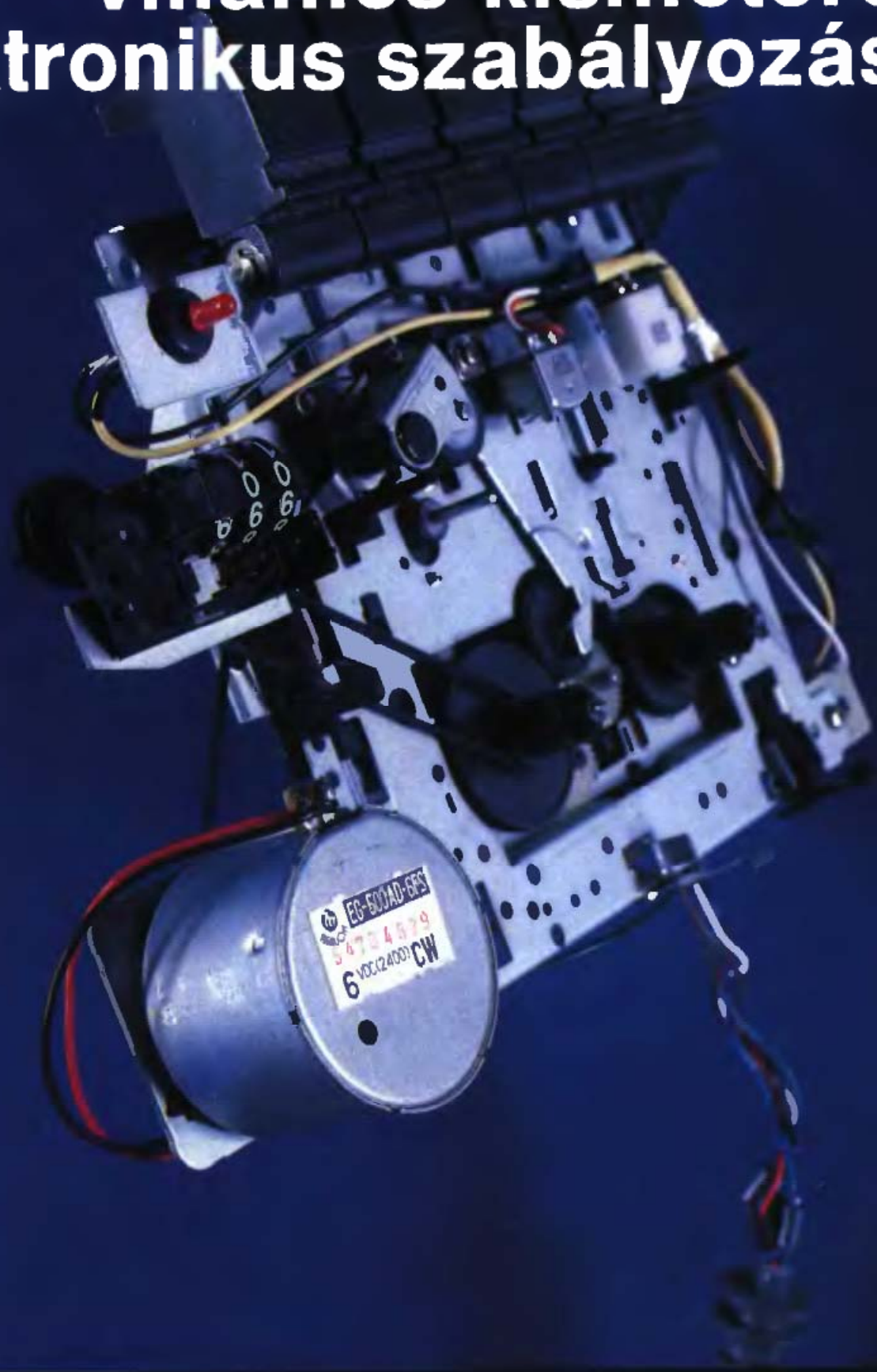


LÓSKA PÉTER

villamos kismotorok elektronikus szabályozása



Elektronika

SOROZATSZERKESZTŐ

Nagy Árpád okl. villamosmérnök

ELEKTRONIKA • ELEKTRONIKA • ELEKTRONIKA • ELEKTRONIKA

Elektronika

LÓSKA PÉTER

Villamos kismotorok elektronikus szabályozása

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ, BUDAPEST, 1989

Lektorálta: Takács Imre
okl. villamosmérnök

© Lóska Péter, 1989

ETO: 621.313.13:62-181.4:621.3.076

ISBN: 963 10 7670 9

ISSN: 0133-0993

Kiadja a Műszaki Könyvkiadó
Felelős kiadó: Szűcs Péter igazgató
Felelős szerkesztő: Molnár Ervin

A szedés a Műszaki Könyvkiadóban készült

Műszaki vezető: Kőrösi Károly
Műszaki szerkesztő: Molnár József
A borítót tervezte: Molnár V. József
A könyv ábráit rajzolta: Olgyai Géza
A könyv formátuma: B/5
Ívterjedelme: 10 A/5
Ábrák száma: 97
Azonossági szám: 61 530
MŰ: 4289-h-8991
Készült az MSZ 5601 és 5602 szerint
A kézirat lezárva 1987. július
Nyomtatva: VTV Reprotechnika 88.263
Felelős vezető: Balogh Mihály

1. Bevezetés	7
2. Miniatur DC motorok analóg szabályozása	8
2.1. Az analóg szabályozó áramkör	8
2.2. Egyenáramú szervorendszerek	11
2.3. Fordulatszám-szabályozás	13
2.4. Pozíció- (helyzet-)szabályozás	14
2.5. Nyomatékszabályozás	16
3. Váltakozóáramú szervomotor korszerű meghajtóerősítők	18
3.1. Előzetes megfontolások	18
3.2. Szervorendszerek	20
3.3. Ellenütemű, kismegfeszítésű teljesítményerősítő	21
3.4. Középfeszültségű, komplementer végfokozat	22
3.5. Előerősítők és fázistolók	25
3.6. Fázistoló áramkörök	25
3.7. Előerősítő kapcsolások	27
4. Kétfázisú törpemotor fordulatszám-szabályozása	30
4.1. Általános áramköri leírás	31
4.2. Az áramkör működése	32
4.3. Egy további áramköri elrendezés	34
4.4. A szabályozó áramkör alkalmazása és vizsgálatának eredményei	37
4.5. 220 V-os, max. 100 W-os kétfázisú aszinkron motor szabályozása	39
5. Háromfázisú kismotorok elektronikus szabályozása	41
5.1. A háromfázisú aszinkron motorok működési feltételei	41
5.2. A szabályozórendszer jelleggörbéi	42
5.3. Rendszertechnikai megoldások	43

5.4.	A háromfázisú hídinverter származtatása	43
5.5.	A motort tápláló feszültség hullámformája	45
5.6.	Kiértékelés	49
6.	A háromfázisú, hatütemű hídinverterek osztályozása	50
6.1.	A 2ON típusú háromfázisú hídinverter működése és hullámformái delta kapcsolású terheléssel	53
6.2.	Háromfázisú, 2ON hídinverter csillag kapcsolású terheléssel	55
6.3.	A 3ON típusú háromfázisú hídinverter működése és hullámformái delta kapcsolású terheléssel	57
6.4.	A 3ON módusú hídinverter csillag kapcsolású terheléssel	59
6.5.	Következtetések	61
7.	A háromfázisú hídinverterek megvalósításának kérdései	62
7.1.	Járulékos építőelemek	62
7.2.	A végtranzisztorok telítésbe vezérlése	64
7.3.	Nagyfeszültségű Darlingtonokkal felépített egyszerű hídinverter	64
7.4.	Minimális számú nagyfeszültségű építőelemet tartalmazó inverter, RC tagos késleltetéssel	66
7.5.	Nagyfeszültségű inverter hagyományos építőelemekkel	68
7.6.	Háromfázisú hídinverter nagyfeszültségű PNP tranzisztoros szintáthelyező-előmeghajtó fokozattal	72
7.7.	Háromfázisú hídinverter Power-MOSFET alkatelmelekkel	74
8.	A motorszabályozó rendszerek főbb kiegészítő egységei	76
8.1.	Feszültségvezérelt oszcillátorok (VCO)	76
8.2.	Gyorsulásszabályozó (SC) áramkör	78
8.3.	QSW generátorok	80
8.4.	Nagy teljesítményű DC-tápegységek	89
9.	Konkrét hajtásszabályozó áramkörök háromfázisú aszinkron motorokhoz	91
9.1.	A nyílt hurkú fordulatszám-szabályozó rendszer	91
9.2.	A szabályozókör részletes leírása	92
9.3.	A fordulatszám-szabályozó gyakorlati vizsgálata és az elért eredmények	97
9.4.	3X 220 V; 1500 W-os aszinkron motor nagy pontosságú, visszacsatolt fordulatszám-szabályozása	99
9.5.	A zárt hurkú szabályozó kapcsolási vázlata és működése	100
9.6.	A fordulatszám-szabályozó gyakorlati vizsgálata és a mérési eredmények	105
9.7.	Egyfázisú elosztóhálózatról táplált háromfázisú törpemotor	105
9.8.	A rendszer blokkdiagramja	106
9.9.	A fázisszám-átalakító áramkör részletes leírása	106
10.	Összefoglalás	110
11.	Irodalom	111
12.	Függelék	112

Ebben a könyvben a mikroteljesítménytől a néhány kW-ig terjedő teljesítményű kis-motorok félvezetős szabályozásával foglalkozunk. A „félvezetős” kifejezést külön is hangsúlyozzuk, mivel nem csak a megszo-kott, tirisztoros kapcsolások bemutatásáról lesz szó. A szabályozások elsősorban analóg integrált áramkörökre, nagybonyolultságú digitális MOS IC-kre, nagyfeszültségű tranzisztorokra, diszkrét és monolit Darlington-kapcsolásokra, valamint Power-MOSFET-ekre épülnek. Az elektronikus megoldásokban helyenként a közkedvelt UJT-t is megtaláljuk és a kevésbé fontos funkciókban természetesen a tirisztort.

Előljáróban szólnunk kell arról, hogy nem könnyű egy ilyen jellegű könyv felépítésébe rendszert vinni. Mindezek dacára didaktikus-ságra törekedtünk. Ennek megfelelően a könyvben két független vonalvezetés figyel-hető meg: egyrészt a szabályozott motor teljesítménye szerinti – a mikromotoroktól a kismotorokig –, másrészt a különböző sza-bályozások technikáinak megfelelő. A gya-korlatban kétségtelenül ez utóbbi szempont a domináló, és ezen belül és a továbbiakban az alábbi módon alakul a szabályozott motor tápfeszültsége:

- analóg DC;
- állandó frekvenciás, de változó feszült-ségű, szinuszos AC;
- állandó feszültségű, de változó frek-venciájú, kétfázisú négyszög hullám;
- változó feszültségű és frekvenciájú,

háromfázisú, optimalizált szélességű négy-szög, és az ún. hatlépcsős jelalak;

- impulzusszélesség-modulált (PWM) DC;
- változó frekvenciás PWM AC, egy-, kettő- és háromfázisú motorokhoz.

A kötött terjedelem miatt ez utóbbi két módszerrel egy későbbi alkalommal foglalkozunk.

A bemutatott kapcsolások előnyös tulaj-donsága, hogy a szabályozott motorok keres-kedelmi (közhasználatú) típusok, és az alkalmazásuk semmilyen átalakítást nem igényel. A motortípushoz való alkalmazkodás mindig az elektronika megfelelő kialakításával törté-nik, amelyet számos táblázat és konkrét példa tesz érthetővé.

Utalni szeretnénk arra, hogy a kötött ter-jedelem miatt nem tudunk foglalkozni a nagy feszültségű és teljesítményű kapcsoló-tranzisztorok paramétereinek elemzésével sem. Ezekre a kérdésekre az irodalomjegy-zékben szereplő [13]...[17] művekben bőse-gesen talál választ az Olvasó.

A leírásban olykor idegen, elsősorban angol eredetű jelöléseket, rövidítéseket, ki-fejezéseket stb. használunk. Ezek a hazai szaksajtóban és a szabványokban már jó ideje polgárjogot nyertek. Ettől függetlenül a könyv végén, a Függelékben közreadjuk e kifejezések eredetét, fordítását, értelmezését, így azok számára is világosan követhető lesz a szöveg, akik nem a legelejéről kezdték el annak tanulmányozását vagy nem tudnak angolul.

Először a miniatűr (egyenáramú) DC motorok analóg szabályozásával foglalkozunk. Analóg szabályozáson leegyszerűsítve azt értjük, hogy a motort időben viszonylag lassan változó DC jel táplálja. Ezt hangsúlyoznunk kell, mivel a DC motorok merőben más megoldású (pl. impulzusszélesség-modulációs) szabályozása is használatos.

Egyedi előny, hogy a korszerű egyenáramú motorok kis térfogatuk mellett nagy teljesítményűek. A légmentesen tömített típusok pedig a szélsőséges környezeti feltételeknek is ellenállnak. Mindebből fakadóan ezeket a motorokat főleg járművekben és hordozható berendezésekben használják ún. teljesítménybeavatkozó szervként. Ezen alkalmazási területeken ui. a hely- és a súlykorlátozások egyenesen megkövetelik, hogy a motornak a teljesítmény/köbtartalom aránya nagy legyen.

Nem lenne teljes a kép, ha elhallgatnánk a DC motor hátrányait. A mai technikai színvonal mellett ezek közül a következőket kell kiemelni:

- a kefék és a kommutátor rendszeres karbantartást igényel;

- a motor – működése során – nagyfrekvenciás zavart kelt;

- az előállítási költség viszonylag magas.

Mindezek dacára szívesen alkalmazzák például a következő területeken:

- lineáris és forgó beavatkozószervek;
- villamos szelep, zár, torlasz stb. működtetése;

- X–Y rajzológépek;

- hordozható magnetofon és lemezjátszó;

- filmfelvevő kamerák és fényképezőgépek;

- antenaforgató berendezések, távhangolók;

- hajó- és repülőgépmoделlek;

- miniatűr technológiai hajtások;

- ipari robotok és automatikaelemek;

- haditechnikai berendezések.

2.1

Az analóg szabályozó áramkör

A bemutatandó egyszerű, a miniatűr DC motorok analóg szabályozásához kiváltképp ajánlott, hibrid integrált áramkört eredetileg

az INTERSIL cég dolgozta ki 1979-ben. A környezetálló kivitelű tokok IH8510...30 típuszámmal kerültek forgalomba – külön-

böző terhelőáramra és működési hőmérséklet-tartományra specifikálva.

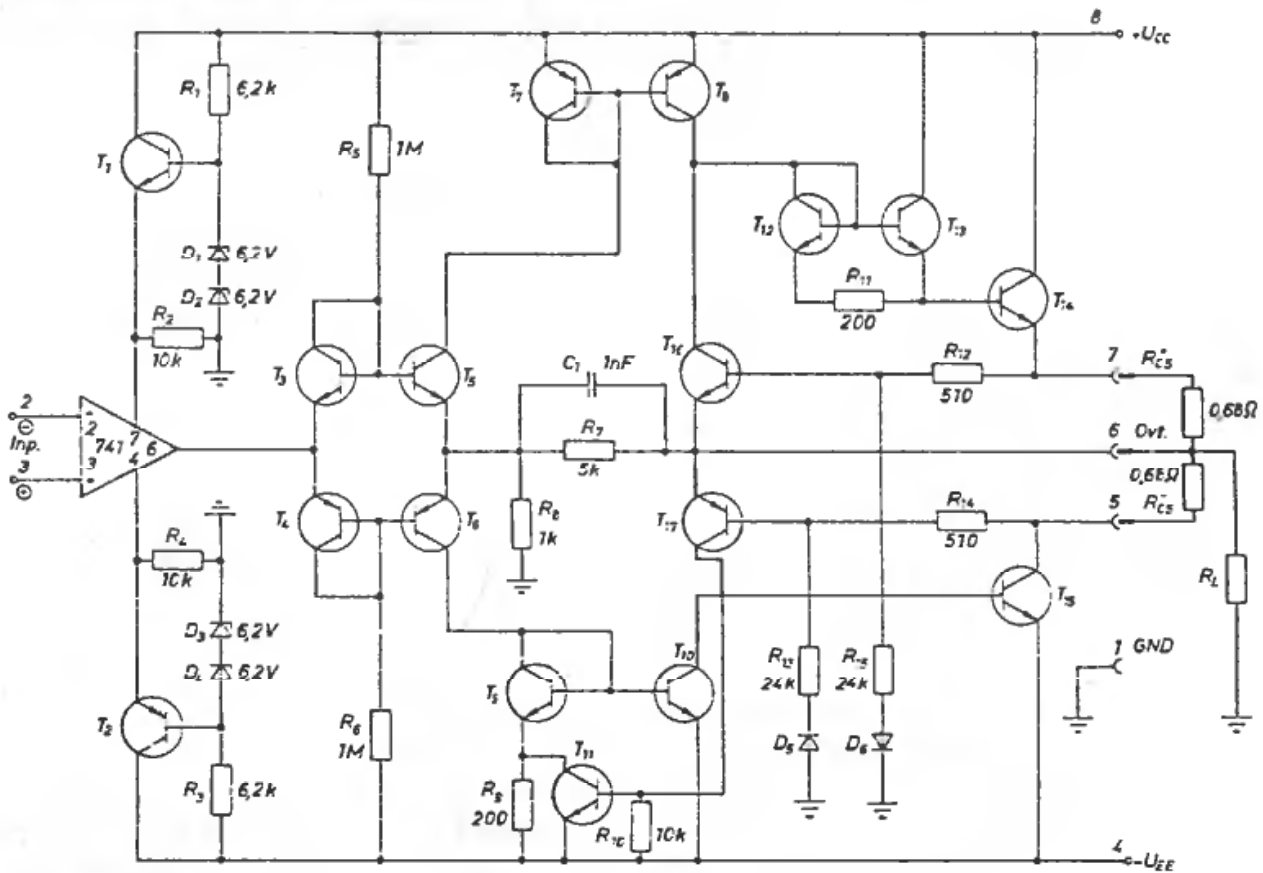
Az erősítő lineáris üzemmódban működik, és egyszerűen úgy kezeljük, mint a népszerű 741-es műveleti erősítőnek egy nagyobb feszültségű és teljesítményű változatát. Pl. a 8530-as modell tipikusan $26 V_{CS-CS}$ amplitúdójú jelet képes produkálni 10Ω -os terhelésen, $30 V$ tápfeszültség esetén. Terheletlen állapothoz tartozó munkaponti fogyasztása pedig mindössze $20 mA$. Az erősítő egyéb paraméterei (bemeneti ofsztáram és -feszültség, bemeneti hibaáram, slew rate, nyílt hurkú feszültségerősítés, frekvencia-menet, valamint a bemeneti feszültségtartomány) azonosak a 741-es műveleti erősítő adataival.

A 8510 erősítőcsalád rövidzárbiztos; kimenetét korlátlan ideig leföldelhetjük. Ugyanakkor kiemelkedően nagy biztonságos működési tartománnyal (SOA) rendelkezik. Mindezek lehetővé teszik, hogy az erősítő ellenálljon a nagy induktív feszültséglökéseknek. Ezeket a DC motor kelti a forgásirány vagy a terhelőnyomaték hirtelen meg-

változása esetén. A nagy áram- és feszültség-igénybevételeket a tok károsodás nélkül elviseli, sőt ezek nem akadályozzák normális működését.

A 8510-es erősítőcsalád a zárt hurkú szervorendszerek igen sokoldalú építőelemévé vált. Ezzel az elemmel a műveleti erősítő technikában megismert fázist fordító és nem fordító erősítés egyaránt megvalósítható, és a belső frekvenciakompenzáció lehetővé teszi, hogy az erősítő fázist nem fordító kapcsolásban, egységnyi erősítésre visszacsatolva, feltétel nélkül stabil maradjon (worst-case eset).

A 8510 családot az INTERSIL nyolckivezetésű, TO 3 típusú fémtokban hozta forgalomba. Egyszerűsített, egyenértékű elvi kapcsolási vázlatát a 2.1. ábra szemlélteti. Ennek birtokában az erősítőt diszkrét alkatelmekből igen jó minőségben sikerült utánépítenünk, kb. gyufásdoboznyi térfogatban. Az utánépítés révén – a félvezetők határadatainak alkalmas megválasztásával – a gyári $\pm 35 V$ és a $3 A$ -es értékeknél jobbak is elérhetők (2.1. táblázat).



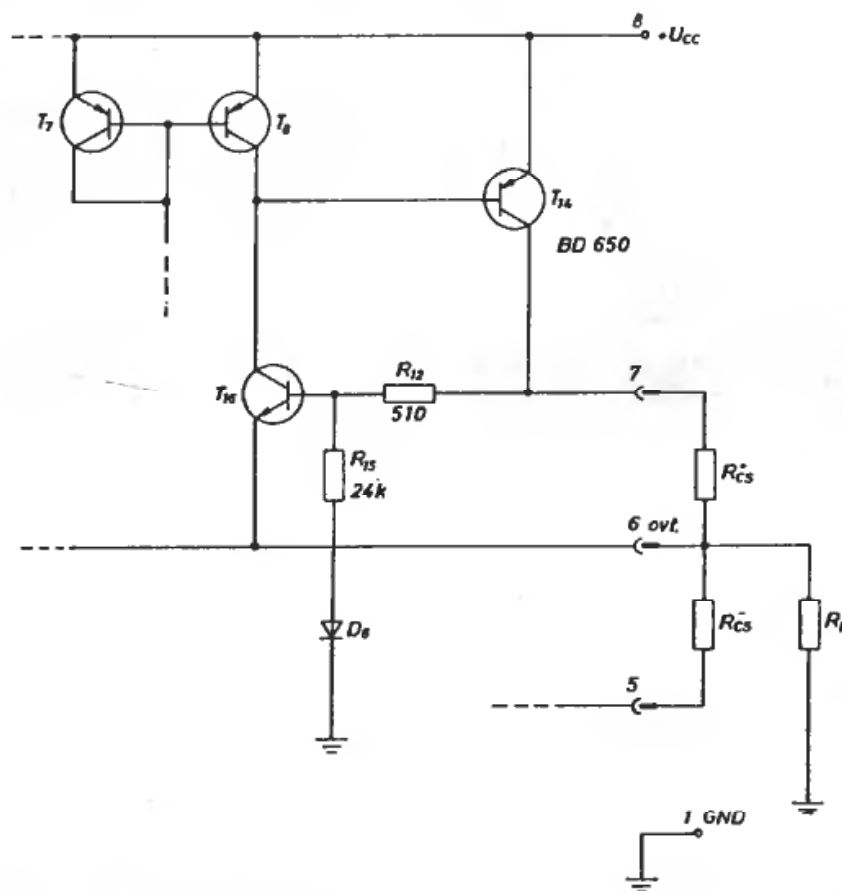
2.1. ábra

Az IH8510 hibrid teljesítményerősítő egyszerűsített elvi kapcsolási vázlata

2.1. táblázat

Kiegészítő adatok a 2.1. ábrához

A tranzisztor sorszáma	Ajánlott típusa, jellemzőkkel
$T_1; 3; 5; 9; 10;$ $T_{11}; 12; 13; 16;$ (NPN)	BC182A (60 V; 200 mA; $\beta = 170$) BC546A (80 V; 100 mA; $\beta = 180$)
$T_2; 4; 6; 8; 17$ (PNP)	BC212A (-60 V; -200 mA; $\beta = 170$) BC556A (-80 V; -100 mA; $\beta = 180$)
$T_{14}; T_{15}$ (NPN)	BD243A (60 V; 6 A; $\beta = 50$) BD649A (Darlington; 100 V; 7 A; $\beta = 750$)



2.2. ábra

Áramköri részlet a diszkrét alkatелеmes megvalósításhoz

Mint látjuk, a bemenetet a mini-DIP kivitelű 741-es képezi. Tápfeszültségeit a T_1 és a T_2 soros áteresztő emitterkövetők kb. ± 12 V-ra mérséklék. A 741 kimenete a T_3 és a T_4 diódákkal előfeszített, T_5 és T_6 alkotta komplementer erősítőfokozatot vezérli. Ez utóbbi egy-egy áramvezérelt áram-

generátort ($T_7 + T_8$, ill. $T_9 + T_{10}$) hajt meg. A T_{10} közvetlenül vezérli a T_{15} végtranzisztor, míg a T_8 a $T_{12} + T_{13}$ alkotta áramgenerátoros szintáttevőn keresztül hajtja a T_{14} -et.

Megjegyezzük, hogy ha diszkrét alkatелеmekből készítjük el az erősítőt, akkor a T_{14}

helyére célszerű egy megfelelő áramerősítésű PNP típust beépíteni. Ez esetben elmarad a T_{12} , T_{13} és az R_{11} , míg a megfelelő áramkörü részlet a 2.2. ábra szerint egyszerűsödik.

Nézzük ezután, hogyan működik a rendszer túláramvédelme! Mint látjuk, az R_L terhelés egy-egy $0,68 \Omega$ -os áramérzékelő ellenálláson (R_{CS}^+ és R_{CS}^-) keresztül kapja a táplálást. Kb. $1,5 \text{ A}$ küszöbáram esetén az érzékelő-ellenállásokon már akkora feszültségésés lesz, hogy az R_{12} (ill. az R_{14}) ellenállásokon keresztül elegendő bázisáramot kap a T_{16} , ill. a T_{17} tranzisztor. A T_{16} közvetlenül eltereli a T_8 áramát, míg a kinyitott T_{17} bázisáram meghajtja a T_{11} -et. A telítésbe vezérelt T_{11} az R_9 söntölésével letiltja a $T_9 + T_{10}$ áramnyelőt. Látható, hogy mindkét félhullámban elmarad a végtranzisz-

torok bázisárama, így csökken a kollektoráramuk és a disszipációjuk. Az $R_{12} \dots R_{15}$, valamint a D_5 és D_6 alkatелеmek az áramhatárolás karakterisztikáját optimalják.

Megfigyelhető, hogy a 6 kimenetről, vagyis a terhelő-ellenállás meleg végéről egy helyi, belső negatív visszacsatolás indul a hibrid végfokozat bemenetére (l. az R_7 , R_8 , C_1 hálózatot). Így annak eredő erősítése kb. hatszoros. Az is látható, hogy az R_{CS} ellenállások így a hurok belsejébe kerülnek, ezért közvetlenül nem növelik az erősítő kimeneti ellenállását.

Végül megjegyezzük, hogy a teljesítményerősítő működtetésekor, legkedvezőtlenebb esetben, kb. 15 W hőteljesítmény elvezetéséről kell gondoskodni.

2.2

Egyenáramú szervorendszerek

A 2.3. ábra egy 8510 típusú hibrid áramkörrel felépített, nyílt láncú szabályozó elrendezését szemlélteti. A nyílt láncú kifejezést most olyan értelemben használjuk, hogy a DC motor nincs benne a zárt hurokban, amelyet egyébként az erősítő és a vele kapcsolatos különböző visszacsatoló elemek képeznek. A 2.4. és a 2.5. ábra a nyílt láncú motor-szabályozók alapmegoldásait illusztrálja. A 2.4. ábrán a 8510 mint a közismert nem invertáló műveleti erősítő működik, amikor is feszültségerősítési tényezője:

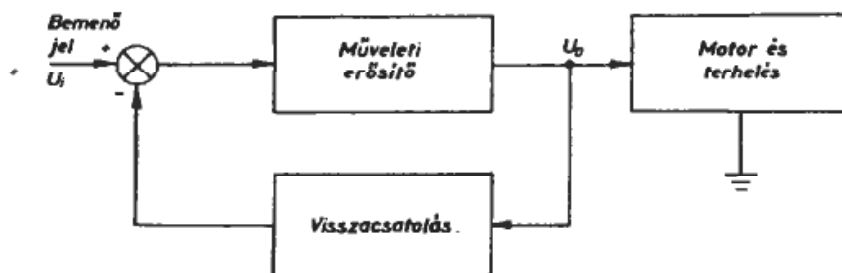
$$A_u = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{R_4 + R_5}{R_4} = 1 + \frac{R_5}{R_4} \quad (2.1)$$

Az $R_3 = R_4 * R_5$ választás javítja az áramkör munkaponti stabilitását.

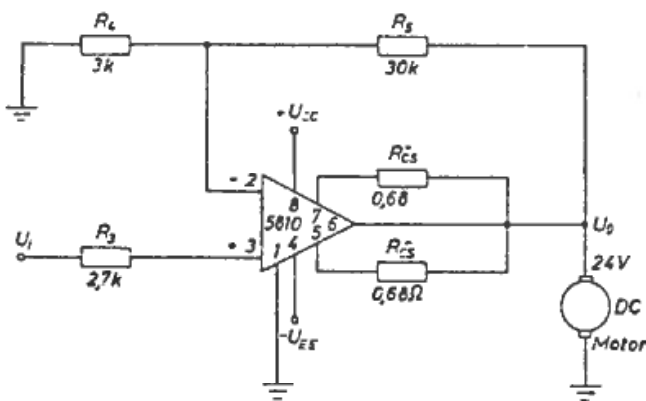
A 2.5. ábrán a teljesítményerősítő a népszerű invertáló elrendezésben üzemel. Felhasználva azt a lehetőséget, hogy az IC negatív bemenete virtuális föld, a rendszer feszültségerősítésére felírható, hogy:

$$A_u = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.2)$$

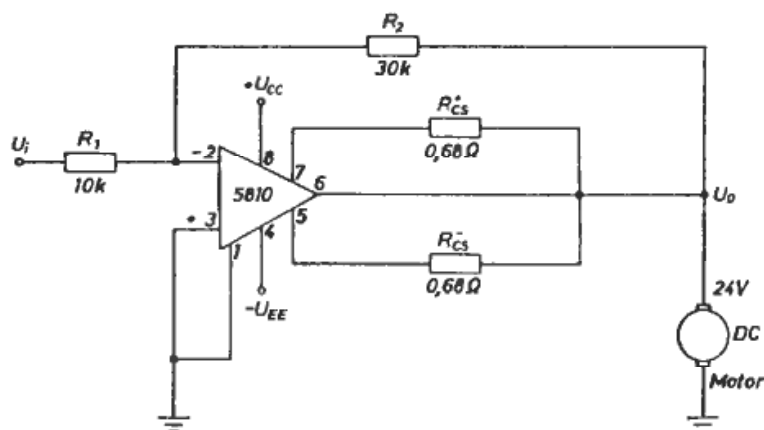
Az R_{CS}^+ és az R_{CS}^- ellenállások szerepe az erősítő kimenetének rövidzárvédelme. Értékeiket úgy választottuk meg, hogy a tok kimenetén maximum $1,5 \text{ A}$ áram alakulhat ki. A gyakorlatban nemcsak a kimenet véletlen-szerű leföldelésekor, hanem pl. az álló motor



2.3. ábra
DC motor nyílt hurkú szabályozásának blokkdiagramja



2.4. ábra
DC motor nyílt hurkú szabályozása 8510 típusú szervo erősítővel, nem invertáló üzemmódban



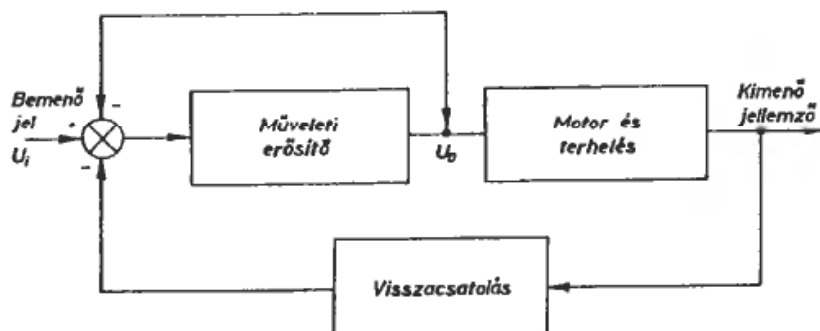
2.5. ábra
DC motor nyílt hurkú, invertáló üzemmódu szabályozása

hirtelen indításakor is felléphet a zárlatéhoz hasonló áramlökések, amelyet szintén korlátozni kell.

Mint tudjuk, a nyílt láncú megoldás érzékeny a különböző helyeken ható zavarokra. Általánosságban kimondható, hogy a bemeneten, a terhelésnél vagy az erősítő jellemzőiben létrejövő változás az átviteli tényezőnek (erősítésnek) megfelelő eltérést idéz elő a rendszer kimenetén. Hogy mérsékeljük a kimeneti jellemzők eltéréseit, vagyis hogy javítsuk a szabályozás pontosságát, többnyire zárt hurkú szervorendszereket használunk. Egy tipikus zárt hurkú, visszacsatolt

szabályzó blokkvázlatát szemlélteti a 2.6. ábra.

Most a kimeneti jellemző egy részét visszacsatoljuk a bemenetre, és előjelhelyesen összegezzük az ún. alapjellel. Mint látható, így a motor már tényleges része lesz a visszacsatoló hálózatnak! A kimenetre vonatkoztatott állandósult hiba (változás, eltérés stb.) mérséklődni fog, méghozzá annál jobban, minél nagyobb a teljes hurok ún. felnyitott „erősítési” (átviteli) tényezője. Ez utóbbi fogalom analóg a hangfrekvenciás erősítők gyakorlatából már jól ismert $1 + \beta A_0$ kifejezéssel.



2.6. ábra
DC motor zárt hurkú szabályozásának egyszerűsített blokkvázlata

A szervorendszerek zöme lényegében a három alapmegoldásra, ill. azok kombinációjára épül. Ezek a következők:

- előírt fordulatszám (szögsebesség) tartása,

- adott pozícióra (szöghelyzetre) történő szabályozás,
- állandó motornyomaték biztosítása.

2.3

Fordulatszám-szabályozás

A zárt hurkú fordulatszám-szabályozó rendszert pl. úgy értelmezzük, hogy adott és állandó értéken tartjuk a motor szögsebességét, függetlenül a terhelőnyomaték, a tápfeszültség stb. változásaitól. Legegyszerűbben ún. tachogenerátoros visszacsatolással készíthetünk ilyen szabályozót, amelynek egyszerűsített tömbvázlatát szemlélteti a 2.7. ábra.

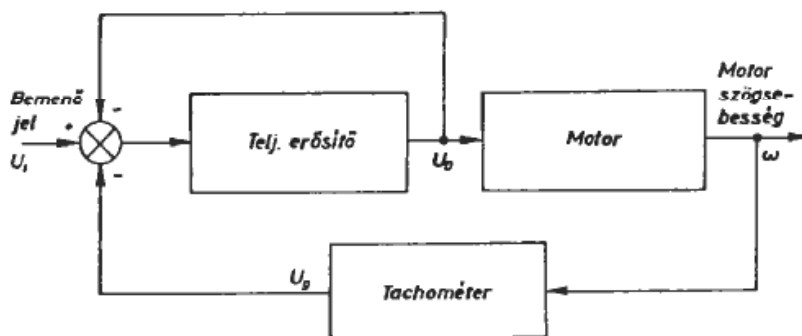
Klasszikus esetben a tachogenerátor egy precíziós kivitelű és kalibrált kimeneti feszültségű, kisméretű, egyenáramú generátor, amelyet a hajtott rendszer megfelelő fordulatszámú pontjához mereven csatlakoztatnak. A miniatűr motorokkal felépített szabályozóhoz kialakított tachogenerátorok nem hasonlítanak robusztus elődeikre. Annál is inkább, mivel ezek a tachogenerátorok egyáltalán nem tartalmaznak mozgó alkatrészt. Bennük egy reflektálófelületről vissza-

verődő infravörös sugárzást optoelektronikai úton detektálnak, majd a formált impulzus-sorozatot analóg jellé átalakítják. Az ilyen tachogenerátor leginkább egy IC-re emlékeztet, és célszerűen beépíthető a szervomotor házába. (Táplálásáról természetesen külön kell gondoskodni.) Elkészítése egy ügyes amatőrnek nem jelenthet gondot.

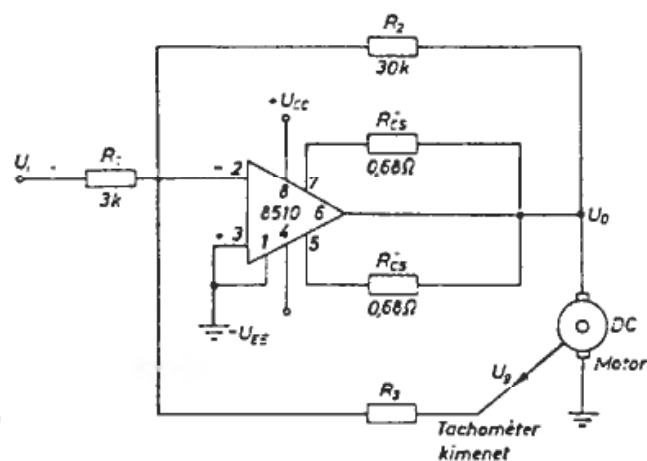
A tényleges áramkört elrendezést a 2.8. ábra szemlélteti, ahol a közkedvelt 8510-es tokot meghajtó- és különbségképző erősítőként egyaránt használjuk. Mint ahogy az ábrán is látszik, a kapcsolásban két független, negatív visszacsatolás működik.

Az első egy belső visszacsatolás, amely a teljesítményerősítő jellemzőit igyekszik stabilizálni. Hatásmechanizmusát nem részletezzük, mert ettől a rendszer még nyitott marad.

A második egy sebességfüggő negatív



2.7. ábra
DC motor tachogenerátoros
fordulatszám-szabályozásának blokkdiagramja



2.8. ábra
Tachogenerátoros fordulatszám-szabályozás 8510
típusú teljesítményerősítővel

visszacsatolás, amely a tachogenerátor kimenő jelét vezeti vissza ugyanarra a pontra. Ezt megtehetjük, hiszen az erősítő invertáló bemenete virtuális föld (lévén a pozitív bemenet közvetlenül földelve). Így a motor és a vele kényszerkapcsolatban lévő terhelés a hurok belsejébe kerül. A motorra jutó kimeneti feszültség Kirchhoff-csomóponti törvényét alkalmazva, a következő formulával adható meg:

$$U_{ki} = -\frac{R_2}{R_1} U_{be} - \frac{R_2}{R_3} U_g. \quad (2.3)$$

A sebességszabályozó rendszer helyes működése a következőkön alapul: Tegyük fel,

hogy a motor fordulatszáma bármilyen ok miatt növekvő tendenciájú (pl. lecsökkent a terhelőnyomaték), akkor nagyobb feszültséget kelt a tachogenerátor. Ez a megnövekedett U_g feszültség visszahat az összegzési pontra (invertáló bemenet), és levonódik az U_{be} alapjelből. Következésképpen csökken a teljesítményerősítő hatásosan vezérlő jel nagysága, amely kisebb U_{ki} kimeneti feszültséghez és értelemszerűen csökkenő fordulatszámra vezet. Ellenkező irányú változás, tehát csökkenő fordulatszám hatására az előzőekhez képest fordított folyamat fog lezajlani. Látható, hogy a módszer stabilizálni igyekszik a kimeneti jellemzőt, nevezetesen a motor szögsebességét.

2.4

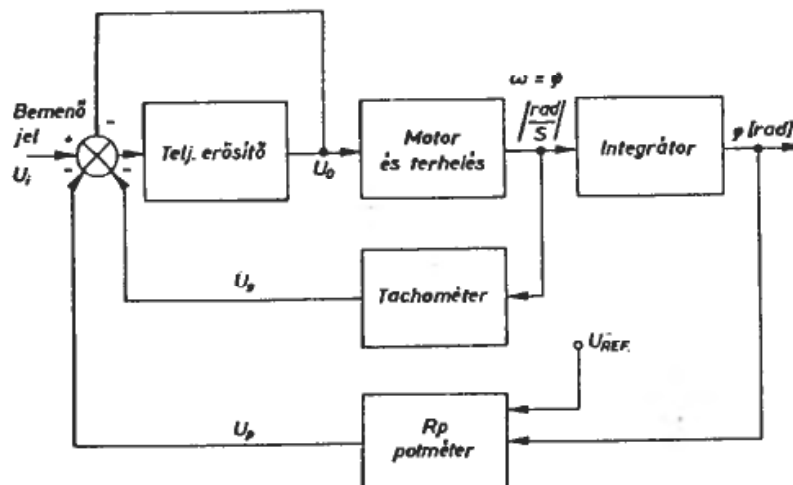
Pozíció- (helyzet-)szabályozás

A szervorendszerek egy jelentős része ún. pozíciószabályozó. Rendeltetésük az, hogy a motor tengelyének szöghelyzetét gyorsan és pontosan szabályozzák (szemléletesen szólva beállítsák). A szabályozó működése egyszerű lehet véletlenszerű. Ilyen pl. a kompenzátorok, a regisztrálók, az X–Y rajzolók stb. hajtása. Másrésztől lehet szabályos (előre megjósolható irányú) pl. egyenlő időközönként azonos nagyságú léptetés, elfordulás stb.

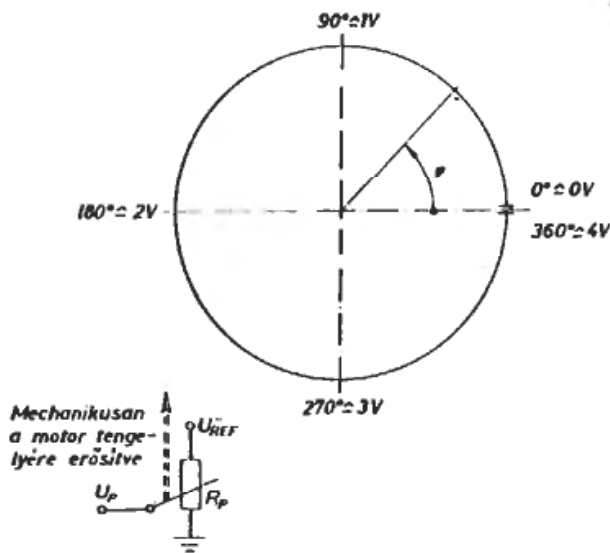
A DC motor pozíciószabályozásának blokkvázlatát a 2.9. ábra szemlélteti. Látható, hogy a teljesítményerősítő most is ön-

álló visszacsatolással rendelkezik, továbbá a motor szögsebességével arányos tachogenerátoros ellencsatolás is van. A 2.7. ábrán vázolt sebességszabályozóhoz képest most eltérést jelent az integrátor, amely a motor szögsebességéből szöghelyzetet ($\omega \rightarrow \varphi$) állít elő, valamint a helyzetfüggő (potenciométeres) visszacsatolás.

A pozíciószabályozás blokkdiagramja első ránézésre kissé „elrettentőnek” tűnhet. Értetőbbé válik működése, ha az integrátort és az integrálási állandót egy potenciométerrel realizáljuk, majd az így kialakított egységet megfelelő fogaskerekes áttételezéssel



2.9. ábra
DC motoros helyzet szabályozás blokkvázlata

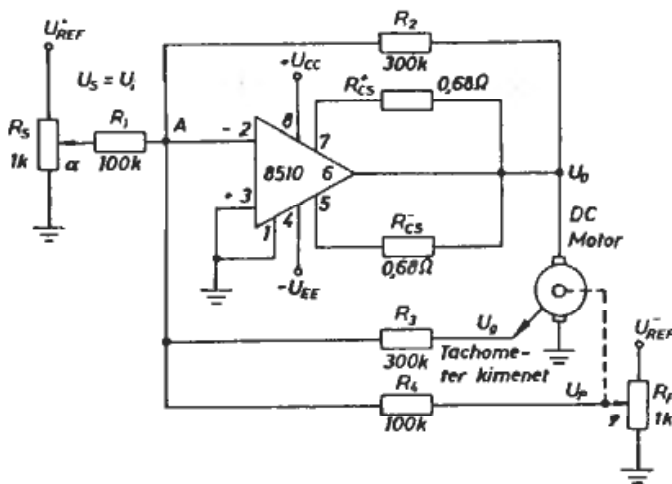


2.10. ábra

A motor áttételezett szöghelyzete és az R_p potenciométer csúszkáján megjelenő U_p feszültség közötti kapcsolat

2.11. ábra

Konkrét DC motoros helyzet szabályozó 8510 típusú teljesítményerősítővel



közvetlenül a motor tengelyére csatlakoztatjuk. Az ily módon létrehozott potenciométer grafikus helyettesítő kapcsolását a 2.10. ábra szemlélteti. A potenciométer kezdőpontját egy stabil U_{REF} feszültségre kapcsoljuk (példánkban $U_{REF} = 4\text{ V}$), másik végét földeljük. Így a csúszkán megjelenő terheletlen U_p feszültség arányos lesz a motor és a terhelés áttételezett szöghelyzetével, így kiváltképp alkalmas a visszacsatolásra.

Az előbbi szempontok alapján felépített pozíciószabályozó elvi kapcsolási vázlatát a 2.11. ábra szemlélteti. Az egyszerűség kedvéért feltételezzük, hogy a pozíciót a 360° -os elfordulású R_s (SETTING) potenciométerrel állítják be. Csúszkáján jelentkezik az $U_s = U_{be}$ bemenő jel. Közbevetőleg megjegyezzük, hogy a pozíciószabályozás történhet közvetlenül is, az U_s analóg egyenfeszültség segítségével.

Vizsgáljuk meg ezután, hogy hol és ho-

gyan áll meg a szabályozó! A megállás pillanatában az erősítő U_{ki} kimeneti feszültsége és a tachogenerátor U_g feszültsége zérus. Ezért az R_2 és R_3 visszacsatoló ellenállások nem játszanak szerepet. Az IC pozitív bemenete közvetlenül földelt, míg a nagy nyílt hurkú erősítés következtében az invertáló bemenet virtuális földnek tekinthető. Ez azt jelenti, hogy amíg az IC az aktív tartományban üzemel, addig a negatív bemenet feszültsége igen jó közelítéssel gyakorlatilag zérus. Elhanyagolva az IC munkaponti bemenő (bias) áramát, azt mondhatjuk, hogy az A pontba befolyó áramok eredője nulla, vagyis:

$$\frac{U_s}{R_1} + \frac{U_p}{R_4} = 0. \quad (2.4)$$

Feltételezzük továbbá, hogy a potenciométerek lineárisak, és csekély a terhelésük, így az egyes feszültségek:

$$U_s = \alpha U_{REF}^+$$

és

$$U_p = \varphi U_{REF}^- \quad (2.5)$$

ahol α és φ a földelt végponttól számított szöghelyzet. Ezután a szabályozó átviteli tényezője:

$$\begin{aligned} A &= \frac{\text{kimeneti jellemző}}{\text{bemeneti jellemző}} = \frac{\varphi}{\alpha} = \\ &= -\frac{R_4 U_{REF}^+}{R_1 U_{REF}^-} = \text{állandó}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

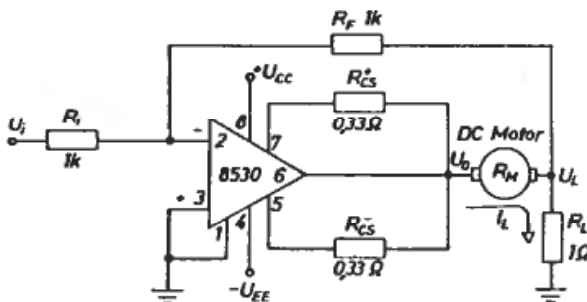
vagyis ún. követőszabályozást kapunk. Ha egy U_s analóg bemenő jellel történik a szabályozás, akkor

$$\begin{aligned} A &= \frac{\varphi}{U_s} = -\frac{R_4}{R_1 U_{REF}^-} = \\ &= \text{állandó}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Gyakran előfordul, hogy a terhelést jelentő tehetetlen tömeget egyenletes nyomatékkal, vagyis állandó szöggyorsulással kell mozgatni. Ilyenkor ún. nyomatékszabályozást alkalmazunk. A DC szervomotor nyomatéka egyenesen arányos az armatúra áramával. Az arányossági tényező a motor ún. nyomatékkonstansa. Így a motorra a következő egyszerű összefüggés írható fel:

$$M = K_M I,$$

ahol M a motor által szolgáltatott nyomaték,



2.12. ábra
DC motor adott nyomatékra történő szabályozása

Látható, hogy a referenciafeszültségek, az ellenállások és a potenciométerek alkalmas megválasztásával elérhető, hogy

$$\alpha = \varphi,$$

vagyis a beállító-potenciométer helyzetét pontról pontra követni fogja a motor áttételezett tengelye.

A szabályozó vizsgálatából az is kiderül, hogy mi történik akkor, ha egy külső zavaró hatás megváltoztatja a kiegyenlítőpotenciométer, vagyis a terhelés helyzetét. (Gondoljunk pl. arra, hogy erős szél cibálja a szabályozott URH antennát!) Nos, ilyenkor a megváltozott U_p visszacsatoló jel levonódik az állandó U_s alapjelből, és olyan értelmű hibajellel vezérli a teljesítményerősítőt, hogy a motor nyomatéka mindig megszüntetni igyekszik a fennálló eltérést.

2.5

Nyomatékszabályozás

K_M a motor nyomatékkonstansa és I a motor árama.

