainak, valamint a motor vonali áramának oscillogramja ugyanolyan alakú, mint ahogyan azt a 9.4. ábrán vázoltuk. Eltérést csak a csúcsok értéke jelent, ami most 14,5...15 A. Ez az adat igen közel van az áramhatárolás szintjéhez.

Ezt követően a motor gerjesztőfrekvenciáját 50 Hz-re állítottuk be, majd a motort az üresjárástól kezdve egészen a névleges nyomatékig terheltük. Nyílt láncú szabályozás esetén a fordulatszám 1494 ford./perc-ről 1390 ford./percre csökkent, ami -6,5%-os változást jelent. Visszacsatolt, zárt hurkú szabályozást alkalmazva, névleges terhelés hatására 1494-ről 1481-re csökkent a percenkénti fordulatszám. Így most csak -0,87% eltérés adódik, ami már nagyon kedvező érték!

9.7

Egyfázisú elosztóhálózatról táplált háromfázisú törpemotor

A zárópéldánk címe első hallásra talán fából vaskarikának tűnik. Ám a mai, korszerű félvezető eszközök választéka reális lehetőséget kínált arra, hogy elkészítsük egy sztatikus, vagyis mozgó alkatrészeket nem tartalmazó, jó hatásfokú, ún. fázisszám-átalakító prototípusát, majd ezzel gerjesszük a kereskedelmi, 220 V/Δ tekercselésű, max. 1,5 kW teljesítményű, kalickás, háromfázisú motort.

Hogy mégis miért van szükség erre a módszerre? Válaszként gondoljuk csak meg, hogy a kommunális villamosenergia-felhasználók (pl. háztartások) túlnyomó többségében nem áll rendelkezésre a háromfázisú csatlakozási lehetőség. A bevezetésével járó tetemes többletkiadások pedig nem, vagy csak igen nehezen és sokára térülnek meg! A másik ok, hogy a felhasználók oldaláról olyan hajtási problémák jelentkeznek, amelyek igénylik

a háromfázisú motort, annak összes jó tulajdonságaival egyetemben. Ezek: a széles tartományban szabályozható indítónyomaték és fordulatszám, a viszonylag kis köbtartalom, a szikramentes működés, ill. a nagy megbízhatóság és a kis lüktetőnyomaték.

Az ilyen rendszerek potenciális felhasználási területe lehet pl. a dugattyús kis kompresszorok, légkondicionáló berendezések, különféle barkács- és szerszámgépek, szivattyúk stb. hajtása. Egy ilyen, erősen kompromisszumos módszernél általában nem követelmény a fordulatszám üzem közbeni szabályozási lehetősége és a forgásirányváltás. Az elektronika kialakításánál messzeemenően az egyszerűséget, a kompakt felépítésmódot és az olcsóságot tartottuk szem előtt.

A fázisszám-átalakító rendszer blokkdiagramját a 9.7. ábra szemlélteti. Első lépésben a legfeljebb 20 A terhelhetőségű, egyfázisú elosztóhálózatot egyenirányítjuk. A nagykapacitású simítókondenzátor töltőáramát egy tirisztoros, ún. lágyan indító áramkör gyújtásszög-késleltetéssel közel nullától folyamatosan a maximumig változtatja.

Ezzel a módszerrel:

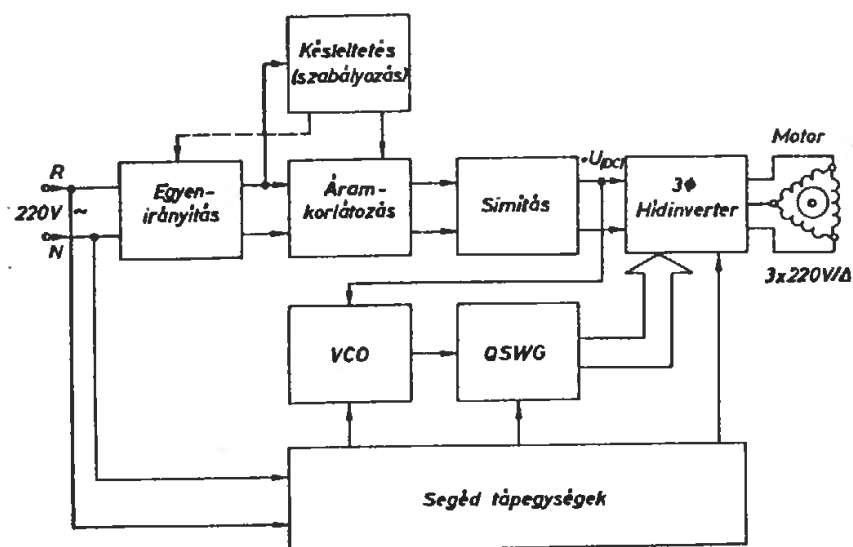
a) Megoldottuk a bekapcsolási áramlökések mérséklésének problémáját.