Az előző összefüggésből is látszik, hogy ha állandó áramot adunk a DC motornak, akkor nyomatéka is állandó lesz. Állandó áramú táplálást úgy valósíthatunk meg, hogy a motort az erősítővel együtt elektromosan visszacsatoljuk – szemléletesen kifejezve: a zárt hurok belsejébe helyezzük (2.12. ábra).

A nyomatékszabályozó működése a műveleti erősítő elméleti viselkedésén alapszik, ui., ha a tok pozitív bemenete galvanikusan földelt, akkor az invertáló bemenetet virtuális (látszólagos) földnek tekinthetjük. Ez azt jelenti, hogy a feszültségek és az oda folyó áramok eredője is zérus. Jogosan feltételezzük, hogy a tok munkaponti bemenő árama elhanyagolható, továbbá azt, hogy $R_F \gg R_L$, s ekkor

$$\frac{U_i}{R_i} = -\frac{U_L}{R_F} \quad (2.9)$$

A rendszer átviteli tényezője a levezetés mellőzésével:

$$\frac{I_L}{U_{bc}} = \frac{R_F}{R_{bc}} \frac{1}{R_L} \quad (2.10)$$

Tehát az építőelemek alkalmas kiválasztásával egy vezetőképesség dimenziójú átviteli tényező adódik, ami azt jelenti, hogy kapcsolásunk feszültség-áram-konverterként működik.

A példánkban szereplő konkrét adatok felhasználásával:

$$\begin{aligned} \frac{I_L}{U_{bc}} &= - \frac{1000 \Omega}{1000 \Omega} \frac{1}{1 \Omega} = \\ &= -1 \frac{\text{A}}{\text{V}}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

vagyis 1 V bemeneti feszültség hatására – 1 A motoráram alakul ki. A negatív előjel a 180°-os fázistolásra utal (invertáló bemenet!). A vázolt módszert nemcsak nyomaték-

szabályozásra, hanem a motor indulási áramlökésének korlátozására is eredményesen lehet használni.

Gondolatmenetünket egy konkrét példával szeretnénk megvilágítani. Egy 24 V feszültségű, 1 A névleges áramfelvételű DC motor álló helyzetben 3,5...4 A áramot vesz fel a kis belső ellenállású telepről. Ha ugyanezt a motort a most bemutatott 8530 áramkörrel visszacsatolás nélkül tápláljuk, miközben $R_{cs}^+ = R_{cs}^- = 0,33 \Omega$ -os korlátozó ellenállásokat alkalmazunk, akkor a motor álló állapotbeli áramfelvétele kb. 2,7 A lesz (l. a 2.5. ábrát).

Ezt a korlátozó ellenállást most elsősorban az erősítő végtranzistorainak védelme miatt alkalmaztuk. Az ismertetett megoldással a bemeneti feszültség minden volta esetén 1 A erősségű áram fog áthaladni a motoron – akár áll, akár forog. A forgást most egy adott fordulatszám-tartományon belül kell értelmeznünk! Ha jól belegondolunk, az imént vázolt három esetet jelentős minőségi eltérések különböztetik meg egymástól.

A továbbiakban olyan AC szervomotor-erősítőket ismertetünk, amelyeknek közös vonása, hogy nem tartalmaznak kimeneti transzformátort, és korszerű félvezető eszközökből (Darlingtonokból, IC-kből, valamint nagyfeszültségű tranzisztorokból) épülnek fel. Kétféle végfokozatról lesz szó, az első +28 V-os tápegységet, míg a második közép feszültségű komplementer elrendezést alkalmaz, és közvetlenül a hálózatról üzemel. Bemutatunk továbbá négyféle előerősítőt és fázistoló áramkört, valamint a szükséges tápegységeket.

A legtöbb szervorendszerben elektromos jelet mechanikai mozgássá kell alakítani. Erre a célra a kétfázisú, indukciós (aszinkron) szervomotorok a legalkalmasabbak. A motor mechanikai mozgása egy forgó mágneses mezőtől ered. Ez utóbbi úgy jön létre, hogy 90°-os fázishelyzetben gerjesztjük az armatúra (más szavakkal: sztátor vagy állórész) két tekercsét. Ezeket referencia- (fix, állandó), valamint vezérlő- (control, változtatható) fázisoknak nevezték el. Közbevetőleg megjegyezzük, hogy a legtöbb AC szervomotor két tekercselése elektromosan és hatásában is teljesen egyforma. Megkülönbözte-

A továbbiakban leírt miniatűr hajtások óriási előnye a gyorsaság. Ez főként a serleges AC motorok rendkívül kis tehetetlenségi nyomatékának köszönhető. Alkalmazási területeiken is ezt hasznosítják. A fontosabb alkalmazási területek a következők:

- analóg számítógépek kimeneti regisztrálói;
- kompenzátorhajtások;
- mérőberendezések vonalírói;
- a haditechnika legkülönbözőbb területei;
- orvosi elektronikai berendezések.

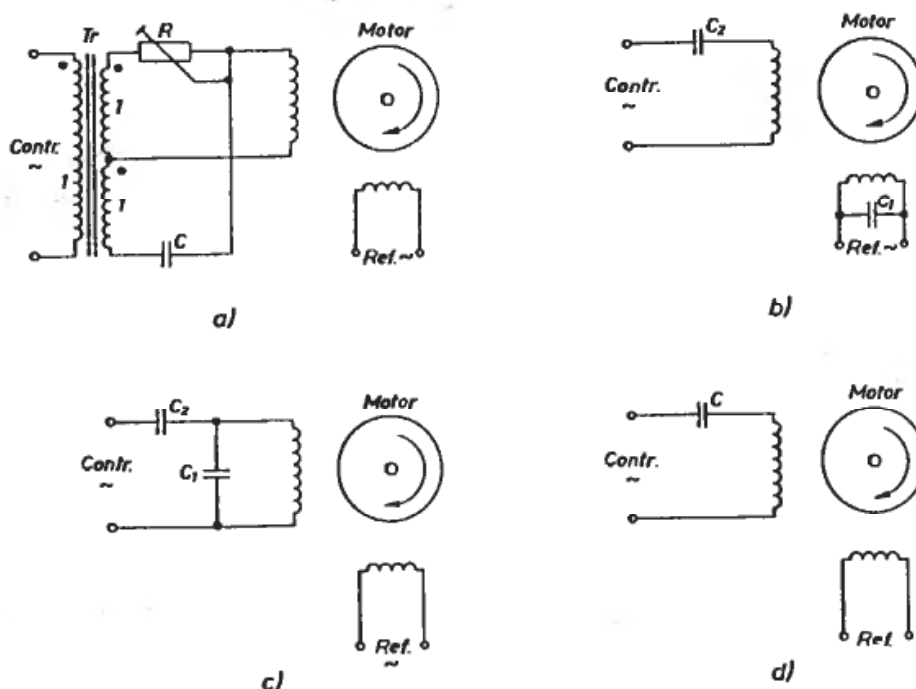
3.1

Előzetes megfontolások

tésük így többnyire önkényes és formáság!

A forgó mágneses mező keltéséhez a motor két tekercsét olyan feszültségekkel kell gerjeszteni, amelyek között 90°-os fáziskülönbség van. Előző állításunkra támaszkodva belátható, hogy bármelyik tekercsre nézve fennállhat vagy viszonyítható ez a fáziskülönbség. A helyes forgásirányra természetesen tekintettel kell lennünk.

A kívánatos fázishelyzet létrehozásának több módszere ismert (3.1. ábra). Egy lehetséges és trimmerelhető megoldásban ún. fázistoló hidat alkalmaznak (3.1a ábra). Egy további módszer rezonanciába hozza pl. a



3.1. ábra
Klasszikus fázistoló kapcsolások

3.1. táblázat
110 V; 400 Hz-es AC szervomotorok tipikus adatai

Az AC szervomotor jelzése és átmérője	Fázisonkénti impedancia álló állapotban Ω	Fázisonkénti felvett határos teljesítmény üzemi állapotban W	Indítási teljesítmény-felvétel fázisonként W
# 11 ϕ 1"	$490 + j 890$	4	6
18 ϕ 1,5"	$180 + j 330$	10	16
24 ϕ 2"	$90 + j 170$	16	28

referenciafázist egy párhuzamos kondenzátorral (0°), és egy további soros kapacitással létrejön a vezérlőfázis 90° -kal siető árama (3.1b ábra). Olyan elrendezés is lehetséges, amelyben mindkét kondenzátor ugyanazon tekercshez csatlakozik (3.1c ábra). A legegyszerűbb – kompromisszumos – esetben mindössze egyetlen, optimált kondenzátort alkalmazunk (3.1d ábra). A kondenzátorok megválasztása a motort gyártó cég ajánlása alapján vagy kísérletileg történhet. Ez utóbbi esetben a beállításhoz használjunk oszcilloszkópot.

A leírt módszerek egyik közös hátránya, hogy viszonylag nagy értékű kondenzátorok

adódnak a kis motorimpedanciák miatt. Pl. egy tipikus 110 V, 400 Hz-es szervomotor tekercsenkénti impedanciája (3.1. táblázat):

$$Z = 490 + j \cdot 890, \Omega.$$

A másik hátrány az, hogy a kondenzátoroknak ellen kell állniuk az üzemi tápfeszültség csúcsertékének. Sőt, a rezonanciajelenségek miatt (főleg terheletlenül) a feszültség csúcsertékének többszöröse is felléphet a megfelelő kondenzátoron!

A korszerű rendszerek esetén magában a szervoerősítőben hozzák létre a 90° -os el-

tolást, míg a referenciatekeresztet közvetlenül a hálózatról táplálják. A kívánt fázistolást kis szinten, nagy impedanciák mellett realizáljuk, így kis értékű és olcsó kondenzátorok adódnak. Ezzel a módszerrel láthatóan módosíthatjuk a nagy méretű és drága kapacitásokat.

A későbbiekben ismertetett szervoerősítőket 50 Hz-re terveztük, a fázistoló kondenzátorok alkalmas megválasztásával azonban egyszerűen át lehet őket méretezni 400 Hz-re is.

A szervoerősítőkkel kapcsolatos fejtegetéseink lényegében kétféle teljesítményfokozattal kapcsolatosak. Ezek közül az első egytelepes és viszonylag kis feszültségű táplálást kíván. Ellenütemben hajtja meg a szervomotor középmegecsapolásos vezérlőtekercsét. (A középmegecsapolás utólag is elkészíthető a tekercskivezetések gondos tanulmányozása és a tekercsellenállások

mérése alapján.) A gyakorlatban alkalmazott +28 V-os DC tápegység + erősítő együtteséhez a 36 V váltakozófeszültségű, középmegecsapolásos vezérlőtekercsű szervomotor a megfelelő. Ezek voltak a kiindulási adatok az első változat tervezéséhez.

Megjegyezzük, hogy ha ezt a végerősítőt megfelelően méretezzük, és alkalmas tápegységről járattjuk, akkor tetszőleges üzemi feszültségű, középmegecsapolásos motort használhatunk.

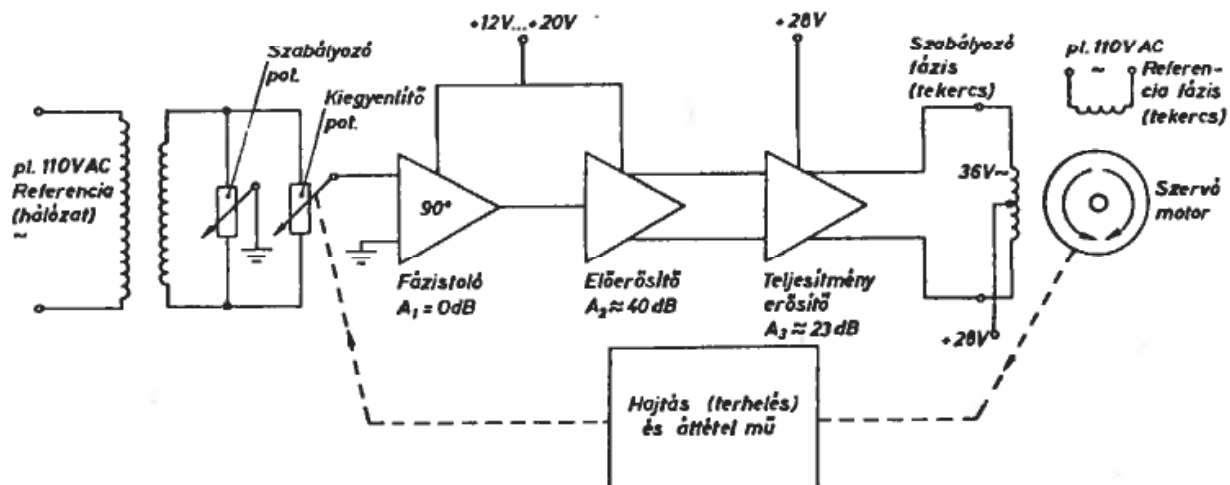
A második teljesítményerősítő előnye, hogy közvetlenül a hálózatról kap táplálást. A középfeszültségű, komplementer kimeneti fokozatot úgy terveztük, hogy alkalmas legyen a 110 V_{eff} feszültségű szervomotor közvetlen meghajtására. Az áramkör viszont kettős (± 150 V-os) DC tápegységet kíván. Mindezen ismeretek birtokában a leleményes konstruktőrök számos áramköri kombinációt létrehozhatnak.

3.2

Szervorendszerek

A kisfeszültségű szervorendszer egy lehetséges blokkdiagramját a 3.2. ábra szemlélteti. Lényeges részei: a 90°-os fázistoló, valamint a kb. +40 dB-es erősítésű előerősítő, amelyet a kb. +23 dB erősítésű, B osztályú, ellenütemű végfokozat követ. A tranzisztorok kollektorköre közvetlenül a motor vezérlőtekercsét táplálja, és így a kimeneti transzformátor megtakarítható. Ez hely, súly és jelentős költségmegtakarítást eredményez.

A 3.2. blokkvázlat tulajdonképpen egy helyszabályozó szervó. Mint tudjuk, ezen rendszerek mindig visszacsatoltak, így a példánkban a motor egy merev, mechanikai áttételen keresztül hajtja a terhelést (pl. egy URH-antennát), és ezzel együtt a kiegyenlítőpotenciométer csúszkáját. Különböző okok miatt egy ilyen rendszeren belül még további, többnyire részleges, negatív visszacsatolások is találhatóak. Rendeltetésük fő-



3.2. ábra
AC motoros helyszabályozó blokkvázlata

ként a szabályozás minőségi mutatóinak javítása.

Itt hely hiányában nem foglalkozunk a különféle visszacsatolások és zárt hurkok kialakításának elméletével. Hasonlóképpen nem térünk ki a szervorendszer teljesítőképességének ismertetésére és annak mérésére sem. Fejtegetéseink során az erősítő és a szervomotor (képzeletben) mindig csak

nyílt hurkú üzemmódban üzemel. A fokozatok erősítését, frekvencia-sáv szélesség szorzatát és fázismenetét előzőleg optimaltunk, majd rögzítettük. Az üzemi jellemzők azonban könnyedén megváltoztathatók a megfelelő R és C tagok cseréjével, ill. trimmerelésével. A szóban forgó alkatelemekre a későbbiekben utalunk.

3.3

Ellenütemű, kisfeszültségű teljesítményerősítő

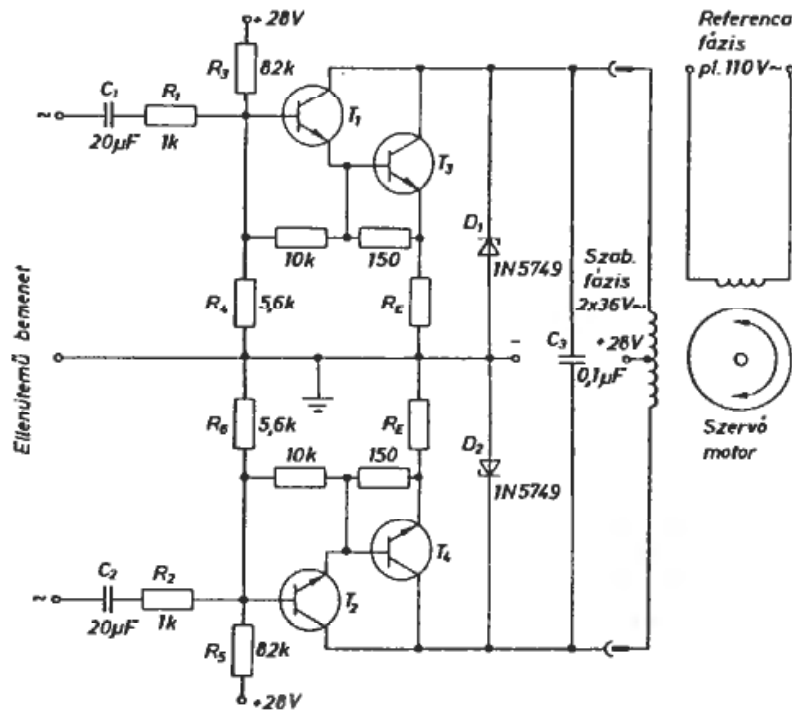
A 3.3. ábra a B osztályú, ellenütemű, közös emitteres elrendezésű teljesítményerősítőt mutatja be. Diszkrét Darlington-fokozatokat alkalmazunk a kielégítő áramerősítés és a nagy bemeneti ellenállás megvalósítására. Ez utóbbi illeszkedik az előerősítő kimeneti ellenállásához. A bemenet ellenütemű meghajtást kíván, és kapacitívan kell csatolni az előerősítő fokozathoz. Az így kialakított kapcsolással kiküszöbölhető a klasszikus megoldásoknál használatos fázisfordító transzformátor. Így a servoerősítő „tökéletesen vasmentes”.

A Darlington-tranzisztorok kollektorai közvetlenül a vezérlőfázis tekercséhez csat-

lakoznak. Ha $+28\text{ V}$ tápfeszültséget alkalmazunk, akkor a kollektorok között ideális esetben $4 \times 28 = 112\text{ V}_{\text{cs-cs}}$ feszültséglengetést kapunk. Természetesen ebből le kell vonni a telítési és az emitter-ellenállásokon eső feszültségeket. A négyeszeresedés a takaréktaszformátoros hatás következménye. Így a vezérlőfázisra jutó feszültség effektív értéke közelítően:

$$\frac{4(28\text{ V} - 2\text{ V})}{2\sqrt{2}} = 36,8\text{ V}_{\text{eff}}$$

Az ún. keresztvezési (elsősorban a 3. harmonikus-) torzításokat azáltal minimáljuk,



3.3. ábra

Kis feszültségű, ellenütemű végfokozat

3.2. táblázat

Támpontok a 3.3. ábrához

Az AC szervomotor jelzése és átmérője		R_E, Ω	$T_1; T_2$ (példák)	
			Monolit Darlington	Diszkrét Darlington
# 11	$\phi 1''$	6,8 ; 0,5 W	MJE1102	BC546A + BD239C
# 18	$\phi 1,5''$	3,3 ; 1 W	MJ1001	BC546A + BD241C
# 24	$\phi 2''$	1,6 ; 2 W	BDT65C	BC546A + BD243C

hogy a végfokozatot egy kissé AB osztályba feszítjük elő a bázisköri $R_3 + R_4$ és $R_5 + R_6$ osztók segítségével. A vezérlés nélküli (nyugalmi) áramfelvétel optimuma kb. 15 mA. Ez utóbbi azonban az emitterköri R_E ellenállásnak, áttételesen pedig az alkalmazott motor teljesítményének is függvénye.

A D_1 és D_2 62 V-os Z-diódák gondoskodnak a feszültségtüskék megszüntetéséről. Ezek főként akkor keletkeznek, amikor túlvezéreljük az induktívan terhelt fokozatot. A C_3 kondenzátor mérsékli az erősítő sávzélességét, így hatásosan akadályozza a nem kívánatos nagyfrekvenciás oszcillációt (vadrezgést).

A teljesítményerősítőt úgy terveztük, hogy különböző teljesítményű motorok meghajtására is alkalmas legyen. Az illesztést az R_E emitter-ellenállások segítségével végezzük.

A konkrét adatokat a 3.2. táblázatban foglaltuk össze. Ugyancsak itt találunk adatokat az alkalmazott tranzisztorok típusaira is, amelyek monolit és diszkrét Darlingtonok is lehetnek.

A legfontosabb az, hogy a tranzisztoroknak el kell viselniük az alkalmazott tápfeszültség kétszeresét!

Az áram-igénybevételre nézve tájékoztató adat, hogy a tranzisztorok csúcsáramai négyzögjelre való túlvezérléskor a háromféle motorméretnek megfelelően rendre: $I_e = 250; 650$ és 1050 mA. Eközben a rendszernek a tápegységből felvett átlagárama hozzávetőlegesen: 200; 500, ill. 800 mA. Az előző adatokból is látható, hogy különösen folyamatos üzem esetén okvetlenül gondoskodni kell a Darlingtonok megfelelő hőelvezetéséről!

3.4

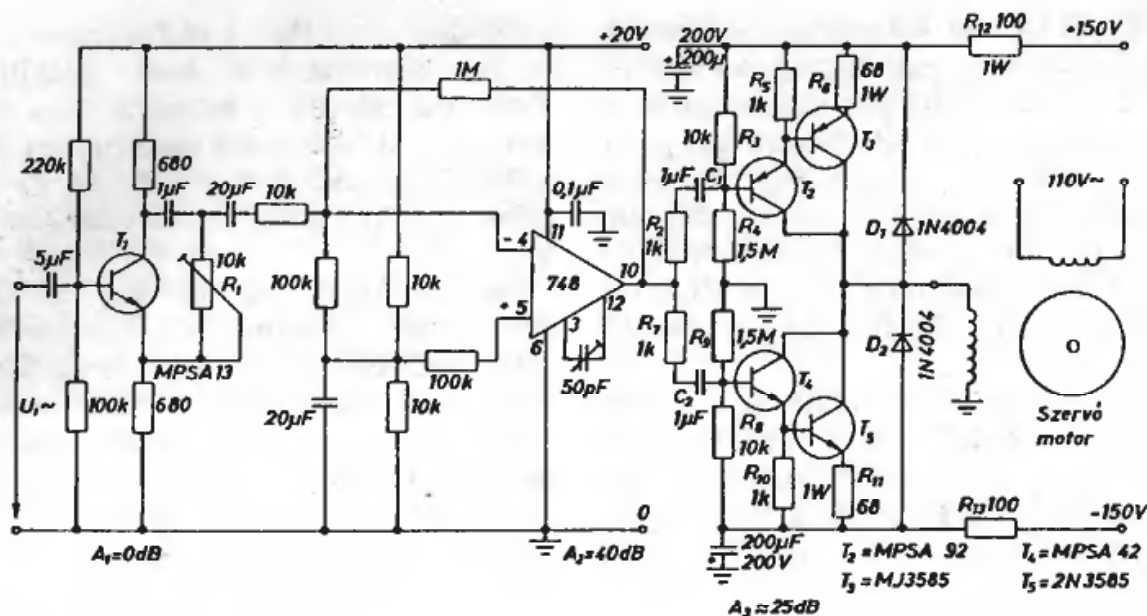
Középfeszültségű, komplementer végfokozat

Gyakran előfordul, hogy a 2×110 V-os AC motor egyik tekercsét a referenciahálózatról, a másikat pedig közvetlenül egy szervoerősítőről táplálják. Ez utóbbitól manapság már elvárható, hogy ne tartalmazzon kimeneti transzformátort! A 3.4. és a 3.5. ábra a hálózat, a tápegység, az erősítő és a motor együttműködését szemlélteti. Első ránézésre is látható, hogy a vázolt végfokozat üzemeltetéséhez

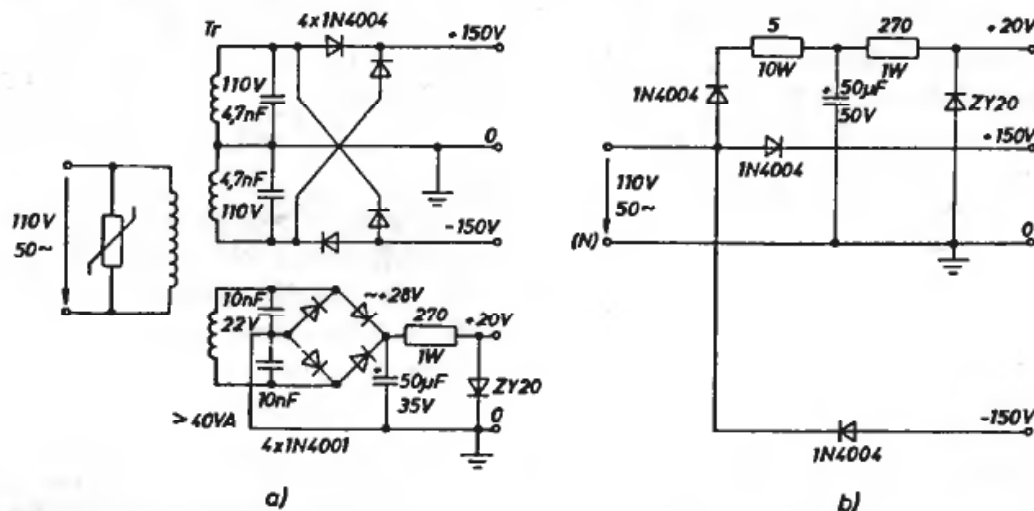
heztől kettős DC tápegység szükséges. Ez utóbbi kivitelezése nagyon egyszerű.

Maga az erősítő három blokkból áll, ezek a következők:

- szabályozható fázistoló RC híd,
- együtemű műveleti erősítő,
- ellenütemű, komplementer B osztályú végfokozat.



3.4. ábra
Középfeszültségű, komplementer végfokozat a meghajtó áramkörrel



3.5. ábra
A középfeszültségű szervorendszerhez ajánlott tápegységek: a) elválasztó transzformátoros és kétutas, b) egyutas egyenirányítású

Az első két egységet a későbbiek során ismertetjük. A teljesítményerősítő közepesen nagy feszültségű komplementer tranzisztorokból felépített, közös emitteres Darlington-elrendezésű. Kellő teljesítményerősítéssel rendelkezik, így az előerősítő fokozat megfelelően kivezérli.

A szimmetrikus kettős DC tápegység használata lehetőséget kínál arra, hogy a vég-erősítő kimenetét galvanikusan csatlakoztasuk a szervomotor másik végén földelt vezérlőtekercséhez. Ezzel a kicsatoló kondenzátort is megtakarítottuk, hiszen a jól beállított erősítő munkaponti kimeneti egyenfeszültsége zérus!

Másrésztől a Darlington-végtranzisztoroknak lezárt állapotban el kell viselniük a kétszeres tápfeszültséget. A kapcsolási vázlaton is feltüntetett tranzisztorok U_{CEO} határfeszültségei: T_2 -re és T_4 -re 320 V; míg a T_3 -ra és T_5 -re nézve 350 V. Közbevetőleg megjegyezzük, hogy a szűk keresztmetszet a PNP tranzisztorok kiválasztásánál merül fel, mivel manapság még nem könnyű dolog 450 V-nál nagyobb határfeszültségű típust találni. Emiatt a megengedhető legnagyobb tápfeszültség ± 150 V-ra korlátozódik, de ez a számunkra éppen megfelelő. A B osztályú, ellenütemű komplementer végfokozat egyszerű, együtemű meghajtást kíván. Ez utób-

bit a C_1 és C_2 csatolókonkondenzátor illeszti a két komplementer bemenet, vagyis a bázisok felé. A kondenzátoroknak biztonságosan el kell bírni az egyszeres telepfeszültséget, ezért legalább 200 V-os, jó minőségű típusokat építsünk be! A tömeg és a méretek csökkentése érdekében a csatolókonkondenzátorokat 1 μF -ra választottuk, ami azonban járulékos problémát vet fel. Erről szólnak a következőkben.

Mindkét teljesítményerősítő ág bemeneti ellenállása kb. 8 k Ω ($\approx 1 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega * 25 \text{ k}\Omega$), amely az 1 μF -os csatolókonkondenzátorral 50 Hz-en 22°; 400 Hz-en pedig 3° fázistolást (sietést) eredményez! A motor maximális tengelyteljesítménye érdekében biztosítanunk kell a tekercsfluxusok közötti 90°-os fáziskülönbséget. Ezért az imént vázolt 22°-os sietést egy ugyanekkora késéssel kell kompenzálni. Ez utóbbit úgy tudjuk megvalósítani, hogy a fázistoló híd R_1 trimmerpotenciométerével 90° + 22° = 112° késést állítunk be. A vázolt alkatrészadatokkal ehhez

$$R_1 = \frac{X_C}{\text{tg} \frac{90^\circ - 22^\circ}{2}} \approx 4,75 \text{ k}\Omega \quad (3.1)$$

tartozik. Megjegyezzük, hogy az erősítő többi csatoló- és kompenzálóelemének fázistolása az előzőekhez képest általában elhanyagolható.

A csatolókonkondenzátorokkal soros R_2 és R_7 , valamint a tápáramkörben lévő R_{12} és R_{13} ellenállások a bekapcsolási áramlökések hivatottak mérsékelni. A tápáramköri RC tagok a teljesítményerősítő készenléti reakcióidejét $5RC = 0,1$ s-ra korlátozzák. Beépítésükről okvetlenül gondoskodni kell; ellenkező esetben ui. erős és nem kívánatos rángások, valamint lengések léphetnek fel a motor tengelyén.

A D_1 és a D_2 diódák védik a Darlingtonokat az induktív tűskével szemben, amelyet a túlvezérelt erősítő és a terheletlen motor együttesen generál. A keresztvezési torzítások

mérséklése érdekében a végfokozatot az R_4 és R_9 ellenállásokkal kissé „kinyitjuk”. Értéküket célszerű a nyugalmi áram mérésével vagy kísérletezéssel megállapítani. Szolgáljon támpontként, hogy a T_3 , ill. T_5 nyugalmi kollektorárama kompromisszumosan kb. 1 mA.

Az emitterkörü R_6 , ill. R_{11} (68 Ω -os) ellenállások a Darlingtonok kis szintű bemeneti ellenállását kb. 8 k Ω -ra állítják be. Ez az érték benne van a 748 típusú műveleti erősítőre megengedett terhelőellenállás-tartományban. Ugyancsak az emitterkörü ellenállások határozzák meg a végfokozat feszültségerősítését is, ami esetünkben kb. 21-szeres (hozzávetőleg 26 dB). A teljes szervoerősítő feszültségerősítése kb. 1600-szoros, vagyis 64 dB.

Közepes méretű szervomotort alkalmazva, teljes kivezrléskor a tápegységből felvett átlagáram kb. 70 mA. Mindent figyelembe véve, a T_3 és T_5 végtranzisztoroknál együttesen mintegy 8 W hőteljesítmény elvezetéséről kell gondoskodni.

A vázolt szervoerősítőhöz kétféle tápegységet dolgoztunk ki. Az első egy jobb hatásfokú, de drágább kivitel, mivel elválasztó hálózati transzformátort igényel (3.5a ábra). A kétutas egyenirányítás következtében stabilabban szolgáltatja a ± 150 V-ot, és jobb hatásfokkal a kis szintű áramkörök igényelte stabilizált + 20 V-ot. Használata különösen akkor indokolt és eredményes, ha – főleg más elektromos és elektronikus rendszerek miatt – eleve rendelkezésre áll a leválasztó szerepű táptranzformátor (pl. szerszámgépek, technológiai hajtások, stúdióberendezések, haditechnika stb.).

A közvetlen hálózati táplálást akkor ajánljuk, amikor döntő szempont az ár, a méretek, a hely és a tömeg csökkentése (3.5b ábra). Az egyutas egyenirányítás miatt azonban az előző megoldáshoz képest jóval nagyobb belső ellenállású tápegységet kapunk. Másrészt kb. 3,5 W teljesítményvesztés keletkezik a 20 V-os tápfeszültség áramkorlátozó előtét-ellenállásán, amelynek megfelelő elvezetéséről gondoskodni kell.

Az előző fejezetben bemutatott végfokozatok kivételéhez négyféle előerősítő fokozatot dolgoztunk ki, különféle műveleti erősítők kombinációkat alkalmazva. Ezenkívül szó lesz három jellegzetes fázistoló kapcsolásról is. Ezen kis szintű áramkörök tetszőleges elrendezésben használhatók, így a variációk száma meglehetősen nagy.

Láttuk továbbá, hogy a teljesítményerősítők meghajtása különböző formában (ellenütemű és együtemű) történik. Az előerősítő fokozatnak természetesen alkalmazkodnia kell ezekhez a kívánalmakhoz. Szerecsénkre van áthidaló jellegű megoldás is. Nevezetesen, az egyetlen tranzisztorral kialakított, ún. fázisvasító (fázisfordító) áramkör illesztést biztosít az együtemű kimenetű IC és az ellenütemű bemenetű végfokozat között (l. a 3.13. és a 3.14. ábrát). A fázisvasító tranzisztor kollektor- és emitterkörében azonos értékű munkaellenállás van, ezekről egyforma amplitúdójú, de ellentétes

fázisú jelek nyerhetők. A fokozat feszültség-erősítése az erős negatív visszacsatolás következtében egységnyi, vagyis 0 dB.

Az összes kis szintű áramkör tápellátása ún. egytelepes módszerrel történik, egy Z-diódás stabilizátor segítségével a +28 V-os, nyers DC feszültségről. Az alkalmazott stabilizált tápfeszültség az egyik kapcsolásban +12 V, míg a többi esetben +20 V. Megjegyezzük, hogy a Z-diódák helyett használhatunk állandó kimeneti feszültségű stabilizátor IC-eket is.

Bevezetésként szólnunk kell még arról is, hogy a kapcsolásainkban szereplő valamennyi IC gyárilag kéttelepes táplálású, így egytelepes táplálás esetén a bemeneteiket „fel kell emelni” a tápfeszültség felére. Ily módon az IC kimenetén nyugalmi állapotban a tápfeszültség fele jelenik meg, ami szükségessé teszi a csatoló kondenzátor alkalmazását. A megfelelő áramköri részleteket az egyes példák kapcsán részletesen ismertetjük.

3.6

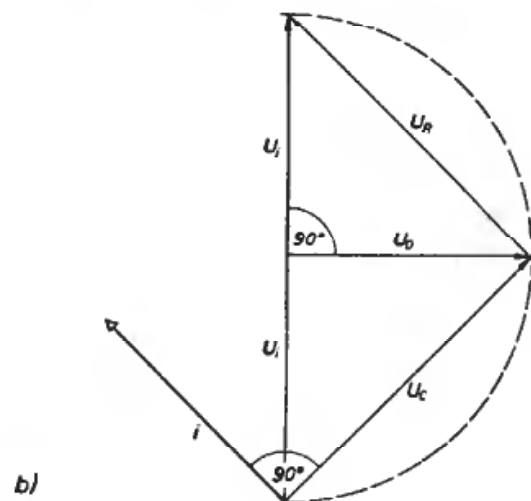
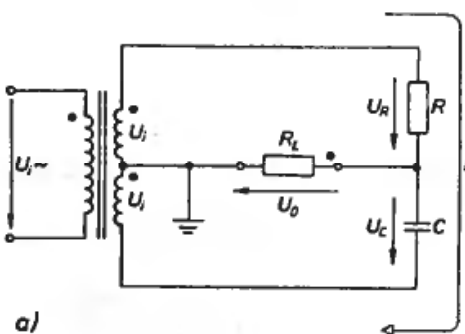
Fázistoló áramkörök

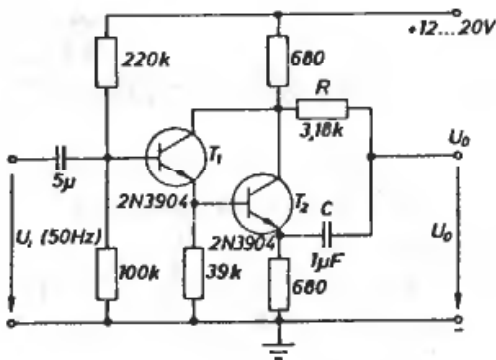
A továbbiakban három alapvető, 90° -os fázistolót ismertetünk. Ezek rendre:

- ellenütemű fázistoló RC híd,
- diszkrét alkatelemes integrátor,
- műveleti erősítős differenciáló kapcsolás.

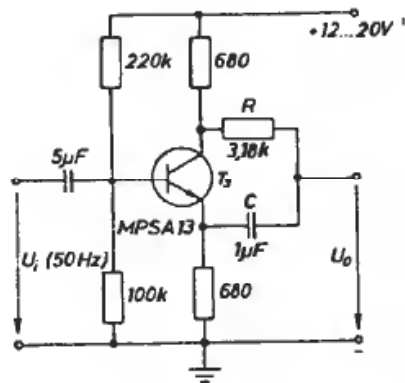
3.6. ábra

Klasszikus RC-fázistoló híd, transzformátoros meghajtással; a) elvi vázlat, b) a kapcsolás vektorábrája

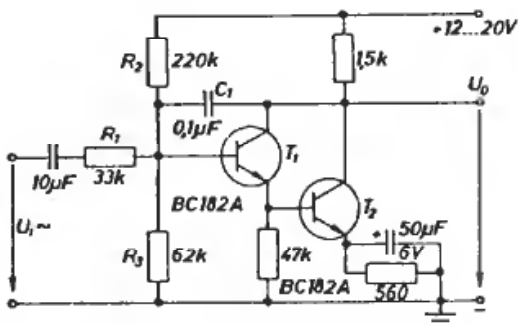




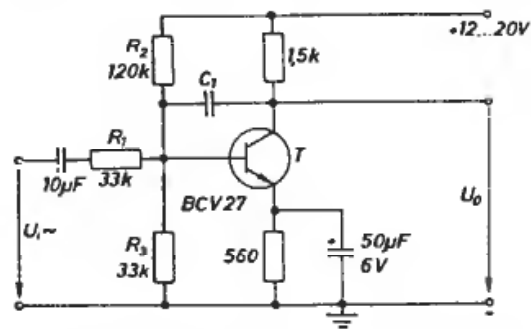
3.7. ábra
A fázistoló híd meghajtása diszkrét elemekkel



3.8. ábra
RC-fázistoló híd monolit Darlingtonos meghajtással



3.9. ábra
Fázistolós integrátor diszkrét alkatelmelekkel



3.10. ábra
Fázistolós integrátor monolit Darlingtonnal

képezt, akkor az U_{ki} kimeneti feszültség vektora egy félkörön mozog, amplitúdója tehát állandó, és az U_{be} bemeneti feszültséghez viszonyított fázishelyzete pedig az R és X_C arányának függvénye. Látható tehát, hogy az R változtatásával a fázistolás 0° és 180° között tetszőleges értékre beállítható. $R = X_C$ választással éppen 90° -os fázistolás (késés) lép fel, 0 dB feszültség-erősítés mellett.

A 3.7. és a 3.8. ábra azt mutatja, hogyan lehet ténylegesen, a gyakorlatban alkalmazni az előző elveket. Most nem transzformátorról, hanem fázishasító (fordító) erősítőről működtetjük az áramkört. A nagy áramerősítés érdekében célszerű a megoldáshoz diszkrét vagy monolit Darlington-tranzisztort használni. A fázistoló híd impedanciáit – a következő műveleti erősítő terhelését is figyelembe véve – kicsire választjuk. A további fokozatok fázismentének kiegyenlítése érdekében célszerű az ellenállást trimmelhetőre kiképezni. 400 Hz-es működtetés

esetén a kondenzátor kapacitását a frekvenciával fordított arányban csökkenteni kell, kb. 120 nF-ra.

A 3.9. és a 3.10. ábrán példákat láthatunk az integrálókapcsolásra. A nagy nyílt hurkú erősítés elérése érdekében itt is célszerű diszkrét vagy monolit Darlington-tranzisztort használni. Az integrátor a tisztán kapacitív visszacsatolást hasznosítja, miközben a következő feszültségátviteli függvényt valósítja meg:

$$A = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = - \frac{jX_C}{R} = \frac{1}{j\omega R_1 C} \quad (3.2)$$

Az átviteli függvény abszolút értéke tehát $\frac{1}{\omega R_1 C}$; míg az $\frac{1}{j} = -j$ operátor a 90° -os fáziskésésre utal. Amikor $R = X_C$, a feszült-

ségerősítés éppen egységnyi (0 dB), és az is marad, ha a frekvencia állandó. 50 Hz esetén $R_1 = 32 \text{ k}\Omega$ választással $C = 0,1 \mu\text{F}$ adódik. 400 Hz-en (megtartva az egységnyi erősítést) C értékére kb. 12,5 nF az irányadó.

A harmadik 90° -os fázistolót, vagyis a műveleti erősítő differenciáló kapcsolást a következő részben, a negyedik előerősítő kapcsán ismertetjük.

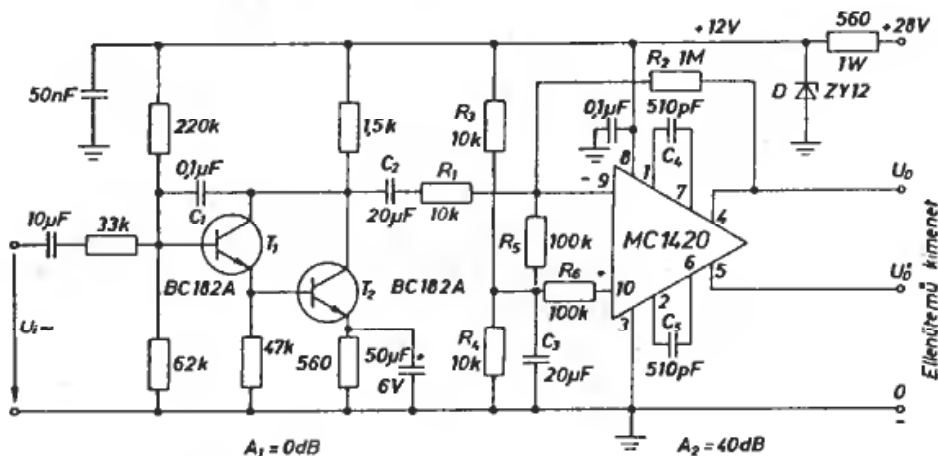
3.7

Előerősítő kapcsolások

Első példánk egy diszkrét elemekből felépített integrátort használ az MC 1420 típusú, differenciál bemenetű és ellenütemű kimenetű műveleti erősítő meghajtásához, amit invertáló kapcsolásban működtetünk. A kapcsolás feszültségerősítését az $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ és az $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ ellenállásokkal állítjuk be, példánkban 40 dB-re. Az előerősítő kitűnő munkaponti stabilitású az erős negatív egyen-

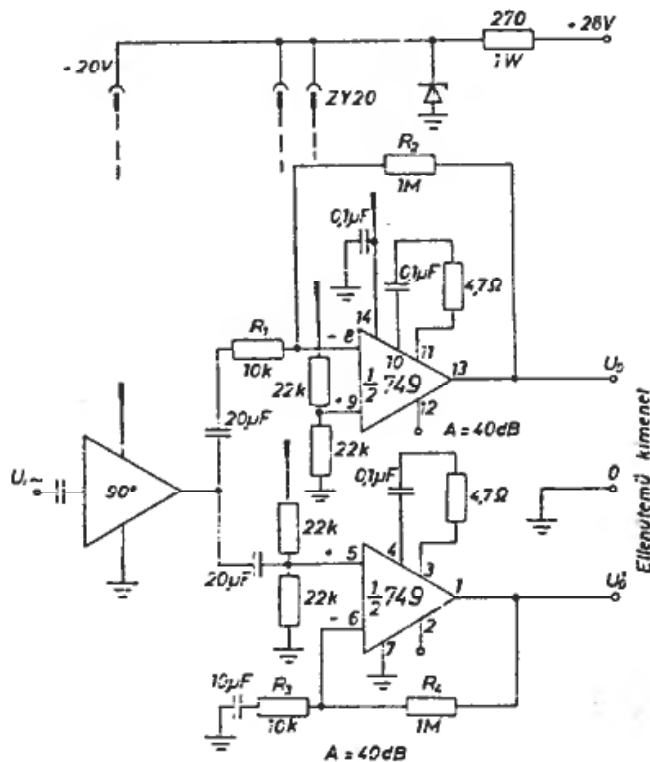
áramú visszacsatolás következtében. Vegyük észre, hogy a C_2 csatolókapacitás egyenáramon szakadást képvisel, így az IC U_{ki} kimenete és az invertáló (-) bemenet galvanikus kapcsolatban van (3.11. ábra).

A szervorendszer kellő stabilitása érdekében a műveleti erősítő sávszélességét viszonylag kis értéken (kb. 4 kHz-en) tartjuk, és ezt a C_4 és C_5 ún. kompenzálókondenzátorok-



3.11. ábra

A diszkrét integrátor és az ellenütemű előerősítő kapcsolási vázlata



3.12. ábra

Ellenütemű előfokozat kettős műveleti erősítővel

kal állítjuk be. Az MC 1420 típusú IC-t gyárilag kéttelepes táplálásúra tervezték, tápfeszültsége max. ± 8 V. A mi egytelepes elrendezésünkben a rendelkezésre álló $+28$ V-ot első lépésben egy Z-diódás stabilizátorral $+12$ V-ra mérsékeljük. A tok táplálását ezután úgy oldottuk meg, hogy mindkét bemenetet a fél tápfeszültségre ($+6$ V) emeljük az R_3 , R_4 osztó és az R_5 , R_6 hozzávezető ellenállások segítségével. Az R_6 ellenállás beépítése munkapont-stabilizáló hatású.

A 3.12. ábrán vázolt előerősítő kapcsolásunk szintén ellenütemű kimenetű. A kapcsolás kialakításánál alkalmazott módszer azonban egészen más. Most két ellentétes fázisban üzemelő műveleti erősítőt működtetünk párhuzamosan, közösített bemenetekkel, így a kimeneti feszültségek ellentétes fázisúak. A rendszer eredő feszültségerősítése kb. 40 dB, ami az invertáló erősítőnél az R_1 és R_2 , míg a nem invertáló erősítőnél a hasonló értékű R_3 és R_4 ellenállásokkal állítható be. A kapcsolás munkaponti stabilitása kiváló, a már megismert erős DC ellencsolás eredményeként.

A tok áramellátását most egy 20 V-os Z-diódás stabilizátorral biztosítjuk, a már ismertetett módszerrel. Ennek szellemében mindkét erősítő pozitív bemenetét egy-egy $22 + 22$ k Ω -os osztóval a tápfeszültség felére emeljük. Az előerősítő fokozat kimenetein így nyugalomban is kb. $+10$ V van, tehát szükséges a kondenzátoros elválasztás. Az erősítők sávszélességét kb. 6 kHz-re mérsékeljük a gyártó cég által ajánlott $4,7 \Omega + 0,1 \mu\text{F}$ RC tagokkal. A fokozat tetszés szerinti fázistolóval meghajtható.

A harmadik előerősítő elrendezést a 3.13. ábra szemlélteti. Főbb részei a következők:

- fázistoló integrátor kapcsolás,
- invertáló műveleti erősítő,
- fázishasító fokozat.

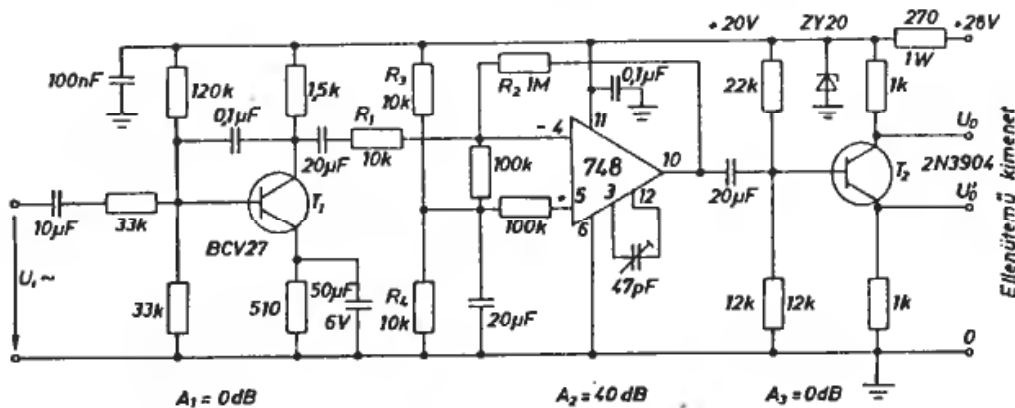
A monolit Darlington-tranzisztorral felépített integrátorkapcsolás (T_1 és áramköre) a fentiekből már jól ismert.

A 748-as típusú műveleti erősítő, amely invertáló kapcsolásban működik. Tápellátása és munkapontjának beállítása az előzőek analógiájára történik. A fokozat sávszélessége kb. 4 kHz, amelyet a 47 pF-os kompenzáló kondenzátor biztosít, a 39 dB-es erősítés mellett.