b) A DC sínfeszültség kb. 10 s alatt fogja elérni az állandósult állapotbeli (200...310 V közötti) értékét. Ezért a motor minden bekapcsolást követően kis fordulatszámra és nagy nyomatékkal indul.

Az így előállított DC sínfeszültség táplálja a teljeshullámú, háromfázisú hídinvertert és a VCO emitterkörét. Ez utóbbi impulzusai

formálás és negálás után a háromfázisú lépcsőhullám-generátort működtetik, és kimenő jelei a bufferelést követően az inverter egyes hídágait vezérlik.

A hídinverter kialakításánál is törekedtünk az optimális elrendezésre. Ezért is választottuk a HEXFET-es változatot, amely kurrens építőelemként mindössze három nagy teljesítményű kettős, és három kis teljesítményű egyes félvezető eszközt, továbbá egy 15 V, 0,1 A-es segéd tápegységet igényel. A MOTOROLA cég előrejelzései azt mutatják, hogy 1988-ban egy nagy áramú és feszültségű Power-MOSFET világpiaci ára legfeljebb 60%-kal lesz több az azonos határadataú bipoláris tranzisztorok áránál. Joggal számolhatunk tehát a tervezérlésű tranzisztorok nagyszabású előretörésével a teljesítményelektronika számos területén.