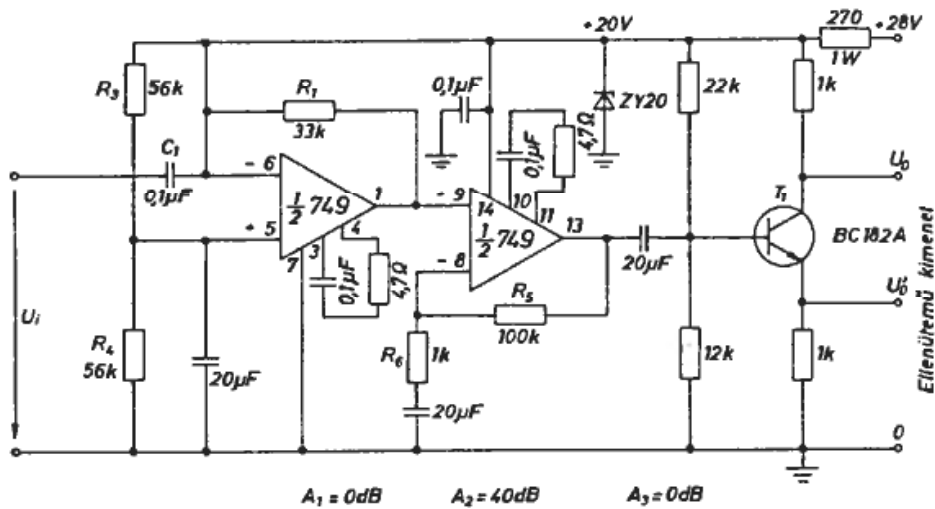
A kimeneten levő T_2 fázishasító tranzisztor és áramköre garantálja az ellenütemű és szimmetrikus U_{ki} és U_{ki}' vezérlőjeleket. A Z-diódás stabilizátor a szokásos kialakítású.

A negyedik megoldás érdekessége, hogy differenciáló kapcsolást alkalmaz fázistoló fokozatként, amelyet galvanikusan csatolunk egy nem invertáló műveleti erősítőhöz (l. a 3.14. ábrát). A két alapvető feladatot az igen népszerű, közös tokban lévő, duál műveleti erősítő látja el.

A differenciálást a C_1 csatolókondenzátorra történő ohmos visszacsatolással (R_1) érjük el. Ennek hatására szinuszos bemenő jel esetén 90° -os fáziseltérés alakul ki. A megoldásnak az integrátorral szembeni kimagasló előnye a kitűnő munkaponti stabilitásban rejlik. Ez utóbbit az erős DC ellencsatolás biztosítja, amely a kimenetről az R_1 -en keresztül hat az erősítő közös módusú bemeneti ellenállására, ami igen nagy értékű!



3.13. ábra
Együttemű előerősítő fázishasító kimenettel



3.14. ábra

Áramköri példa műveleti erősítő differenciáló fázistoló kapcsolásra

Az egytelepes táplálás részletei az előzőek mintájára épülnek fel. Most az R_3 és R_4 ellenállások emelik fel az egyébként hidegített pozitív bemenetet. Hatására a kimeneten kb. a fél telepfeszültség fog megjelenni. A galvanikus csatolás következtében ezzel biztosítottuk a következő IC munkaponti előfeszítését is. Ez utóbbi feszültségerősítést az R_5 és az R_6 ellenállásokkal mintegy 40 dB-re állítottuk be. Megfigyelhető, hogy itt is érvényesül az erős DC ellencsatolás munkapont-stabilizáló hatása. Az együtemű kimenetű IC-t a már jól ismert fázishasító áramkör követi.

Még néhány fontos gondolat erejéig vissza kell térnünk a műveleti erősítő differenciáló kapcsoláshoz, amelynek átviteli függvénye:

$$A = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = j\omega RC. \quad (3.3)$$

Látható, hogy a fokozat erősítése arányos a frekvenciával, azonban $R = \frac{1}{\omega C}$ esetén

éppen egységnyi. 50 Hz-en ez utóbbi feltétel $C_1 = 0,1 \mu F$ és $R_1 = 33 k\Omega$ választással teljesül. 400 Hz esetén C_1 értékét 12,5 nF-ra kell módosítani. A j operátor azt mutatja, hogy a kimenet 90° -kal siet a bemenethez képest.

Mint láttuk, a differenciáló kapcsolás erősítése nő a frekvenciával, ami azt is jelenti, hogy hajlamos az oszcillációra, ha csak nem korlátozzuk drasztikusan a sáv szélességét. Ennek értelmében mindkét műveleti erősítőt azonosan kompenzáljuk, és az eredő sáv szélesség kb. 5 kHz. A módszer hatásosan védi az áramkört a különböző nem kívánatos instabilitásokkal szemben.

Végül megemlítjük, hogy a fejezetben szereplő valamennyi kapcsolást szigorú ellenőrzéseknek vetettük alá a $-25 \dots +85^\circ C$ közötti környezeti hőmérséklet-tartományban. Az igen erős DC ellencsatolások következtében munkapontvándorlás gyakorlatilag nem volt érzékelhető. A váltakozó áramú erősítési tényező változása valamennyi erősítőre nézve kisebb volt, mint 3 %.

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 terhelőnyomatékot erősen mérsékelni kell!

Jóval pontosabb szabályozást érhetünk el, ha a frekvenciát változtatjuk, miközben a tápfeszültséget állandó értéken tartjuk. Ilyenkor viszont a legnagyobb terhelőnyomatékot 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 alkatelemeken 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 $75..80^\circ$), 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.

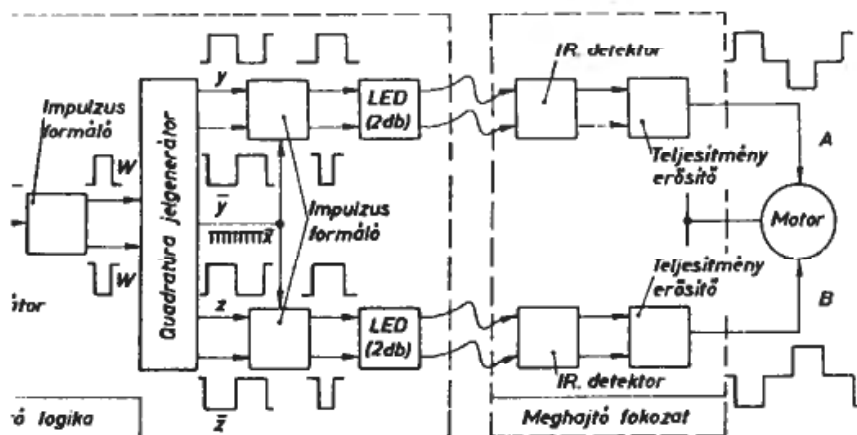
Egy multivibrátor-pár, amelyet időben 90° -os eltéréssel (szöghelyzettel) működtünk, elvben ideálisan képes ellátni a vitatott kondenzátor szerepét. Tekintsük a 4.1. ábrán vázolt blokkdiagramot! A működési frekvenciát egy szabadon futó oszcillátor határozza meg. A közbenső formálófokozat átalakítja az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

Majd az ún. kvadratúra 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}).

– Szétoosztja ezen állandó szélességű impulzusokat a további jelformáló fokozatok számára. Ez utóbbi áramkörök logikailag kombinálják az előzőekben vázolt kétfázisú négyzöghullámot, 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) csatolásban 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

4.2

Az áramkör működése

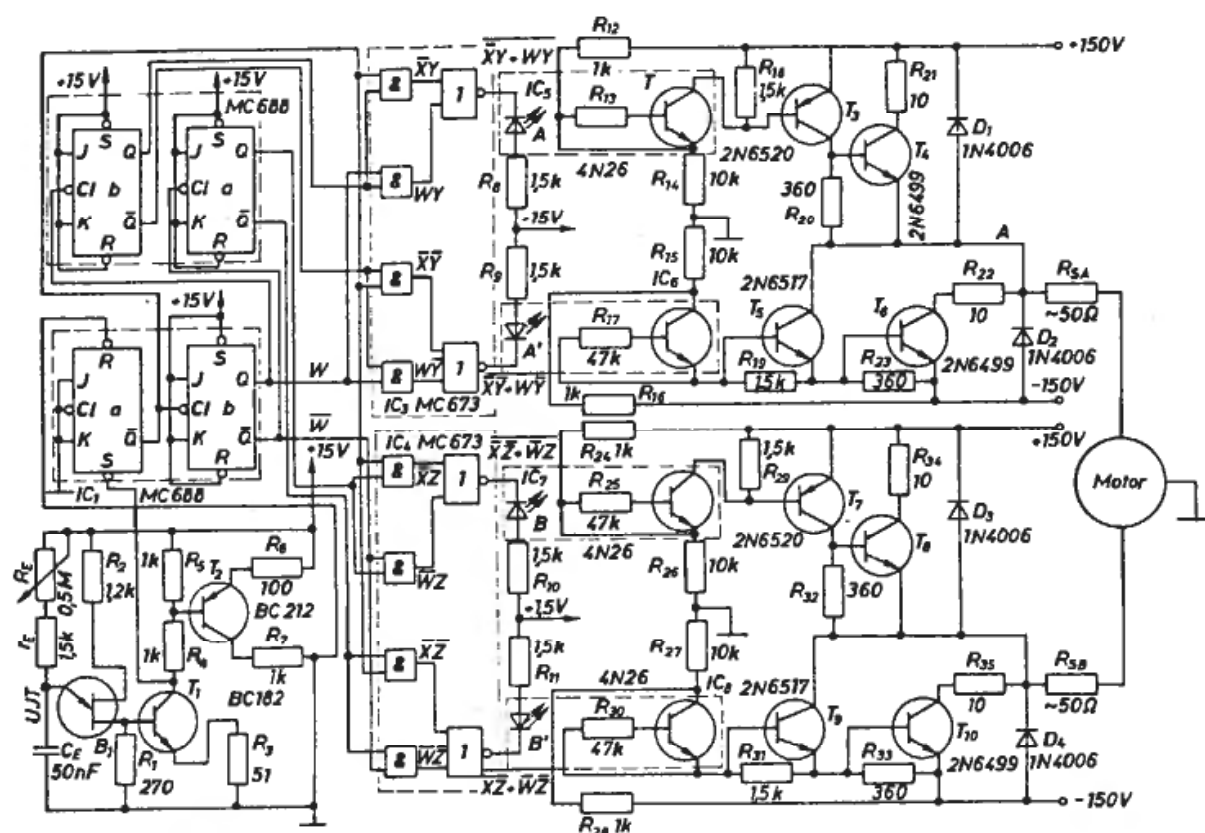
A 4.2. ábrán látható, hogy 2N 4870 típusú, egyátmenetű tranzisztorral felépített szabadonfutó relaxációs oszcillátort használunk. Ennek működési frekvenciája 40...1200 Hz. Mivel a soron következő logika egynegyedére leosztja az UJT jelét, ezért a tényleges, motormeghajtó frekvencia 10...300 Hz. Ez pl. 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 az S bemenetein keresztül vezérli az IC_{1a} billenőkört. Ennek \bar{O} kimenetén előálló jellet 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 CI bemenetén, és annak kimenetein a felére leosztott frekvenciájú, ellenfázisú jelek keletkeznek. Ez utóbbiakat W, ill. W-tal jelöltük, amelyek egyrészt órajelet képeznek az IC_2 tok mindkét (a és b) flip-flopja számára, másrészt további kapuzójelekként 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

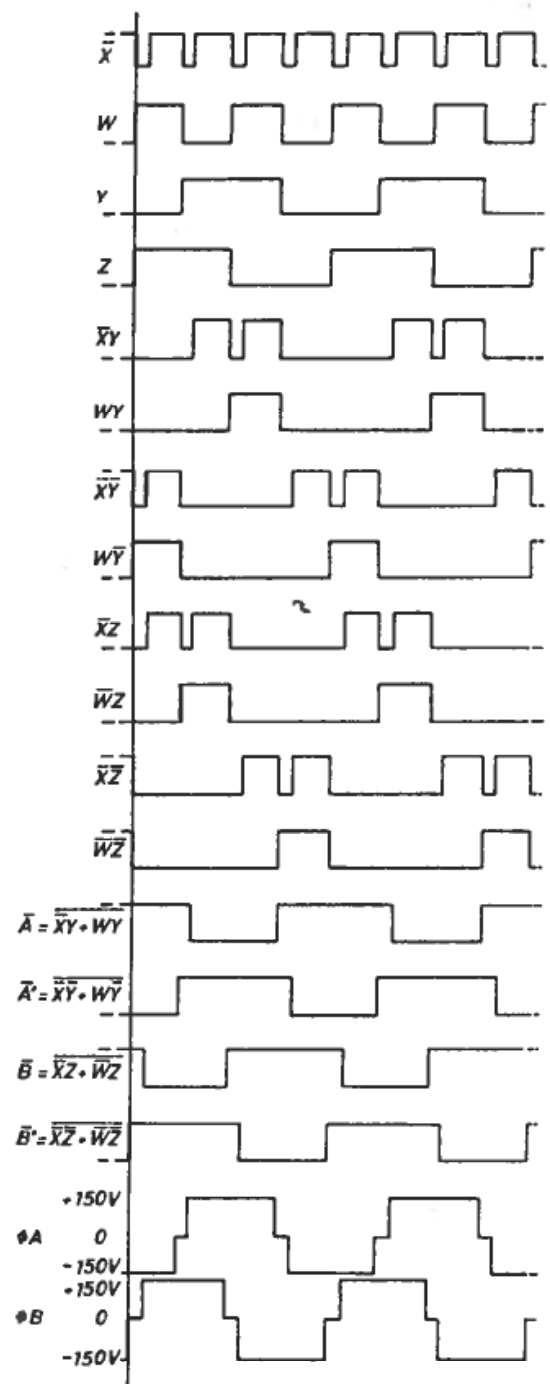
Kétfázisú törpemotor nagy fordulatszám-átfogású szabályozóköre

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 négyszög-hullámok 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 áramköri 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 rövidreznának, ami könnyen a tranzisztorok túlterhelésére vezetne. A Darling-ton-fokozat ún. kihúzó bázisáram nélküli kikapcsolási ideje erősen függ a terhelő kollektoráramtól és az eszközök típusától. A mi esetünkben ez kb. 20 μ s. A kellő biztonság érdekében az \bar{X} órajelet úgy kell beállítani, hogy a legnagyobb gerjesztési frekvencián is legalább 100 μ s szélességű

legyen. Így értelem szerűen 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 illetésképpen egy sajátos hibajelzésnek is felfogható.

4.3

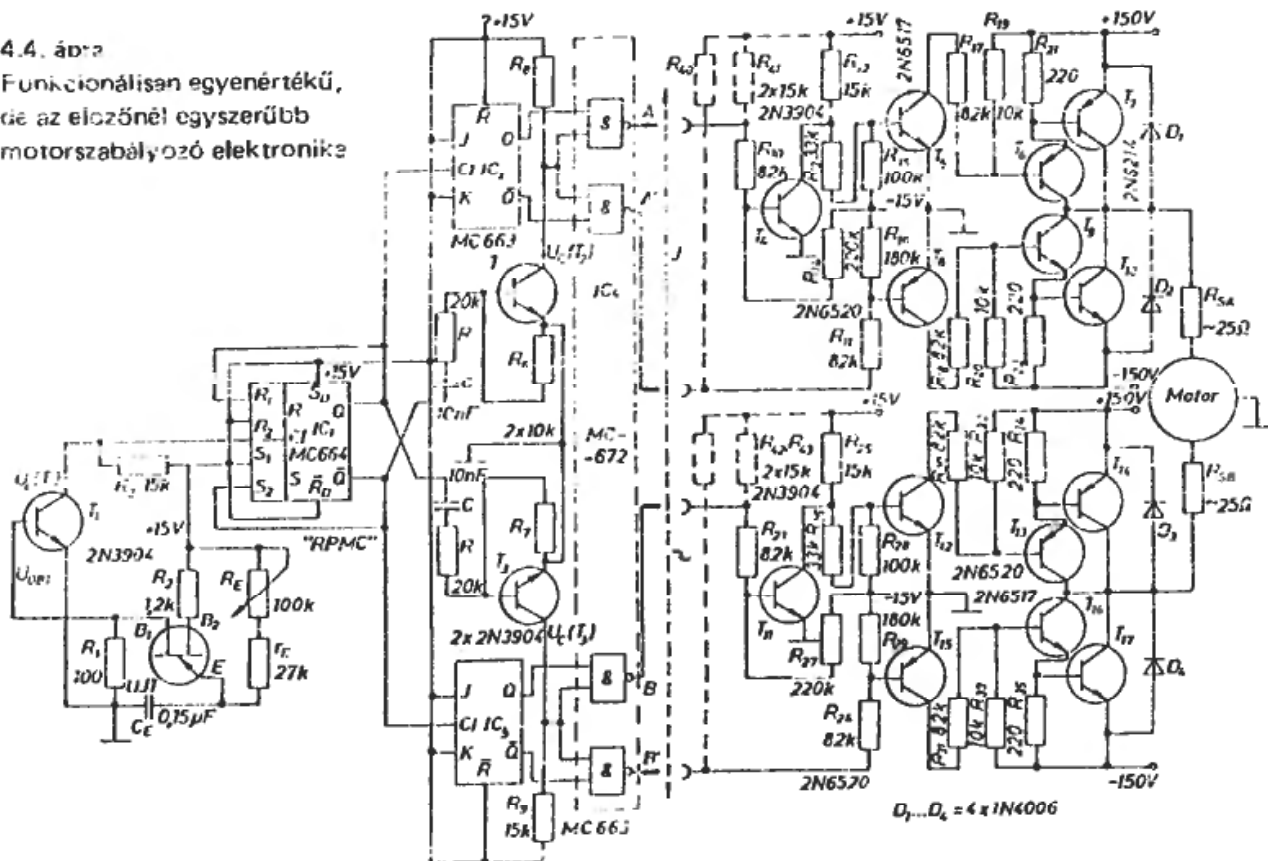
Egy további áramköri elrendezés

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, mindamelllett az előzőekkel egyenértékű, sőt némileg jobban kézben tartható áramköri 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 $40 \dots 1200$ 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).

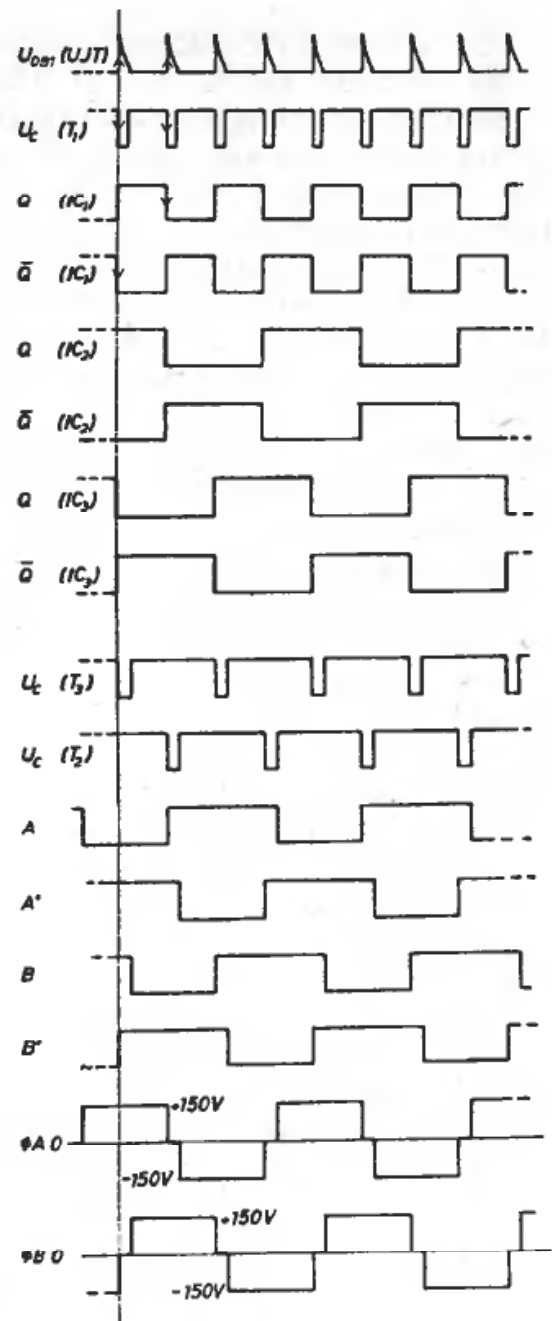
A rövid lefutási időre a logikában alkalmazott RS flip-flopok határozott billenése miatt van szükség! A T_1 kollektora tehát élvezérelten működteti az IC_1 tárolót. A Q és a \bar{Q} kimeneteinek jelei ezért:

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

A jeleket egyrészt visszacsatolásra használjuk, másrészt órajelként vezérlük az IC_2 és IC_3 JK flip-flopok Cl bemeneteit. Ez utóbbiak kimenetein a szabályos négyzet-hullámok frekvenciája ismét megfeleződik, 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. $500 \mu s$ (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. $500 \mu s$ 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 Darlington-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 helyezük 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!

Kívánatosnak 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.

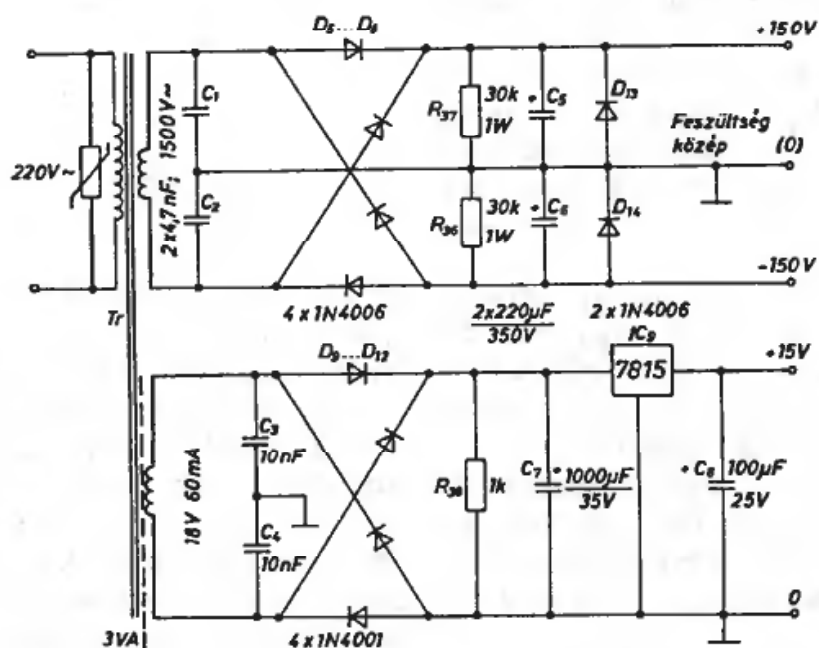
Az áramköri leírások végén úgy érezzük, hogy még néhány útbaigazítást kell adnunk a szabályozó tápegységeivel kapcsolatosan. Most is két változatot dolgoztunk ki, amelyek között az egyik lényeges különbség a ± 150 V-os tápfeszültség kialakításában van (l. a 4.6. és 4.7. ábrát).

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, optocsatolás elrendezéshez ajánljuk. A második változat egy közepes transzformátor közbeiktatásával mindkét tápfeszültséget tökéletesen elszigeteli a hálózattól. Ebből fakadóan főként a másodjára ismertetett elektronikához dolgoztuk ki.

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

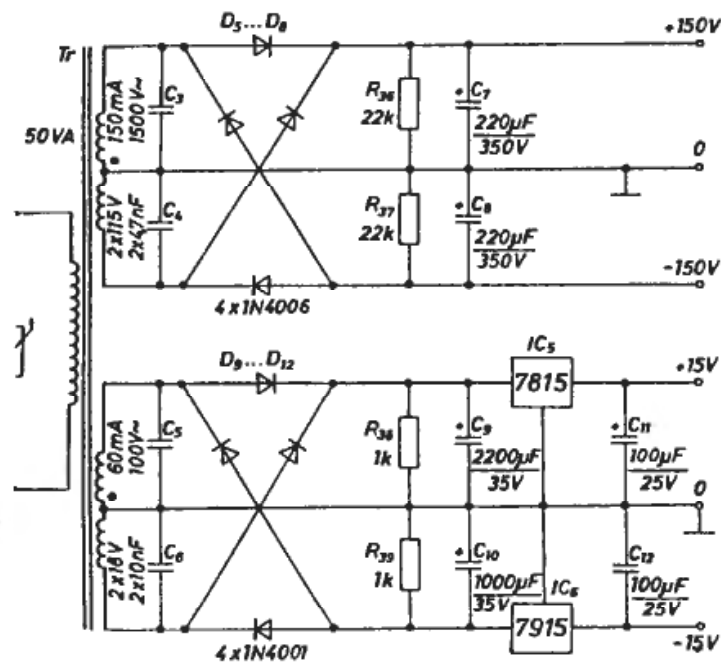
- A primer tekercsekkel párhuzamosan kapcsolt fénoxid varisztor hatásosan elnyeli a hálózat felől jövő feszültségcsúcsokat.

- A szekunder tekercsre kapcsolt kondenzátorok és az egyenirányító hidak előterhelései ($R_{36} \dots R_{39}$) hatásosan csökkentik



4.6. ábra

Az ún. takarékos kapcsolású tápegység elvi vázlata



4.7. ábra

A hálózattól galvanikusan elválasztott tápegység kapcsolási vázlata

a keresztmodulációs és brumm jellegű zavarokat.

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

míg -15 V-ról legfeljebb 1 mA-t fogyaszt. Nagy zavarintű környezetben a biztonság érdekében a logika tápegységét egy külön transzformátorról 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 jelleggörbét 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.

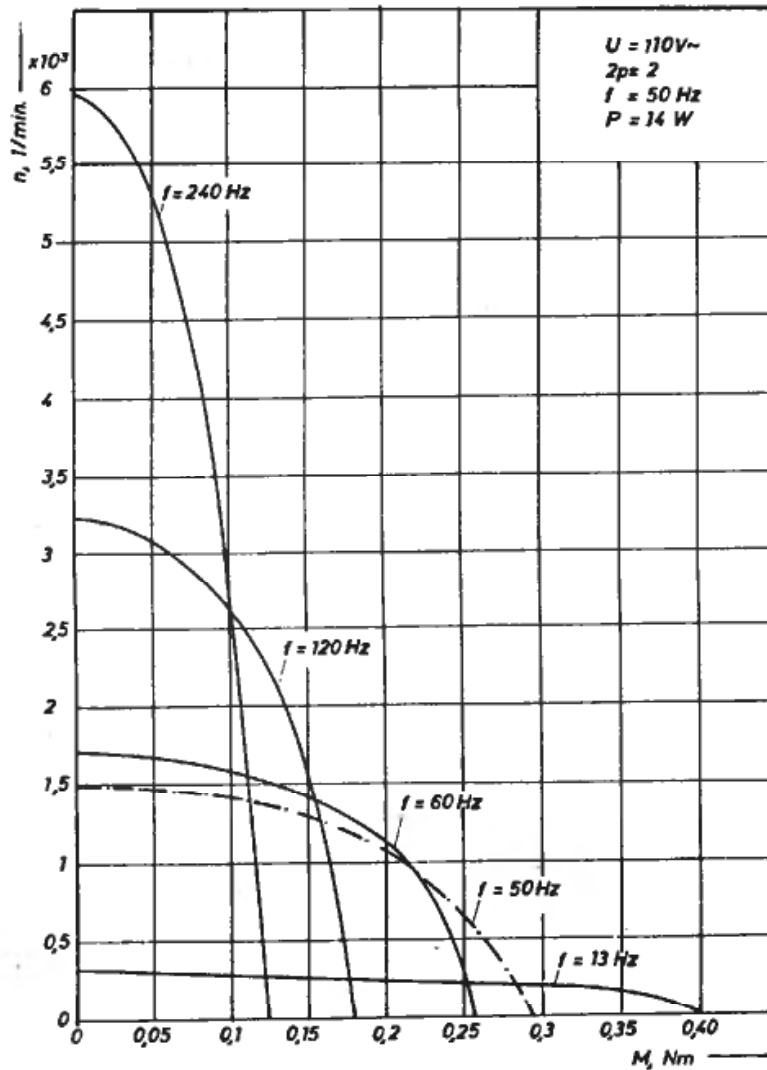
Ezt követően a vizsgált motort leválasztottuk a hálózatról, és a 4.2. ábrán bemuta-

tott szabályozó áramkörre kapcsoltuk. Lépcsőhullámú táplálással ismét felvettük a motor mechanikai jelleggörbét 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.

Egészen kis frekvenciákon még így is előfordulhat, hogy túlgerjesztődik a motor. Ez többnyire indokolatlanul nagy üresjárási 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 ismertett szabályozót alkalmazva, a motor terhelőnyomatékát egészen kis frekvenciájú tápláláskor a névleges érték fölé is növelhet-

jük. Pl. $f = 15$ 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 ($P \leq 100$ W) nem követi a nagy ($P \geq 100$ 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 $0,1$ 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 $f = 50$ Hz, de lépcsőjel; $M = 0,1$ Nm terhelőnyoma-

ték). A fordulatszám eközben igen jó közelítéssel azonos, ill. állandó volt. A motor vastestének hőmérséklete most $+48^{\circ}\text{C}$ -on állandósult, a túlmelegedés tehát $+28^{\circ}\text{C}$ 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!

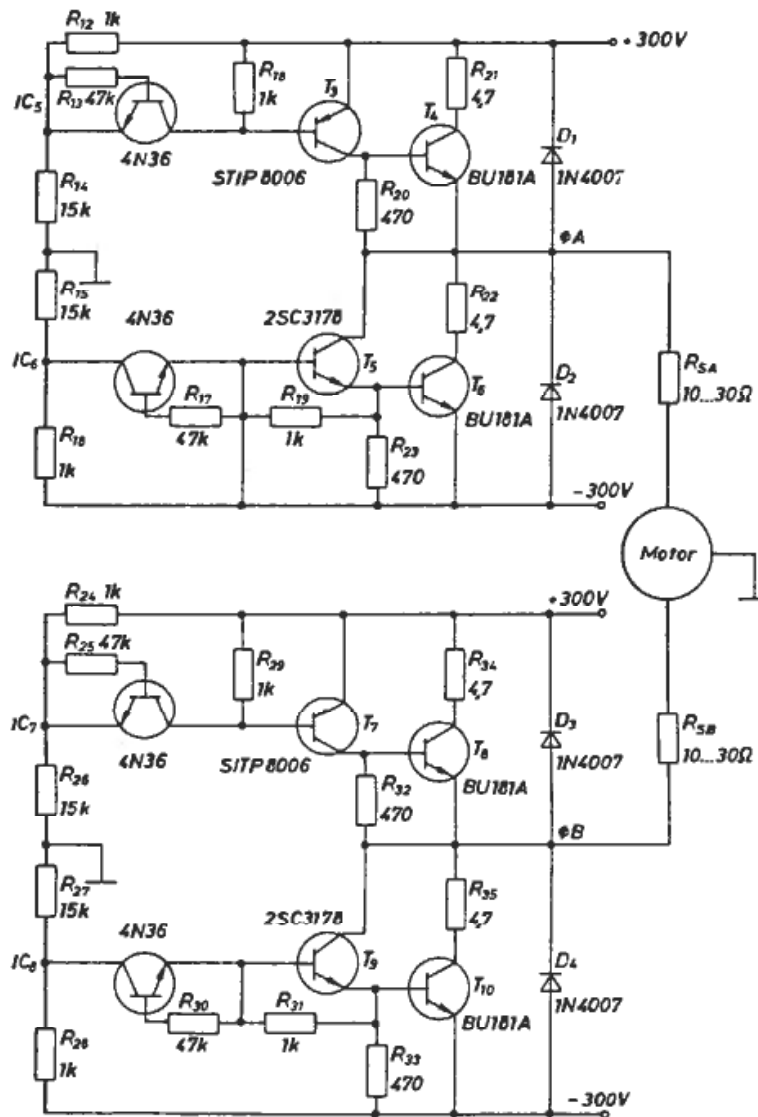
4.5

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 Darlington, 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 terhelhetőségűre. 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 transzisztor $U_{CEO} \geq 700$ V-os típusra cseréltünk.

c) Mivel az előzőekhez képest nagyobb teljesítményű motort kívánunk szabályozni, ezért a végtranszisztorok 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.

Összeállításunk hátralévő és egyben nagyobbik részével a villamosgép-felhasználók egy igen jelentős táborát kívánjuk megcélozni. Statisztikai adatokból ugyanis kiderül, hogy az ipari és a félprofesszionális készülékekbe beépített motorok döntő része háromfázisú, ún. normál kalickás típus. Ezek teljesítmény szerinti megoszlását tekintve pedig azt mondhatjuk, hogy a legtöbb gép 2 kW-osnál kisebb.

A korszerű technológiákat alkalmazóktól, valamint az új berendezések konstruktőrei-

től viszont egyre nyíltabban és többször hallatszik az igény: kellene egy fokozatmentes, nagy átfogási tartományú, mozgó alkatrész nélküli, vagyis tisztán elektronikus fordulatszám-szabályozó! A kérés jogos, hiszen egy kétfokozatú fogaskerék-átétel (hajtómű) ára sokszor több is lehet, mint a bemutatásra kerülő, korszerű félvezetős szabályozó.

A hátralévő fejezetcsoportot így messze-menően hézagpótlónak és gondolatébresztőnek szánjuk.

5.1

A háromfázisú aszinkron motorok működési feltételei

A háromfázisú, kalickás aszinkron motorokat előszeretettel használják a népgazdaság, valamint a mindennapi élet legkülönbözőbb és szerteágazó területein. Ennek magyarázata az ilyen gépek nagy megbízhatóságában, robusztus felépítésében, olcsóságában és egyszerűségében rejlik. Hátrányuk viszont, hogy túlságosan merev a mechanikai karakterisztikájuk, ami annyit jelent, hogy egyszerű módszerekkel nem lehet a fordulatszámukat széles tartományban szabályozni.

Másként megvilágítva: a közismert DC motoroktól eltérően az indukciós gépek for-

dulatszámát csak a tápfeszültség nagyságának változtatásával nem lehet kielégítően szabályozni, hanem egyidejűleg a gerjesztő frekvenciát is módosítani kell. Ezzel a komplex eljárással viszont egy adott terhelőnyomaték mellett még 50:1 arányú fordulatszám-átfogás is elérhető.

Már előljáróban megkockáztathatjuk azt a megállapításunkat, hogy a bemutatásra kerülő szabályozókkal többnyire mellőzhetjük a drága csúszógyűrűs és ún. kétkalickás gépek szükségességét. Így az utóbbiakkal nem foglalkozunk.

Az imént körvonalazott és a későbbiek során bemutatandó szabályozók döntő fizikai jellemzői az 5.1. ábrán látottakból adódnak. Itt egy tipikus, 1 kW-os, háromfázisú aszinkron motor nyomaték–fordulatszám jelleggörbéit ábrázoltuk, különböző frekvenciájú és feszültségű, tisztán szinuszos táplálás esetén. Számunkra az a legfontosabb tanulság, hogy a tápfeszültség és a gerjesztő frekvencia csökkentésével számottevően nő a motor indítónyomatéka, miközben a billenőnyomaték állandó!

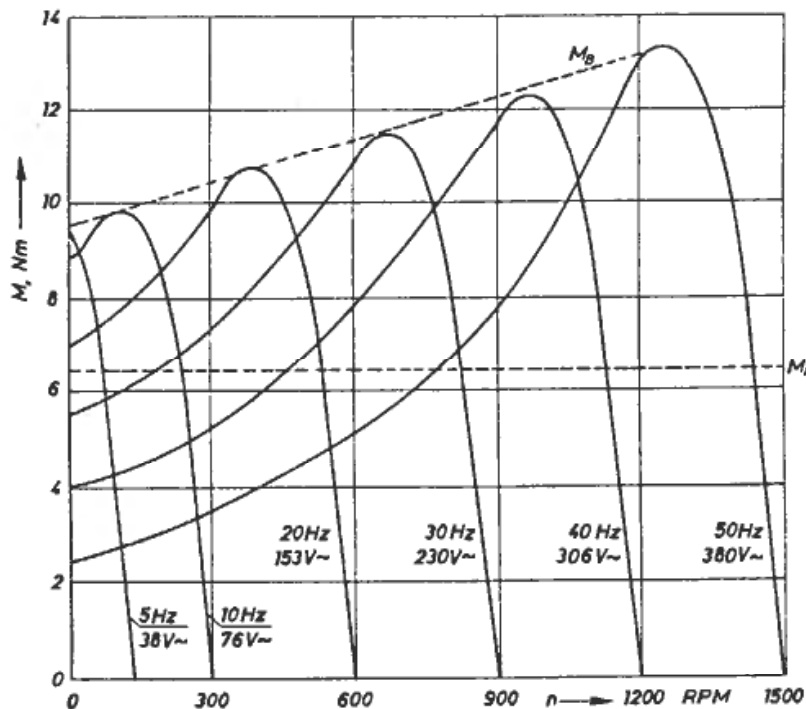
Jól látható és nagyon fontos megjegyeznünk, hogy a névleges f_0 frekvencia (rendszerint 50 Hz) alatti tartományban a tápfeszültséget is arányosan kell csökkenteni. Azáltal, hogy állandó értéken tartjuk az U/f arányt, biztosítjuk a gép optimális fluxusát, légrésindukcióját és a mágnesezési áramát.

A névleges frekvencia fölött azonban már nem lehet korlátlanul alkalmazni ezt az $U/f = \text{állandó}$ technikát, mivel ez könnyen

a tekercselésre megadott max. feszültség túllépésére vezethet! Ezért a motor működését 50 Hz fölött úgy kell biztosítani, hogy számottevően ne lépjük túl a kapocstáblán feltüntetett feszültség- és tengelyteljesítményhatáradatokat. Első közelítésben azt mondhatjuk, hogy a 2 kW-nál kisebb teljesítményű motorokat legfeljebb a névleges fordulatszám duplájával járathatjuk, miközben a feszültség, ill. a tengelyteljesítmény max. 40 %-kal lehet a névleges értékek felett.

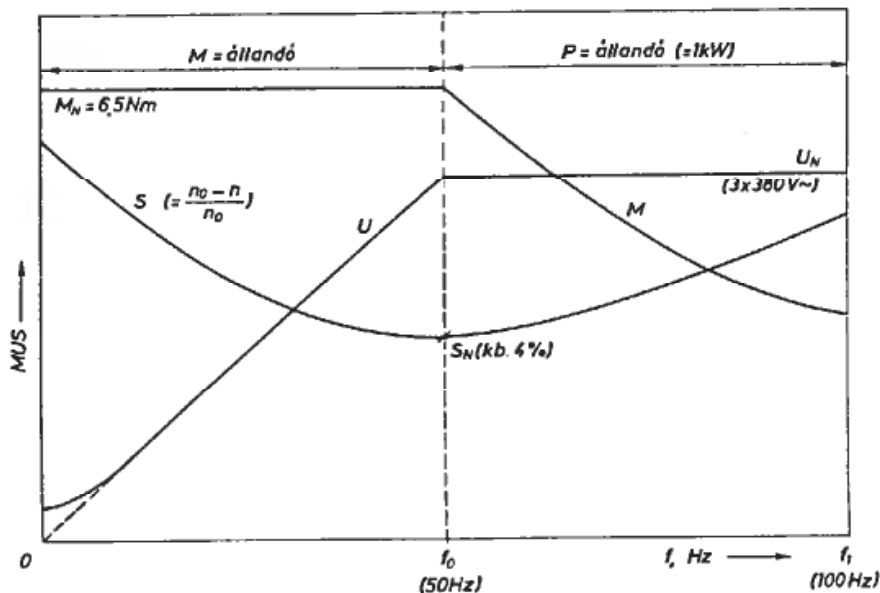
A gyakorlati esetek túlnyomó többségében azonban f_0 fölött állandó értéken tartjuk a gép kapocsfeszültségét, a tengelyét pedig a névlegesnél nem terheljük nagyobb teljesítménnyel, ami $P = \text{állandó}$ üzemet jelent.

Mindezek figyelembevételével a motor számára kívánatos működési feltételeket az 5.2. ábrán vázoltuk. Igen jó közelítéssel nullától 50 Hz-ig állandó U/f értékű táplálással biztosítható az állandó üzemi terhelőnyomaték, miközben a gép mechanikai tengelytel-



5.1. ábra

1 kW-os, háromfázisú, négy pólusú aszinkron motor mechanikai jelleggörbéi, szinuszos és állandó U/f táplálás esetén



5.2. ábra

Az idézett motor működési feltételei

jesítménye lineárisan növekszik, egészen a névleges értékig (az $U/f = \text{állandó}$ értéktől való eltérés esetét a 4.4. fejezetben tárgyaltuk). f_0 fölött a tápfeszültséget célszerű állandó szinten tartani, szavatolva ezzel az állandó tengelyteljesítményt és a szigetelésekre vonatkozó előírások betartását. Ebben a tartományban tehát a terhelőnyomatékok

a fordulatszámmal fordított arányban (hiperbolikus jelleggel) csökkenteni kell! Az alkalmazható gerjesztő frekvencia f_1 felső határát elsősorban a motor forgórészének (és csapágyainak) konstrukciós paraméterei korlátozzák. Értéke döntően attól függ, hogy az mekkora centrifugális igénybevételt visel el megbízhatóan.

5.3

Rendszertechnikai megoldások

A szabályozott motor előzőekben vázolt optimális működési feltételeinek az a sarkalatos pontja, hogy a motor feszültségét és frekvenciáját egymástól függetlenül (de sajátos összhangban) kell változtatni. Rendszerint ez két lépésben érhető el:

- A rendelkezésre álló háromfázisú (speciális esetekben egyfázisú) hálózatot szabályozható DC feszültséggé alakítjuk át.
- Az így előállított DC sínfeszültséggel

tápláljuk és változtatható frekvenciával vezéreljük a háromfázisú hídinvertert, amelyhez közvetlenül csatlakozik a közönséges aszinkron motor.

Az elosztó hálózat szabályozható egyenfeszültséggé való átalakítására a későbbiek során látunk majd gyakorlati példákat. Most a DC feszültségből változtatható frekvenciájú, háromfázisú hálózatot előállító, ún. inverterekkel foglalkozunk.

5.4

A háromfázisú hídinverter származtatása

Mindenekelőtt tekintsük az 5.3. ábracsoportot! Már az előző fejezetekben is láttunk példát az *a)* részabrábrán vázolt ún. féligvezérelt hídkapcsolásra. A működtetése során az S_1 és S_2 kontaktusok felváltva kapcsolják a terhelést jelképező középállású voltmérőt

a kettős (vagy megosztott) DC tápegységre. Szimmetrikus vezérlés esetén az U_{AN} feszültség szabályos négyszög hullám lesz.

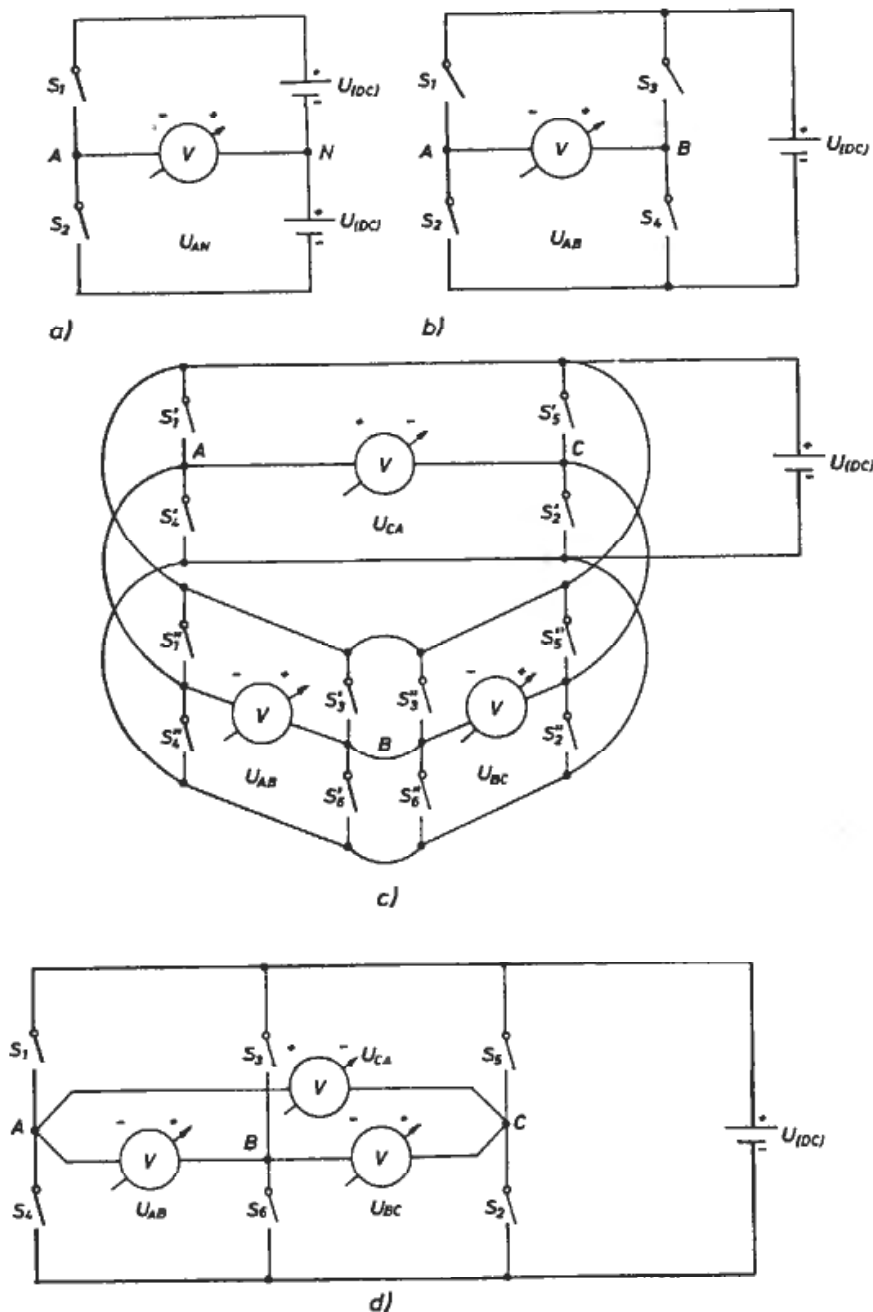
Számunkra kedvező, hogy a *b)* részabrábrán illusztrált ún. teljesen vezérelt egyfázisú hídkapcsolás nem kíván kettős DC tápegységet,

viszont hátránya, hogy négy kapcsolót igényel, amelyek mindig párosával és átlósan zárnak, ill. nyitnak. A generált U_{AB} fázisfeszültség most is $U_{(DC)}$ amplitúdójú négyszög hullám.

A végcélunknak tekintett háromfázisú hídinvertert három teljesen vezérelt egyfázisú egység háromszög- (delta-) kapcsolásával állíthatjuk elő, és felépítése az 5.3c ábrán látható. Az elrendezést igyekeztünk térhatásúra rajzolni, ahol az egyes kapcsolók

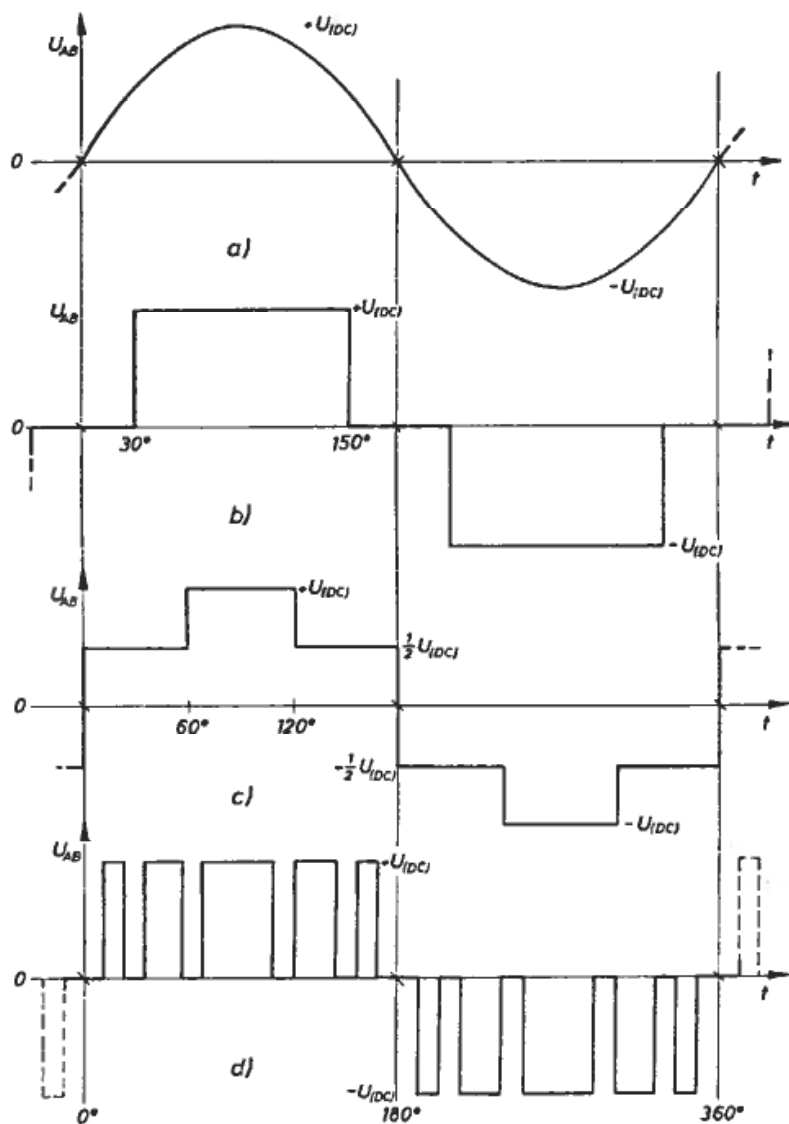
jelölésénél alkalmazott alsó indexek a háromfázisú inverterek bevált terminológiáját követik. A felső (vesszős) indexek arra utalnak, hogy a megfelelő kontaktusokat a „képzeltbeli repülőzsinórok” párhuzamosan kapcsolják.

Az így felépített ún. teljes hullámú háromfázisú hídinverter első változata talán kissé ijesztőnek tűnik. Azonban könnyen belátjuk, hogy egyszerűsíthető a kép, hiszen a párhuzamosan kapcsolt kontaktusoknak



5.3. ábra

A háromfázisú hídinverter leszámaztatásának lépései: a) egyfázisú, féligvezérelt hídkapcsolás, b) egyfázisú, teljesenvezérelt hídinverter, c) három egyfázisú, teljesenvezérelt hídinverter delta-kapcsolása d) a háromfázisú, hatútemű, teljes hullámú hídinverter elvi vázlata



5.4. ábra

A háromfázisú hidinverter egyik vonali feszültségének néhány lehetséges hullámformája: *a)* tisztán szinuszos, *b)* QSW, *c)* hatlépcsős, *d)* PWM jelalak

csak abban az esetben van technikai realitása, ha azok tökéletesen szinkronban működnek, vagyis egyszerre zárnak, ill. nyitnak! Ebben az esetben viszont egyetlen kapcsolóval helyettesíthetők!

A kapcsolók összevonása, majd az egész vázlat célszerű átrendezése után előáll az 5.3d ábrán látható, egyenfeszültségből háromfázisú hálózati feszültséget generáló inverter ún. teljesen vezérelt hídkapcsolása.

5.5

A motort tápláló feszültség hullámformája

Mint már burkoltan utaltunk rá, az inverter kimeneti, váltakozó feszültségének hullámformája a jelenleg kapcsolókkal modellezett félvezető eszközök vezérlési módjától és a vezérlés időrendiségétől (szekvenciájától) függ. A motorra menő, vonal-vonal feszültségek egyik fázisfeszültségének számunkra pillanatnyilag érdekes változatát az 5.4. ábra szemlélteti. A motor feszültsége így lehet:

a) szinuszos,

b) szélességmodulált négyszöghullámú (Quasi Square Wave = QSW),

c) ún. hatlépcsős hullámú (Six Step Wave = SSW),

d) szinuszos súlyozású szélességmodulált (PWM) impulzussorozat.

A közhasználatú többfázisú aszinkron motorok táplálására legideálisabb az időben tisztán szinuszosan váltakozó feszültség (*a*). Ez a hullámforma biztosítja ui. a motor leg-

simább (vagyis a parazita nyomatékoktól mentes) üzemet, továbbá a vastest és a teker-cselés minimális melegedését.

A mai modern félvezető eszközök választéka meg is adná a szinuszos kimenő feszült-ségű hídinverter realizálásának lehetőségét. A módszer egyik sarkalatos pontja a hatás-fok, amely B-osztályú erősítő esetén kb. 70%. Ilyenkor a hídinverter félvezető eszkö-zeinek egy része lezárt állapotban van, a többi pedig az aktív tartományban dolgozik. Az egyes félvezetőket a helyettesítő képben első közelítésben egy-egy változtatható ellen-állással vehetjük figyelembe, amely értéke R_{sat} és ∞ között folyamatosan és megfelelő sorrendben változik (5.5. ábra).

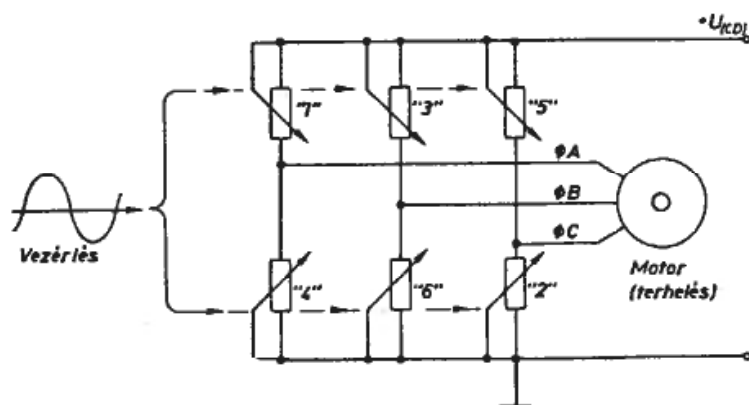
Eközben a szinuszos működésű hídinver-ter félvezető eszközein a bemeneti teljesít-mény kb. 30%-a alakul hővé. Ez a tény első közelítésben kb. 100 W-ra korlátozza a mód-szerrel elérhető max. teljesítményt.

Másrészről nem is olyan egyszerű egy ilyen inverter vezérlő áramkörének kialakí-tása. Gondoljunk csak arra, hogy a nagy frekvenciaátfogás miatt nem használhatók az állandó értékű elemekből felépített LC szűrők és RC fázistoló áramkörök. Egyedül az ún. lineáris-törtvonalas szinuszosító kap-

csolások jöhetnek számításba, amelyek szá-mos műveleti erősítőt és egyéb analóg IC-t igényelnek. Mindezek dacára a módszer kü-lönösen ajánlott precíziós és stúdióberende-zések (magnetofon, lemezjátszó) főmotorjá-nak nagy pontosságú, kis elektronikus zajú hajtásához.

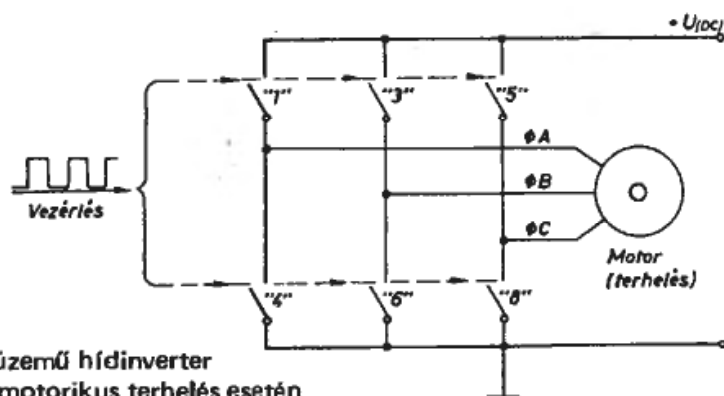
Gyökeresen megjavul a rendszer hatás-foka, ha az egyes félvezetőket négyszögjelek-kel forszírozottan telítésbe vezéreljük. A szinuszjelet szimuláló hullámformák néhány lehetséges változatát az 5.5b és 5.5d ábrák szemléltetik. Látható, hogy a félvezető esz-közök a lezárt állapotból hirtelen váltanak át telítésbe, így első közelítésben mecha-nikus kapcsolókkal helyettesíthetjük őket (5.6. ábra).

Mindezek eredményeként a hatásfok kb. 90...97%-ra nő, mivel a disszipáció zöme az átváltási tranziensek idejére koncentrálódik. Ezek közül is a kikapcsolási idő, vagyis a tárolási és a lefutási idő összege dominál. A jó hatásfok érdekében tehát kívánatos a gyors működésű eszközök alkalmazása. Előjáróban megállapíthatjuk, hogy a közel-múltban piacra került NPN tranzisztorok és Darlingtonok, Power-MOSFET-ek, vala-mint GTO kapcsolók és tirisztorok kb.



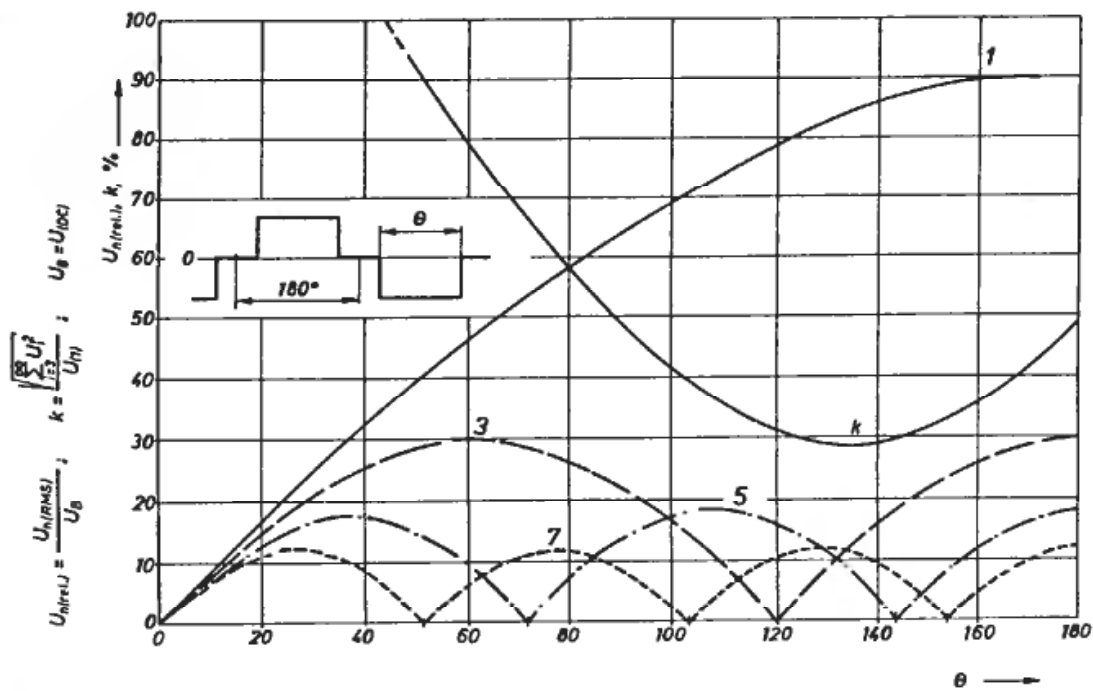
5.5. ábra

Színusz hullámokat előállító háromfázisú hídinverter egy lehetséges egyszerű modellje



5.6. ábra

Háromfázisú kapcsolóüzemű hídinverter helyettesítő áramköre motorikus terhelés esetén



5.7. ábra

QSW-hullárnforma harmonikusainak és torzítási tényezőjének relatív értéke a folyási szög függvényében

10 kW motorteljesítményig meglehetősen jól kielégítik az előző feltételeket.

Térjünk most vissza néhány gondolat erejéig a motort tápláló szinuszhullám impulzustechnikai szimulációjához (5.4. ábra). A vázolt alternatívák közül a motor szempontjából kompromisszumosan a legkedvezőbb a szinuszosan modulált szélességű impulzussorozat (5.4d). Az irodalomban PWM hullámformaként ismert jelalak előnye, hogy csekély a motor többletmelegedését okozó harmonikus tartalma. Matematikailag igazolható ui., hogy a felharmonikusok frekvenciája az ún. vivőfrekvenciás tartományba esik, ami – a távrolól sem léptékhelyes ábrától eltérően – a rendszerint 5...100 Hz-es alaphullámnak legalább a 15...25-szöröse!

A motor nagy tekercselési inductívitásán ezek a harmonikus feszültségek csak elenyészően kis áramot tudnak áthajtani, így a módszer igen csekély parazita nyomatókat és többletmelegedést eredményez. A módszer hátránya viszont, hogy a nagy vivőfrekvencia miatt a nagy teljesítményű félvezetők kapcsolási veszteségei minden eddiginél erőteljesebben esnek latba, és egy ilyen hullámforma vezérlőjelének előállítása sem egyszerű feladat (hagyományos SSI és MSI IC-kkel úgyszólván lehetetlen).

Nagyon könnyű viszont a *b)* és a *c)* rész-ábrákon vázolt QSW, ill. ún. hatlépcsős (SSW) hullámformákat generálni. Ezek kis hátránya, hogy harmonikus tartalmuk valamelyest nagyobb, mint a PWM jeleké. A paraméterek alkalmas megválasztásával azonban elérhető egy olyan állapot, amikor a viszonylag nagy amplitúdójú alaphullám mellett eleve hiányozni fog valamennyi páros (2.; 4.; 6.; 8. stb.) és az összes hárommal osztható rendszámú (3.; 9.; 15.; 21. stb.) felharmonikus.

A nagyon fontos és univerzálisan használható 5.7. ábrát matematikai módszerrel (Fourier-analízissel) határozták meg. A számunkra sokatmondó diagramból jól látható, hogy:

a) amennyiben a QS hullám félciklusra vonatkoztatott folyási szögét 120 fokra választjuk, akkor a jelalak csak az 1.; 5.; 7.; 11.; 13.; 17.; 19. stb. harmonikusokat tartalmazza. Így a kellemetlen parazita nyomatók képzésében gyakorlatilag csak az 5. és kismértékben a 7. harmonikus vesz részt. A magasabb rendszámúak hatása ui. elhanyagolható.

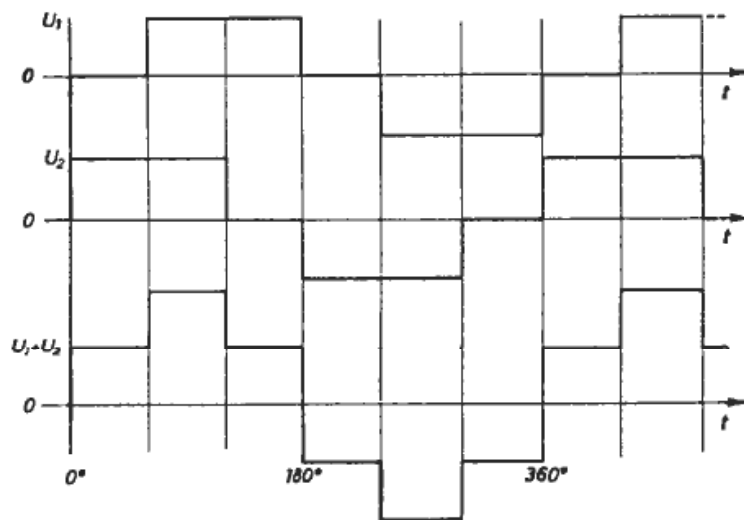
b) Ugyanitt ábrázoltuk a számunkra káros felharmonikusok eredő effektív értéké-

nek az alaphullám effektív értékére vonatkoztatott mértékét, más szóval a jelalak ún. torzítási tényezőjét (k). Ez a diagram 120° folyási szög tájékán határozott minimumot mutat, miközben az alapharmonikus csak kismértékben csökken. Számszerűen megvilágítva: ha egy négyszögjel helyett 120° -os folyási szögű QSW hullámformát alkalmazunk, akkor az alapharmonikus effektív értéke csak 13 %-kal, a teljes harmonikus torzítás viszont 42 %-kal csökken!

Pontosan ugyanezen adatok, értékek, nagyságrendek és tendenciák mondhatók el az ún. hatlépcsős hullámformáról is (5.4c ábra). Egyszerűen belátható, hogy ez utóbbi jelalak két azonos, de egymáshoz képest 60° -

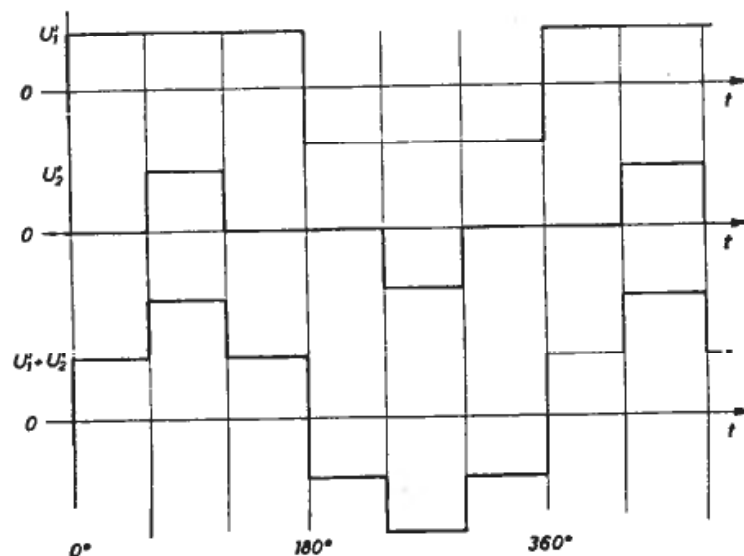
kal eltolts OS hullám összeadásával áll elő (5.8. ábra). Mivel pedig az előjelhelyes algebrai összezés lineáris művelet, ezért az eredőül kapott hullámforma is csak pontosan azokat a felharmonikusokat fogja tartalmazni, amelyeket az összetevők!

A téma fontossága miatt célszerű, ha a fenti állításainkat egy merőben más oldalról és módszerrel is megvilágítjuk. Ezt a célt szolgálja többek között az 5.9. ábra, ahol jól látható, hogy a szimmetrikus hatlépcsős hullám felbontható egy-egy fele (most $U_B = U_{DC}$) amplitúdójú négyszögjelnek és egy 60° folyási szögű QSW jelnek a megfelelő összegére. Mivel mindkét összetevő tükörszimmetrikus a 90° -os (és értelemszerűen



5.8. ábra

A hatlépcsős hullám mint két 60 fokkal eltolts OSW-hullám algebrai eredője



5.9. ábra

A hatlépcsős jelalak mint egy szabályos négyszöghullám és egy 60 fokos folyási szögű OSW-hullám algebrai eredője

a 270° -os) pontra, ezért eleve nem tartalmazhatnak páros rendszámú felharmonikusokat.

Nézzük most ezután azt, hogy miként alakul pl. a domináns harmadik felharmonikus esete! Az 5.7. ábrából kiolvasható, hogy szabályos négyszöghullámot alkalmazva, az alapharmonikus effektív értéke $U_1 = 0,9U_B$, míg a harmadik harmonikusé $U_3 = 0,3U_B$. A $\Theta = 60^\circ$ -os folyási szögű QS hullám esetére a fenti adatok: $U_1 = 0,46U_B$, de az U_3 most is $0,3U_B$ effektív értékű.

Az 5.7. ábra csak a harmonikusok relatív effektív értékeit szolgáltatja, és sajnos nem ad felvilágosítást azok fázisviszonyairól. Nos, az 5.9. ábra kapcsán könnyen belátható, hogy a vázolt két összetevőben az alaphar-

monikusok azonos fázisúak, így erősítik egymást. A kérdéses harmadik harmonikusok pedig láthatóan pontosan ellenfázisban vannak, így a szuperpozíció során értelemszerűen kioltódnak. Ugyanez vonatkozik az összes többi, hárommal osztható, páratlan (9.; 15.; 21. stb.) rendszámú harmonikusra is.

Ha a vázolt eljárást a további (5.; 7.; 11. stb.) felharmonikusokra is elvégezzük, akkor azt találjuk, hogy a QSW és a szabályos hatlépcsős hullám ugyanazon rendszámú és relatív amplitúdójú harmonikusokat tartalmazza. Különbség csak a felharmonikusoknak az alaphullámhoz, ill. egymáshoz viszonyított fázishelyzetében van.

5.6

Kiértékelés

Összegezőként felidézzük, hogy a QSW és a szabályos hatlépcsős jelalak viszonylag nagy amplitúdójú alaphullámmal és kis harmonikus tartalommal (torzítással) rendelkezik, így az induktív jellegű, motorikus fogyasztók táplálására kiváltképp alkalmas. A terjedelem adta erős kötöttségek, továbbá didaktikai okok miatt, jelen összeállításunkban is csak az ilyen hullámformákat gene-

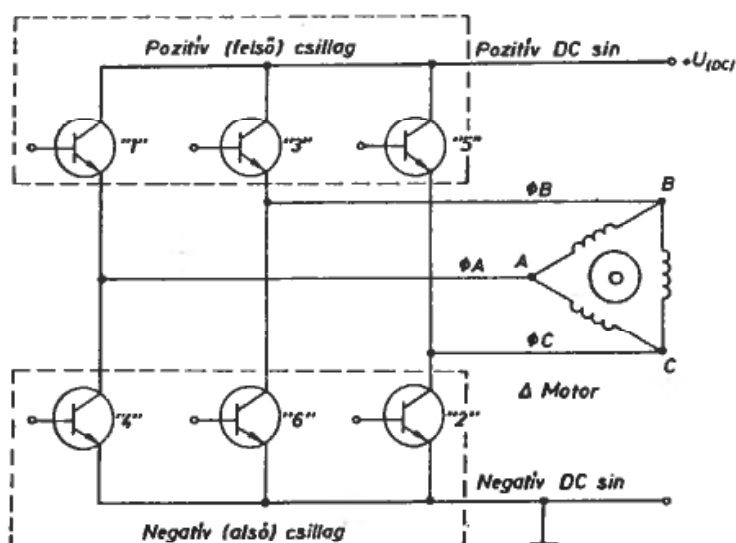
ráló háromfázisú invertereket ismertetjük. Végül hangsúlyozzuk, hogy a szóban forgó két jelalak a szuperpozíció elve alapján egymásból nagyon egyszerűen, kölcsönösen előállítható. A kulcsfontosságú elektromos paramétereikben megegyeznek, és a továbbiakban mintegy komplementer párként kezelhetők!

Elöljáróban szeretnénk leszögezni, hogy a háromfázisú motorszabályozó áramkörök megértéséhez okvetlenül szükséges, hogy ezt a fejezetet a lehető leggondosabban áttanulmányozzuk! A fejezetben egy tartalmában és felépítésében is teljesen újszerű terminológiát használunk, amely a messzemenően szemléletes és didaktikus megfogalmazással párosítva nagymértékben megkönnyíti a soron következő ismeretanyag megértését.

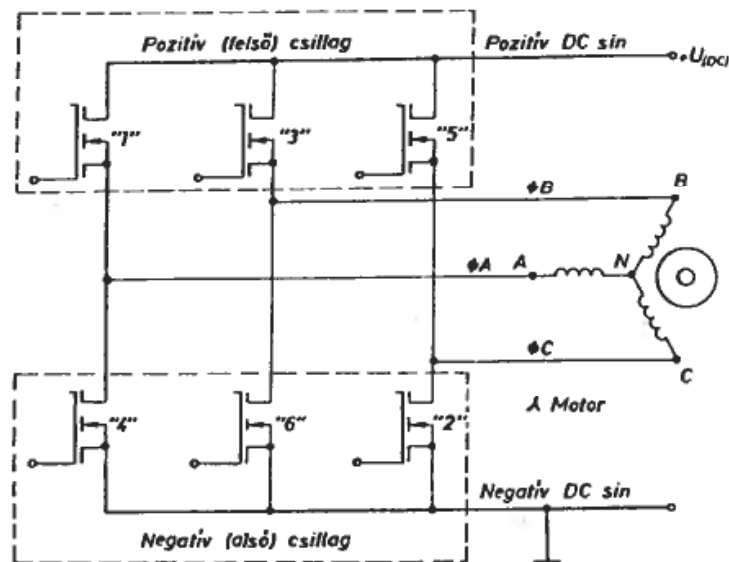
A háromfázisú, hatütemű hídinvertereket a legegyszerűbb esetekben többnyire kétféle üzemmódban működtethetjük. Ezeket 2ON és 3ON üzemmódnak nevezik. A 2ON típusú működtetés azt jelenti, hogy minden

egy pillanatban két félvezető eszköz van bekapcsolt (ON) állapotban, az áramelosztás pedig 60 fokként, tehát egy periódus (360°) alatt hatszor változik. A 3ON módban szintén 60 fokként változik az állapot, de most egyidejűleg mindig három eszköz vezet. A kétféle üzemmód közötti lényeges különbség első közelítésben a vezérlés időrendiségében (szekvenciájában) rejlik.

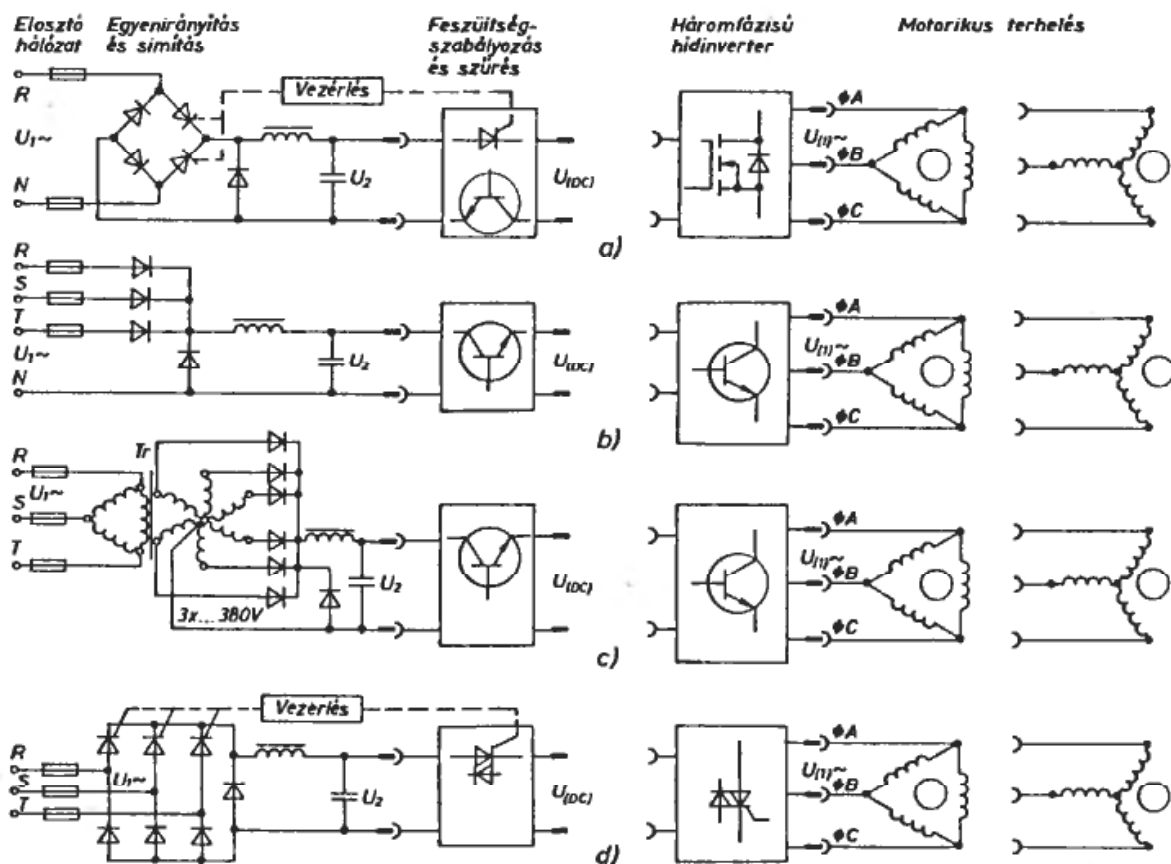
A hídinverter kapcsolóeszközeit 1-től 6-ig terjedően számozzuk, olyan rendszer szerint, hogy a megfelelő vezérlőjelek időbeni sorrendje célszerűen és szemléletesen egymás alá essen. A kapcsolóeszközöket az irodalom primer áramvezető (kapcsoló) cellának, sze-



6.1. ábra
Illusztráció a háromfázisú hídinverterek terminológiájához



6.2. ábra
Elvi vázlat a háromfázisú hídinverterek osztályozásához



6.3. ábra
A kis teljesítményű, háromfázisú hídinverterek számunkra érdekes táplálási és terhelési megoldásai

lepnek stb. is nevezi. A hat kapcsolóeszköz három, esetünkben A, B és C jelű hídágot alkot; ezek a terhelésre (jelenleg motor kapocstáblájára) csatlakoznak. A három felső és három alsó eszköz megfelelő elektródája (elfajult) csillag elrendezésben a változtatható feszültségű egyenáramú (ún. DC) sín-

hez csatlakozik (6.1. és 6.2. ábra). A későbbiek során az egyszerűség kedvéért szó lesz felső (pozitív közösítésű) és alsó (negatív közösítésű) csillagkapcsolásokról.

A terhelést képező háromfázisú motor, amelyet jelen vizsgálatainknál és első közlésben tisztán ohmos fogyasztónak tekin-

6.1. táblázat

Támpontok a 6.3. ábra használatához

RÉSZABRA	Az 50 Hz-es táplálólálózat névleges feszültsége (effektív érték) U_1	A simítókondezátor feszültsége U_2	A DC sínfeszültség lehetséges változási tartománya $U_{(DC)}$	A hídinverter kimeneti (vonali) feszültségének alapharmonikus (effektív érték) $U_{(1)}$	Az ajánlott háromfázisú, kalickás motor névleges vonali feszültsége és legnagyobb teljesítménye	
					A tekercselés kapcsolása	
					Δ	Y
a	220 V	198 V DC 310 V csúcs	0...198 V (310 V)	3 x (0...154) V (242 V)	3 x 110 V 3 x 127 V (3 x 220 V) 0,75 kW	3 x 190 V (3 x 220 V) 0,75 kW
b	3 x 220 V	257 V DC 310 V csúcs	0...257 V DC (310 V)	3 x (0...200) V (242 V)	3 x 220 V 1,5 kW	3 x 190 V 3 x 220 V 1,5 kW
c	3 x 380 V	0...512 V DC 540 V csúcs	0...512 V DC (540 V)	3 x (0...400) V (420 V)	3 x 380 V 3 kW	3 x 380 V 3 kW
d	3 x 380 V	0...512 V DC 540 V csúcs	0...512 V DC (540 V)	3 x (0...400) V (420 V)	3 x 380 V 6 kW	3 x 380 V 6 kW

tünk – egyaránt lehet delta (Δ) és csillag (Λ) kapcsolású. Ez önmagában véve $1:\sqrt{3}$ arányt jelent a vonali feszültségek között. Pl. 127/220 V; vagy pl. 220/380 V. A híd-inverter kimeneti vonali feszültsége a DC sínfeszültség mindenkor értékéhez igazodik, amelyet egy speciális tápegység a tápláló frekvenciával arányosan változtat. E szűkszavú bevezetésből is érezhető, hogy a sza-

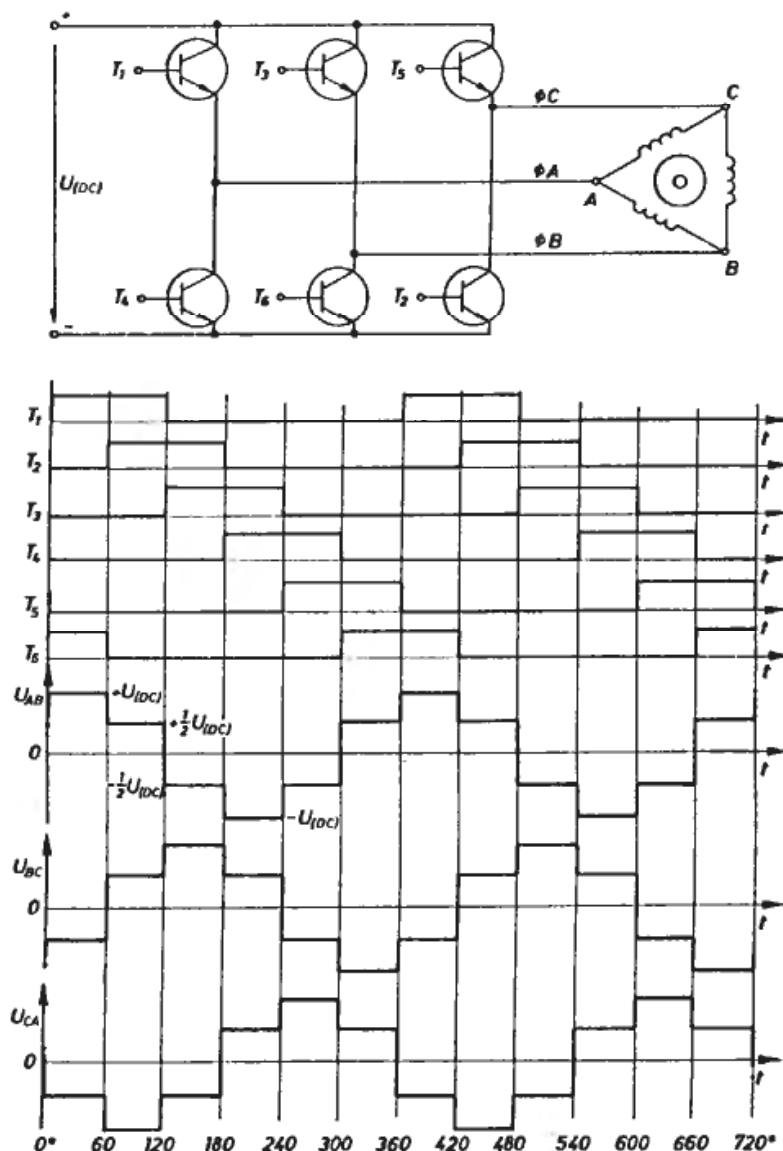
bályozórendszer hálózati feszültsége, az ezt követő DC tápegység jellemzői, a legnagyobb gerjesztő frekvencia, az inverter működési módja, az alkalmazott kapcsolóeszközök áram- és feszültség-határértékei, a motor tekercseinek kapcsolása és névleges adatai, valamint a legnagyobb szöggyorsulás egymással szoros összefüggésben van (6.3. ábra és 6.1. táblázat).

6.1

A 2ON típusú háromfázisú hídinverter működése és hullámformái delta kapcsolású terheléssel

Tekintsük a 6.4. ábrán vázolt háromfázisú hídinvertert! Az egyes kapcsolóeszközök nagyteljesítményű NPN tranzisztorok, amelyeket ideális kapcsolónak tekintünk. A ter-

helést képező motor delta kapcsolású, a rendszert tápláló DC sínfeszültség és a frekvencia is első közelítésben állandó.



6.4. ábra

A 2ON módusú, delta-terhelésű, háromfázisú hídinverter egy lehetséges elvi vázlata és sajátos hullámformái

A vezérlés, ill. a működés szekvenciája ezután tömören a következő:

a) Minden egyes tranzisztor vezetési ciklusa $2 \times 60 = 120$ fok, vagyis $2\pi/3$ radián.

b) Ezután $4 \times 60^\circ = 240^\circ$, vagyis $4\pi/3$ radián szünet (kikapcsolt állapot) következik.

c) Majd az előző folyamat ciklikusan ismétlődik.

d) Az egyes tranzisztorok vezetési ciklusainak kezdetei között rendre 60° , vagyis $\pi/3$ radián eltolódás van.

e) Minden egyes pillanatban egyidejűleg két eszköz vezet (telített, ON), az összes többi kikapcsolt (lezárt, OFF) állapotban van.

f) Az egyes hídágak (A, B és C) tranzisztorai (pl. T_1 és T_4 ; T_3 és T_6 , vagy T_5 és T_2) sohasem vezethetnek egyidejűleg! Ezek a vezérlés számára tiltott kombinációk. Ellenkező esetben a DC sín a két vezető tranzisztoron keresztül zárlatba kerülne, ami a félvezetők biztonsága miatt nem megengedett.

g) A vezérlés szekvenciális kialakítása olyan, hogy az egy hídághoz tartozó tranzisztorok bekapcsolását adó vezérlések között 60° -nak megfelelő, ún. holtidő áll rendelkezésére. Más megvilágításban: minden

egyes ütemben van egy hídág, amelynek eszközei OFF állapotúak. Ez a tény rendkívüli mértékben biztonságossá teszi a 2ON típusú inverter működését.

h) Ezek után előáll valamennyi (összesen hatféle), a helyes működés szempontjából szóba jöhető kombináció (ezeket a 6.2. táblázat tartalmazza).

A szakemberek számára a fenti igazságtáblázattal nagyjából egyenértékű az inverter ún. vezetési sémájának a megadása. Ez utóbbival elsősorban a színvonalas külföldi szakkönyvekben, ill. felsőfokú hazai tanulmányokban találkozhatunk. A módszer alkalmazása során az éppen vezető kapcsolóeszköz számjelét vagy indexét egymás mellé, az egyes ütemeket pedig az árameloszlás változásának megfelelően eltoltt sorokba írjuk. Esetünkre a következőket kapjuk:

```

1; 2
   2; 3
     3; 4
       4; 5
         5; 6
           6; 1
             1; 2...stb.

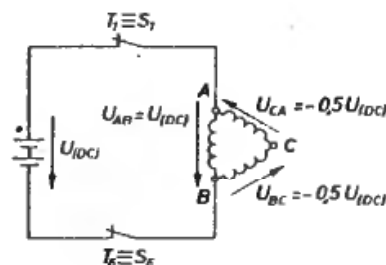
```

Mindezek birtokában a motort tápláló U_{AB} , U_{BC} és U_{CA} vonali feszültségek hul-

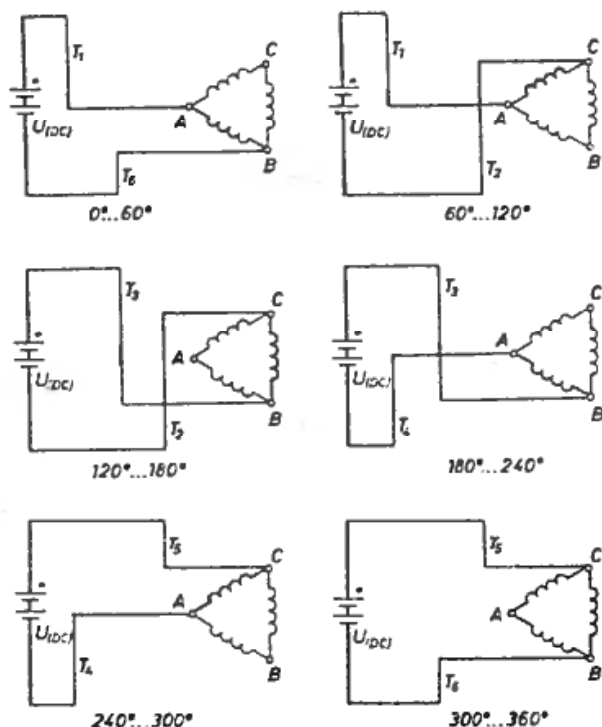
6.2. táblázat

A 2ON üzemmódú háromfázisú hídinverter vezérlési sémája

ÜTEM		A kapcsolótranzisztorok állapota					
		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
$0^\circ \dots 60^\circ$	$0 \dots \pi/3$	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
$60^\circ \dots 120^\circ$	$\pi/3 \dots 2\pi/3$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
$120^\circ \dots 180^\circ$	$2\pi/3 \dots \pi$	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
$180^\circ \dots 240^\circ$	$\pi \dots 4\pi/3$	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
$240^\circ \dots 300^\circ$	$4\pi/3 \dots 5\pi/3$	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
$300^\circ \dots 360^\circ$	$5\pi/3 \dots 2\pi$	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON



6.5. ábra
Egyszerűsített áramköri vázlat a 2ON/Δ hídinverter feszültségviszonyainak tanulmányozásához



6.6. ábra
A 2ON/Δ hídinverter teljes működési ciklusa

lámformái megrajzolhatók. Az egyes feszültségek indexelését a következőképpen értelmezzük: pl. az U_{CA} feszültség akkor pozí-

tív, ha a C kapocs pozitívabb az A pontnál, vagyis a feszültségvektor a C pontból mutat az A felé. Ennek megfelelően pl. az U_{AB} feszültség mindannyiszor $+U_{(DC)}$, valahányszor T_1 és T_6 ON állapotú. Ugyanez értelemszerűen $-U_{(DC)}$ -vel egyenlő, ha T_3 és T_4 ON állapotú. Az előzőekből kitűnik, hogy a delta kapcsolású motornak minden működési fázisban csak egy tekercsére kapcsolódik rá a teljes sínfeszültség. A motor harmadik kivezetése a „levegőben lóg”, és a másik két tekercs sorbakapcsolódik, így a szimmetria miatt a DC sínfeszültség értelemszerűen megfelelődik rajtuk. A 6.5. leegyszerűsített ábra azt az intervallumot ábrázolja, amikor T_1 és $T_6 = ON$ állapotú (az összes többi eszköz pedig OFF állapotban van). Ilyenkor láthatóan az A pont a pozitív, míg a B negatív sínre kerül. Tehát: $U_{AB} = +U_{(DC)}$. A másik két tekercs sorbakapcsolódik, így $U_{BC} = -0,5U_{(DC)}$, és $U_{CA} = -0,5U_{(DC)}$.

Ha az előző gondolatmenetet valamennyi vezérlési kombinációra rendre elvégezzük, akkor előáll a 6.6. ábrásorozót, amely jól szemlélteti a 2ON üzemmódú hídinverter egyes működési „fázisait”.

A 6.5. ábrán az is megfigyelhető, hogy a bekapcsolt félvezető eszközök egy-egy tekercs áramának a másfélszeresét vezetik! Ez hátrányos a kapcsolóeszközök megválasztása, működtetése és igénybevétele szempontjából.

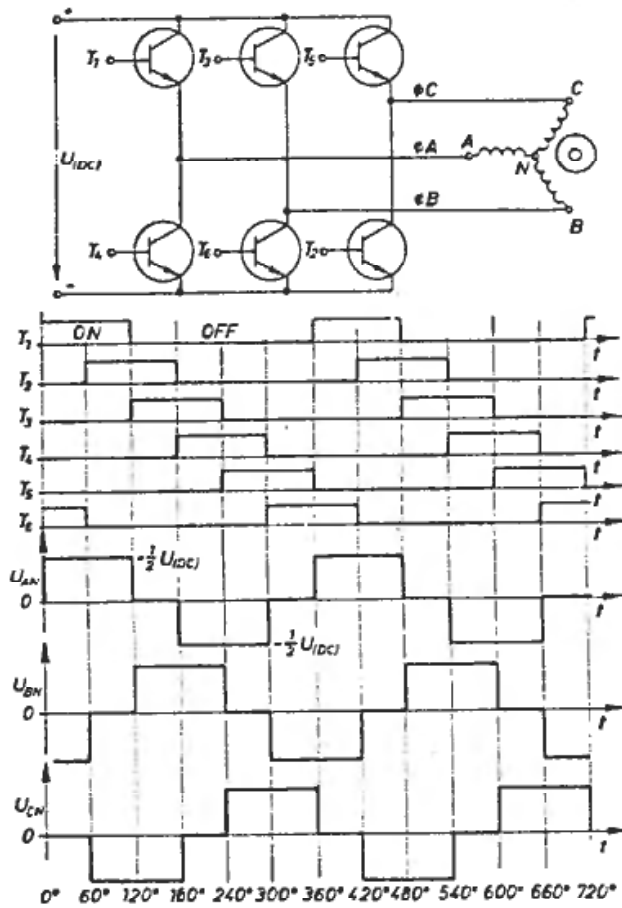
A motort tápláló vonali feszültségek hullámformái az előzőek mintájára megrajzolhatók (6.4. ábra). Jól látható, hogy egy háromfázisú, $U_{(DC)}$ amplitúdójú, hatlépcsős feszültség hullám adódik, amelynek kedvező tulajdonságairól már az előzőekben szoltunk.

6.2

Háromfázisú, 2ON hídinverter csillag kapcsolású terheléssel

Némileg eltérő eredményekre jutunk, ha a 2ON üzemmódban dolgozó hídinvertert csillag kapcsolású fogyasztó, jelen esetben aszinkron motor terheli (6.7. ábra). Mint ahogyan többször is utaltunk rá, erre az elrendezésre a szabályozórendszer feszültségei-

nek kedvező összehangolása érdekében kerülhet sor. Az előzőekben vázolt megfontolások az a)-tól a h) pontig értelemszerűen most is érvényesek. A motorra nézve most az ún. fázisfeszültségek mértékadóak, amelyeket az A, B és C jelű fáziskapcsok, vala-



6.7. ábra
A 2ON üzemmódú, csillag-terhelésű, háromfázisú hídinverter egy lehetséges elvi vázlata és tipikus hullámformái

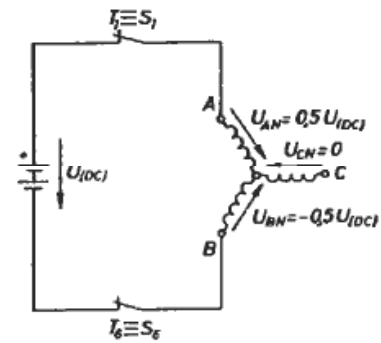
mint az N jelű (Neutral, Nulla stb.) csillagpont között mérünk. Nagyság és előjelhelyes, vagyis vektoriális értékeikre minden pillanatban fenn kell hogy álljon az:

$$U_{AN} + U_{BN} + U_{CN} = 0 \quad (6.1)$$

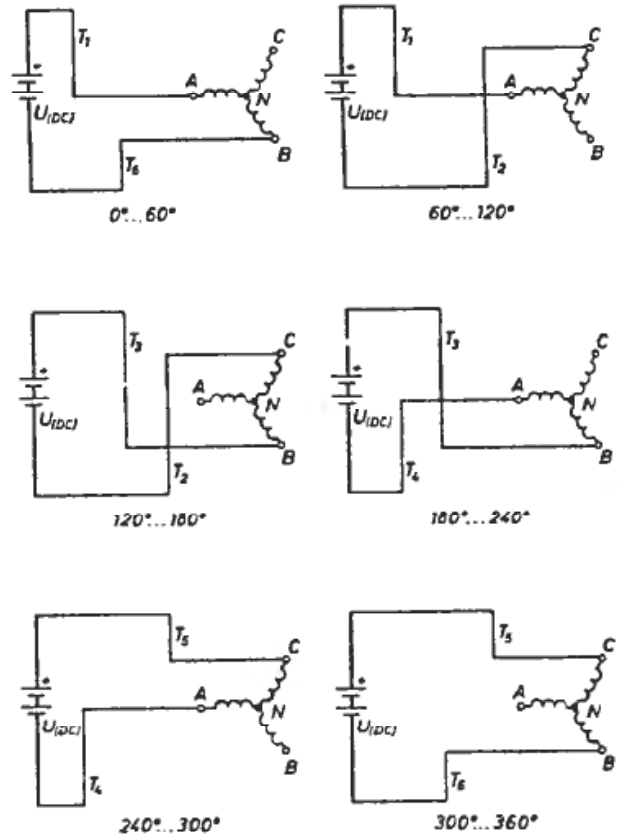
alapvető összefüggés. Az U_{AN} feszültség pl. akkor pozitív, ha az A kapocs feszültsége nagyobb az N pontéhoz képest, vagyis a feszültségvektor az A-tól mutat az N felé.

A 6.8. leegyszerűsített ábra azt az intervallumot ragadja ki, amikor pl. T_1 és T_6 ON állapotú. Ilyenkor az A pont a pozitív, míg a B a negatív sínre kapcsolódik. A C kivezetés pedig mintegy a „levegőben lóg”. A feltételezett szimmetria miatt a sínfeszültség megfeleződik, így $U_{AN} = +0,5U_{(DC)}$; $U_{BN} = -0,5U_{(DC)}$, míg $U_{CN} = 0$ lesz.

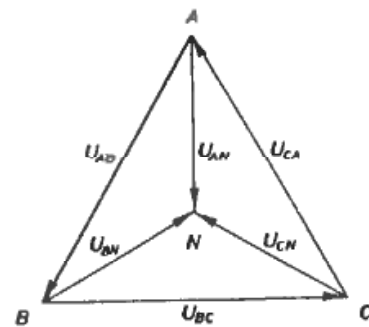
A működési szekvenciájából belátható, hogy a csillag kapcsolású motornak minden egyes pillanatban két tekercse kapcsolódik



6.8. ábra
Egyszerűsített áramköri vázlat a 2ON/Δ hídinverter feszültségviszonyainak tanulmányozásához



6.9. ábra
A 2ON/Δ hídinverter működési szekvenciája



6.10. ábra
Egy szimmetrikus háromfázisú rendszer feszültségeinek vektorábrája

sorba, mialatt a megfelelő harmadik árammentes (6.9. ábra). Másként fogalmazva: minden működési ütemben két fázis- (tekercs-) feszültség abszolút értékben $0,5U_{(DC)}$, egy pedig zérus. Ez a megállapítás tökéletes összhangban van a (6.1.) kifejezéssel és jó szolgálatot tesz a hullámformák megrajzolásánál.

Ha az előző megfontolásainkat az összes vezérlési kombinációra alkalmazzuk, akkor megkapjuk a motor fázisfeszültségeit. Mint ahogy azt a 6.7. ábra is mutatja, ez utóbbiak $0,5U_{(DC)}$ amplitúdójú, háromfázisú QS-hullámok; $\Theta = 120^\circ$ -os folyási szöggel. Az előzőek során már utaltunk rá, hogy az ilyen hullámforma a harmonikus torzítás szempontjából is kedvező.

A továbbiakban egyszerű módon fogjuk igazolni, hogy egy háromfázisú rendszerben a hatlépcsős és a QS hullám egymásból szár-

maztatható. A 6.10. vektorábra alapján ugyanis:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= U_{AN} - U_{BN}, \\ U_{BC} &= U_{BN} - U_{CN} \end{aligned} \quad (6.2)$$

és

$$U_{CA} = U_{CN} - U_{AN}.$$

Szavakba foglalva: a láncolt feszültség hullámformáját megkapjuk, ha a hozzá tartozó két fázisfeszültséget előjelre helyesen összeadjuk (5.8. ábra). Ezért a lineáris algebrai műveletek eredményeként kapott hatlépcsős hullám (az erőteljes alpfrekvencia mellett) nem tartalmazhat sem páros, sem pedig hárommal osztható felharmonikusokat! A vázolt jelalakok tehát kiváltképp alkalmasak háromfázisú aszinkron (indukciós) motorok táplálására.