9.7. ábra

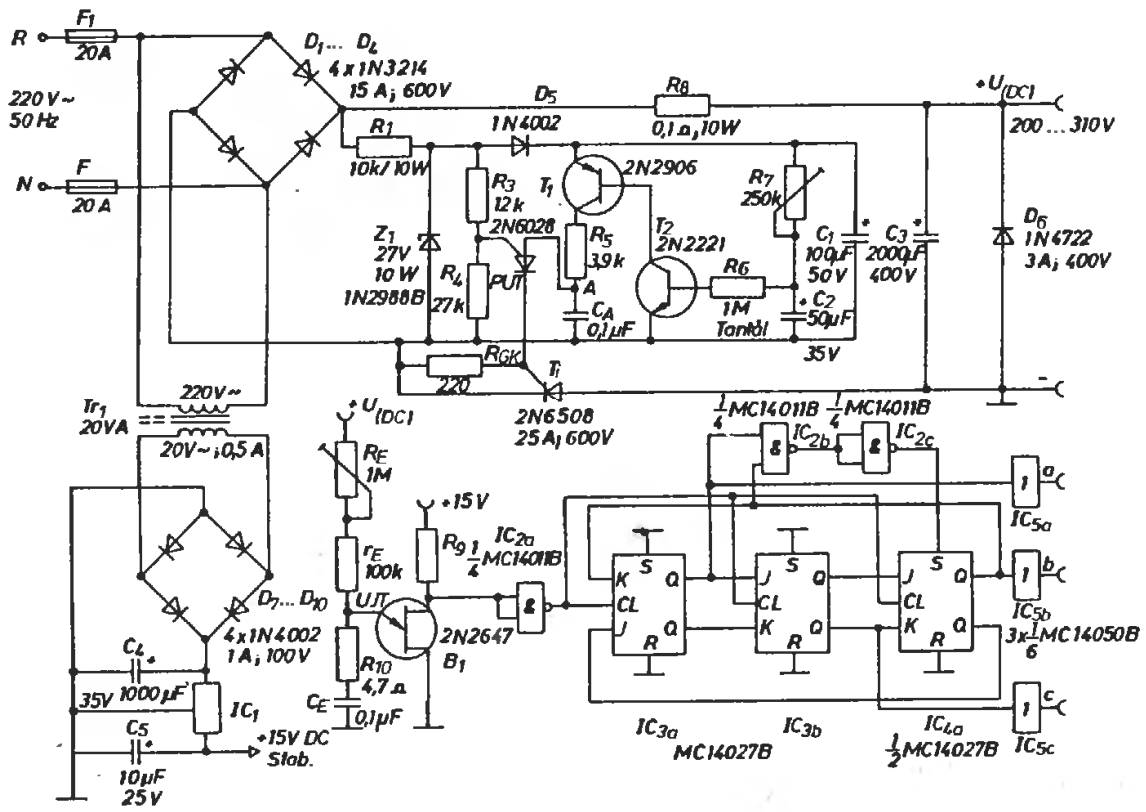
A fázisszám-átalakító blokkdiagramja

A fázisszám-átalakító áramkör részletes leírása

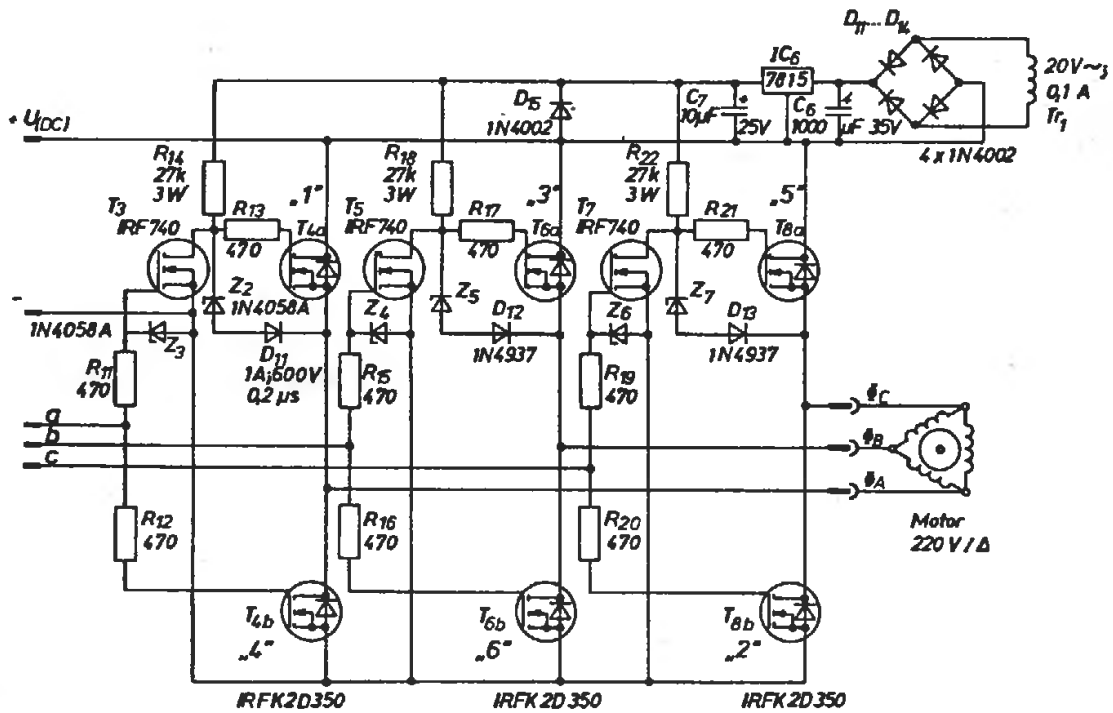
Az ismertetésre kerülő elektronika részletes elvi vázlatát a 9.8. ábra szemlélteti. A következőkben az ábrán látható főbb funkcionális egységeket tárgyaljuk.

a) A főegyenirányító

A 220 V-os elosztóhálózat az R és N csatlakozókon, valamint az F_1 és F_2 jelzésű,



9.8a



9.8b

9.8. ábra
A fázisszám-átalakító részletes kapcsolási vázlata

gyors működésű olvadóbetéteken keresztül a $D_1...D_4$ alkotta egyenirányító hídra csatlakozik. A híd egyenfeszültsége az R_8 védőellenállás és a T_i szabályzó tirisztor alkotta áramúton keresztül fogja tölteni a C_3 nagykapacitású simítókonduktort. Ez utóbbi fegyverzetéhez csatlakozik a D_6 szabadonfutó dióda és az előzőekben már ismertetett DC sín.