6.3

A 3ON típusú háromfázisú hídinverter működése és hullámformái delta kapcsolású terheléssel

A háromfázisú, teljeshullámú, hatütemű hídinverter második működési módja a 3ON. Ez azt jelenti, hogy minden egyes pillanatban három félvezető eszköz van bekapcsolt állapotban. A megoldás teljesítményelektronikai (erősáramú) része azonos az előzővel, a lényeges eltérés a működtetés szekvenciájában rejlik. A vizsgálataink alapját képező elvi vázlaton a kapcsolók szerepét ideális, nagyfeszültségű NPN tranzisztorok töltik be. A terhelést jelentő motor először most is legyen delta kapcsolású (6.11. ábra).

A vezérlés, ill. a működés szekvenciája ezután röviden a következő:

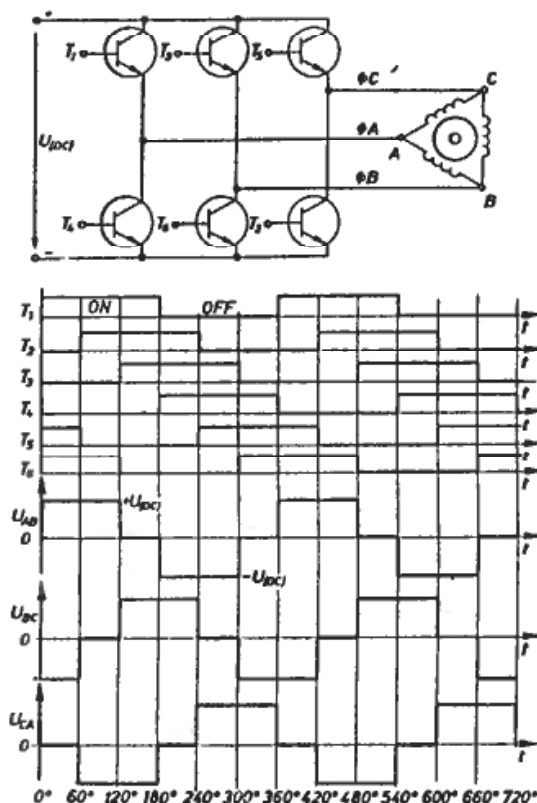
a) Minden egyes tranzisztor vezetési ciklusa (ON állapota) $3 \times 60 = 180$ fok, vagyis π radián.

b) Ezután $3 \times 60 = 180^\circ$, vagyis π radián szünet (OFF állapot) következik.

c) A fenti folyamat ezután periodikusan ismétlődik.

d) Az egyes tranzisztorok vezetési ciklusainak kezdetei között most is rendre 60° , vagyis $\pi/3$ radián eltolódás van.

e) Minden egyes pillanatban egyszerre



6.11. ábra
A 3ON üzemmódú, delta-terhelésű, háromfázisú hídinverter egy lehetséges elvi vázlata és tipikus hullámformái

három tranzisztor ON, három pedig OFF állapotban van.

f) A DC sín zárlatának elkerülése érdekében az egyes hídágakat alkotó tranzisztor-párok most sem vezethetnek egyidejűleg vagy átlapolódva! Ezek ún. tiltott kombinációk. Ez az egyes vezérlőjelek komplementált kialakításával is kifejezésre jut.

g) A vezérlés szekvenciális kialakítása láthatóan olyan, hogy az egyes hídágakhoz tartozó (első közelítésben ideális, vagyis végtelenül gyors) tranzisztorokat bekapcsoló vezérlések között nincs (vagyis zérus) a biztonságot szolgáló ún. holtidő (6.11. ábra). Más-ként megvilágítva: mindhárom hídágban van egyidejűleg ON állapotú eszköz.

Számos előnye mellett ez a tény képezi a 3ON módusú hídinverter legnagyobb hátrányát. Valóságos félvezető eszközöket használva, azok véges és eltérő kapcsolási idői miatt vezetési átfedés állhat elő az egyes hídágakban. Ez a túlzott áram-igénybevételek miatt nem megengedett! A probléma megoldását a későbbiek során a bázismeghajtás késleltetésének módszere kapcsán részletesen ismertetjük.

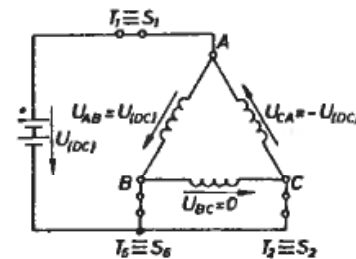
h) Ezután előáll valamennyi, a helyes működés szempontjából szóba jöhető kombináció, amelyeknek száma most is hat (6.3. táblázat). Más oldalról is megvilágítva, a 3ON módusú hídinverter korrigált vezetési sémája a következő:

1;	2;	3			
	2;	3;	4		
		3;	4;	5	
			4;	5;	6
				5;	6;
					6;
					1;
					2;
					1;
					2;
					3...stb.

Mindezek birtokában a motort tápláló U_{AB} , U_{BC} és U_{CA} vonali feszültségek hullámformái már megrajzolhatók. Ellenőrzésül szolgáljon, hogy a három feszültségvektor eredője minden pillanatban zérust kell, hogy adjon, vagyis:

$$U_{AB} + U_{BC} + U_{CA} = 0. \quad (6.3)$$

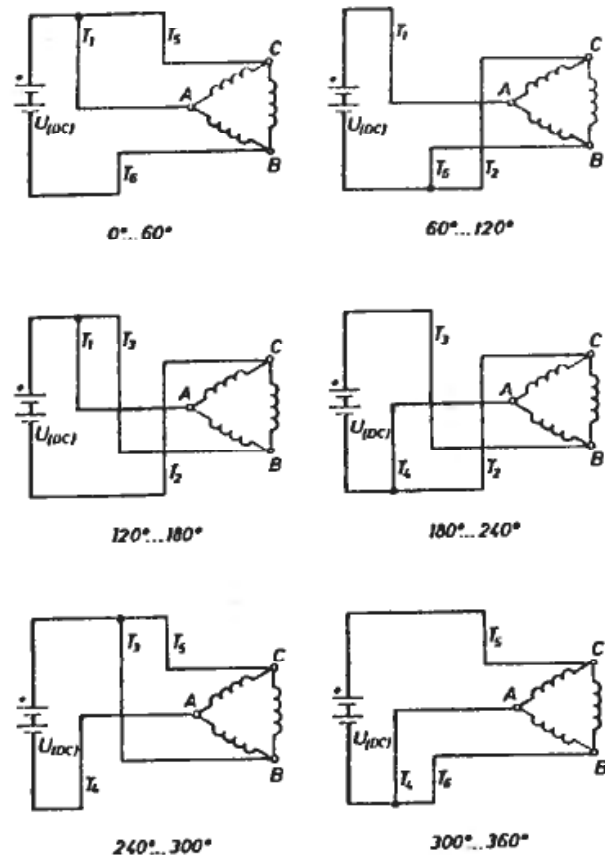
Másként fogalmazva, a vektorháromszög zárt. Pl.: az U_{AB} feszültség mindannyiszor



6.12. ábra Egyszerűsített áramköri vázlat a 3ON/Δ hídinverter feszültségviszonyainak tanulmányozásához

$+U_{(DC)}$, valahányszor a T_1 és T_6 egyidejűleg ON állapotú, mivel ilyenkor az A pont a pozitív, míg a B a negatív síre kapcsolódik. Értelemszerűen az U_{AB} feszültség mindig $-U_{(DC)}$ értéket vesz fel, amennyiben a T_3 és a T_4 egyidejűleg ON állapotú. Továbbá az U_{AB} feszültség mindannyiszor zérus lesz, valahányszor az A és B pontok rövidrezáródnak. Ez utóbbi vagy a T_1 és T_3 , vagy a T_4 és T_6 egyidejű ON állapotba vezérlése esetén áll elő. (A többi hídágra hasonló megfontolások érvényesek.)

Az előzőekből is kitűnik, hogy 3ON módusban a delta kapcsolású motornak minden



6.13. ábra A 3ON/Δ hídinverter teljes működési ciklusa

6.3. táblázat

A 3ON módusú háromfázisú hídinverter vezérlési sémája

ÜTEM		A kapcsolótranszisztorok állapota					
		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
$0^\circ \dots 60^\circ$	$0 \dots \pi/3$	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
$60^\circ \dots 120^\circ$	$\pi/3 \dots 2\pi/3$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
$120^\circ \dots 180^\circ$	$2\pi/3 \dots \pi$	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
$180^\circ \dots 240^\circ$	$\pi \dots 4\pi/3$	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
$240^\circ \dots 300^\circ$	$4\pi/3 \dots 5\pi/3$	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$300^\circ \dots 360^\circ$	$5\pi/3 \dots 2\pi$	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON

működési ütemben két tekercsére kapcsolódik a teljes DC sínfeszültség. A maradék harmadik tekercset a két megfelelő telítésbe vezérelt félvezető kapcsoló mintegy rövidre zárja. Így feszültsége zérus. A 6.12. egyszerűsített ábra azt az ütemet ábrázolja, amikor T_1 , T_2 és T_6 ON állapotú (60° és 120° közti vezérlési tartomány). Ilyenkor az **A** pont a pozitív, míg a **B** és **C** pont a negatív DC sínre kapcsolódik. Az előzőeknek megfelelően tehát $U_{AB} = +U_{(DC)}$, $U_{CA} = -U_{(DC)}$ és $U_{BC} = 0$. Láthatóan teljesül a 6.3. fő feltétel is. Ha az előző gondolatmeneteinket valamennyi vezérlési kombinációra rendre elvégezzük, akkor előáll a 6.13. ábrásorozat,

amely jól illusztrálja a 3ON módusú hídinverter egyes működési fázisait.

A 6.13. ábrán az is megfigyelhető, hogy a bekapcsolt félvezető eszközök 60° -nak megfelelő tartamig két tekercs áramát, 120° -nak megfelelő ideig pedig egy tekercs áramát vezetik. Ezt 180° -os kikapcsolt állapot követi. A félvezető kapcsolóeszköz egy periódusidőre vett átlagárama $I_{\text{átl}} = 1,5I$; ahol I egy tekercs árama.

A motort tápláló vonali feszültségek jelalakjai ezután már megrajzolhatók (6.11. ábra). Jól látható, hogy most is előáll a számunkra kedvező, $U_{(DC)}$ amplitúdójú háromfázisú QS-hullám.

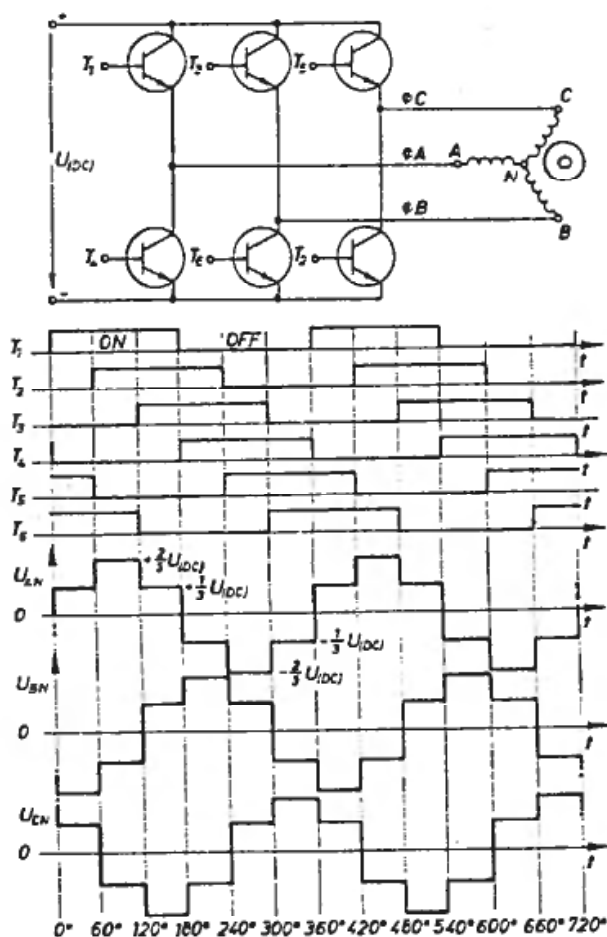
6.4

A 3ON módusú hídinverter csillag kapcsolású terheléssel

Természetesen most is meg kell vizsgálnunk azt az alternatívát, amikor a 3ON üzemmódban dolgozó hídinvertert csillag kapcsolású motor terheli (6.14. ábra). Erre a rendszer (elsősorban a táphálózat, a DC sín és a motor) feszültségeinek optimális összehangolása miatt gyakorlatilag is szükség lehet! Fenti megfontolásaink az *a)*-tól a *h)* pontokig értelemszerűen most is érvényesek.

A motorra nézve most is az U_{AN} , U_{BN} és U_{CN} fázisfeszültségek a mértékadók. Vektoriális eredőjük minden pillanatban zérust kell, hogy adjon (a 6.1 összefüggés alapján).

A delta kapcsolású motorral kapcsolatban már utaltunk rá, hogy a 3ON üzemmódban inverter mindhárom hídágában bármely pillanatban van bekapcsolt eszköz. A működés folyamata olyan, hogy hol a felső csillagban



vezet egy eszköz, kettő pedig az alsóban, hol pedig mindez értelemszerűen fordítva. Természetesen ügyelni kell arra, hogy egyazon hidág elemei egyidejűleg sohas legyenek vezetésben. De erről a megfelelően kialakított vezérlés gondoskodik.

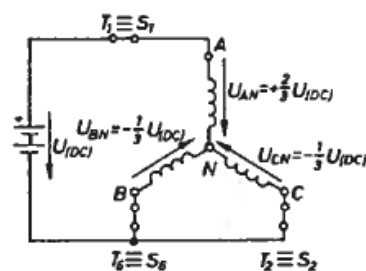
A 6.15. egyszerűsített ábra most is azt az esetet mutatja, amikor T_1 , T_2 és T_6 ON állapotú. Tehát az A pont a pozitív, míg a B és C kapcsok a negatív sínre kerülnek. Az előzőeknek megfelelően tehát: $U_{AN} = 2U_{(DC)}/3$; míg $U_{BN} = -U_{(DC)}/3$ és $U_{CN} = -U_{(DC)}/3$ értéket vesznek fel, amennyiben élünk a szimmetria adta lehetőségekkel. Így teljesül a (6.1) feltételünk is.

A vázolt gondolatmenetünket minden vezérlési ütemre rendre alkalmazva kapjuk a 6.14. és a 6.16. ábracsoportot. Látható, hogy most a csillag kapcsolású motor mindhárom tekercse egyidejűleg dolgozik, vagyis feszültség alatt van.

A félvezető eszközök áram-igénybevétele hasonlóan egyenletes, mint a delta kapcsolású terhelés esetén, de az előzőnek csak a 2/3-ad részét teszi ki.

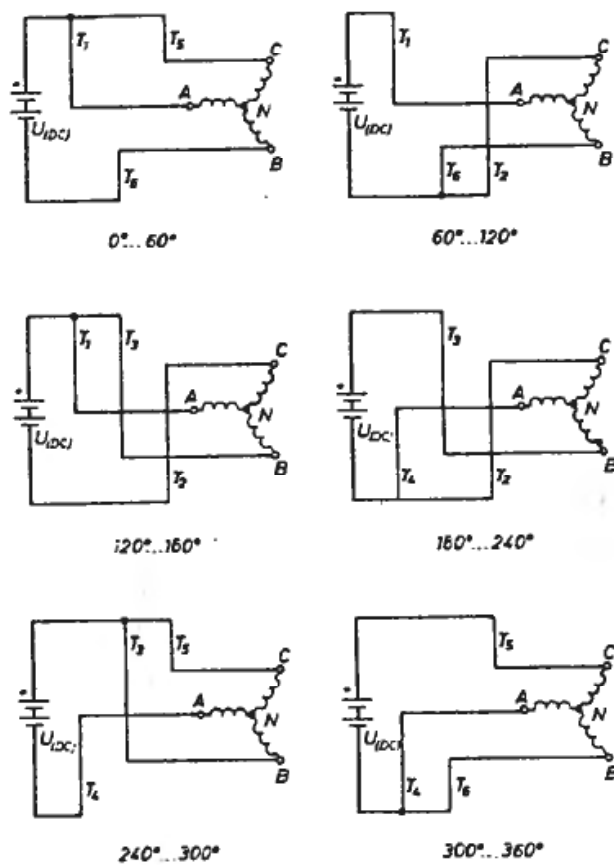
6.14. ábra

A 3ON üzemmódú, csillag-terhelésű, háromfázisú hídinverter egy lehetséges elvi vázlata és tipikus hullámformái



6.15. ábra

Egyszerűsített áramköri vázlat a 3ON/λ hídinverter feszültségviszonyainak tanulmányozásához



6.16. ábra

A 3ON/λ hídinverter működési szekvenciája

Ezután már megrajzolhatók a motort tápláló fázisfeszültségek jelalakjai. A 6.14. ábrából is kiviláglik, hogy most a számunkra

szintűgy kedvező, $2/3 U_{(DC)}$ amplitúdójú, háromfázisú, hatlépcsős feszültség hullám alakul ki.

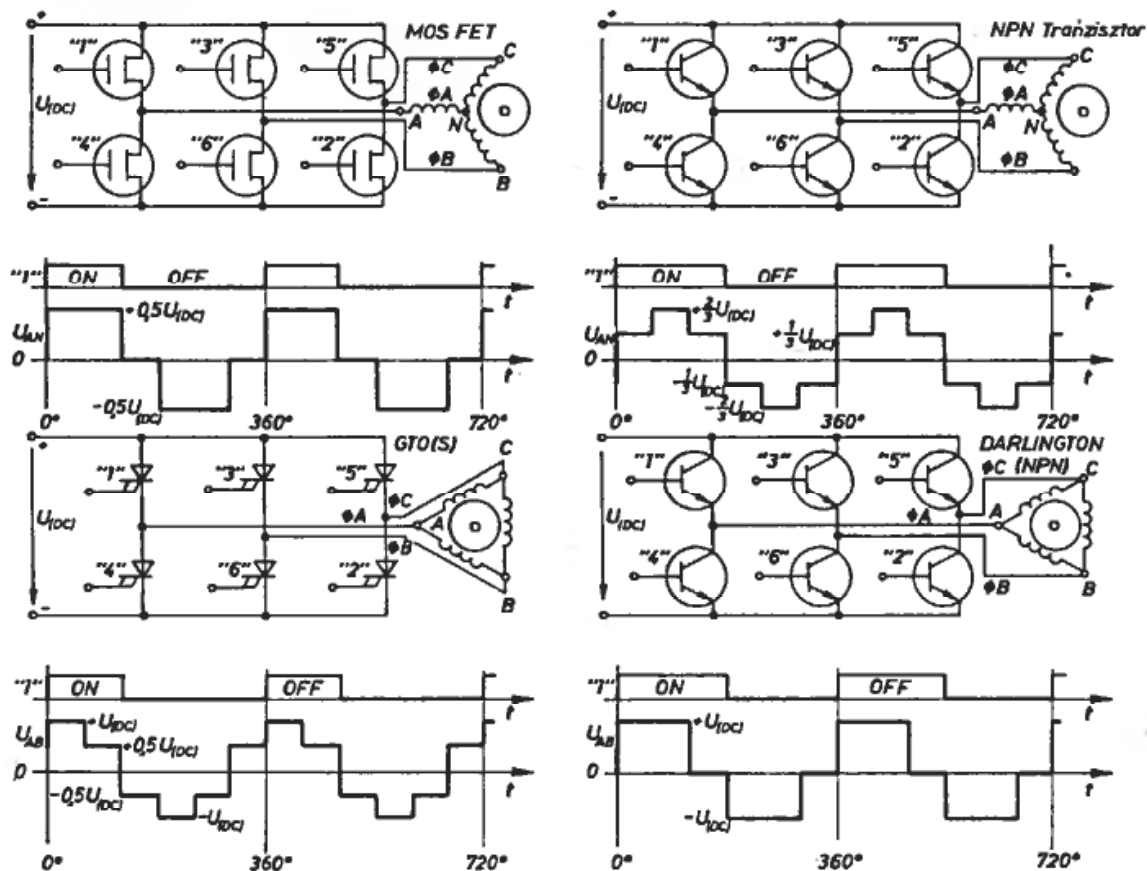
6.5

Következtetések

Az előzőek során részletesen bemutattuk a háromfázisú, teljes hullámú, hatütemű inverterek legegyszerűbb működési módusait, mind csillag, mind delta kapcsolású motor esetén. Láttuk, hogy a harmonikustartalom szempontjából előnyös QS vagy ún. hatlépcsős motorfeszültség hullámforma a megfelelő vezérlés hatására automatikusan kialakul. Ennek az a magyarázata, hogy 60 fokként, vagyis egy periódusidőn belül hatszor változik az inverter vezetési állapota. A lehetséges elrendezéseket és a legjellemzőbb feszültség-oszcillogramokat a 6.17. ábracsoport idézi fel, ill. foglalja össze. Ugyanitt mutatjuk be a számításba jöhető, pillanatnyilag legigéretesebb félvezető kapcsolóeszközök választékát is.

Összefoglalásképpen megállapíthatjuk, hogy a 2ON típusú hídinverter előnye a rendkívül biztonságos működés, míg hátránya a kapcsolóeszközök egyenetlen áramigénybevétele. A 3ON típusú hídinverter előnye az egyenletesebb áramterhelés, míg hátránya, hogy valamelyest bonyolultabb vezérlő áramkört igényel, amely az ún. bázismeghajtás-késleltetési módszerrel működik. Ez utóbbira a DC sín zárlatának elkerülése érdekében van szükség.

A továbbiakban, elsősorban a terjedelem adta rendkívül erős kötöttségek miatt, csak az NPN Darlingtonos, valamint a Power-MOSFET-es hidakkal, és kizárólag a 3ON típusú vezérlési móddal foglalkozunk.



6.17. ábra

Összefoglaló ábracsoport a legegyszerűbb (2ON és 3ON üzemmódú), kis teljesítményű, háromfázisú hídinverterek lehetséges elvi elrendezéseire és tipikus hullámformáira

A következőkben a motorszabályozó inverter teljesítményelektronikai részének áram-

köri megvalósításával szeretnénk megismertetni az érdeklődő Olvasót!

7.1

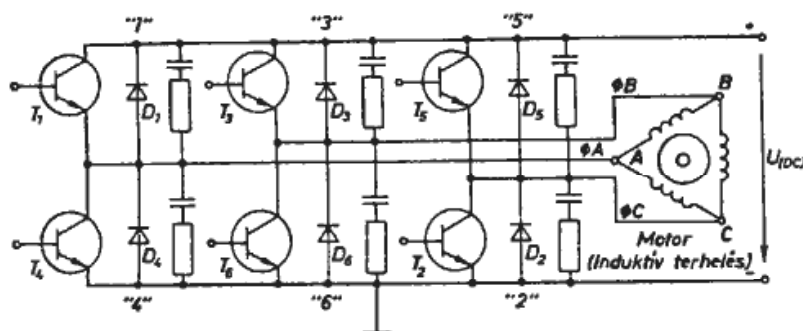
Járlékos építőelemek

Az előzőek során alkalmunk volt bemutatni a háromfázisú hídinverterek néhány alapvető tulajdonságát. Az áramkör megvalósítása során azonban számos, ezidáig még nem tisztázott műszaki probléma vetődik fel, amelyeket ezúton szeretnénk bemutatni.

a) Előjáróban mindjárt le kell szögezni, hogy az aszinkron motor erősen induktív terhelés, ezért a hídinvertert okvetlenül ki kell egészíteni hat ($D_1 \dots D_6$ jelzésű) szabadonfutó diódával (7.1. ábra).

Az induktivitás árama u_i időben késik a feszültségéhez képest. A tápláló feszültség-hullámot a tranzisztorok vezérlési szekvenciája egyszer és mindenkorra megszabja, mivel azok mint kapcsolók, a megfelelő pillanatokban nyitnak, ill. zárnak. Az induktivitás árama (a késés miatt) azonban nem fog megszűnni a vele soros kapcsoló nyitásakor! Megfelelő diódák kombinációjával terelőutat kell biztosítani ezen áram számára.

A 7.2. ábrarészlet azt a pillanatot mutatja,



7.1. ábra

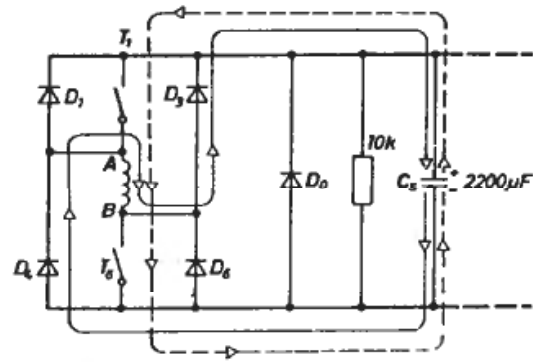
Háromfázisú, teljeshullámú, tranzisztoros hídinverter motorikus terheléssel, szabadonfutó diódákkal és snubber RC-tagokkal

amikor (az egyszerűség kedvéért) 2ON módusú inverter T_1 és T_6 tranzisztora éppen kikapcsol. Az előzőekben kialakult i_{AB} áram a D_4 és D_3 diódákon keresztül folyik tovább a DC tápegységbe, ahol a nagy kapacitású C_s simítókondenzátor abszorbeálja (elnyeli).

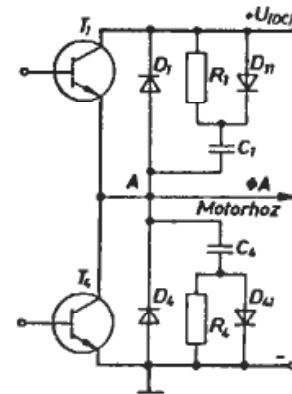
Korszerű monolit Darlingtonoknál ezt a diódát (a két bázisellenállással együtt) az eszköz tokján belül helyezik el, így nem kell külön beépíteni. Diszkrét alkatelemes realizálásnál a dióda árama a végtranzisztor áramához képest kb. kétharmadrész legyen. Célszerű kihasználni azt a lehetőséget, hogy a legtöbb ilyen célt szolgáló diódát a jobb cégek kétféle polaritású (direkt és reverz) tokozásban gyártják. Így a megfelelő diódcsoportok szigetelő csillámalátét nélkül közvetlenül az alsó és felső hűtőbordákra csavarozhatók!

b) A második szembeötlő dolog a Darlingtonokkal párhuzamosan kapcsolt RC tag, amelyet a szakirodalom snubber áramkörnek nevez. Ezt 1 kW-nál nagyobb teljesítményű motor esetén tanácsos alkalmazni. A kondenzátor szerepe, hogy mérsékelje a kollektorfeszültség növekedési sebességét a tranzisztor kikapcsolása során. A vázolt adatokkal kb. a felére csökkenthető a kikapcsolási disszipáció. Állandósult állapotban a kondenzátor a DC sín feszültségére töltődik, tehát ennek megfelelően kell megválasztani. A soros ellenállás a kondenzátornak a tranzisztoron keresztül való kisütésekor fellépő áramimpulzus amplitúdóját, ill. az ezzel együtt járó veszteséget korlátozza.

Nagyobb (6...700 V-os) sínfeszültségek és ennek arányában kisebb határáramú tranzisztorok esetén az ún. polarizált snubber áramkörök adnak jó eredményt (7.3. ábra), amelyben láthatóan egy további diódát kapcsolunk párhuzamosan az ellenállással. A dióda a ≥ 10 ms-os kapcsolási ciklusonként kb. 10...20 μ s ideig van csak nyitóirányban igénybe véve, mintegy 3...10 A intenzitású csúcsárammal. Ezért viszonylag kis átlagáramú, közepesen gyors típus lehet (pl. 1 N 4937 vagy MR 818).



7.2. ábra
Egyszerűsített kapcsolás a szabadonfutó diódák működésének tanulmányozásához



7.3. ábra
A polarizált snubber elvi vázlata

A tranzisztor kikapcsolásakor a kondenzátor a DC sínről elsősorban a dióda kis differenciális ellenállásán keresztül töltődik a terhelésnek megfelelő és többnyire kapcsolástechnikailag meghatározott I áramimpulzussal. A tranzisztor kollektorárama a tárolási és lefutási időnek megfelelően csökken, míg a kollektor-emitter feszültség közel lineárisan, I/C meredekséggel fog növekedni. A gyakorlatban a 30...60 V/ μ s emelkedési sebesség bizonyul kielégítő kompromisszumnak. Innen is látható, hogy 10...20 μ s alatt a snubber kondenzátor feltöltődik a példánkban is idézett 600 V-os sínfeszültségre.

A tranzisztor bekapcsolásakor megváltozik az áramelosztás, mivel lezár a dióda. Így a kondenzátor csak a viszonylag nagy értékű ellenálláson át tud kisülni a telítésbe vezérelt tranzisztoron keresztül. Az ebből adódó járulékos áramimpulzus kicsi, disszipációs kihatása pedig elhanyagolható.

Az eddig megszokottaktól további eltérést jelent, hogy a hídinverter egyes kapcsolóelemeit viszonylag sok (legalább négy, de nem ritkán hat) tranzisztorból építjük fel. Ennek az a fizikai magyarázata, hogy minél nagyobb egy tranzisztor U_{CEO} határfeszültsége, annál kisebb az áramerősítési tényezője, valamint növekszik az U_{CE} telítési feszültsége!

A számunkra érdekes tartományban ($I_{CM} \approx 20$ A; $U_{CEO} \geq 350$ V) azt találjuk, hogy ezen kategóriájú NPN tranzisztorok nagyjelű áramerősítési tényezője: $h_{FE} = 5 \dots 10$. A megfelelő (diszkrét és monolit) Darlingtionoknál közelítően az előző értékek négyzetével, vagyis $h_{FE} = 25 \dots 100$ értékkel számolhatunk. Könnyen belátható tehát, hogy ha pl. 15 A-es terhelőáramot akarunk biztonságosan, nagy sebességgel be- és kikapcsolni – integrált áramkörös vezérléssel –, akkor ehhez minimum négy tranzisz-

tort kell alkalmazni ún. β -sokszorozó kapcsolatban! Ebből legalább kettő nagyfeszültségű, NPN típus kell hogy legyen.

Ez utóbbiak nem is okoznak különösebb gondot, mivel egyre nagyobb választékban állnak rendelkezésünkre. A szűk keresztmetszetet a PNP tranzisztor jelenti, nevezetesen az ún. előmeghajtó fokozatba ($I_C \geq 2$ A) ajánlható, legjobb kereskedelmi típusokra is $U_{CEO} \leq 800$ V. A helyzet természetesen biztató, mivel egyre-másra jönnek az új eszközök, az árak pedig folyamatosan csökkennek.

Mindezek előrebocsátása után ötféle konkrét, bipoláris tranzisztoros inverter kapcsolást ismertetünk. Helytakarékossági és áttekinthetőségi szempontokból csak egy (példánkban mindig az A) hídágot rajzoltuk meg. A szövegközi és az ábrákon lévő utalásokból azonban könnyen kialakíthatjuk a teljes kapcsolási vázlatot.

7.3

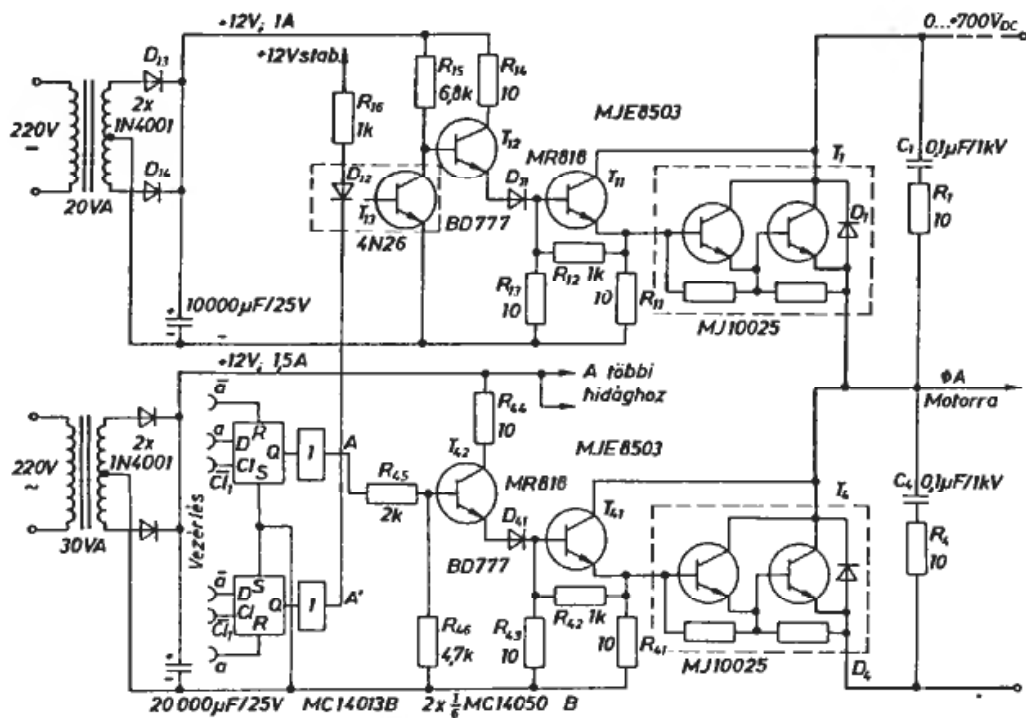
Nagyfeszültségű Darlingtionokkal felépített egyszerű hídinverter

Első példánk a legkönnyebben áttekinthető, nagyobb (≥ 700 V) DC sínfeszültséghez készült invertert szemlélteti (7.4. ábra). A T_1 és T_4 20 A, 850 V-os monolit Darlingtion típusok, beépített bázisellenállásokkal ($U_{CEO} \rightarrow U_{CER}$) és szabadonfutó diódákkal. Ezek előtt található β -sokszorozó emitterkövetős csatolásban a T_{11} és T_{41} ún. meghajtótranzisztorok (célszerűen kb. 2...5 A és 800 V-os típusok). A 10 Ω -os bázisellenállások a biztonságot szolgálják, ugyanis ha a bázis és az emitter közötti ellenállás 50 Ω -nál kisebb, akkor a tranzisztor $U_{CEO(sus)}$ határadatánál a 15...30%-kal nagyobb értékű $U_{CER(sus)}$ feszültségáttárral számolhatunk.

A T_{12} és T_{42} ún. előmeghajtók szintén monolit Darlingtionok, célszerűen 1 A és 40 V határadatokkal, és áramerősítési tényezőjük legalább 2000 kell, hogy legyen. A kapcsolást természetesen diszkrét építőelemekből is realizálhatjuk, mivel a tranzisz-

torok választéka elég bőséges. A kollektor-köri 10 Ω -os ellenállások szerepe az áramkorlátozás.

Az alsó csillaghoz tartozó három előmeghajtó (tehát a T_{42} , valamint a képzeletbeli T_{62} és T_{22}) Darlingtionok emitterköre közösíthető a negatív DC sínnel. Így a fenti három előmeghajtót egyetlen 12 V, 1,5 A-es segéd tápegységről működtethetjük. Ez utóbbi áramellátását egy független, megfelelően szigetelt szekunder tekercs biztosítja. Az inverter felső csillagjában lévő előmeghajtó Darlingtionok (tehát a T_{12} , valamint a részletrajzon fel nem tüntetett T_{32} és T_{52}) emitterköre közvetlenül a motorra menő A, B és C kimeneti kapcsolókra csatlakozik. Ezek között üzemszerűen a vonali feszültség (tehát 127...380 V_{eff}) jelenik meg. Így ezen előmeghajtókat, továbbá a báziskörüket három független, egymástól legalább 1000 V-ra szigetelt, 12 V, 1 A terhelhetőségű segéd tápegységek működtetik!



7.4. ábra

Nagyfeszültségű Darlingtonokra épülő, egyszerű hídinverter, digitális bázismeghajtás-késleltetéssel

A hídinvertert vezérlő logikai rendszernek csak az utolsó fokozatát ábrázoljuk. Ebben digitális úton történik a bázismeghajtás késleltetése a CI_1 órajel segítségével (l. a későbbi 8.7. ábrát). A flip-flopok kimeneteit buffer fokozatok erősítik. Az alsó csillag meghajtása egy $2\text{ k}\Omega$ -os ellenálláson keresztül közvetlenül (galvanikusan), a felső csillag mindhárom ágának vezérlése pedig egy-egy optocsatoló közbeiktatásával, tehát galvanikus elválasztással valósul meg. Az optocsatolók fotodiódái, valamint a most itt nem részletezett analóg és digitális áramkörök a stabil és zavarmentes működés érdekében az előzőektől független $+12\text{ V}$ -os és -15 V -os, precízen stabilizált tápegységrendszerrel üzemelnek. Ez utóbbi nullapontja (középkivezetése) a negatív DC sínnel van közösítve.

Természetesen lehetőség van arra is, hogy a vázolt módon, tehát optocsatolókon keresztül hajtsuk meg az inverter alsó csillag-

ját is! Ez a megoldás nagyobb zavarvédeltséget nyújt a logikai rendszer számára a motor és a hálózat felől jövő tranziensekkel szemben!

A nagyobb nyomaték kedvéért szeretnénk külön is kihangsúlyozni, hogy a 7.4. ábrán látható megoldás a félvezető eszközök kiválasztása szempontjából egyszerű, mivel hídáganként két nagy áramú és feszültségű Darlington, két közepes áramú, de nagyfeszültségű meghajtót, továbbá két közepes áramú és kisfeszültségű Darlington alkalmaz. Tápegységrendszere viszont bonyolult, elsősorban biztonságtechnikai okok miatt. Nevezetesen öt, egymástól legalább 1000 V DC-re elszigetelt, és kellőképpen stabilizált feszültségforrás szükséges hozzá. Ezek gyakorlati kialakítása igencsak sokféle lehet! A választásnál leginkább a térfogat, tömeg, költség és nem utolsó sorban pedig a modúláris felépítmód, továbbá a szervizelhetőség esik döntően a latba.

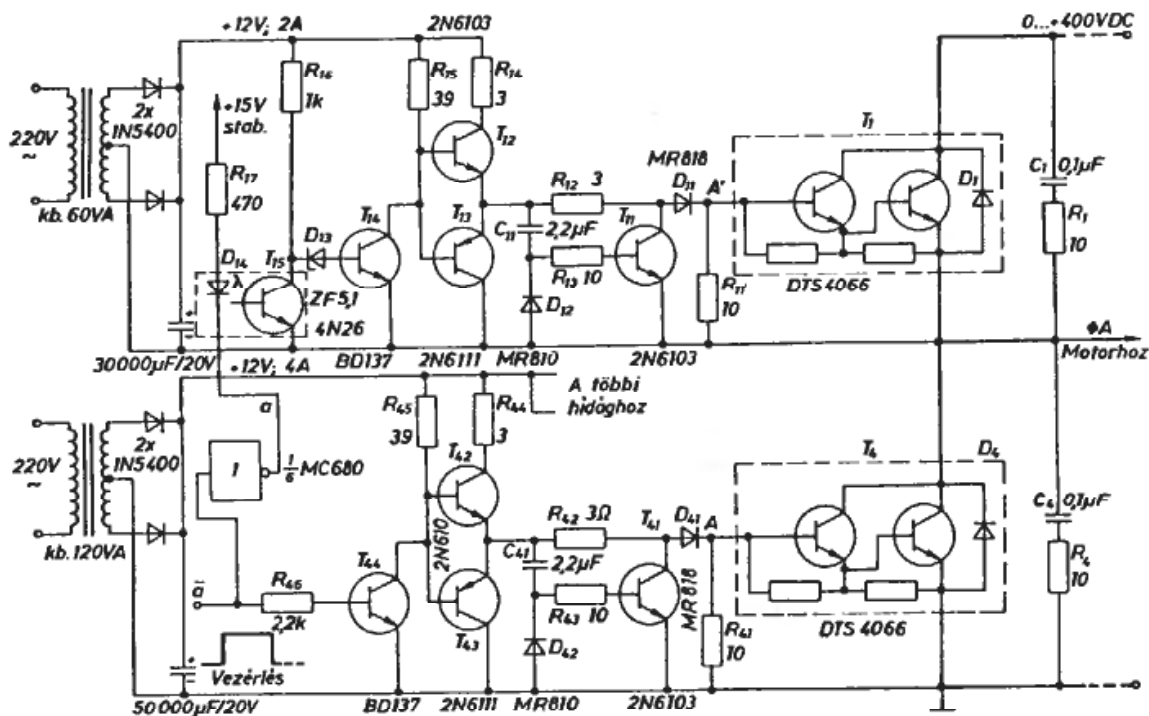
Minimális számú nagyfeszültségű építőelemet tartalmazó inverter, RC tagos késleltetéssel

Az előzőtől valamelyest eltérő inverter áramkörü részletét szemlélteti a 7.5. ábra. Kimagasló előnye, hogy hídáganként mindössze egy pár nagy áramú és feszültségű (diszkrét vagy monolit) Darlingtont igényel. Ezenkívül nagyon egyszerű a meghajtó logikája is (amit a 8.6. ábrán mutatunk be). Hátránya viszont, hogy bonyolult – az előzővel lényegében azonos rendszerű – segéd tápfeszültség-ellátása van. Ráadásul ezeket most nagyobb terhelhetőségekre kell készíteni! Nevezetesen: az alsó csillagot egy 12 V, 4 A-es, míg a felsőt három, egymástól és mindentől szigetelt 12 V, 2 A-es segéd tápegység működteti.

A híd inverter működése némi magyarázatra szorul. A logikából érkező vezérlőjel az alsó csillagot most is közvetlenül, míg a felső csillagot egy-egy inverter (jelfordító) és három optocsatoló közvetítésével vezérli. A T_{14} és T_{44} kis teljesítményű (1 A, 50 V-os) tranzisztorok egyfajta áramerősítő-tiltó fokozatot képeznek. Fő feladatuk pl. az R_{15} ellenálláson kialakuló mintegy 0,25 A-es bázisáram engedélyezése vagy elterelése (le-

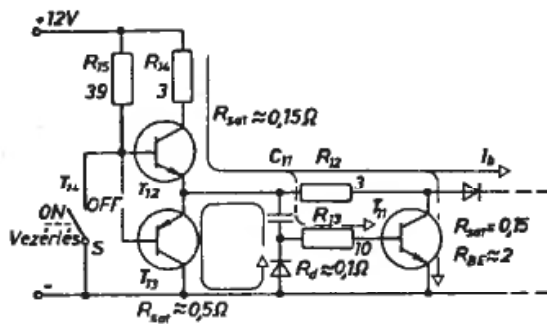
tiltása). Ez utóbbi bázisáram vezérli a $T_{12} + T_{13}$ (ill. $T_{42} + T_{43}$) tranzisztorok alkotta ún. nagyáramú komplementer emitterkövető fokozatot. Működését és előnyös tulajdonságait a hi-fi végerősítők kapcsán már megismertük. Az itt beépített tranzisztorok közepes (7...15 A-es) áramú, kis feszültségű (40...60 V-os), olcsó (TO 220) tokozású, közepes sebességű (≥ 10 MHz) típusok. Közösített emitterpontjuk a legalább 600 V zárófeszültségű, közepesen gyors ($t_r \leq 1 \mu s$) D_{11} (ill. D_{41}) diódákon keresztül hajtja meg a végtranzisztorokat. A csatolódiódák védelmi feladatot látnak el, mivel a Darlingtonok esetleges tönkremenésekor mintegy lezárják a kis szintű fokozatok felé menő utakat. Az R_{11} és R_{41} ellenállások előterhelik az emitterkövetőket, növelik a Darlingtonok letörési feszültségét, és nem utolsósorban gyorsítják a rendszer működését.

Nem esett még szó a D_{13} Z-dióda és a vázlat közepe táján lévő R_{12} , R_{13} , C_{11} , D_{12} , T_{11} , ill. az ennek megfelelő alkatrészrendeltetéséről. A D_{13} kb. 5 V le-

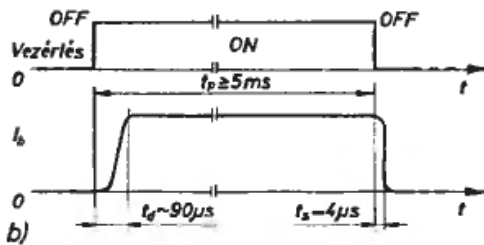
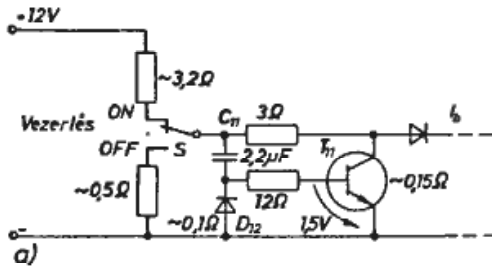


7.5. ábra

Kevés nagyfeszültségű alkatrész igénylő híd inverter, RC-tagos késleltetéssel



7.6. ábra
Bázismeghajtást késleltető RC-áramkör részlete



7.7. ábra
a) Vázlat a késleltető áramkör modellezéséhez
b) A működés tipikus hullámformái

törési feszültségű, kis teljesítményű Z-dióda határozottabbá (élesebbé) teszi a T_{14} , és ezzel együtt az egész felső csillag működését. Könnyen belátható, hogy a bázisosztó komparálási szintje így kb. +6 V-nál, vagyis a tápfeszültség felénél alakul ki. Ez a tény nagymértékben javítja a rendszer zavarvédetségét is!

A szóban forgó másik elemcsoport, nevezetesen az R_{12} , T_{11} (ill. R_{42} , T_{41}) egy-egy aktív osztóláncot képez. Ugyanis az eddigiektől és a továbbiaktól is eltérően, a már említett bázismeghajtás-késleltetést most nem az integrált áramkörökkel felépített QSW-generátorban, hanem a meghajtó fokozatokban állítjuk elő. Ezzel jelentősen egyszerűsödik a vezérlő logika és nő a rendszer megbízhatósága, hiszen a jel késleltetését most nem billenőkörökkel, hanem gyakorlatilag RC tagokkal biztosítjuk. A módszer

hátránya, hogy a kemény, feszültséggenerátoros, nagy szintű meghajtás következtében viszonylag robusztus (és drága) építőelemeket igényel!

Jól tanulmányozhatjuk a fokozat működését a 7.6. és 7.7. ábrán. A logika felől jövő, majd a T_{14} tranzisztor által átalakított vezérlést az S kapcsoló modellezi. Zárt állásában a T_{13} PNP tranzisztor vezet, míg a T_{12} NPN tranzisztor szakadást képvisel. Így nem alakulhat ki az I_b bázismeghajtó áram, a végfokozat tehát kikapcsolt (OFF) állapotban van, és a C_{11} kondenzátor is energiamentes. A bekapcsoló vezérlés hatására nyit a kapcsoló, lezár a T_{13} , de a T_{12} telítésbe megy, és kb. 2 A csúcserőteljű bázisáram alakul ki rajta.

Ez az áram azonban kezdetben nem fordítódik a T_1 Darlington meghajtására, mivel a T_{11} tranzisztor t_d ideig eltereli! Ugyanis a kezdetben töltésmentes C_{11} kondenzátoron, továbbá az $R_{14} + R_{sat}$ és az $R_{13} + R_{BE}$ ellenállásokon kialakuló bázisáram telítésbe vezéri a T_{11} tranzisztort. Ennek telítésben kialakuló ellenállása kb. 0,15 Ω, ami gyakorlatilag tökéletesen elnyeli a kb. 6 Ω forrásellenálláson átfolyó meghajtóáramot.

A folyamat addig tart, amíg a C_{11} fel nem töltődik. Az így kiadódó t_d késleltetési idő jó közelítéssel:

$$t_d \approx 3\tau = 3[(R_{14} * R_{12}) + R_{13} + R_{BE}]C_{11}, \quad (7.1)$$

ill. a konkrét értékeket behelyettesítve:

$$t_d \approx 3[(3 \Omega * 3 \Omega) + 10 \Omega + 2 \Omega] 2,2 \mu F$$

$$t_d \approx 90 \mu s.$$

Ekkora időtartam nagy biztonsággal elegendő a nagyáramú Darlingtonok ún. kihúzó bázisáram nélküli kikapcsolásához. Ezzel a fogással biztosítható, hogy egy és ugyanazon hídághoz tartozó tranzisztorok nem fognak időben egymást átlapolva vezetni.

Másrészről ez az állandó (tehát a működési fordulatszámától, vagyis a VCO frekvenciájától független) késleltetés nem fogja számottevően torzítani az inverter immár optimalizált, kimeneti hullámformáját. Gondoljunk csak meg, hogy a szokásos motort működtető háromfázisú feszültség legnagyobb üzemi frekvenciája legfeljebb 100 Hz, periód-

dusideje tehát 10 ms. Az imént vázolt bekapcsolási késleltetés (90 μ s) a legkisebb ciklusidőnek nem egészen 1%-át teszi ki, ami a műszaki gyakorlatban elhanyagolhatónak tekinthető.

Néhány szót illik még szólni az I_b bázisáram lefutó éléről. Ez a helyettesítő áramkör S kapcsolójának zárásával veszi kezdetét, amikor T_{12} ki-, míg a T_{13} bekapcsol. A jelzett polaritású feszültségre töltött C_{11} gyorsan kisül a T_{13} , D_{12} útvonalon, amelynek tárolási ideje a jelzett adatokkal:

$$t_s \approx 3(R_{\text{sat}} + R_d)C_{11}, \quad (7.2)$$

ill. konkrét értékekkel:

$$t_s \approx 3(0,5 \Omega + 0,1 \Omega)2,2 \mu\text{F} = 4 \mu\text{s}.$$

Precíz méretezéseknél ez utóbbi tárolási idő levonandó a késleltetési időből, mivel átfedésben van vele!

Összegezve az elmondottakat: a vázolt inverter előnye, hogy hídágnaként mindössze két nagyteljesítményű és -feszültségű Darlingtont igényel. A meghajtófokozatokban közönséges, olcsó tranzisztorokat találunk. A megoldás a lehető legegyszerűbb QSW-generátorral is meghajtható. Hátránya a bonyolult és viszonylag nagy terhelhetőségű segéd tápegység-rendszer, valamint az ezzel kapcsolatos robusztus alkatelemigény.

7.5

Nagyfeszültségű inverter hagyományos építőelemekkel

A sorrendben a harmadik hídinverter bemutatásával azon konstruktőröknek szeretnénk támpontot nyújtani, akik nem tudnak hozzájutni a pillanatnyilag korszerűnek számító, nagyfeszültségű tranzisztorokhoz és Darlingtonokhoz. Ez utóbbiak választéka az utóbbi időkben nagymértékben kiszélesedett, de viszonylag drágák. A nem egészen legfrissebb tájékoztatók szerint NPN típusokra a felső határ $I_C = 2...300$ A, $U_{\text{CEO}} = 8...900$ V, $h_{\text{FE}} \geq 80$ mellett! Ilyen határfeszültségek esetén a 15...20 A-es típusok már szinte közönségeseknek számítanak, amelyekkel minden további áramköri trükkök nélkül is realizálható a célkitűzéseinket képező inverter.

Az alábbi fejtegetéseink alapján belátható, hogy a legegyszerűbb (legolcsóbb) szabályozórendszer a következőképpen készíthetjük:

Adva van a 3×380 V (+20%; -10%) effektív értékű vonali feszültségű hálózat, amelyet egy hatütemű hídkapcsolással közvetlenül és többnyire szabályozható módon egyenirányítunk. Az így kapott DC feszültség enyhén hullámos, de az első harmonikusa 300 Hz, ami egyszerűen szűrhető. A DC feszültség legnagyobb (csúcs)értéke:

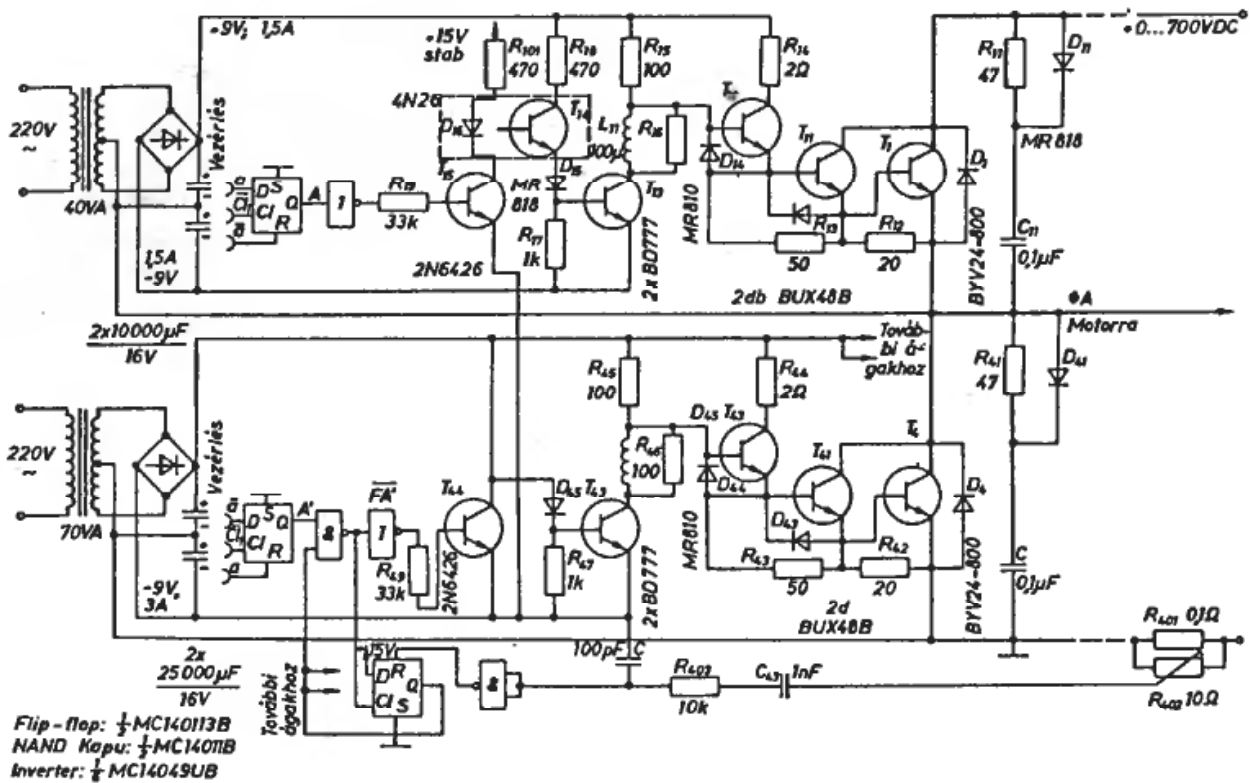
$$U_{(\text{DC})\text{M}} = \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1,2 = 640 \text{ V},$$

ami tartósan rákerülhet az inverter DC sínjére is. Elfogadható tehát az a becslés, amely az ide beépíthető tranzisztorokra $U_{\text{CEO}} \geq \geq 700$ V-ot irányoz elő. (Gondoljunk csak arra, hogy pl. regeneratív (= visszatápláló) fékezéskor a motorunk generátorként működik, vagyis áramot juttat vissza a tápegység simító kondenzátorába, növelve annak feszültségét!)

Normális, üzemszerű motorikus állapotban a DC sín feszültsége természetesen ennél lényegesen kisebb. Számszerűen: a 380 V_{eff} , 50 Hz-es alapharmonikus előállításához QSW vagy hatlépcsős hullámot alapul véve elegendő az $1,265 \cdot U_1 = 1,265 \cdot 380 V_{\text{eff}} = = 485 V_{\text{DC}}$ sínfeszültség. Ez a hálózati egyenirányító vezérlésével (pl. gyújtáskésleltetéssel) állítható be.

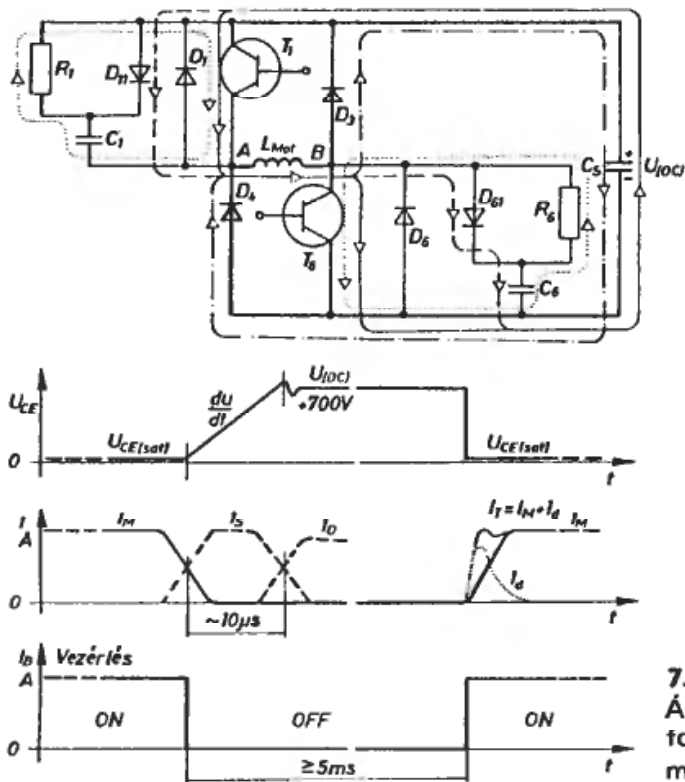
Más oldalról megvilágítva a kérdést azt mondhatjuk, hogy egy kis teljesítményű (≤ 2 kW), 50 Hz-re méretezett, közhasználatú, kalickás, háromfázisú motort legfeljebb 100 Hz-cel működtethetünk. A névleges frekvencia (50 Hz) fölött a tápfeszültséget legfeljebb négyzetgyökös függvény szerint növelhetjük, de általában nem változtatjuk. (Nagyobb gépekre ezeknél sokkalta szigorúbb előírások érvényesek!) A maximális sínfeszültség mindezek figyelembevételével:

$$U_{(\text{DC})\text{M}} = \sqrt{2} \cdot 485 \text{ V} = 675 \text{ V};$$



7.8. ábra

Hagyományos félvezetőkből épített nagy feszültségű hidinverter, áramhatárolással és digitális meghajtás-késleltetéssel



7.9. ábra

Áramköri részlet a végtranzisztorok kikapcsolási folyamatának és a polarizált snubber működési mechanizmusának tanulmányozásához

ami újra alátámasztja a 700 V-os tranzisztorok szükségességét!

A 380 V-os tekercselésű, delta kapcsolású motort az előzőekben körvonalazott inverter természetesen közvetlenül hajtja

meg. Ennyi, de mindenképpen szükséges bevezető után térjünk vissza az inverterhez (7.8. ábra), amelyet egy delta kapcsolású 3×380 V, 1200 W-os motorhoz dolgoztunk ki. Az alkalmazott módszer lényegét konk-

rét adatokkal világítjuk meg. Ha a diszkrét Darlington bázisára a kikapcsolt félciklusban negatív feszültséget adunk, akkor ez egy $-I_{B2}$ reverz áramot hoz létre.

Ez utóbbi rövidíti a tárolási (kikapcsolási) időt, gyorsítja a működést, csökkenti a disszipációt, és ami a legfontosabb, lényegesen megnöveli a tranzisztor tartófeszültségét ($U_{CEO(sus)} \rightarrow U_{CEV(sus)}$). Példánkban BUX48B típusú tranzisztorokat alkalmazunk, amelyeknél $U_{CEO(sus)} = 600$ V, de ha a kihúzó negatív bázisáramot 2 A-re választjuk, akkor ennek megfelelően az $U_{CEV(sus)} = 750$ V határadat lesz érvényes. Összhangban az elmélettel és a katalógus-adatokkal, a jelzett tranzisztorok a +750 V-os feszültséget a gyakorlatban is biztonságosan tartják és kényelmesen kapcsolgatják. Gyakorlati támpontul szolgáljon még az az információ is, hogy a fenti feszültségarányok más nagy teljesítményű kapcsolótranzisztorokra is (közelítően) érvényesek!

Az inverter meghajtó és végtranzisztorainak helyes működését most négy, ún. közép-kivezetéses (iker) tápegység biztosítja. Az alsó csillagot tápláló tápegységet 2×9 V; 3 A-re, a felső három független tápegységet pedig egyenként 2×9 V; 1,5 A-re kell méretezni. A vezérlő logika (és az egyéb analóg áramkörök) áramellátását egy további, +15 V-os stabilizált tápegység biztosítja, amelynek visszatérő (hideg) ága a negatív DC sínnel van közösítve, és ez képezi a virtuális rendszerföldet.

Mivel egy diszkrét Darlingtonos végfokozat realizálását tűztük ki célul, ezért okvetlenül gondoskodnunk kell a D_1 , D_4 stb. külső szabadonfutó diódákról (l. előbb). Szembeötlő továbbá az ún. polarizált snubber áramkör (pl. D_{11} , R_{11} , C_{11}) használata, amelynek a végtranzisztorok kikapcsolási folyamatára gyakorolt hatását a 7.9. ábraszorozat szemlélteti. Látható, hogy a komplexum a visszatérő U_{CE} zárófeszültség emelkedési meredekségét mintegy $15 \dots 60$ V/ μ s értékre mérsékli a motor tengelyét terhelő nyomatók nagyságától (az áramfelvételtől) függően.

Az alkalmazott módszer késlelteti a nagy térerősség kialakulását a bázistartományban és ezzel csökkenti a szekunder letörés való-

színűségét. Másrésztől kicsi lesz az $u_{CE} \cdot i_C$ pillanatértékek szorzata, valamint ennek idő-integrálja, más szóval a hővé alakuló energia. Mindezek eredményeként:

- a) adott hűtőfelületek esetén alacsonyabb tokhőmérsékletet kapunk vagy megfordítva;
- b) egy felvett legnagyobb réteghőmérséklethez kisebb hőkicserélő méretek adódnak.

Folytassuk ezután a kapcsolás elemzését. A nagy feszültségű hídinverter vezérlésére némi módosítással ugyanolyan rendszerű logikát használunk, mint amilyent az első változathoz is kidolgoztunk. Ennek az a lényege, hogy a bázismeghajtás késleltetését digitális módszerrel, a 15 foknak megfelelő szélességű Cl_1 órajel segítségével biztosítjuk. A logika időzítési diagramját a 8.7. ábra szemlélteti. A módszer számunkra érdekes és lényeges végső kicsengése, hogy az egyes Darlingtonok egy félcikluson (180°) belül csak 165° -on keresztül kapnak vezérlést, amelyet 15° szünet (holtidő) követ. Így a motort tápláló vonali áramok meredek nullátmenetei helyére mindig beiktatódik egy-egy 15° tartamú zérus szakasz. Ezzel az eredeti hatlépcsős hullámforma tizenkét lépcsőssé alakul át.

A 15° -os holtidő – amely 100 Hz-en, vagyis a legkedvezőtlenebb esetben is több mint 400μ s-nak felel meg –, igen nagy biztonságot nyújt az összegyűjtés veszélyével szemben. Erre az alkalmazott nagy sínfeszültség miatt szükség is van! Másrésztől mindennemű matematikai bizonyítás nélkül is belátható, hogy egy tizenkét lépcsős hullámnak kevesebb a relatív felharmonikus tartalma, mint a hatlépcsősnek!

Tovább folytatva gondolatmenetünket, egy 128 lépcsős jelalak már gyakorlatilag ideális szinuszhullámnak tekinthető!

A flip-flopok Q kimenetei kapuzás, majd invertálás és erősítés után ellenállásos csatlással vezérlik a T_{15} , ill. T_{44} kis áramú, kapcsoló üzemi monolit Darlingtonokat. A nagy áramerősítési tényező (átlagosan kb. 8000) következtében az esetlegesen legömbölyödött jelet sarkosra formálják. Az alsó csillag vezérlése galvanikus, hiszen a (közös) iker tápegység közép-kivezetése és a negatív DC sín egyesítve van. A felső csillag vezérlése

optocsatolókon keresztül teljesül. Ezek alkalmas megválasztásával még 2500 V_{eff}-nek ellenálló szigetelést is kialakíthatunk.

Ezt követően az előmeghajtó jel a T_{13} , ill. T_{43} közepes áramú, kis feszültségű, nagy sebességű (4 A; 60 V; ≥ 10 MHz) Darlingtonok bázisára kerül. Ezen eszközök kollektor-köre a +9 V, emittere pedig a -9 V-os segéd tápfeszültségekre csatlakozik. Amennyiben pl. a T_{13} bázisára negatív feszültséget adunk, az eszköz lezár, mintegy szakadás-ként viselkedik. Így az R_{15} , ill. R_{45} ellenálláson keresztül kiadós meghajtó bázisáramot kap a $T_{12} + T_{11} + T_1$ bétasokszorozó végfokozat. Eredményként a motor A kivezetése mintegy a pozitív DC sínre kapcsolódik.

A második félciklusban bekapcsoló jellegű vezérlést kap (pl.) a T_{13} , az R_{18} , T_{14} és D_{15} elemeken keresztül. Hatására telítésbe vezérlődik a T_{13} , és szinte rövidzár-ként viselkedik. Látjuk tehát, hogy ebben a félciklusban a negatív segéd tápfeszültség a telített T_{13} tranzisztoron és a gyakorlatilag zérus ellenállású L_{11} induktivitáson, továbbá a most nyitóirányban polarizált D_{14} és D_{13} (ún. gyorsító) diódákon keresztül a T_{11} és T_1 alkotta Darlington bázispontjaira kapcsolódik.

Mindezek eredményeként kialakul a kb. -2 A amplitúdójú, I_{B2} jelű, ún. kihúzó bázisáram impulzus. Hatására drasztikusan csökken a T_1 és T_{11} kollektoráramának tárolási és lefutási (más szóval a kikapcsolási) ideje ($t_{OFF} = t_s + t_f$). A 7.9. ábrán is látható, hogy a végtranzisztorok kollektorárama gyakorlatilag már nullára csökkent, amikor a snubber kb. 50 V-ról, átlagosan kb. 40 V/ μ s sebességgel, folyamatosan adagolja a kollektorfeszültséget.

A kikapcsolási folyamat állandósulása után a T_{12} , T_{11} és T_1 tranzisztorok bázisai és emitterei között negatív zárófeszültség alakul ki, amelynek értékei rendre (kb.) -1,5; -1,5; és -4,5 V, ami igen jól megfelel előzetes célkitűzéseinknek!

A továbbiakban még egy, a biztonságos

működést szolgáló áramköri részlet szorul magyarázatra. Előjáróban leszögezhetjük, hogy a közel 700 V-os szabályozható tápegység, valamint a 12 nagyfeszültségű tranzisztor alkotta hídinverter nem gyerekjáték! Ráadásul az alkalmazott félvezető eszközök üzemszerűen pontosan a határáramon dolgoznak, ezért a túlterhelésekkel szemben kellően védeni kell őket!

A cél érdekében építettük be az R_{401} , tized ohm nagyságrendű áramérző ellenállást a nagyfeszültségű tápegység visszatérő ágába. Amennyiben a terhelő áram meghalad egy előre beállított küszöbértéket, akkor a virtuális földhöz képest negatívba menő feszültségugrás jelentkezik az IC bemenetén. Az IC invertált, pozitívba váltó kimenő jelét a D típusú flip-flop törlésére használjuk, annak R bemenetére juttatva. A flip-flop Q alacsony szintre váltó kimenete a NAND-kapura jut. Ez utóbbi FA kimenetét egy meghajtó inverter ismét negálja, így a T_{44} bázisára menő jel mindaddig kis szintű marad (kikapcsoló vezérlés), amíg fennáll a túlterhelés. A letiltó flip-flop resetelése a soron következő fázisjel felfutó élének hatására automatikusan megtörténik; feltéve, hogy a túlterhelés már megszűnt.

Látható, hogy a vázolt módszer hiba esetén az inverter alsó csillagának vezérlését tiltja le. A fenti folyamat a nagyfeszültségű rész meghibásodását előzi meg, és ciklikusan folytatódik az elektronikusan kikapcsolt motorban.

Összefoglalva: a vázolt nagyfeszültségű inverter meglehetősen anyagigényes. Híd-áganként négy HT (High Tension = nagyfeszültségű) tranzisztor, négy közepes áramú és feszültségű, továbbá két kis áramú és feszültségű Darlington és tíz közepesen gyors diódát tartalmaz. A négy segéd tápegység a biztonság érdekében iker (plusz és mínusz) kivitelű, ezenkívül az optocsatolók LED-jei, az analóg rendszerek, továbbá a védelmi logika áramkörei egy 15 V-os állandó feszültségű stabilizátort igényelnek.

Háromfázisú hídinverter nagyfeszültségű PNP tranzisztoros szintáthelyező—előmeghajtó fokozattal

A bipoláris tranzisztor technika pillanatnyi helyzetét és várható hazai elterjedését is figyelembe véve legszimpatikusabbnak a soron következő inverter kapcsolás látszik. Előnye, hogy az integrált áramkörös vezérlő logika és a nagyfeszültségű végfokozat közötti előmeghajtó (illesztő) tranzisztorok nem igényelnek semminemű elválasztó segéd tápegységet! Mint azt a későbbiek során látni fogjuk, az egész motorszabályozó rendszert mindössze egyetlen $\pm 1,5$ A terhelhető, kettős, stabilizált tápegység szolgálja ki!

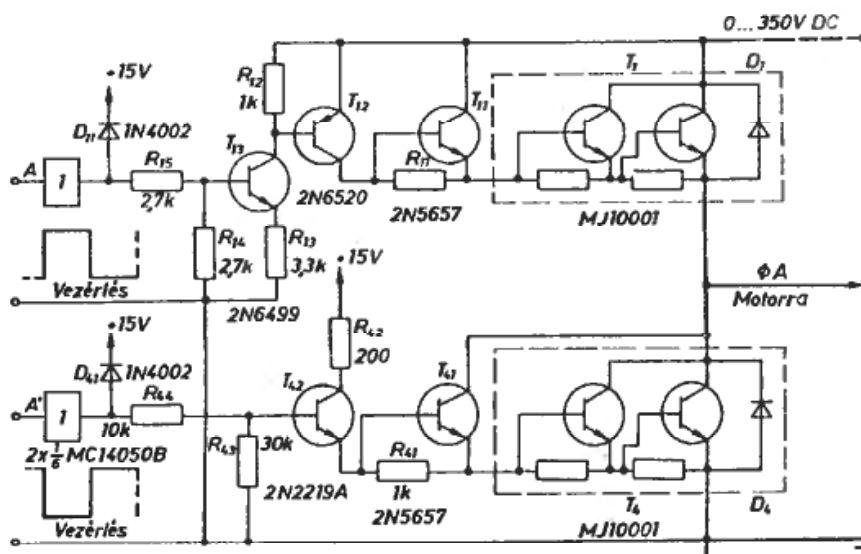
Ennyi bevezető alapján nyilvánvaló, hogy az illesztő fokozatok egy része a pozitív segéd tápról, míg a másik fele közvetlenül magáról a nagyfeszültségű DC sínről kapja a tápfeszültséget (7.10. ábra).

Az alsó csillag nagyon egyszerű kialakítású. A vezérlő logika legutolsó fokozatát képező buffer az R_{44} ellenálláson keresztül hajtja a lényegében emitterkövető kapcsolású T_{42} kis áramú és feszültségű tranzisztor. A D_{41} (ill. D_{11}) megfogó dióda védelmi funkciót lát el. Ugyanis, ha a motor, ill. a nagyfeszültségű rész felől, hiba vagy zavar folytán +15 V-ot meghaladó feszültség kerülne vissza, akkor azt ezek a diódák a tápfeszültség szintjén megfogják.

A T_{41} közepes áramú, de nagy feszültségű tranzisztor a T_4 nagy teljesítményű Darlingtonnal egy háromtranzisztoros béta-sokszorozót alkot (a Darlington természetesen tartalmazza a szabadonfutó diódákat). A végfokozatokhoz a szokásos snubber RC-tagok csatlakoznak.

A felső csillag bonyolultabb és anyagigényesebb! A logika utolsó fokozatának és a védelmi rendszernek a kialakítása az előzőekhez hasonló. A T_{13} és T_{12} alkotta (kis-közepes áramú, de nagyfeszültségű) komplementer tranzisztor-pár egy szintáttevő fokozatot képez. A várható kisebb áramerősítési tényezőre való tekintettel az alsó csillaghoz képest erősebb meghajtást igényel. Ezzel a fogással a gyakorlatilag virtuális rendszerföldön (ami megegyezik a negatív DC sínnel) levő meghajtójelet áthelyeztük a pozitív DC sín potenciáljára.

Egy másik oldalról is megvilágítva, a T_{13} jelű NPN tranzisztor állandóan, mintegy sztatikusan a teljes pozitív DC sínfeszültséget tartja. Kollektora áramgenerátoros jelleggel hajtja meg a T_{12} nagy feszültségű, de kis-közepes áramú PNP tranzisztor. Ez utóbbi a híd vezérelt állapotában a mindenkori teljes DC sínfeszültséget kapcsolgatja. Eközben



7.10. ábra

Háromfázisú hídinverter nagy feszültségű PNP tranzisztoros előmeghajtó—szintáthelyező fokozattal

7.1. táblázat

A PNP előmeghajtó tranzisztorként használható eszközök jellemzői

Tranzisztor típus	U_{CEO} , V	I_C , A	f_T , MHz	Tokozás
2N5091	300	1	20	TO5
2N5282	300	1	20	TO5
2N5345	300	1	60	TO66
2N5416	300	1	15	TO39
MJ5416	300	1	15	TO39
2N5093	350	1	20	TO5
MJE5731	350	1	10	TO220
2N6520	350	0,5	40	TO92
2N5094	400	1	20	TO5
2N5100	400	1	20	TO220
MJE5732	400	1	10	TO5
2SA1009AH	400	2	20	TO220
2N6214	400	2	20	TO66
2N5096	450	1	20	TO5
TRSP5006	500	1	25	TO66
TRSP6006	600	1	25	TO66
TRSP7006	700	1	25	TO66
TRSP8006	800	1	25	TO66

áramgenerátoros meghajtást ad a T_{11} és T_1 alkotta béta-sokszorozó kapcsolású emitterkövetőnek. A végfokozat tehát most is egy háromtranzisztoros Darlington-elrendezés.

Mint már jeleztük, ennek a rendkívül frappáns megoldásnak a T_{12} , továbbá a T_{32} és T_{52} , HT típusú PNP tranzisztor az Achilles-sarka! A helyzet azonban mindenféleképpen biztató, mivel új eszközök várhatóak, kedvezőbb paraméterekkel és árakkal. (A 7.1. táblázat a szóba jöhető tranzisztorok jellemzőit tartalmazza.)

A vázolt hídinverterhez egy meglehetősen igényes, több analóg és digitális IC-ből kialakított vezérlő- és kiszolgáló rendszert dolgoztunk ki, amelyet a későbbiekben ismertetünk. Számunkra most az a lényeges, hogy a

mintegy 30 μ s-os bázismeghajtás késleltetését a QSW-generátorban állítottuk elő, az előzőektől eltérően nem digitális, hanem analóg (integráló RC-tagos) módszerrel. A motort tápláló hullámforma így gyakorlatilag hatlépcsős. Az inverter vezérléséhez természetesen bármely QSW-generátor megfelel, ráadásul annyi könnyítéssel, hogy nem szükséges a felső csillag optocsatolás elválasztása sem!

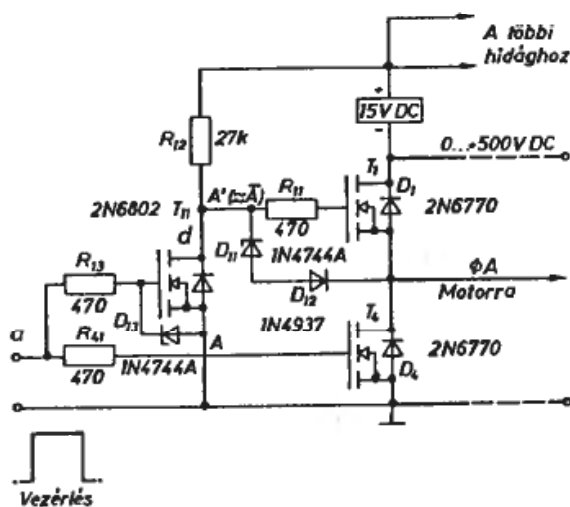
Összefoglalásul elmondhatjuk, hogy a vázolt hídinverter félvezető eszköz és segéd-tápegység-igénye rendkívül csekély. Egyszerű a vezérlő logikához történő illesztése is. Látványos hátránya, hogy három közepes áramú, de nagy feszültségű és gyors PNP tranzisztort tartalmaz!

Háromfázisú hídinverter Power-MOSFET alkatelmekekkel

Úgy érezzük, hogy nem lenne teljes a háromfázisú hídinverterekről kialakított kép, ha elhallgatnánk a MOSFET-ekkel kialakított változatokat. Ezek a szigetelt vezérlőelektrodájú, nagy teljesítményű, térvezérlésű tranzisztorok az utóbbi időkben módfelett terjednek, és különböző márkanév alatt kerülnek forgalomba. [Hogy csak néhány példát említsünk: VMOS (Siliconix), HEXFET (International Rectifier), SIPMOS (Siemens), TMOS (Motorola), Power-MOSFET (Unitrode, Philips), π -MOS (Toshiba) stb.]

Mindezek kapcsán különböző szempontok szerint szerkesztett táblázatok és diagramok jelennek meg, amelyek igyekeznek összehasonlítani a manapság motorszabályozásra használt négyféle félvezető eszközt (a vezérelhető szilícium egyenirányítót, az NPN bipoláris tranzisztort és Darlingtont, a Power-MOSFET tranzisztort, valamint a vezérlőelektrodával oltható tirisztort).

Ezekből a többnyire sok szubjektív tényezőre épülő táblázatokból számunkra az alábbi következtetések vonhatók le: a jelzett Power-MOSFET-ek kereskedelmi típusai 500 V; 12 A, ill. 800 V; 8 A határadoatokkal állnak rendelkezésünkre. Egyéb paramétereik folytán is kiváltképp alkalmasak inverter építésére, amelynek egyik hídágát a 7.11. ábra szemlélteti.



7.11. ábra
HEXFET-ekre épülő hídinverter lehetséges
áramköri változata

A Power-MOSFET-es kialakítás előnyös tulajdonságait az alábbiakban foglalhatjuk össze:

– A vázolt fokozat közvetlenül vezérelhető az IC-s logikáról, amely utóbbi nagyon egyszerű felépítésű is lehet. Látható, hogy a T_{11} HEXFET szintáthelyező-invertálása miatt elegendő csupán az alsó csillag meghajtásáról gondoskodni, amely gyakorlatilag nem igényel nagy vezérlőáramot!

– A nagyobb áramterhelhetőség elérése érdekében több végtranzisztort is egyszerűen párhuzamosan kapcsolhatunk, a hőmegfűtás veszélye nélkül. Az egyenletes áramelosztást biztosító soros visszacsatoló ellenállások elhagyhatók az eszköz belső ellenállásának pozitív hőmérsékleti együtthatója miatt.

– A HEXFET-ek áram-túlterhelhetőségi tényezője a nagy aktív felület miatt kb. négyszeres. (Bipoláris tranzisztorokra ez a tényező kb. 1,5).

– Az eszköz a technológiai felépítése folytán beintegrálva tartalmazza a szabadonfutó diódát. Ez utóbbi áramterhelhetősége, határfeszültsége, feléledési ideje stb. jól alkalmazkodik a konkrét, kapcsolástechnikai követelményekhez.

– A többségi töltéshordozós áramvezetési mechanizmus folytán a HEXFET kapcsolási idői legfeljebb csak az 5...10 %-át teszik ki a vele azonos teljesítőképességű NPN tranzisztorénak. Számunkra ezen belül is lényeges, hogy $t_{ON} \approx t_{OFF}$. Ez több előnyt is jelent a Darlingtonos megoldáshoz képest:

a) Nagymértékben csökken a hídág eszközeinek összegyűjtéséből adódó veszély.

b) A gate-meghajtás késleltetése egyszerű RC-tagokkal realizálható. (Példánkban: $R = 470 \Omega$, míg C a HEXFET kb. 2 nF-os bemeneti kapacitása.)

c) A rövid kapcsolási idők miatt igen kicsi az ún. snubber energia, ami lehetőséget ad a snubber áramkörök elhagyására, és

d) a kapcsolás kiváltképp alkalmas a PWM üzemmódú működésre is, ahol a vivőfrekvencia akár 100 kHz is lehet!

– Az inverter láthatóan kevés aktív és passzív építőelemet tartalmaz. Hídáganként két nagy áramú és egy kis áramú HEXFET az említésre méltó.

– A megoldás kis szépséghibája, hogy a T_{11} , T_{31} és T_{51} jelű (meghajtó) HEXFET-ek drainfeszültségét a biztonságos működés érdekében kb. +15 V-tal meg kell emelni a DC sínhez képest. Ez a tény egy galvanikusan elszigetelt kimenetű, +15 V; 1 A terhelhetőségű segéd tápegységet igényel, amelynek feszültsége a pozitív DC sínre szuperponálódik.

– Második hátrányként megemlíthető, hogy a telítésbe vezérelt HEXFET-en (a bipoláris tranzisztorhoz képest) lényegesen nagyobb lesz a maradékfeszültség. Ezt a tényt egy $R_{DS(ON)}$, egyenértékű telítési ellenállással vesszük figyelembe. Ez utóbbi számszerű értéke pl. a 2N 6770 (500 V; 12 A) esetén mintegy $0,4 \Omega$, míg BUZ 84 A (800 V; 8 A) esetén kb. $1,2 \Omega$. Az eszközön mérhető feszültségesés így 5...10 V, ami nagyobb bekapcsolt állapotbeli disszipációt jelent, és terjedelmesebb hűtőfelületet igényel.

A vázolt áramkör működése ezután tömören a következő: a logikából jövő vezérlőjel magas szintbe váltásakor a megfelelő áramköri viszonyok miatt először a T_{11} kapcsol be, és a közbenső d pont a virtuális földre kerül. Mivel a kimenet ebben a pillanatban

határozatlan feszültségű, ezért a T_1 gate-source záróirányú letörését a gyors D_{12} diódával meg kell akadályozni. A T_1 tehát két okból sem kapcsolhat be: egyrészt, mert kezdetben a gate-je záróirányú előfeszítést kap, másrészt mivel vezérlő feszültségét a T_{11} mintegy lesöntöli. A folyamatot kis késéssel (kb. 50 ns) követi a T_4 közvetlen bekapcsolása, ami az inverter egyik lehetséges állapotának felel meg.

A vezérlőjel alacsony szintbe váltásakor a folyamat többé-kevésbé fordítottja a fentieknek. Először lezár a T_{11} , hatására lehetővé válik a T_1 meghajtása. Mivel ebben a pillanatban a T_4 még vezet, ezért a T_1 gate-jének direkt irányú letörését a D_{11} (1N4744A) Z-diódával kell megakadályozni. Majd a folyamat során T_1 kezd bekapcsolni, T_4 pedig lezárni, ami végül is a kitűzött célunk volt.

Összefoglalásul elmondhatjuk, hogy a vázolt inverter félvezetőeszköz-igénye rendkívül csekély. Működtetéséhez mindössze egy darab segéd tápegység szükséges, és egyszerű a vezérlő logikához történő illesztése is. Hátránya a HEXFET-ek nagy (mintegy 5...10 V-os) telítési feszültsége. Ez kiváltképp a kisfrekvenciás működési tartományban az előző kapcsolásokhoz képest kisebb hatásfokot és nagyobb hűtőfelület-szükségletet eredményez.

A különböző felépítésű tranzistoros híd-inverterek részletes bemutatása után a szabá-

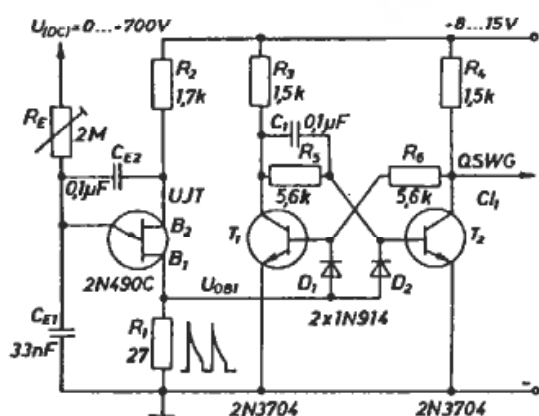
lyozórendszer további, fontos építőkockáival kívánjuk megismertetni az Olvasót.

8.1

Feszültségvezérelt oszcillátorok (VCO)

A háromfázisú indukciós motor szabályozórendszerének soron következő fontos láncszeme a feszültségvezérelt oszcillátor (Voltage Controlled Oscillator, VCO). Mint azt a bevezetőben elmondtuk, a gép fluxusának állandó névleges értéken tartásához a tápláló-feszültséget és annak frekvenciáját együttesen és (többé-kevésbé) egyenes arányban kell változtatni.

Fizikailag a frekvencia értéke az elsődle-



8.1. ábra

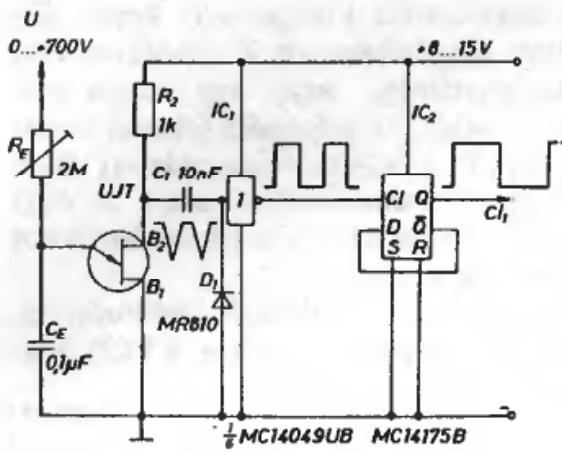
Egyátmenetű tranzistoros, precíziós VCO diszkrét bistabil jelformáló fokozattal

ges, mivel ez határozza meg a motor üzemi fordulatszámát és a mindenkor frekvenciához kell igazítani a DC sínfeszültséget. A valóságos helyzet ennek éppen a fordítottja! Technikailag ugyanis egyszerűbb a DC tápegység feszültségét széles tartományban, analóg módszerrel változtatni, mint a frekvenciát. Ezért a gyakorlatban a VCO egységen keresztül a sínfeszültség fogja meghatározni a gerjesztési frekvenciát.

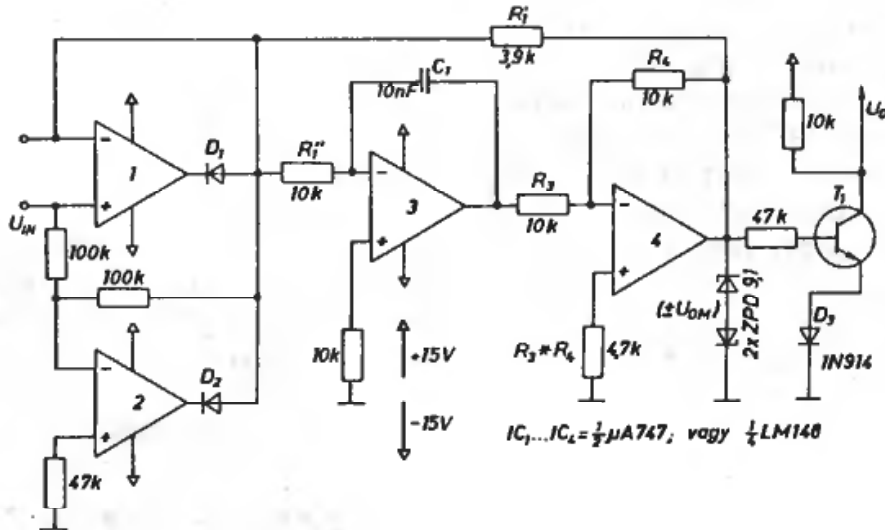
A fenti funkció realizálására többféle lehetőség is nyílik. A kézi és automatikus szabályozású rendszerekben igen közkedvelt a VCO egyátmenetű tranzistoros megoldása (8.1. ábra). Az UJT-val felépített, hőmérséklet-kompenzált (R_2), és zavarvédett (C_{E2}) relaxációs oszcillátor frekvenciája óvatos közelítéssel (a másod- és a magasabb rendű tagok elhanyagolásával):

$$f \approx \frac{U_{(DC)}}{R_E C_E \eta * U_1}, \quad (8.1)$$

ahol



8.2. ábra
Egyszerű VCO UJT-vel és integrált áramkörös illesztőfokozattal



8.3. ábra
Precíziós, integrált áramkörös feszültségvezérelt oszcillátor

$$C_E = \frac{C_{E1}C_{E2}}{C_{E1} + C_{E2}}, \quad (8.2)$$

és

$$C_{E2} = \frac{\eta}{1 - \eta} C_{E1}. \quad (8.3)$$

A frekvencia láthatóan egyenesen arányos az $U_{(DC)}$ sínfeszültséggel, ami megfelel a kitűzött célunknak. Az UJT-t célszerűen úgy kell megválasztani, hogy az U_1 minél kisebb legyen $U_{(DC)}$ minimumához képest. Másrészt a QSW generátor frekvenciájának leosztása miatt a VCO a motort gerjesztő frekvencia 24-szeresével oszcilláljon.

A 8.1. ábrán vázolt példából is kitűnik, hogy a földhöz képest pozitív polaritású impulzusok a B_1 báziskörében lévő R_1 ellenálláson jelentkeznek. Ezen impulzusok azonban közvetlenül nem alkalmasak a közked-

velt MHTL rendszerű QSW generátor meghajtására, mivel ez utóbbi komparálási szintje $+7,5$ V. Az U_{OB1} impulzusok négyszögjellé formálását, frekvenciájának felezését, valamint amplitúdójának kb. 14,5 V-ra történő növelését a T_1 és T_2 alkotta bistabil áramkör végzi. A T_2 kollektoráról a további logikai áramkörös feldolgozásra már alkalmas, C_1 órajel vehető le.

Második példánkban nem alkalmazunk B_2-E -köri zavarelnyomást, ezenkívül elhagytuk az R_1 ellenállást is (8.2. ábra). Ez utóbbit mindaddig megtehetjük, míg $C_E \leq 1 \mu F$! Most a B_2 elektródán jelentkező, az U_1 telepfeszültséghez képest negatív polaritású U_{OB2} impulzusokat használjuk. Ezek az impulzusok a C_1 csatoló-kondenzátoron és a D_1 (a visszahatást, így a téves szinkront gátló) diódán keresztül egy jelfordító invertert vezérelnek, amelynek feladata az U_{OB2} formálása (négyszögösítése) és erősítése. Ez a jel az IC_2 CMOS D flip-

flop órajelét alkotja, és a flip-flop Q kimenete adja a már ismert Cl_1 rendszerjelet.

Elsősorban az igényesebb szabályozó-rendszerekhez dolgozták ki a soron következő VCO-t, amely egy ún. gyorsulásszabályozó funkcionális alegységtől (SC) kapja a vezérlő (bemenő)-feszültségét. Mindkét áramkör a műveleti erősítők kapcsolástechnikáján alapszik, ezért a részletkérdéseket a megfelelő szakirodalom tisztázza. Mi itt inkább a működés dinamikájának legfontosabb elemeit emeljük ki (8.3. ábra).

Mint már említettük, a rendszer az U_{be} bemenő jelet a gyorsulásszabályozótól kapja. Pillanatnyilag számunkra csak az érdekes, hogy az U_{be} állandósult állapotbeli értéke egyenesen arányos a fordulatszámot meghatározó alapjellel és a DC tápegység sínfeszültségével. Ezt a bemenő jelet az IC_1 és IC_2 alkotta abszolútérték-képző kapcsolás (egy speciális egyenirányító) illeszti a tulajdonképpeni VCO-hoz.

A VCO két fokozatból áll: az IC_3 egy Miller-integrátort, az IC_4 pedig egy pozi-

tívan visszacsatolt komparátort képez. Kimenetén szembekapcsolt Z diódákból álló feszültséghatároló, majd egy amplitúdó-szelektív erősítő és jelformáló fokozat következik (T_1). A megoldáshoz ajánlott QSW generátor frekvenciaosztása miatt a VCO a motor fordulatszámához képest hatszoros frekvenciával oszcillál.

Ragaszkodva az idevágó szakirodalom, ill. az ábra jelölésrendszeréhez, a VCO frekvenciája:

$$f = \frac{1}{2R_1C_1} \frac{R_4}{R_3} \frac{U_{be}}{2U_{OM}} \quad (8.4)$$

ahol: $R_1 = R'_1 + R''_1$, és

$$U_{OM} = U_Z + 1 \text{ V} \approx 10 \text{ V.}$$

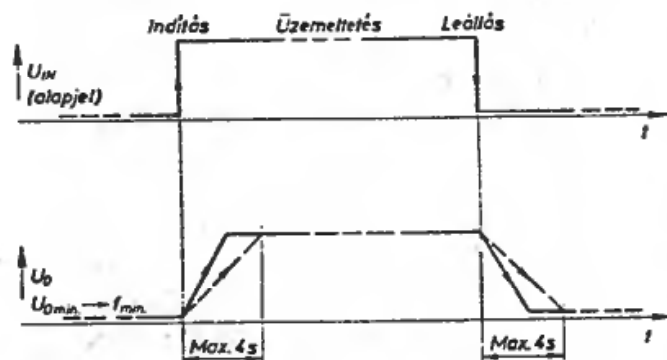
A működési frekvencia igen nagy tartományban egyenesen arányos a fokozat U_{be} bemeneti feszültségével, áttételesen pedig a DC sínfeszültséggel.

8.2

Gyorsulásszabályozó (SC) áramkör

Igényesebb motorvezérlő elektronikák alapvető részegysége a gyorsulásszabályozó (Slope Control, SC) áramkör. Alkalmazásának szükségessége az áramköri beállítottságú konstruktőrök számára némi magyarázatra szorul.

A gyorsulásszabályozó egység, ill. a vele kiegészített inverter működési dinamikája jól tanulmányozható a 8.4. ábra segítségével.

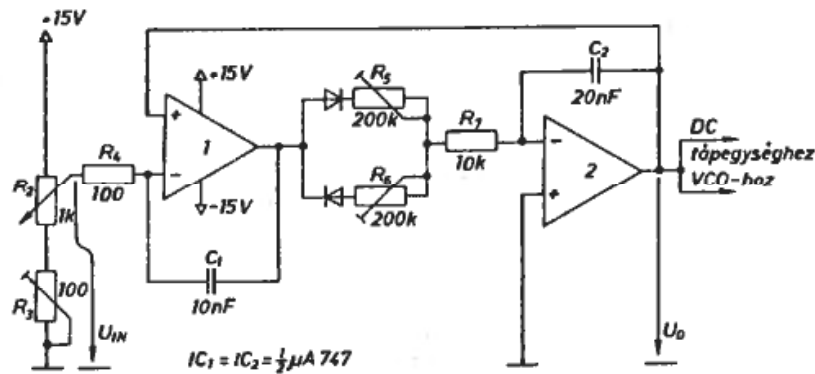


8.4. ábra
A gyorsulást szabályozó egységtől megkívánt időzírtési folyamat

A lényeg, hogy bármilyen gyorsan kapcsoljuk be vagy ki a fordulatszám alapjelét, a motort tápláló feszültség amplitúdója (és ezzel együtt a gerjesztő frekvencia is) időben lineárisan fog növekedni vagy csökkenni. A fel és a lefutás, vagyis az indítás és a leállítás meredekségét (sebességét) trimmer potenciométerekkel lehet szabályozni, és értékük maximálisan 4 s.

Másként megvilágítva: a gyorsulást (meredekséget) szabályozó fokozat korlátozza a motort gerjesztő feszültség és frekvencia együttes értékét az indítási és a leállási időszakban. Az időbeni folyamatokat jól illusztrálja a 8.4. ábra. A vázolt módszer több előnyt is tartogat számunkra, amelyek közül a legfontosabbakat az alábbiakban foglalhatjuk össze:

a) A lágymű indítás érdekében a motor 1...2 Hz-es frekvenciával és kb. 15...20 V-os feszültséggel indul, ami igen nagy indítónyomatékot és viszonylag kis áramfelvételt



8.5. ábra

A gyorsulásszabályozó (SC) áramkör kapcsolási vázlatja

biztosít. Az állandóan jelen lévő intenzív gyorsítónyomaték rövid felfutási időt, vagyis nagy szöggyorsulást eredményez, a mérsékelt áramfelvétel pedig a félvezető eszközök szempontjából előnyös. Gondoljuk csak meg, hogy ha az 1500 W teljesítményű, két-pólusú, szokásos kivitelű kalickás aszinkron motort közvetlenül a tápláló hálózatra kapcsoljuk, akkor rövid ideig a névleges áramfelvétel 6,5-szerese lép fel, miközben az indítónyomaték az állandósult állapoténak csak kb. 30 %-át teszi ki (5.1. ábra)!

b) A folyamatos leállítás szintén előnyös, mivel:

- a nagy tehetetlenségi (lendítő) nyomaték esetén a motor aszinkron generátorként működik, ami az ún. szabadkifutásos megálláshoz képest viszonylag rövid fékezési időt biztosít. A visszatáplált energiát a (nagy kapacitású) simítókapacitáson nyeli el (hasonlóan működik, mint a gépkocsi motorfékje);

- ezáltal a soron következő bekapcsolási ciklus ismételt kis gerjesztőfeszültséggel, ill. frekvenciával indul.