Azonban, ha egy ilyen elrendezést közvetlenül a hálózatra kapcsolunk, akkor a kis impedanciák miatt a kedvezőtlen fázishelyzetű esetben 250...300 A csúcsértékű, közelítőleg félszínusz alakú áramimpulzus alakul ki. Noha ez az áramimpulzus 2,5...3 ms alatt „lecseng”, jelenléte és ismétlődése azonban káros az egyenirányító diódákra és magára a simítókonduktorra nézve is. Mérsékléséről ezért mindenféleképpen gondoskodnunk kell! Mint látni fogjuk, egy folyamatosan lágy bekapcsolás nemcsak az építőelemek biztonsága, de a motor kedvező, nagy gyorsítónyomatékkal történő felfutása érdekében is kívánatos!

b) A folyamatosan indító áramkör

Kísérleti elrendezéseken végzett mérések során beigazolódtott, hogy ha a bekapcsolási folyamatot 8...10 félperiódusnyi időre elnyújtjuk, akkor a diódákon áthaladó áramlökések amplitúdója 40 A alatt marad. Ez a 0,1 s nagyságú késleltetés azonban nem elegendő a motor (és a mechanikai terhelés; pl. egy szalagfűrés) felgyorsításához. Céljaink érdekében a bekapcsolási folyamatot ezért szabályozhatóan, de max. 10 s-ig megnyújtottuk, az alábbiak szerint.

A teljeshullámúan egyenirányított feszültséget az R_1 áramhatároló ellenállás és a Z_1 -dióda segítségével kb. 27 V amplitúdójú, ún. trapézjellel formáljuk. Az R_3 és R_4 ellenállások alkotta gate-köri feszültségosztó G_A pontján kb. 19 V amplitúdójú, az előzővel arányos hullámforma van. Ez határozza meg a PUT billenési szintjét, és biztosítja a hálózati szinkronizációt. Ez annyit jelent, hogy a PUT minden egyes félciklus végén kisüti a C_A időzítőkonduktort.

Másrészről a D_5 elválasztó diódán keresztül és a Z_1 kis differenciális ellenállása segítségével a C_1 simítókonduktort gyorsan fel-

töltődik. Innen kap táplálást a rendszer további, simított, kb. 26 V-os egyenfeszültséget igénylő része. A bekapcsolást követően az R_7 nagy értéke miatt a C_2 késleltetőkonduktort töltése nulláról kezd el növekedni, így a T_2 és T_3 tranzisztorok kezdetben nagyon kis árammal vezetnek. Következésképpen a C_A anódkonduktort feszültsége is kis szintről indul, ezért csak a félciklusok legvégén alakul ki a PUT billenési, ill. a T_i tirisztor gyújtási feltétele. Magyarul ez azt jelenti, hogy a C_3 konduktort töltőárama kezdetben igen keskeny folyási szögű és kis amplitúdójú.

Ezt követően, kb. 10 s időállandóval növekszik a C_2 feszültsége, egyúttal a T_2 és T_1 tranzisztorok bázis-, ill. kollektorárama is. A T_1 tranzisztor tulajdonképpen egy áramgenerátort képez, amelynek forrásárama egy félcikluson belül egyre meredekebben növeli a C_A feszültségét. A gyújtáskésleltetési szög tehát folyamatosan csökken, és egyúttal nő a simítókonduktort, vagyis a DC sín feszültsége is. A bekapcsolási folyamat végén a tirisztor gyújtási pillanata már olyanira előrekerül, hogy az gyakorlatilag rövidzárnak tekinthető.

c) A VCO és a QSW-generátor

Rendszerünkhöz az előzőek során már vázolt, legegyszerűbb áramköri megoldásokat választottuk. Ezért elhagytuk az UJT B_2 -köri csatolókonduktort és diódáját, valamint a frekvenciafelező fokozatot. Ellenben a viszonylag nagy értékű emitterkonduktort miatt ajánlatosnak tűnt az R_{10} ellenállás beépítése. A korábbiakban láttuk, hogy a QSWG a VCO frekvenciáját a hatodára osztja le. Ezért az UJT áramkörét az R_E ellenállás segítségével úgy kell beállítani, hogy az a 280 V-os névleges DC sínfeszültség esetén 300 Hz-en oszcilláljon. Ez esetben a motor 50 Hz-es gerjesztést kap. A QSW-generátor a, b és c fázisjeleit egy-egy bufferfokozat illeszti a hídinverterhez.

d) A teljes hullámú hídinverter

Mint már utaltunk rá, fő célunk egy egyszerű elrendezés létrehozása volt. Ezért is esett a választás a hídinverter MOS tranzisz-