Látható, hogy a klasszikus, vagyis az egyből a hálózatra kapcsolással szemben az ímént körvonalazott gyorsulásszabályozási módszer számos előnnyel rendelkezik. Áramköri realizálását a 8.5. ábra szemlélteti. Az egység bemenetén az R_1 , R_2 , R_3 és R_4 ellenállásokból álló osztó található. Az R_2 potenciométer csúszkáján jelenik meg az

U_{be} , vagyis az állandósult állapotbeli fordulatszámot beállító alapjel. Az R_2 lecsavart helyzetében az R_3 trimmer potenciométerrel állíthatjuk be a motor legkisebb gerjesztését. Ez utóbbihoz általában 1...2 Hz-es, ill. 5...20 V-os feszültség tartozik. Ezzel lehetővé válik, hogy induláskor a motor az 1...2 Hz-es, ún. szlipfrekvenciával működjön, ami a névlegeshez közeli áramfelvétel esetén kb. a billenőnyomatéknak (vagyis az üzemi érték mintegy kétszeresének) megfelelő indítónyomatékot eredményez.

Az elektronikus szabályozó két, műveleti erősítővel kialakított Miller-integrátorból áll. A D_1 és D_2 diódákkal biztosítjuk az indítási és leállási folyamatnak megfelelő jelszétválasztást, majd az egész rendszert egységnyi erősítésre visszacsatoljuk. Az IC_1 alkotta fokozat integrálási (átmeneti) ideje kb. 7 μ s, és feladata elsősorban a bemeneti osztó nagy ellenállású lezárása, a D_1 , D_2 , R_5 , R_6 , R_7 komplexum kis impedanciás meghajtása, valamint a már jelzett visszacsatolás megvalósítása.

A második Miller-fokozat integrálási ideje – a vázolt áramköri elemekkel – max. 4 s, ami a gyorsítási és a lassítási funkcióknak megfelelően függetlenül szabályozható. A gyorsítás sebessége az R_6 , míg a lassítás az R_5 trimmer potenciométerrel állítható be. A vázolt elrendezés 8.4. ábrán bemutatott kimeneti feszültsége egyrészt a nagy teljesítményű DC tápegységet, másrészt a VCO fokozatot vezérli.

8.3

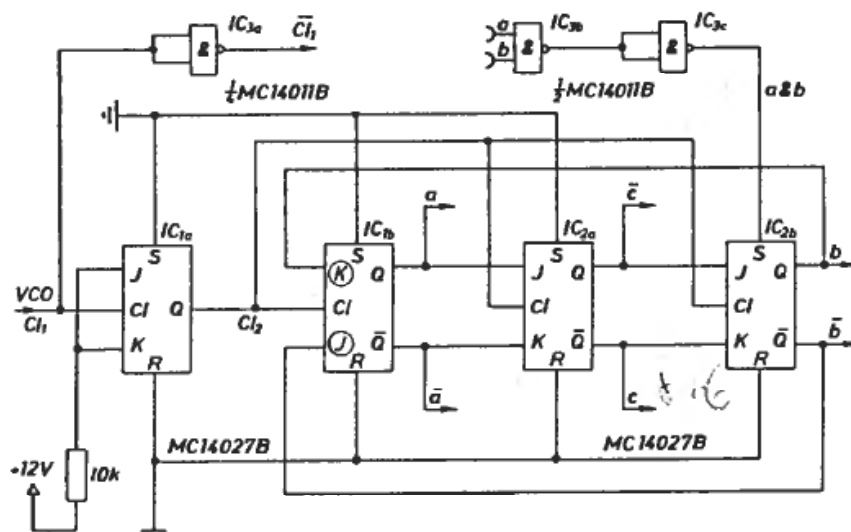
QSW generátorok

A QSW generátorok feladata a három egymáshoz képest 120° -kal eltolt fázisú, a híd-invertert vezérlő négyszöghullám kialakítása. Az első két egyszerű változatnál a fázisok sorrendje kötött, vagyis csak egyféle forgásirányt tesznek lehetővé. Korszerű MSI áramkörök felhasználásával azonban lehetőség van mindkét fázissorrend (forgásirány) egyszerű realizálására.

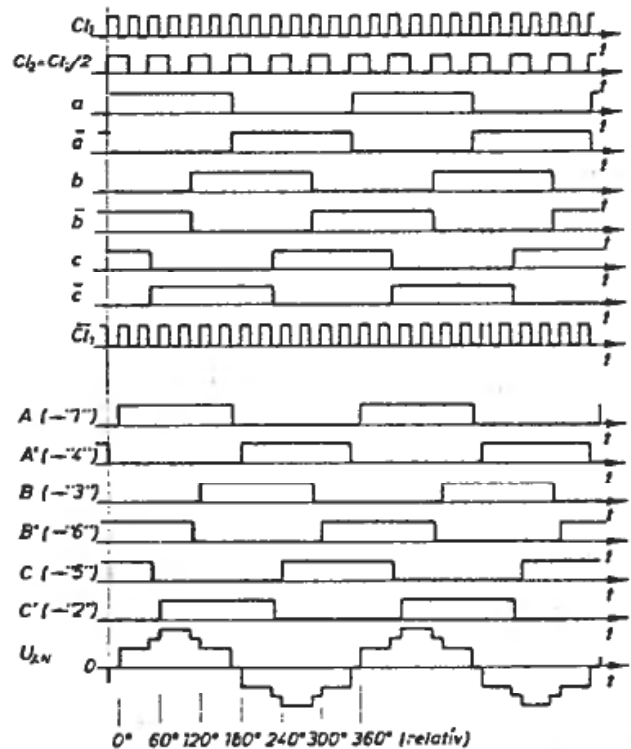
Mint már burkoltan utaltunk rá, a QSW generátorokat kizárólag digitális IC-kkel építjük fel. Tekintettel a professzionális (ipari)

alkalmazási körülményekre, elsődlegesen a nagy komparálási szintű MHTL és CMOS technológiájú tokokat helyezük előtérbe. Ez a választás annál is inkább kedvező, mivel a működtetésükhöz szükséges tápfeszültség (9...15 V) jól illeszkedik a szabályozó rendszer egyéb digitális és analóg áramköreihez.

a) A legegyszerűbb QSW generátort a 8.6. ábra szemlélteti, amelyet a 7.4. vagy a 7.8. és a 8.7. ábrákkal együtt kell tekintetbe vennünk. Ezekon ábrázoljuk ugyanis a bázis-



8.6. ábra
A legegyszerűbb háromfázisú QSW-generátor CMOS integrált áramkörökkel



8.7. ábra
Az előző ábrán vázolt QSWG és a vezérelt digitális bázismeghajtás-késleltetőd időzírtési diagramjai

meghajtást késleltető logikát, továbbá az egész rendszer időzítési diagramját. A megoldás az igen népszerű, Motorola gyártmányú CMOS-tokokra épül, amelyek gyártását már szinte valamennyi nagy cég sikeresen átvette!

Elöljáróban le kell szögeznünk, hogy az alkalmazott JK-flip-flopok Master-Slave rendszerűek, amelyekre az órajel pozitívba menő éle a hatásos, továbbá a billenőkör kimenő jele késleltetődik az órajelhez képest. Ezért a másodiknak vezérelt flip-flop Q kimenete csak egy teljes órajelciklus, vagyis 60 fokos fáziskésés múltán jelentkezik (8.7. ábra).

Az IC_{1a} billenőkörnek csupán az a funkciója, hogy a VCO felől érkező Cl_1 rendszerjel felére leossa. Az így előálló Cl_2 órajel vezérli a tulajdonképpeni QSW generátort, amely az IC_{1b} , IC_{2a} és IC_{2b} flip-flopokra épül. A működés tanulmányozásához tételizzük fel, hogy a b jel H szintű és az IC_{1b} J bemenetére van visszacsatolva. A Cl_2 aktuális felfutó éle után kis késleltetéssel megtörténik az IC_{1b} beírása, eredményeként a Q kimenetén megjelenik az a rendszerjel. Ez utóbbi a beíró J bemeneten keresztül tölti az IC_{2a} billenőkört, ami 60 fokos fáziskésés elteltével a c jel megjelenését eredményezi. (Tehát $\bar{c} = H$ és $c = L$ szintű.)

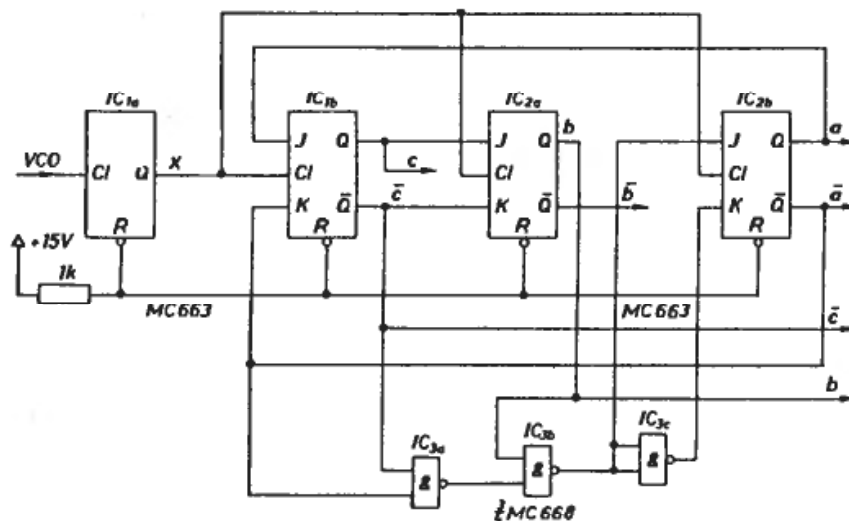
A c kimenő jel a beíró J bemeneten keresztül billenti az IC_{2b} flip-flopot, tehát 60° múltán H szintre vált a b kimenő jel, ami az IC_{1b} K (vagyis törlő) bemenetére van visszavezetve. További 60° elteltével $a = L$, ill. $\bar{a} = H$ szintű állapot jelentkezik,

ami éppen a negáltja a kiindulási lépésünknek. Fizikailag ez azt jelenti, hogy éppen 180° telt el vizsgálataink kezdete óta.

Az \bar{a} jelentkezése átbillenti majd az IC_{2a} -t, ami $\bar{c} = L$ és $c = H$ állapotokat jelent. A $c = H$ a K bemeneten keresztül törli IC_{2b} -t, ami $b = L$ és $\bar{b} = H$ helyzetet eredményez, és ezzel visszajutottunk a kiindulási állapotunkhoz. Az áramkör ezt követően ciklikusan működik, és láthatóan egy pozitív fázissorrendű ($a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow a \rightarrow b \rightarrow c$ stb.) jelcsoportot generál.

Az IC_{3b} és IC_{3c} kapukból felépült egyszerű kis kombinációs áramkör a helyes indítási feltételek megteremtéséhez kell. A flip-flopok eleve meglévő késleltetése miatt a bekapcsolást követő pillanatban $a = L$ és $b = L$ állapot áll elő. Így az IC_{2b} flip-flop S bemenetére alacsony jelszint kerül, ami kikényszeríti a $\bar{b} = H$ szintet, vagyis a számunkra kedvező indulási feltételt.

Szólnunk kell még a hídinverterek kapcsán említett, bázismeghajtást késleltető logika működéséről (l. a 7.4.; 7.8.; 8.7. ábrát). A rendszer hídágnaként egy-egy kettős CMOS D flip-flopot tartalmaz, amelyeket a \bar{Cl}_1 rendszerjellel kapuzunk. Alaphelyzetben ($a = L$) a Q kimenet alacsony szinten van, mivel $S = L$ ($\equiv 0$). Mint ismeretes, ezeknél a billenőköröknél is az órajel pozitívba menő éle a hatásos. Mivel pl. az IC_1 flip-flopot töltő a jel már eleve késik a kiindulási pillanathoz képest, ezért a Q ponton előálló A késleltetése már 15° lesz. A flip-flopot az $\bar{a} = H$ megjelenése törli. Az A vezérlőjel



8.8. ábra

MHTL logikai rendszerrel felépített, igen egyszerű, háromfázisú QSW-generátor

az IC_2 billenőkör segítségével az előzőeknek megfelelően értelemszerűen alakul ki. Itt az a beíró-, míg az a törlőjelként működik.

Az időzítési diagramon is jól látható, hogy az így kialakított $A; A'; B; B'; C$ és C' (már közvetlenül a hídinvertert vezérlő) jelek egy periódusidőre vetített, nagy szintű időtartama 165° , amelyet 195° -os szünet követ. Számunkra nagyon lényeges tanulság, hogy egy és ugyanazon hídág alsó és felső eszközeit vezérlő jelpár (pl. az A és A') között 15 foknak megfelelő holtidő van, amely alatt egyik Darlington sem kap vezérlést. A bázismeghajtás késleltetése tehát a Cl_1 órajel fél periódusidejének felel meg, tehát a legnagyobb gerjesztőfrekvencia (100 Hz) esetén is $0,4$ ms, ami óriási biztonságot eredményez!

A szemléltetés kedvéért léptékhelyesen megrajzoltuk a csillag kapcsolású terhelésre jutó Φ_A fázisfeszültség (U_{AN}) oszcillogramját. Látható, hogy a késleltetett bázismeghajtás egy teljes perióduson belül hat alkalommal érezteti hatását, így a késleltetés nélkül előálló ún. hatlépcsős hullámforma 12 lépécsőssé alakul át, miközben felharmonikus tartalma számottevően lecsökken!

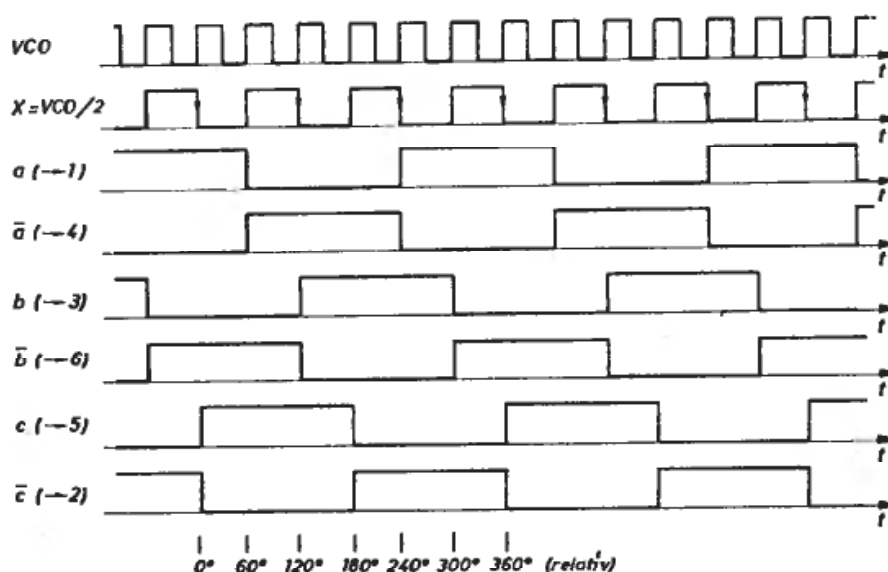
b) Hasonlóan egyszerűen elkészíthető a 8.8. ábrán vázolt QSW generátor, amelyben a Motorola MHTL technológiájú integrált áramköreit alkalmaztuk. A felhasznált MC663 típusú, kettős Master-Slave JK-flip-flopok betöltése az órajel felfutó élére, míg

a beírása (átváltása) az órajel lefutó élére megy végbe. Nézzük ezután a kapcsolás működését!

Az IC_{1a} áramkör felezi a VCO frekvenciáját, és Q kimenetén az X órajelet állítja elő. A vizsgálatainkat kezdjük annál a pillanatnál, amikor az IC_{1b} flip-flop Q kimenetén a lefutó órajel hatására megjelenik c , vagyis \bar{c} alacsony szintre vált. 120 fokos fáziskésés után, vagyis az órajel következő lefutó élére az IC_{2a} Q kimenetén előálló b magas szintre vált, és értelemszerűen $\bar{b} = L$ lesz (8.9. ábra).

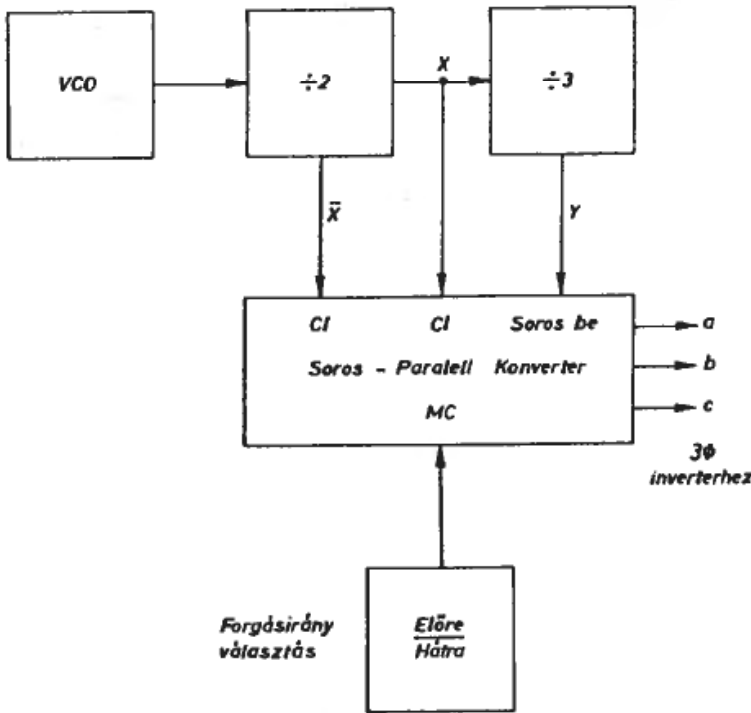
Most kell figyelembe vennünk a 8.8. ábra alsó részén vázolt egyszerű kombinációs hálózatot. A 240° -os helyzetet megelőző pillanatban $\bar{a} = H; \bar{c} = H$ és $b = H$, ezért az IC_{2b} billenőkör J bemenete magas, K bemenete pedig alacsony szintű lesz. A soron következő órajel lefutó éle $a = H$ és $\bar{a} = L$ alakjában beírja ezt az állapotot. Azonban észre kell venni, hogy az a jel visszacsatolódik az IC_{1b} J beíró bemenetére, ezért az a megjelenését 120° -kal követni fogja a c magas szintre váltása. Látható, hogy az áramkör ciklikusan működik. Megjegyezzük, hogy most egy negatív fázissorrendű jelsorozat generálódik, hiszen $a \rightarrow c \rightarrow b \rightarrow a \rightarrow c \rightarrow b \rightarrow a$ stb. szekvenciát tapasztalunk.

Szólnunk kell még az imént vázolt QSW generátor a, b , és c kimenő jeleinek további hasznosításáról. Ezek a jelek ponáltja és negáltja között nincs meg a megfelelő holtidő,

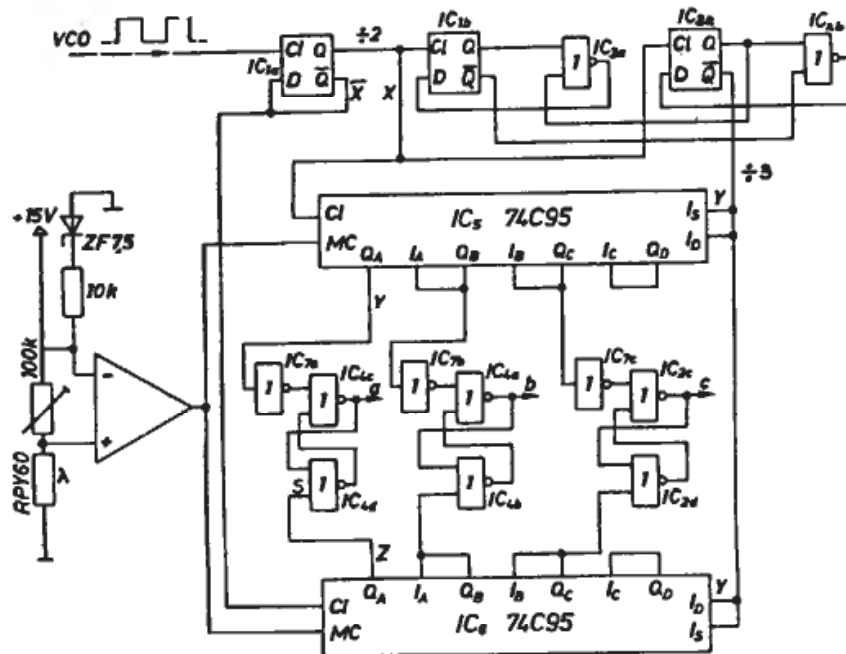


8.9. ábra

Az előző ábrán bemutatott áramkör időzítési diagramjai



8.10. ábra
Igényesebb háromfázisú QSW-generátor
blokkdiagramja



8.11. ábra
Háromfázisú QSW-generátor
forgásirányváltási lehetőséggel

Inverter: 1db MC14049UB; NOR kapuk: 2db MC14001B; Flip-flop: MC14013B

ezért csak olyan inverterek vezérlésére használhatók, amelyek (pl. RC-tagok segítségével) biztosítják a szükséges bázismeghajtás késleltetését! Erre a célra megfelelőek a 7.5. és a 7.11. ábrán vázolt megoldások.

c) A soron következő példánk a QSW generátoroknak egy igényesebb változatát képviseli, nevezetesen lehetőséget kínál a fázissorrend (más szóval a motor forgásirányának) elektronikus változtatására is.

A háromfázisú QSW generátor egyszerűsített blokkvázlatát a 8.10. ábra szemlélteti. A rendszer főbb egységei a következők:

- a frekvenciát felére osztó áramkör (X és \bar{X} kimenetekkel);
- a frekvenciát harmadára osztó fokozat Y kimenő jellel;
- soros-párhuzamos átalakító, háromfázisú a; b; c QSW kimenetekkel, valamint a
- forgásirányt kijelölő részegység.

Az imént körvonalazott QSW generátor teljes elvi kapcsolási vázlatát a 8.11. ábra szemlélteti. Megvalósításhoz a közkedvelt CMOS technológiájú IC-eket választottuk. A most külön nem részletezett felépítésű VCO kimenő jelét az IC_{1a} alkotta frekven-

ciafelező áramkörhöz továbbítjuk. Ez tulajdonképpen egy D-flip-flop, amelynek Q és \bar{Q} pontjain az X és \bar{X} ellenfázisú jelek jelentkeznek.

Ezeket a jeleket egyrészt az IC_5 és IC_6 soros, párhuzamos átalakítók vezérlő órajelként használjuk, másrészt az X jellel vezéreljük a frekvenciát harmadára leosztó fokozatot, amely az IC_{1b} és IC_{3a} flip-flopokból, valamint az IC_{2a} és IC_{2b} NOR-kapukból áll. Az IC_{3a} Q kimenetén előálló Y rendszerjel ugyan aszimmetrikus, de a teljes periódusideje pontosan hat VCO jel tartamának felel meg (8.12. ábra).

Az Y további feladata az IC_5 és az IC_6 jelű léptetőregiszterek soros és D bemeneteinek vezérlése. Az A ; B és C kimenetek állapota órajelként, vagyis 120 fokként változik, ráadásul az X és az \bar{X} időzítéséből adódóan egymáshoz képest 60° -kal el is vannak tolva. Az a ; b és c kimenő fázisjelek végső kialakítását egy-egy inverter, továbbá három huzalozott RS-flip-flop végzi ($IC_2 \dots IC_7$).

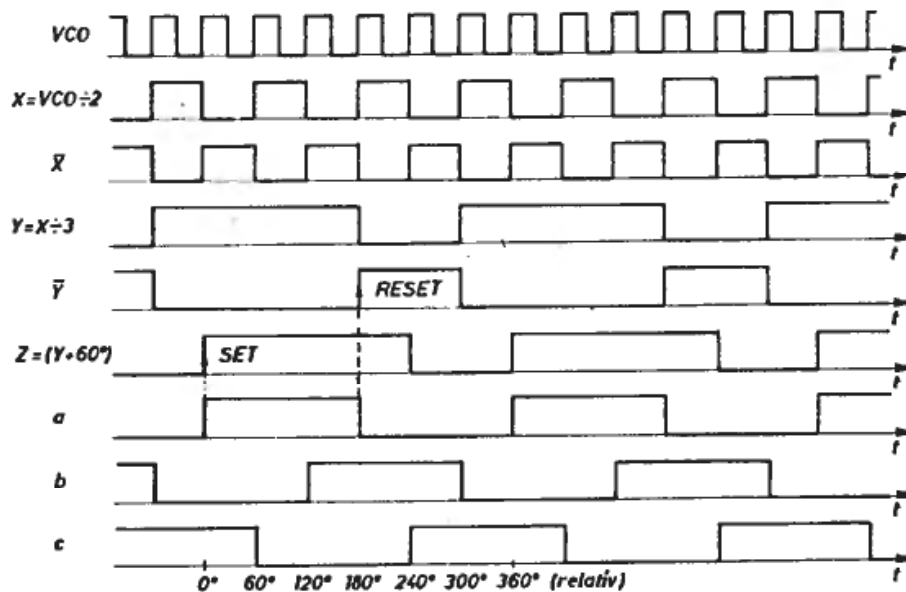
A 8.12. ábra időzítési diagramján az a fázisjel kialakulását kísérhetjük figyelemmel. Tételezzük fel, hogy az IC_5 A kimenetén már megjelent az Y jel, míg az IC_6 hasonló pontján csak 60° fáziskéséssel lép fel ugyanez, amelyet Z -vel jelölünk (ez egyébként az IC_{4c} és IC_{4d} alkotta huzalozott flip-flop

S bemenetét vezérli). Az Y jel az IC_{7a} inverteren áthaladva \bar{Y} -ként törli a billenőkört.

A digitális technikából ismeretes, hogy akkor fogjuk megkapni az a fázisjelet, ha a Z magas szintre vált, miközben az $\bar{Y} = L$ feltétel teljesül. Ezt követően a Z állapota közömbös. A flip-flop törlése, vagyis az a fázisjel nullára váltása az $\bar{Y} = H$ ugrással történik.

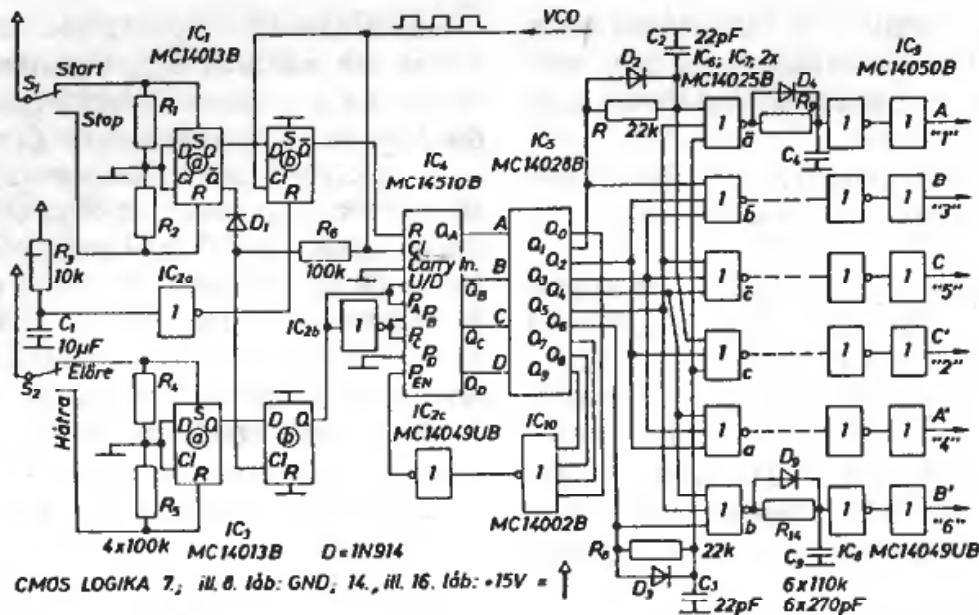
Észre kell azonban vennünk, hogy a 8.12. ábrán a $180^\circ \dots 240^\circ$ -os intervallumban $\bar{Y} = H$ és $Z = H$ állapot lép fel, ami azt jelenti, hogy az RS-billenőkör mindkét bemenete magas szinten van, és ilyen esetben az IC_{4d} RS-flip-flop kimenetei definiálatlan állapotúak. Ezért fontos, hogy a hasznosítandó fázisjeleket mindig az inverterek, más szóval az R bemenetek felőli NOR-kapukról vegyük le!

A b és c fázisjelek keletkezése az előzőek analógiájára történik, de 120° -os késésekkel. A 8.12. ábrán az egyszerűség kedvéért mindjárt a végeredményt rajzoltuk meg. Látható, hogy a vázolt elrendezés egy pozitív fázissorrendű ($a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow a \rightarrow b \rightarrow c$ stb.) QSW jelcsoportot generál. Ennek azonban az a feltétele, hogy a léptetőregiszterek MC (Mode Control) bemenetei alacsony szinten legyenek. Ha az MC bemeneteket magas szintre kapcsoljuk, akkor megfordul a léptetés iránya, ezzel megváltozik a fázisok időbeni sorrendje és a $c \rightarrow b \rightarrow a \rightarrow c \rightarrow b \rightarrow a$ stb. szekvencia alakul ki.



8.12. ábra

Az előző ábrán bemutatott elrendezés legfontosabb időzítési diagramjai



8.13. ábra

Fokozott követelményeket kielégítő, háromfázisú QSW-generátor, CMOS integrált áramkörökkel

A forgásirányt váltó részegység egy lehetséges elvi vázlatát a 8.11. ábra bal oldalán ábrázoltuk. Az IC_8 komparátor negatív bemenetét a +7,5 V-os szinten megfogjuk, és a pozitív bemenetre egy optoelektronikus feszültségosztó csatlakozik, amelynek alsó eleme egy RPY60 típusú fotoellenállás. Amennyiben ez utóbbit elegendő megvilágítás éri, akkor drasztikusan lecsökken az ellenállása, és így az IC_8 kimenete alacsony szintre vált. Mint láttuk, ez pozitív forgásirányt eredményez. Másrészt, ha a fotoellenállás sötétben van, akkor az ellenállása igen nagy, a komparátor pozitív bemenetén a DC szint +7,5 V fölé emelkedik. Ennek eredményeként az IC_8 kimenete megközelelti a telepfeszültség értékét, mire negatív sorrendűre vált a vezérlés, és megváltozik a forgásirány.

Természetesen a fenti áramköri funkció legegyszerűbb esetben egy pergésmentes Morse-kontaktussal is megvalósítható!

d) Végül egy fokozott követelményeknek megfelelő QSW generátort ismertetünk, amely szintén a népszerű CMOS integrált áramkörökkel épült fel (8.13. ábra). Fontosabb részegységei a következők:

- start–stop billenőkör;
- forgásirányt váltó áramkör;
- reteszelő áramkörök;
- BCD előre-hátra számláló;

- BCD–decimális dekódoló;
- lépcsőjelet kialakító kombinációs hálózat;
- késleltető és meghajtó fokozatok.

Az elrendezés működésének tanulmányozásához érdemes tekintetbe venni a 8.3. ábrán látható VCO, valamint a 8.4. és a 8.5. ábrán vázolt gyorsulásszabályozó egységek kapcsolását és leírását is!

Az IC_{1a} és IC_{3a} az S_1 , valamint S_2 kapcsolók pergésgátló áramköre. Ezen flip-flopok ugyanis a vázolt elrendezésben RS-üzemmódban működnek, így pl. a Q kimeneten azonnal megjelenik a H szint, mielőtt a kapcsoló az S bemenetre juttatja a pozitív feszültséget. Ezután a Q állapota független a kapcsoló pattogásától, pergésétől, és mindaddig megmarad magas szinten, míg a kapcsoló az R bemenetre nem adja a telepfeszültséget.

Másrészt az S_1 kapcsoló mechanikus összeköttetésben (kényszerkapcsolatban) van a 8.5. ábrán vázolt gyorsulásszabályozó egység R_2 potenciométerével (ez a 8.13. ábrán a zsúfoltság elkerülése céljából nincs jelölve). Számunkra ez most azt jelenti, hogy mindig csak lecsavart R_2 mellett helyezhető a rendszer Stop állapotba, vagyis a kikapcsolást megelőző pillanatban a motort 1...2 Hz-es frekvenciájú, 10...20 V-os feszültség gerjeszti (melynek aktuális, gyakorlati értéke az R_3

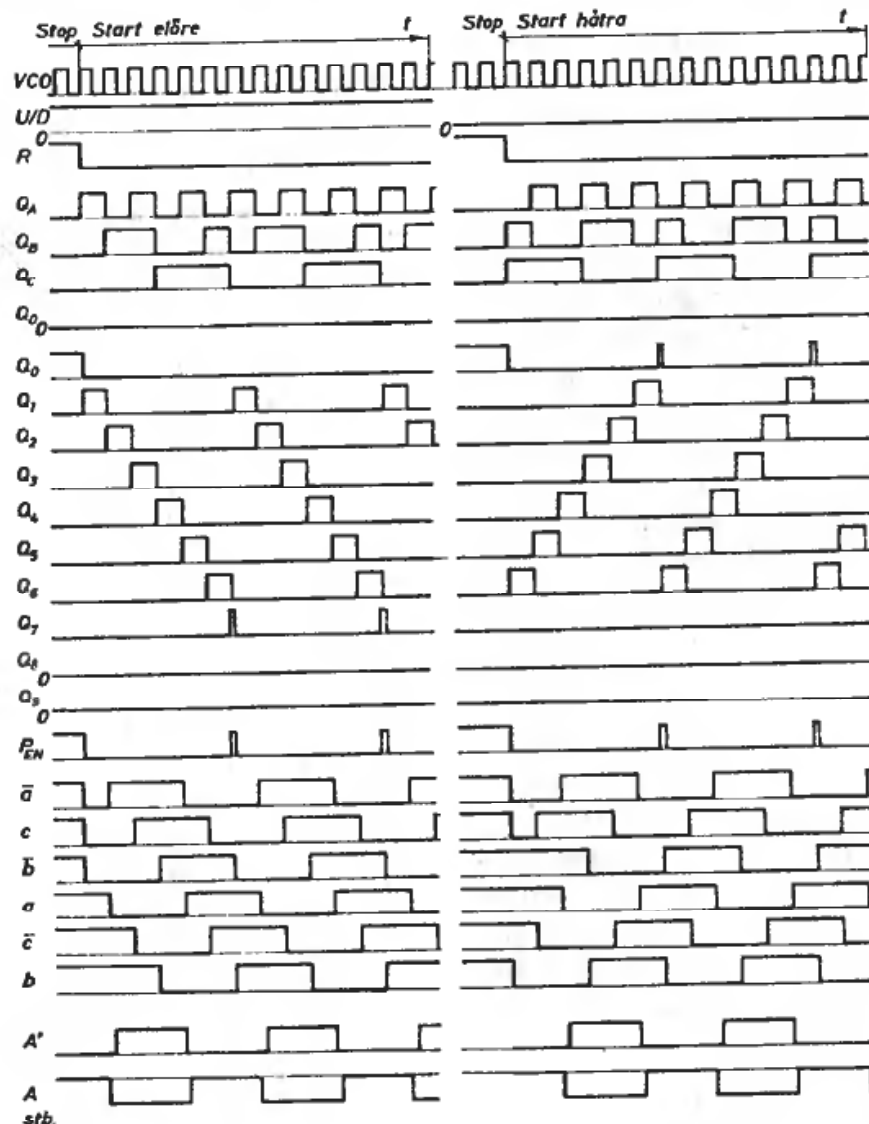
trimmer potenciométerrel állítható be). Nem részletezzük, de jól látható, hogy így a motor indulása is mindig folyamatosan lágy lesz!

A vázolt QSW generátor kiszolgáló részében további biztonsági funkciók érvényesülnek.

A hálózatra kapcsolást követően (vagyis a +15 V-os, stabilizált segéd tápfeszültség megjelenése után) a C_1 kondenzátor az R_3 ellenálláson keresztül 100 ms-os időállandóval töltődik. Eredményként az IC_{2a} inverter kimenetén egy kb. 100 ms széles, pozitív impulzus jelentkezik, amely az IC_{1b} flip-flop R bemenetére jutva az adott időtartamig kikényszeríti a $\bar{Q} = H$ állapotot. Ez utóbbi jel az IC_4 számláló R törölő bemenetére kerül, amivel törli – helyesebben szólva alapállapotba helyezi – az egész generátort.

Amennyiben az S_1 kapcsoló stop helyzetben van, akkor az IC_{1a} Q pontja alacsony szintű. Ez a VCO adta órajel hatására átíródik IC_{1b} -be, és az előbb vázolt $\bar{Q} = H$, vagyis a RESET állapot tartósan megmarad. Ilyenkor viszont (mivel az IC_{1a} \bar{Q} kimenete magas szintű) a VCO felől az R_6 ellenálláson keresztül jövő órajelet a D_1 dióda nem tereli el. Mindezek eredményeként az IC_{3a} állapotát a VCO jele átírja az IC_{3b} tárolóba, így lehetőség van az előzőleg kijelölt forgásirány megváltoztatására. Ha az IC_4 U/D bemenetére H szint kerül, akkor a számláló előre, $U/D = L$ esetén pedig hátrafelé (viszsa) számlál.

Az is megfigyelhető, hogy huzalozással és az IC_{2b} jelfordító inverter segítségével az IC_4 előre-hátra számláló párhuzamos bemeneteire „Előre” állásban LLLH (0001),



8.14. ábra
Az előző QSW-generátor időzírtési diagramjai „Előre” és „Hátra” forgásirány esetén

míg „Hátra” helyzetben LHHL (0006) kezdeti, bináris kombináció íródhat be. Ez azt jelenti, hogy az első esetben 1-től növekvő irányba, míg a másodikban 6-tól csökkenő irányba történik majd a számlálás.

Az S_1 kapcsoló start helyzetében az IC_{1a} \bar{Q} kimenete alacsony szintre kerül. Így a D_1 dióda eltereli a VCO R_6 ellenálláson jövő jelét, ennek következtében az IC_{3b} flip-flop nem változtathatja meg előző állapotát, vagyis a már egyszer elindult motor forgásirányát nem lehet menet közben megváltoztatni.

Start állásban az IC_{1b} \bar{Q} pontján alacsony szint van, így megszűnik az IC_4 -re ható RESET funkció. Ezzel lehetőség nyílik a kezdeti feltételként beírt kombináció órajelenkénti növelésére, ill. csökkentésére.

A QSW generátor működésének megértéséhez jó szolgálatot tesz a 8.14. ábrán látható időzítési diagram. Itt a rendszer fontosabb hullámformáit ábrázoltuk a „Stop”, az „Előre” és a „Hátra” funkciókban. Látható, hogy Stop állapotban, tehát míg $R = H$, az IC_4 számláló mind a négy kimenete alacsony szinten van, vagyis: $Q_A = Q_B = Q_C = Q_D = L$. Ezen kiindulási helyzetben az IC_5 jelzésű BCD-decimális dekódoló Q_0 kimenetén magas, az összes többin pedig alacsony szint van. Látható azonban, hogy a $Q_0 + Q_7 + Q_8 + Q_9$ kimeneteket az IC_{10} NOR-kapu fogja össze, majd az IC_{2c} inverter következik, amelynek kimenő jele az IC_4 számláló párhuzamos beírást engedélyező P_{EN} pontját vezérli. Ez azt jelenti, hogy ha az IC_5 dekódoló Q_0, Q_7, Q_8 vagy Q_9 kimenetei közül csak egy is magas szintű, akkor a P_{EN} bemenetre engedélyezőimpulzus kerül, és a számlálóba beíródik a P_A, P_B, P_C és P_D bemeneteken lévő sztatikus információ. Mint már utaltunk rá, ez utóbbi kombináció „Előre” állásban: LLLH, míg „Hátra” állapotban: LHHL.

A P_{EN} impulzus megszűnésével az IC_4 megkezdí a VCO-ból jövő cL órajel számolását. A soron következő felfutó élek hatására az előreszámláló IC_4 kimenetei rendre: LLHL, LLHH, LHLH, és LHHL bináris kombinációt vesznek fel, ami decimálisan kifejezve: 2, 3, 4, 5 és 6 értéket jelent. Ezek hatására az IC_5 megfelelő (vagyis az 1, 2, 3, 4, 5 és 6) Q kimenetein egy-egy óra-

jel tartamára (ami 60°) megjelenik a magas szint. A soron következő felfutó élre a számláló kimeneti kombinációja LHHH-ba vált, ami a dekódoló Q_7 pontján hoz létre H szintű jelet. Mint azt az előzőekben részletesen kifejtettük, a $Q_7 = H$ az IC_{10} és az IC_{2c} alkotta VAGY-áramkörön keresztül törli a számláló LHHH állapotát, és ismét beállítja a kezdeti – jelen példánkban LLLH – tartalmát. Ezt követően a vázolt folyamat ciklikusan ismétlődik.

Az IC_5 BCD-decimális dekódoló kimenő jeleit az IC_6 és IC_7 (két hármassal, 3-bemenetű NOR-kapu) kapuáramkörökből összeállított kombinációs hálózat alakítja át háromfázisú négyszög hullámmá. A követett módszer nagyon egyszerű, amennyiben észrevesszük, hogy a dekódoló kimeneti impulzusainak időtartama 60° . Ezért, ha a három, ciklusban egymást követő, megfelelő impulzust NOR-kapuvál összefogjuk, akkor egyből megkapjuk az invertert vezérlő jelek negáltját (konkrétan az $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ jeleket). Ezek hullámformáit is rendre megrajzoltuk a 8.14. ábrán. Ha megvizsgáljuk a megfelelő hullámokat, akkor látható, hogy ezek 120° -ra követik egymást és egy pozitív sorrendű ($a \rightarrow b \rightarrow c$ stb.) háromfázisú jelcsoportot alkotnak.

Hátramenetbe kapcsoláskor az előző folyamat értelemszerűen módosul és a következő lesz: az előzőleg Stop helyzetben lévő kapcsoló RESET-eli a számlálót, tehát valamennyi kimenete alacsony szinten lesz. Az IC_5 dekódoló Q_0 pontján H szintű jel lesz, ami az IC_{10} és IC_{2c} kapuk alkotta VAGY-áramkörön keresztül engedélyező impulzust juttat vissza az IC_4 P_{EN} bemenetére. Így párhuzamosan beíródik a vezérlő információ, ami a kimeneteket LHHL (6) állapotba viszi.

A P_{EN} impulzus megszűnésével az IC_4 visszafelé számolja az órajel felfutó éleit, és kimeneteinek állapota sorrendben: LHHL, LHLH, LHLH, LLHH, LLHL, LLLH. Ennek megfelelően az IC_5 6., 5., 4., 3., 2 és az 1. kimenetén jelenik meg a magas szint. Az órajel következő felfutó élére egy rövid időre LLLL állapotba vált az IC_4 kimenete, ami a dekódoló Q_0 kimenetén magas szintet eredményez. Mint láttuk, ez a P_{EN} bemeneten keresztül ismét a kezdeti LHHL informá-

ciót írja a számlálóba, és a folyamat ezt követően ciklikusan ismétlődik.

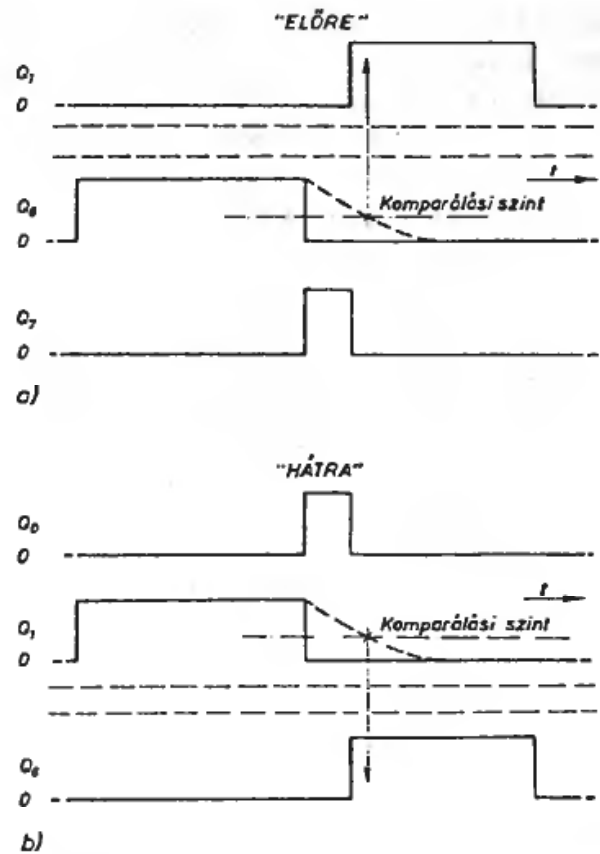
Látható, hogy az IC_4 számláló és az IC_5 dekódoló az előző esethez képest fordítva dolgozik. Jól szemlélteti az időrendi különbséget a 8.14. ábra jobb oldala. A megfelelő hullámformákat tekintve megfigyelhető, hogy most egy negatív sorrendű ($a \rightarrow b \rightarrow c \dots$ stb.) háromfázisú jelcsoport keletkezik.

Az a ; b ; c stb. kimenetek lefutó éleit az $R_9 \dots R_{14}$, $C_4 \dots C_9$, valamint $D_4 \dots D_9$ alkatrészek alkotta diódás RC -tagok kb. 32μ -os időállandóval exponenciálisan késleltetik, majd az így megformált hullámokat az IC_8 hat invertere negálja. Ezek kimenetén természetesen most a jelalak felfutó éle fog késleltetődni, de nem exponenciálisan, hanem a CMOS IC-k komparálási (átváltási) mechanizmusának megfelelően már „sarkosan”! Az így elért holtidő frekvenciától függetlenül 30μ s, ami elegendő a végtranzisztorok biztonságos vezérléséhez. Az ily módon egymáshoz képest késleltetett felfutású jeleket az IC_9 hat meghajtó erősítője tovább négyesgöcsíti. A kimeneteken megjelenő A ; B ; C , valamint az A' , B' , C' jelek már alkalmasak a hídinverter megfelelő vezérlésére.

Szólnunk kell még a 8.13. ábrán vázolt két további diódás, RC -tagos késleltetés szerepéről (R_7 ; R_8 ; C_2 , C_3 ; D_2 ; D_3). A nagyságrendeket eltúlozva ábrázolja a nem léptékhelyes 8.15. ábra. A 8.14. ábrával összehangban látható, hogy „Előre” állásban a Q_6 impulzusa után rövid ideig (vagyis a párhuzamos adatbeírás tartamáig) megjelenik Q_7 , majd ezt követően a Q_1 stb. jel. „Hátra” állásban a Q_1 impulzusa után feltűnik a keskeny Q_0 , majd a Q_6 stb. következik.

Másként, de szemléletesen megvilágítva: az első esetben a Q_6 és a Q_1 között, míg a másodikban a Q_1 és a Q_6 között az a és c jel kialakítása szempontjából rövid szünet van. Ezért pl. ha a $Q_5 + Q_6 + Q_1$ jeleket közvetlenül egy NOR-kapuba vezetnénk, akkor a megfelelő helyen az a jelen egy túske, míg az A jelen egy lyuk keletkezne. Természetesen ez rendellenességeket okozna a vezérlőegység működésében.

Áthidalható a fenti probléma, ha a Q_6 és Q_1 jel tartamát annyira meghosszabbítjuk, hogy megfelelő átfedésbe kerüljenek a Q_1 ,



8.15. ábra
Torzított léptékű időzítési diagram a házard-jelenségeket megszüntető áramköri részlet tanulmányozásához

ill. Q_2 jel elejével. A feladat legegyszerűbben úgy oldható meg, hogy a Q_6 és Q_1 impulzusok lefutó élét egy exponenciális lecsengésű szakasszal megnyújtjuk. A már említett két késleltető tag ezt a célt szolgálja. A kísérletek szerint a $\tau = 22 \text{ k}\Omega (22 \text{ pF} + 6 \text{ pF}) \approx 0,6 \mu$ s időállandó biztonságosan kielégítő erre a célra (ahol a 6 pF a következő fokozat bemeneti kapacitásának közelítő értéke).

Összefoglalásként elmondhatjuk, hogy az előzőekben vázolt OSW generátor látszólagos bonyolultsága mellett számos előnyös tulajdonsággal rendelkezik. Ezek közül a legjelentősebbek:

- A „Start”, „Stop”, valamint az „Előre”, „Hátra” funkciók megfelelő reteszelve.
- A mindenkori lágy indítás, leállítás és forgásirányváltás.
- A teljes rendszer automatikus RESET-elése.
- Működése során ki van zárva a téves kombináció kialakulásának lehetősége (ellentétben némely flip-flopos megoldással).

– „Stop” helyzetben valamennyi kimenő jel (A; B; C és ezek késleltetett negáltjai) alacsony szintű, így a hídinverter végtranzisztorai kikapcsolt állapotban vannak. Ilyenkor

tehát a motor árammentes, a rendszer disszi-pációja pedig csekély.

– A VCO frekvenciáját a QSW generátor a hatodára osztja le.

8.4

Nagy teljesítményű DC-tápegységek

A háromfázisú indukciós motor megfelelő szabályozásához az szükséges, hogy a gerjesztő frekvenciával egyenes arányban változtassuk az inverter DC-sínfeszültségét. Ez utóbbit egy nagy teljesítményű DC-tápegység szolgáltatja, amelynek rövid idejű terhelhetősége – jelen példánknál maradva – kb. 3 kW (pl. 300 V; 10 A) és feszültségátfogási tartománya szélsőséges esetben 1:60 mértékű is lehet.

Könnyen belátható, hogy a technika mai állása mellett az imént körvonalazott feladat kétféle elrendezéssel valósítható meg:

- kapcsolóüzemű tápegységgel,
- gyújtásszögvezérelt egyenirányítóval.

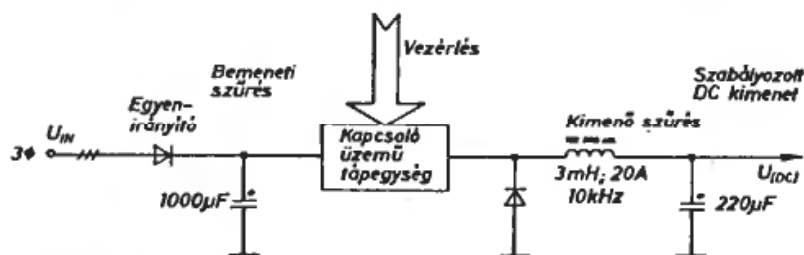
A kapcsolóüzemű tápegység blokkdiagramszerű, elvi vázlatát a 8.16. ábra szemlélteti. A bemeneten lévő egyenirányító a teljesítményviszonyokra való tekintettel általában háromfázisú, csillag- vagy hídkapcsolású, amit egy részleges simítást adó pufferkondenzátor követ. Az így előállt nyers DC feszültséget egy nagy sebességű tranzisztoros

kapcsolóáramkör szaggatja a mindenkori vezérlés által megszabott kitöltési tényezőnek megfelelően. A már szabályozott kimeneti DC feszültséget egy LC-szűrőkör simítja, a gyors dióda az induktivitás áramának folytonosságát biztosítja.

A vázolt módszer előnye a jó hatásfok, és hogy nem tartalmaz robusztus simító- (szűrő-) elemeket. Hátránya viszont, hogy kedvezőtlen a hálózatból felvett áram formátényezője, intenzív nagyfrekvenciás zajszint keletkezik és a teljesítményt háromszor alakítja át (bemeneti egyenirányító; kapcsolóelemek; kimeneti diódás LC-szűrő).

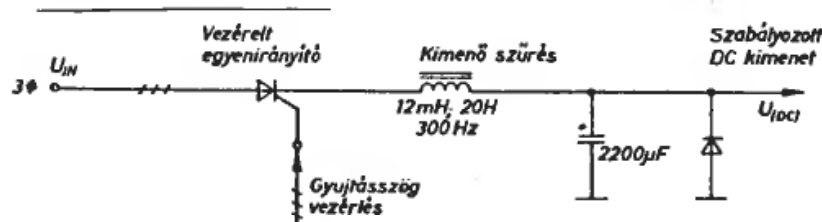
A vezérelt egyenirányító vázlatát a 8.17. ábra illusztrálja. A bemeneten lévő egyenirányító most is háromfázisú, többnyire ún. féligvezérelt hídkapcsolás. A feszültség szabályozása a tirisztorok gyújtásszögének változtatásával történik. A tápegység kimenetén LC-szűrőt és védődiódát találunk. A vezérelt egyenirányító előnye:

- a jó hatásfok;
- a tápáram kedvezőbb formátényezője;



8.16. ábra

A kapcsolóüzemű tápegység egyszerű blokkdiagramja



8.17. ábra

A vezérelt egyenirányító egyszerűsített blokkvázlata

– a teljesítmény egyszeri átalakítása (egyenirányítás és szűrés), valamint

– a kis zajszint.

Hátránya, hogy robusztusabb szűrő alkatrészeket igényel.

A soron következő fejezetben mindkét változatra látunk majd konkrét kapcsolási vázlatokat.

Ebben a fejezetben három bevált fordulatszám-szabályozó felépítését és működését ismertetjük. Mindegyik típusal max. 1,5 kW teljesítményű motort szabályozhatunk. Az első egy nyílt hurkú, mindamellett precíziós megoldás, amely többek között lehetővé teszi a forgásirány megváltoztatását is. A második elrendezés egy visszacsatolt (zárt hurkú) szabályozó, amely a beállított fordulat-

számot tartja nagy pontossággal. Zárópéldánk egy igazi érdekesség, amely tulajdonképpen egy elektronikus fázisszám átalakító!

Mindhárom áramkör moduláris felépítésű és működésük az előzőekben leírtakra támaszkodik. Mindezek eredményeként a most ismertetésre kerülő és már vázolt részegységek kombinálásával más, eltérő paraméterű rendszereket is összeállíthatnak a gyakorlatabb konstruktőrök.

9.1

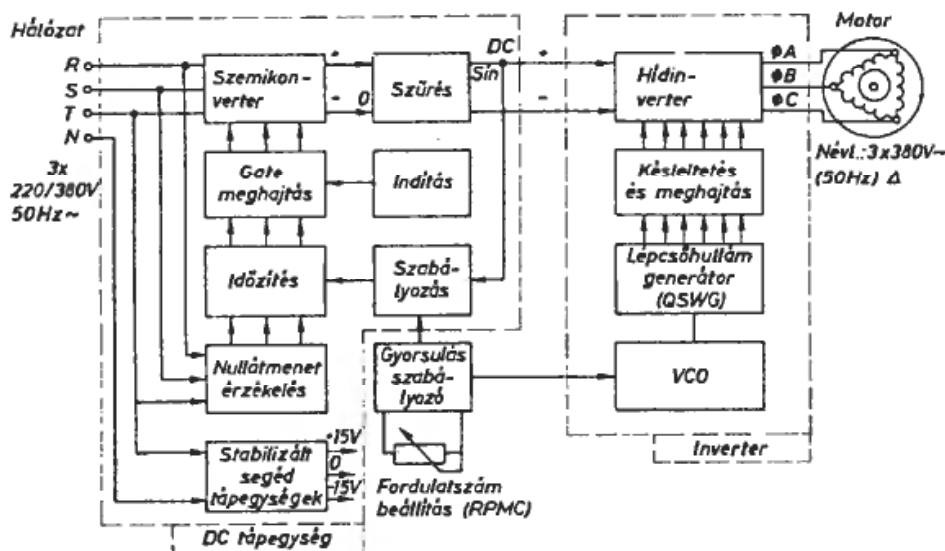
A nyílt hurkú fordulatszám-szabályozó rendszer

Az 1,5 kW-ig használható rendszer blokk-diagramját a 9.1. ábra szemlélteti. A 3×380 V-os váltakozó áramú hálózatot egy fázishasításos egyenirányító alakítja át szabályozható egyenfeszültséggé. Az ún. teljesen vezérelt hiddal (amely hat tirisztort tartalmaz) szemben, most egy szemikonverternek nevezett, ún. féligvezérelt (három tisztor és három dióda) hídegyenirányítót választunk, mivel ez utóbbi megoldás lényegesen egyszerűbb és nem követelmény a minimális kimeneti hullámosság sem.

A gyújtási szög vezérlése a vonali feszültségek nullátmeneteinek érzékelésén alapszik. A „Nullátmenet-érezékelés”, „Szabályozás” és „Időzítés” elnevezésű blokkok határozzák meg a tirisztorok gyújtási szöghelyzetét. Ez utóbbi 0° és 180° (– 0...10 ms) között

folyamatosan változtatható, és ennek eredményeként az egyenirányító kimeneti feszültsége $540 \text{ V} \dots \approx 0 \text{ V}$ értékeket veheti fel.

Az időzítő áramkörből jövő gyújtási parancs a „Gate meghajtás” fokozaton áthaladva kb. $200 \mu\text{s}$ széles impulzusokból álló, ún. léckerítés típusú vezérlőjelként érkezik a tirisztorokhoz. A féligvezérelt híd kimenetére megfelelő LC-szűrés csatlakozik, amelyen keresztül kapja a hídinverter a táplálást. A rendszer sima $U_{(DC)}$ sínfeszültséget tart fenn, ennek aktuális értékét a „Gyorsulás-szabályozó” egység kimenete határozza meg. Ez utóbbi áramkör szabja meg a motor gyorsulásának, ill. lassulásának legnagyobb mértékét. A gyorsulásszabályozó rendszertechnikailag összekapcsolja a változó feszültségű (DC tápegység) és a változó frekvenciájú



9.1. ábra
Nyílt hurkú fordulatszám szabályozó rendszer blokkdiagramja

(Inverter) egységeket, ezért fontos szerepe van az állandó U/f hányados fenntartásában.

A tranzistoros hídinverter a motor számára az $U_{(DC)}$ sínfeszültségből szögletes hullámformájú váltakozó áramot hoz létre. Az invertert vezérlő jelet egy feszültségvezérelt oszcillátor (VCO) állítja elő a lépcsőhullám-generátor (QSWG) gerjesztésével. A vezérlőfokozat kimenő jeleinek felfutó

élet 30 μ s-ig késleltetjük a megfelelő hídághoz tartozó Darlingtonok biztonságos működése érdekében.

Az így kialakított hullámformájú jelet a hídinverter teljesítménytranzistorainak megfelelő meghajtása érdekében erősítjük.

Az „Indítás” és „Stabilizált segéd tápegységek” blokkok funkcióját és felépítését a soron következő fejezetben ismertetjük.

9.2

A szabályozókör részletes leírása

A továbbiakban a nyílt hurkú fordulatszám szabályozó komplett működését és kapcsolási vázlatát ismertetjük. A 9.2. ábrán látható kapcsolási vázlaton az egyszerűség kedvéért nincs feltüntetve a hídinverter hat szabadonfutó diódája. Ezek ugyanis a T_{20} , T_{23} , T_{27} , T_{30} , T_{34} és T_{37} jelzésű Darlingtonokkal közösítve, egyazon tokban vannak.

a) Nullátmenet-érzékelés

A vonali feszültségek nullátmeneteit bonyolult, de nagyobb pontosságot biztosító módszerrel érzékeljük. Ennek az a lényege, hogy a fázisok és a nulla vezető közötti feszültségeket letranszformáljuk (Tr_4 ; Tr_5 ; Tr_6), majd az IC_1 , IC_2 és IC_3 műveleti erősítőkkel vektorálisan összehasonlítjuk őket.

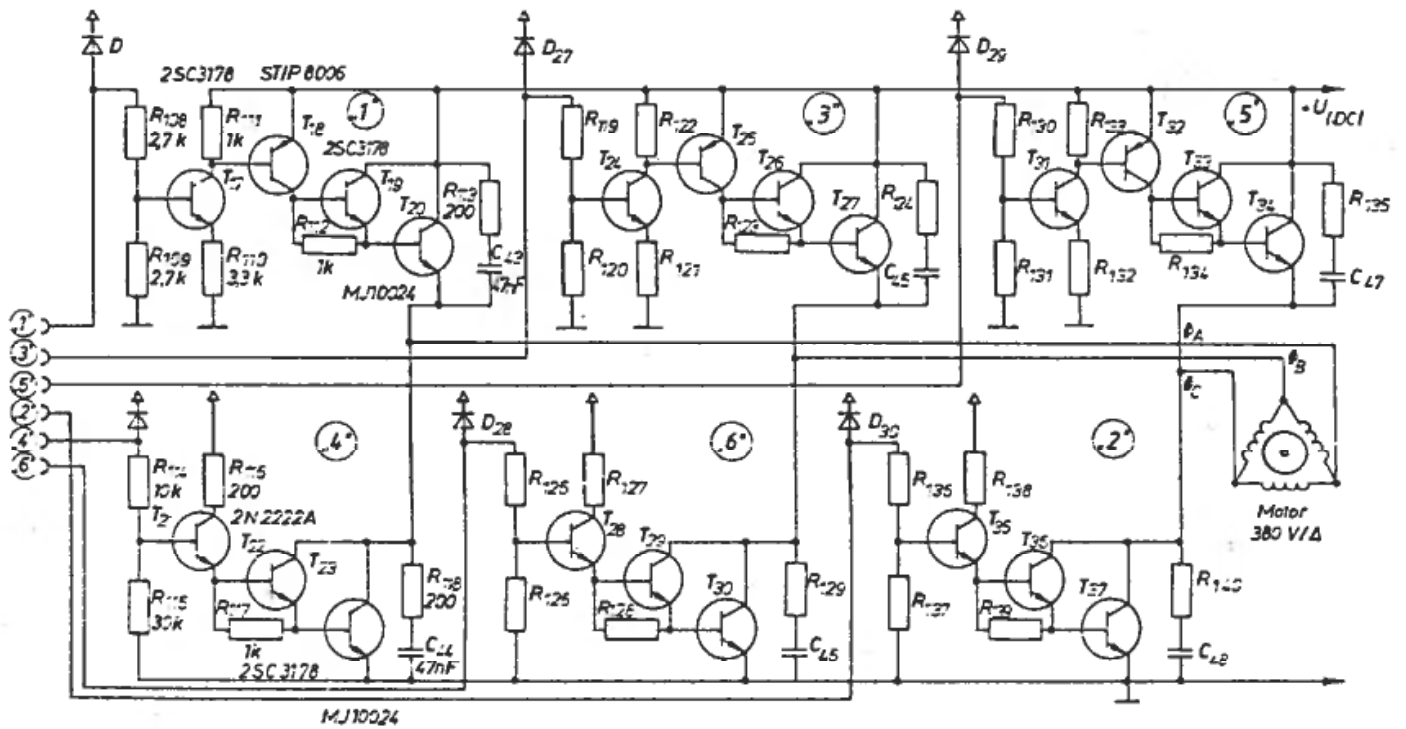
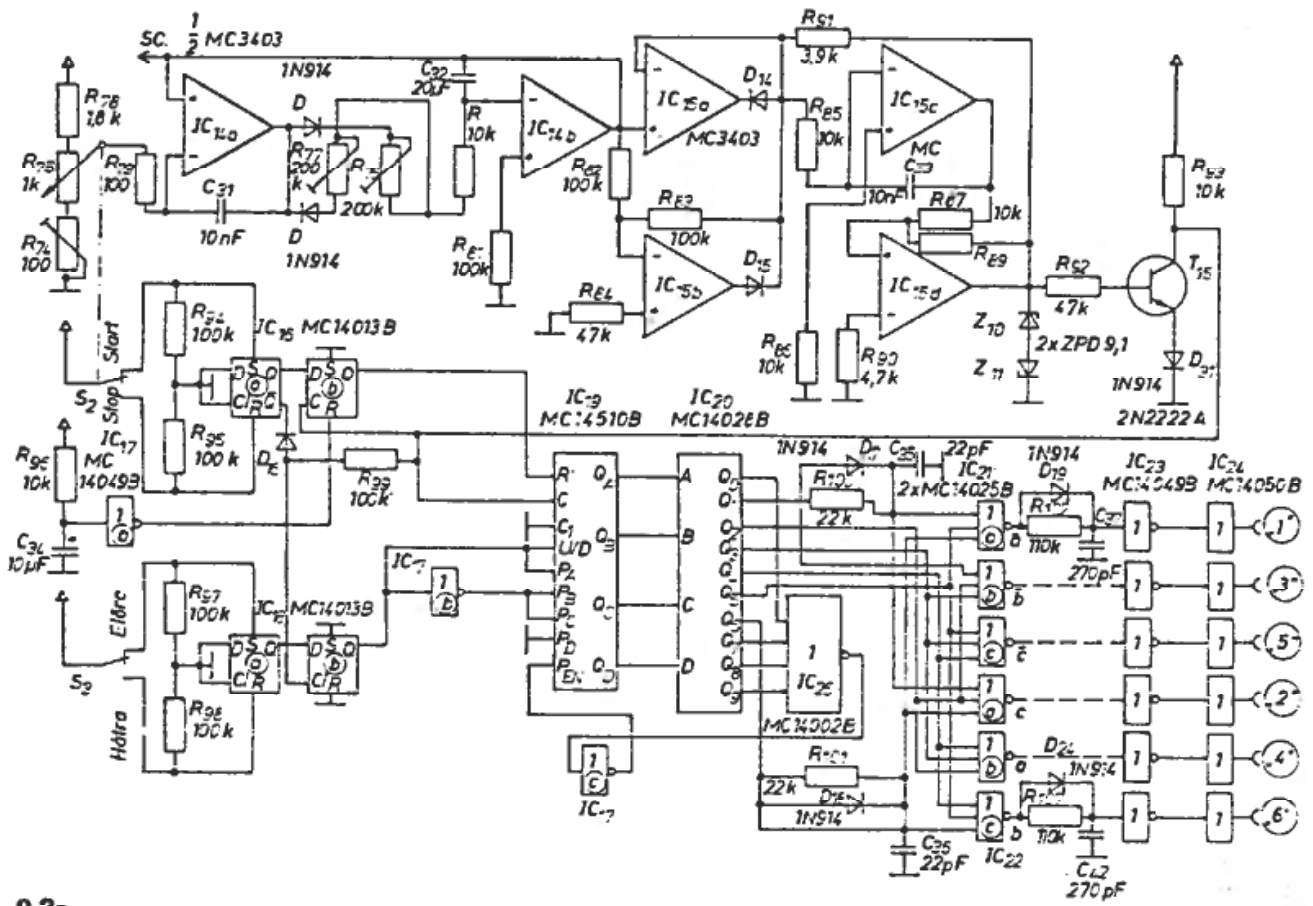
Ha az előző három IC kimeneti feszültségét rendre U_1 ; U_2 és U_3 jelöli, akkor:

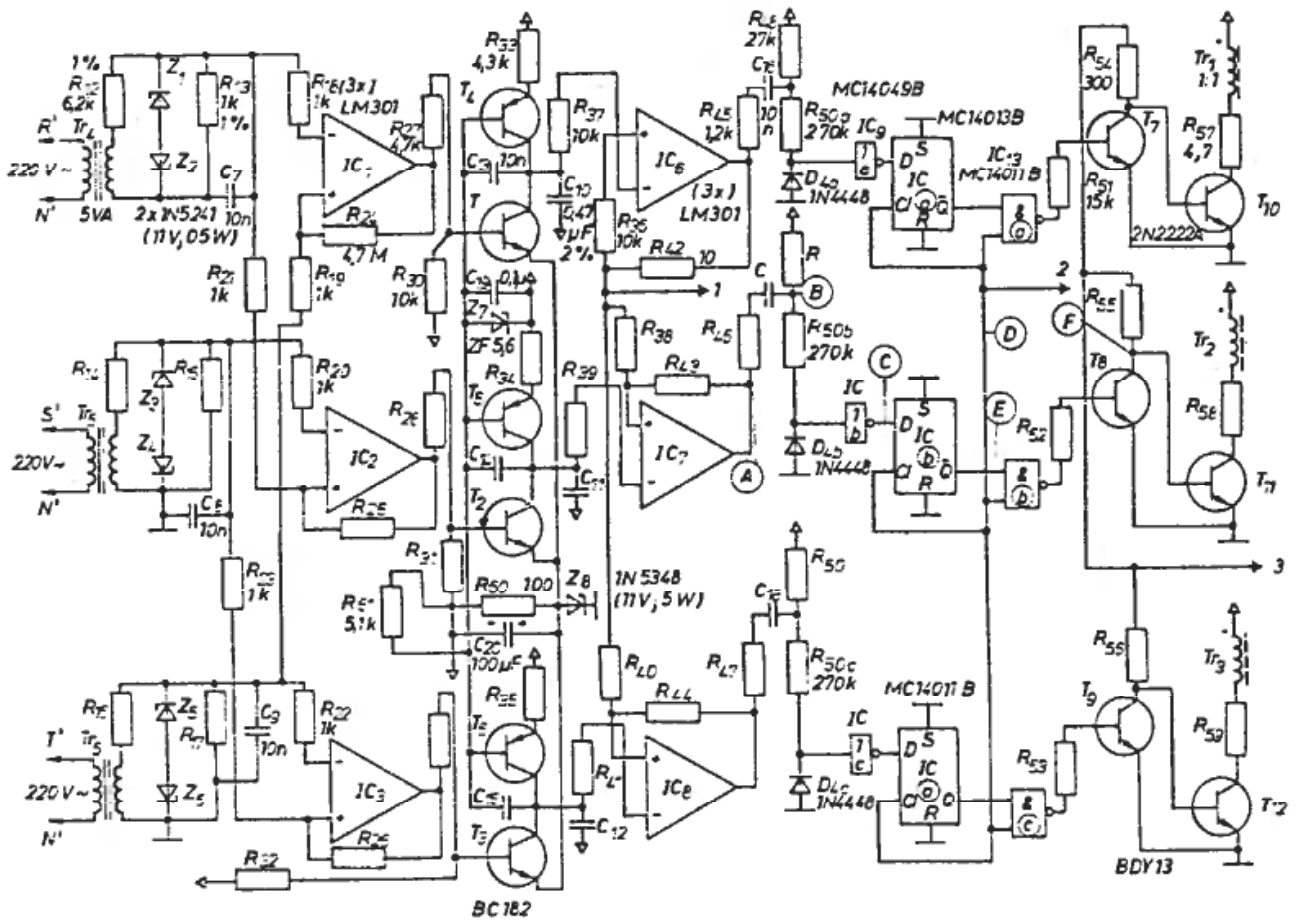
$$\begin{aligned} U_1 &= U_{CN} - U_{AN} = U_{CA}, \\ U_2 &= U_{AN} - U_{BN} = U_{AB}, \\ U_3 &= U_{BN} - U_{CN} = U_{BC}. \end{aligned} \quad (9.1)$$

Látható, hogy így a feszültségvektor nagy érzékenységgű, precíziós csillag-háromszög átalakítását végeztük el.

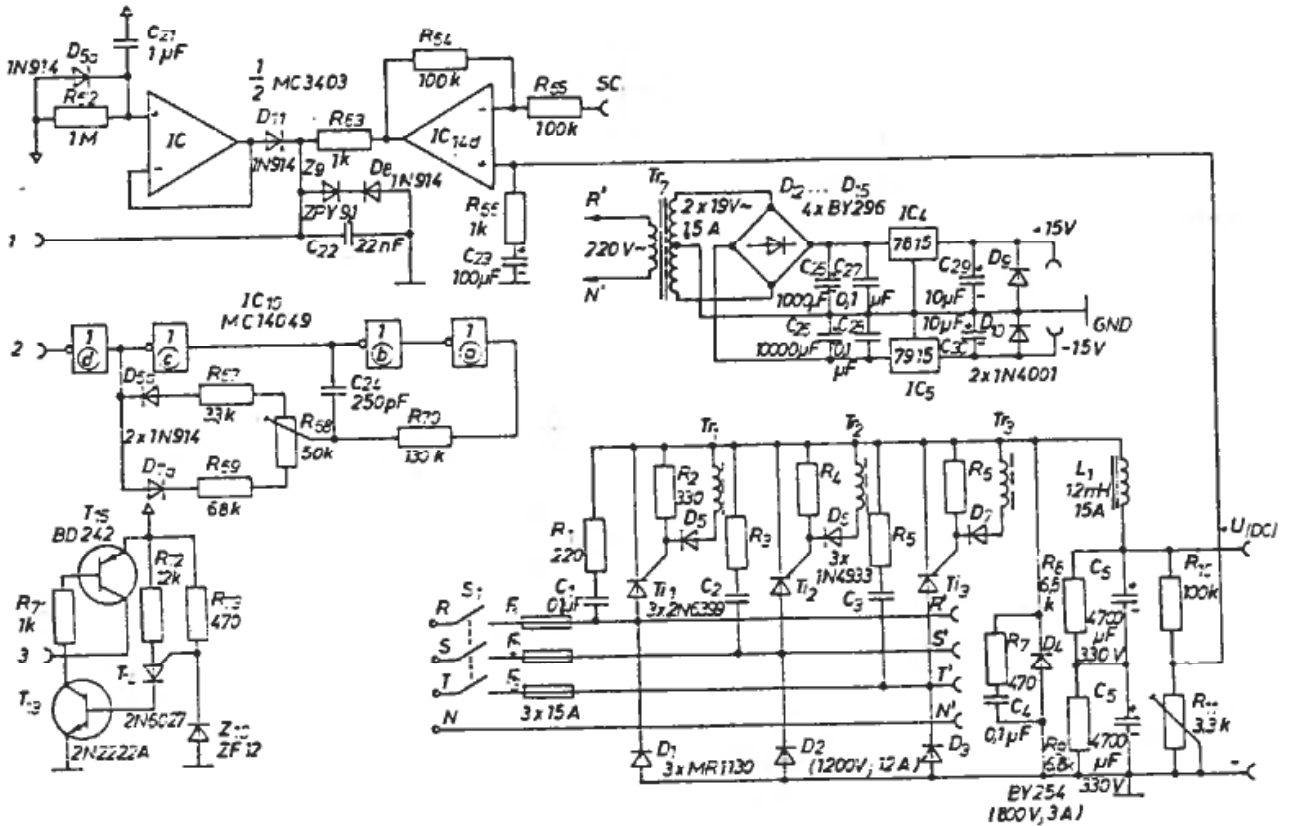
b) Az időzítő áramkör

A nullátmeneteket érzékelő integrált áramkörök ($IC_1 \dots IC_3$) kimenő jelei alap helyzetbe állítják (RESET-elik) az ún.





9.2c



9.2d

9.2. ábra

A nyílt hurkú fordulatszám szabályozó rendszer kapcsolási vázlatja

Pedestal–Ramp típusú időzítő köröket, amelyek a tényleges gyújtóimpulzusok kezdő fázishelyzetét (időzítését) határozzák meg. Ezzel definiálva van a féligvezérelt egyenirányító híd tirisztorainak gyújtási pillanata (fázishelyzete), vagyis az áramfolyási szög.

Például: amikor $U_{AN} \geq U_{CN}$ (vagyis, amikor az U_{CA} feszültség pozitívból a nullátmeneten keresztül negatívba vált), akkor az IC_1 kimenete hirtelen negatívba billen, és így lezárja a T_1 tranzisztort. Így a T_4 alkotta áramgenerátor egyenletesen tölti a C_{15} kondenzátort, amelynek feszültsége egy lineáris fűrészjel formájában az IC_6 negatív bemenetére kerül. Az IC_6 műveleti erősítő (most komparátor) összehasonlítja a C_{15} töltöttségét az IC_{14d} jelű szabályozóból jövő beavatkozó feszültséggel.

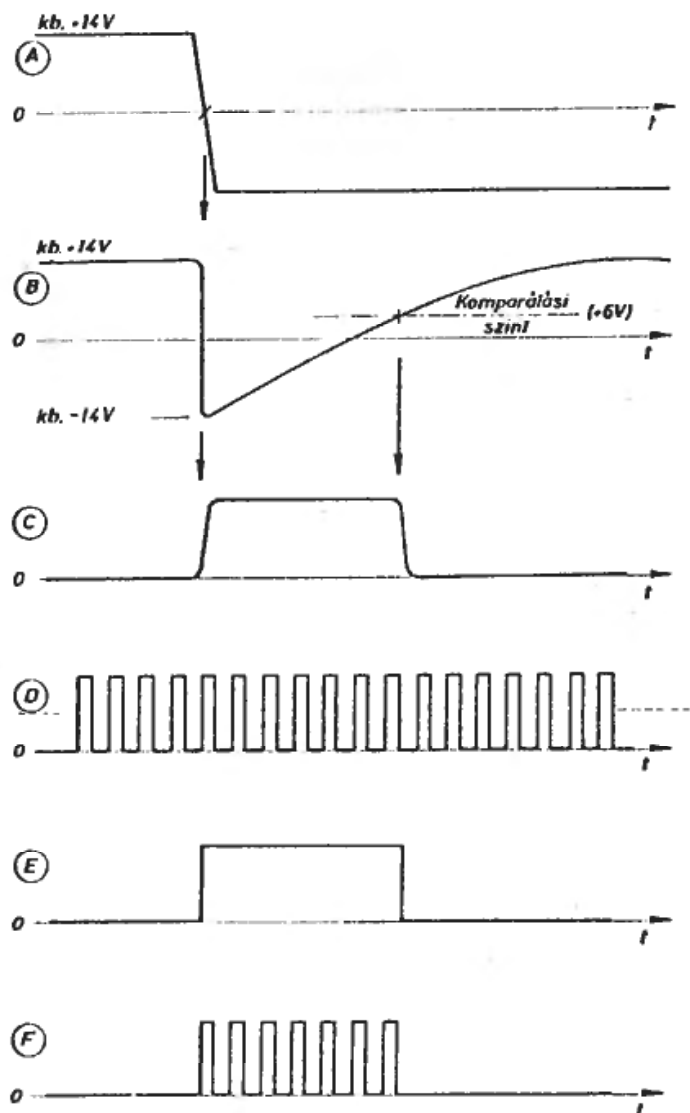
Amikor a C_{15} feszültsége túllépi ezt a szabályozó (referencia)-jelet, akkor az IC_6 komparátor kimenete negatívba billen, és ezzel kezdetét veszi a T_1 tirisztort vezérlő gyújtóimpulzus-sorozat engedélyezése.

c) A meghajtó áramkörök

Az $IC_6...IC_8$ komparátorok kimeneti feszültségeinek változását monostabillal kb. $300 \mu s$ széles impulzusokká alakítjuk ($R_{45}...R_{50}$; $C_{16}...C_{18}$ és IC_9 felhasználásával). Az impulzusok felfutó éle határozza meg a tirisztorok gyújtásának aktuális pillanatát. Az időbeni viszonyokat jól illusztrálja a 9.3. ábra. Az IC_9 meghajtó inverterek kimenő jelét az IC_{11} és IC_{12} D-flip-flopok, valamint egy nagyfrekvenciás órajel segítségével szinkronizáljuk. Ezzel a módszerrel a $300 \mu s$ -os impulzus felfutó élét meredekebbé tettük, ami a tirisztor biztonságos gyújtása szempontjából (di/dt) különösen fontos!

A 25 kHz frekvenciájú órajel az IC_{10} tokban lévő négy inverterrel állítjuk elő. Az impulzussorozat kitöltési tényezőjét 45% -ra célszerű beállítani az R_{68} trimmer potenciométer segítségével. A flip-flopok Q kimenetén előálló kb. $300 \mu s$ széles, most már szinkronizált és négyszögösített impulzusokat az IC_{13} NAND-áramkörökön átvezetve kapuzzuk a 25 kHz -es órajellel. Így jön létre a léckerítés típusú impulzussorozat.

A $T_7...T_9$ jelfordító tranzisztorokat a $T_{10}...T_{12}$ végfokozatok követik. Kollektor-



9.3. ábra

A léckerítés típusú gyújtóimpulzus-sorozat kialakulása

körökben található a $Tr_1...Tr_3$ jelű, 1:1 át-tételű, galvanikus elválasztást adó impulzus-transzformátorok primer tekercse. A szekunder tekercs a szemikonverter megfelelő tirisztorának gate-köréhez csatlakozik. A számszerű adatokból ($300 \mu s$; 25 kHz – $40 \mu s$) kiderül, hogy egy léckerítés impulzussorozat hét, egyenként $18 \mu s$ széles impulzusból áll. A módszer a 45% -os kitöltési tényező folytán kevesebb, mint a felére korlátozza a meghajtófokozatok (elsősorban a $T_{10}...T_{12}$ tranzisztorok és az $R_{57}...R_{59}$ áramkorlátozó ellenállások) disszipációját!

d) A szemikonverter és a szűrőkör

A $Ti_1...Ti_3$ tirisztorok és a $D_1...D_4$ diódák alkotják a féligvezérelt híd nagyteljesítményű részét. Az R_1 , R_3 , R_5 és R_7

ellenállások a megfelelő $C_1 \dots C_4$ kondenzátorokkal soros RC -tagokat képeznek. Ezek a tranziensekből eredő feszültségcsúcsokat (du/dt) mérséklék, mivel ezek kiváltképpen a rendszer tirisztoraira nézve károsak. D_4 egy szabadonfutó dióda, amely az induktív szűrő- (és terhelő-) kör árama részére biztosít zárt utat. Ezzel egyrészt a szemikonverter terhelő áramát simítja, másrészt lehetővé teszi a tirisztorok biztonságos kioltását (kommutációját).

Itt találjuk még a szűrő előterhelő és ki-szűrő ellenállását (R_8 és R_9), továbbá a feszültség-mintavételező és -beállító ellenállásokat (R_{10} és R_{11}).

e) A szabályozó áramkör (regulátor)

A vezérelt egyenirányító $U_{(DC)}$ kimeneti feszültsége erősen változik a terhelés hatására – különösképpen kis áramfolyási szögek esetén. Ezért egy zárt hurkú, visszacsatolt szabályozót készítettünk a sínfeszültség stabilizálására. Az IC_{14d} műveleti erősítő összehasonlítja a gyorsulásszabályozó egység kimenő jelét az $U_{(DC)}$ leosztott részével, és megfelelő értelemben beavatkozik az időzítő áramkör működésébe, vagyis eltolja az $IC_6 \dots IC_8$ jelű áramkörök komparálási szintjét. Ezzel helyreállítja az $U_{(DC)}$ aktuális és stabil értékét. Egy adott motorfordulatszámra az R_{11} segítségével állítható be a sínfeszültség. 380 V névleges feszültségű motort alapul véve $f = 50$ Hz-en $U_{(DC)} = 485$ V-ot tanácsos beszabályozni!

f) Az indító áramkör

A bekapcsolást követően, vagyis amíg a ± 12 V-os segédtápegység még nem adja a névleges feszültségét, a T_{13} , T_{14} és T_{15} tranzisztorok alkotta áramkör letiltja a tirisztorok gate-meghajtását. Az IC_{14c} pedig egy olyan lágyan indító áramkört képez, amely mindig nulláról kezdi folyamatosan növelni az áramvezetési szöget, természetesen miután már feloldódott a letiltás.

g) A gyorsulásszabályozó áramkör

Az IC_{14a} és az IC_{14b} műveleti erősítők alkotta gyorsulásszabályozó egység műkö-

dését már a 8.2. szakaszban részleteztük. Most röviden csak annyit, hogy ez az áramkör a szemikonverteren és az inverteren keresztül korlátozza a motor legnagyobb gyorsulását és lassulását. Másként fogalmazva: integráló áramkörök segítségével megszabja a motort gerjesztő frekvencia és feszültség időbeni változási sebességét (meredekségét).

Az állandósult állapotbeli tápfeszültséget és frekvenciát az R_{75} potenciométeren állíthatjuk be, (ez kényszerkapcsolatban van a START-STOP kapcsolóval). A legkisebb indulási (leállási) frekvenciát lecsavart R_{75} esetén az R_{74} -gyel szabályozhatjuk be, mintegy 1...2 Hz-re. A gyorsulás, ill. a lassulás mértéke az R_{76} , ill. R_{77} trimmer-potenciometerekkel állítható be.

A gyorsulásszabályozó egység kimenő jele a VCO-t és a nagy teljesítményű DC tápegység feszültség-szabályozóját vezérli.

h) A feszültségvezérelt oszcillátor (VCO)

A négy műveleti erősítőt tartalmazó IC_{15} tok egy lineáris karakterisztikájú VCO-t képez, és vezérlése a gyorsulásszabályozó kimenetéről történik. A kapcsolási vázlaton látható alkatelemekkel a VCO frekvencia-átfogása kb. 5 Hz...650 Hz, de ez a frekvencia a későbbiekben hatodára osztódik. Az áramkör lehetővé teszi, hogy a motort 1...100 Hz frekvenciával gerjesszük. A VCO kimenetét a T_{16} tranzisztor négyesgösesíti és illeszti a CMOS technológiájú integrált áramkörökhöz.

i) A kvázinégyesgöghullám-generátor (QSWG)

A szabályozórendszer QSW-generátora, valamint a késleltető és meghajtó fokozatok szó szerint megegyeznek a 8.3. szakaszban elmondottakkal, így részletezésüktől itt eltekintünk!

j) A hídinverter

A szóban forgó inverterhez felépítésében és működésében hasonlót már bemutatunk a 7.6. fejezetben, a 7.10. ábrán. Az egyedüli lényeges különbség az alkalmazott félvezetők nagyobb határfeszültségeiben van. Meg-

jegyezzük még, hogy helytakarékosági okokból a monolit Darlingtonok legegyszerűbb ábrázolását választottuk, továbbá elhagytuk a tokon belüli ellenállások és szabadonfutó diódák rajzjeleit is.

Az inverter alsó csillagját három négyfokozatú NPN Darlington, míg a felsőt PNP kompozit elrendezések alkotják. Ez utóbbiakat gyakorlatilag PNP Darlingtonoknak lehet tekinteni, míg a T_{17} , T_{24} és a T_{31} NPN tranzisztorok szintáthelyezők. Ezzel a fogással elkerülhetjük a bonyolult segéd tápegységrendszer szükségességét. A vázolt megoldás kényelmesen kezeli a 15 A-es indulási (túlterhelési) motoráramot, és biztonságosan kapcsolja a közel 500 V-os sínfeszültséget az ún. megfogott induktív terhelésre.

A kapcsolóeszközökhöz megfelelően választott snubber RC-tagok csatlakoznak, amelyek lehetővé teszik a negatív segéd tápegységek (kihúzó bázisáram) elhagyását. A végfokozatok így kialakuló természetes kikapcsolási ideje kb. 17 μ s; míg forszírozott oltással kb. 6 μ s.

k) A biztonságos működés feltételei

A vázolt hajtásszabályozó rendszer működtetése során két fő biztonsági szempont-ra kell tekintettel lenni. Ezek:

– A motor gyorsításánál, ill. túlterhelésénél a teljesítménytranzisztorok csúcsárama nem lehet több, mint 15 A!

– A motor és a hajtott rendszer lassulásakor a generátoros visszatáplálást annyira mérsékelni kell, hogy a névleges sínfeszültség ne haladja meg az 550, maximálisan pedig a 600 V-ot! Más oldalról megvilágítva, az aszinkron motor gyorsulását az alkalmazott félvezetők áramhatára, a lassítást pedig a feszültséghatár korlátozza.

Adott motor esetén az elérhető legnagyobb szöggyorsulást fokozni lehet a szemi-konverter és az inverter áram-határadatainak növelésével. A megengedhető legkisebb lassítási időt úgy lehet rövidíteni, hogy a visszatáplálás tartamára egy ohmos fogyasztót párhuzamosan kapcsolunk a DC sínre. Így ez az ellenállás fogja elnyelni és hővé alakítani a rendszer mozgási energiáját, ami egyébként a szűrő pufferkondenzátorába töltődne vissza.

9.3

A fordulatszabályozó gyakorlati vizsgálata és az elért eredmények

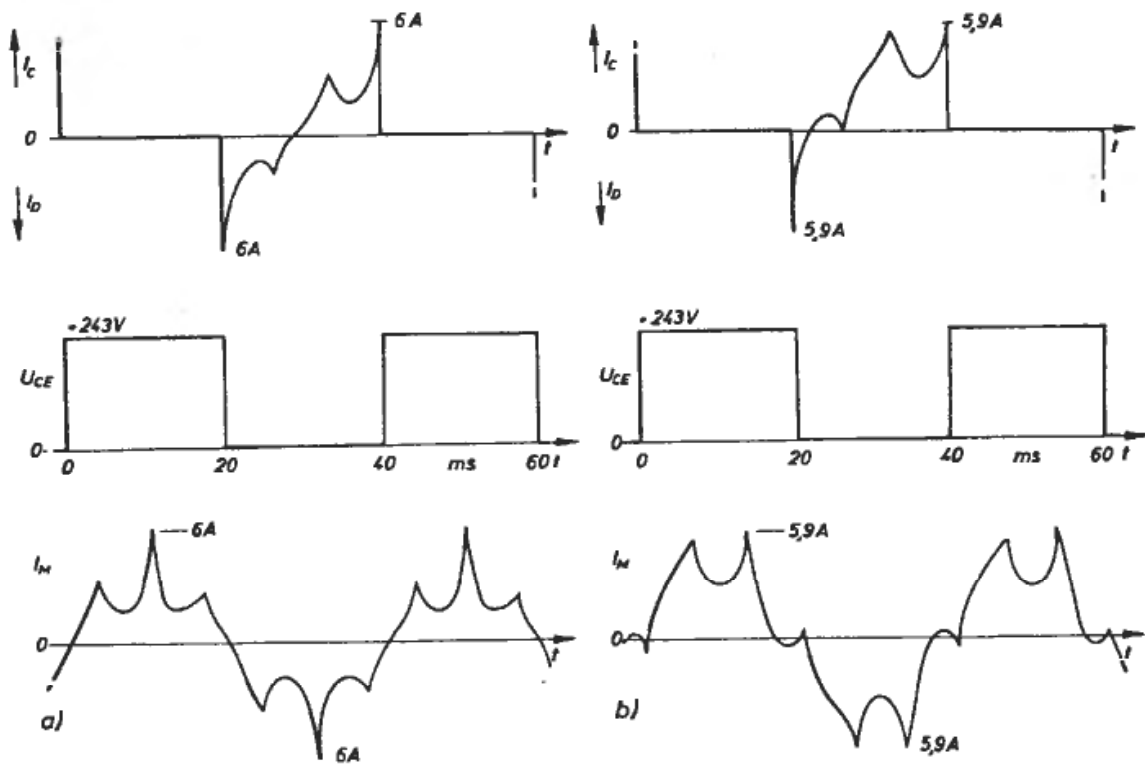
Az előzőekben vázolt elektronikus fordulatszám-szabályozó rendszert egy kereskedelmi aszinkron motorral próbáltuk ki. A gép kapocstábláján lévő és a gyártó által szolgáltatott, vagyis a névleges feszültségű, 50 Hz-es, szinuszos hálózatra vonatkozó felvett, ill. leadott jellemzőket a 9.1. táblázatban foglaltuk össze.

Ezt követően a jelzett motort az elektronikus szabályozóra kapcsoltuk, és laboratóriumi vizsgálatoknak vetettük alá. A várakozásnak megfelelően az 1,4 Hz-es szlipfrekvenciával és a 16 V-os DC sínfeszültséggel már kialakul a 6,6 Nm (vagyis a névleges munkapontnak megfelelő) nyomaték. Ez utóbbi érték a 0...1460 ford./perc között mindvégig fenntartható. 1460...2500 ford./perc tartományban pedig biztosítani lehet az 1 kW leadott tengelyteljesítményt.

Ennél nagyobb (percenként 2500...3000)

fordulatszámokon az egyre fokozódó ventilációs és súrlódási veszteségek miatt a határadatok túllépése nélkül már nem garantálható az 1 kW hasznos teljesítmény, ezért a terhelőnyomatékok ilyenkor fokozottabb mértékben kell csökkenteni. Ilyen és az előzőekben említett feltételek mellett, állandósult állapotban a motor sehol sem vesz fel az interverből 6 A-nál nagyobb csúcsáramot. Ez azt jelenti, hogy a félvezetők 15 A-es határáramát alapul véve, továbbá áramkorlátozást alkalmazva, a rendszerünkkel legfeljebb egy 2,5 kW-os motor szabályozására van lehetőség.

A hídinverter Darlingtonainak áramát, feszültségét, valamint a motor vonali áramának oszcillogramját a 9.4. ábra szemlélteti. Ha a Darlingtonok csúcsáramát 15 A-ben maximáljuk, akkor a terheletlen motor álló állapotból 1500 ford./percig kb. 2 s alatt



9.4. ábra

A Darlington + szabadonfutó dióda alkotta végfokozat komplexum áramának, kollektorfeszültségének, valamint a motor egyik vonali áramának oszcillogramjai ($f = 25 \text{ Hz}$; $U_{(DC)} = +243 \text{ V}$).

a) Üresjárásban: $n = 747 \text{ ford./perc}$; b) $P = 473 \text{ W}$ mechanikai terhelés, és $n = 709 \text{ ford./perc}$ esetén. (A motoráram ábrázolása nem fázishelyes!)

gyorsítható fel. Hasonlóképpen nem lépjük túl az 570 V-os DC-sínfeszültséget, ha a nyomatékkal nem terhelt motort 1500 ford./percről az elektronikus szabályozóval kb. 3 s alatt állítjuk meg (l. a gyorsulásszabályozó működését).

Megjegyezzük még, hogy az igen kis gerjesztőfrekvenciákon ($\leq 5 \text{ Hz}$) az ún. lüktetőnyomaték nem számottevő. A 9.2. táblázatban összefoglaltuk a szabályozó és a motor mért jellemzőit üresjárásban és névleges tengelyterhelés esetén.

Az imént vázolt rendszert tovább tökéletesíthetjük, ha:

– egy elektronikus kapcsolóeszközt (nagyfeszültségű Darlingtont vagy GTO-t)

építünk be, amely a megfelelő terhelhetőségű ohmos ellenállást a visszatáplálásos fékezés idejére a DC-sínre kapcsolja;

– digitális módszerrel, automatikusan letiltjuk az inverter meghajtását, ha a félvezető eszközök árama meghaladja a 15 A-t;

– a precíziós, nagy pontosságú fordulatszám-tartó szabályozás érdekében a rendszert tachogenerátoros visszacsatolással zárt hurkúvá alakítjuk ki.

Az előzőek során, ill. a második konkrét példánkban látunk majd megoldásokat a fenti elképzelésekre; így a kívánt szabályozórendszer az egyes modulok kombinálásával kialakítható.

9.1. táblázat

A vizsgált motor névleges, ill. kapocstáblaadatai

Tekercsek kapcsolása	Δ
Vonali (fázis–fázis) feszültség	380 V
Vonaláram	2,9 A
Üzemi $\cos \varphi$	0,70
Frekvencia	50 Hz
Póluspárok száma	2
Tengelyteljesítmény	1 kW
Terhelőnyomaték	7,25 Nm
Fordulatszám	1460/perc
Üzemi hatásfok	75 %

9.2. táblázat

A szabályozó elektronika és a motor mért jellemzői

A mért paraméter	$f_{inv} = 50 \text{ Hz};$ $U_{(DC)} = 485 \text{ V}$	
	Üresjáratban	Névleges terhelésnél
A táplálónálzat vonali feszültsége, V	380	380
A hálózathoz felvett vonali áram effektív értéke, A	0,89	3,34
Az áram formátényezője	5,29	2,58
A felvett látszólagos teljesítmény ($\sqrt{3} UI$), VA	590	2200
A felvett hatásos teljesítmény (mért), W	305	1480
Leadott mechanikai teljesítmény (mért), W	0	1000
A rendszer eredő hatásfoka (motor + elektronika), %	0	67,5

9.4

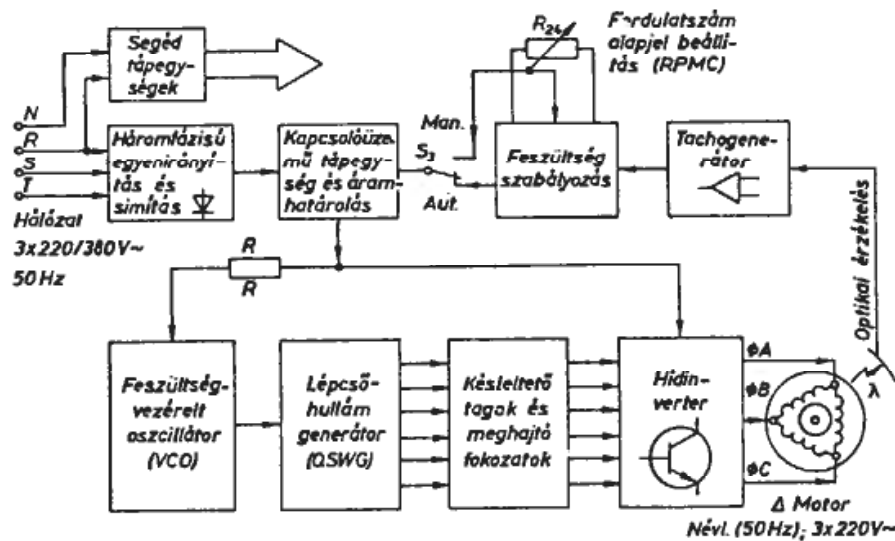
3 × 220 V; 1500 W-os aszinkron motor nagy pontosságú, visszacsatolt fordulatszám-szabályozása

Második példánk az előzőtől gyökeresen eltérő felépítésű, zárt láncú motorszabályozót választottunk. A vázolt megoldással egy 3 × 220/380 V-os 1,5 kW-os kalickás aszinkron motor nagy pontosságú és átfogású fordulatszám-szabályozására van lehetőség, tachométeres visszacsatolással.

A fordulatszám-szabályozó rendszer

blokkdiagramját a 9.5. ábra szemlélteti. A háromfázisú hálózatot legegyszerűbb esetben háromütemű, egyutas módszerrel egyenirányítjuk és simítjuk. A nyers egyenfeszültséget egy áramhatárolt, kapcsolóüzemű tápegység szabályozza a kívánalmaknak megfelelő határok közt.

A tápegység feszültségének, ill. áttétele-



9.5. ábra
Zárt hurkú, visszacsatolt fordulatszám szabályozó rendszer tömbvázlata

sen a motor fordulatszámának változtatása kézi beállítással, egy potenciométerrel történhet, de a tachométeres visszacsatolás felhasználásával lehetőség van a már beállított fordulatszám nagy pontosságú tartására. Ebben az üzemmódban a rendszer úgy fogja változtatni saját DC-feszültségét és egyúttal VCO frekvenciáját, hogy az értelemszerűen kompenzálja a mechanikai terhelés fordulatszámra gyakorolt zavaró hatását.

A VCO-t biztonsági okokból mindig a DC-sín feszültségéről szabályozzuk, és kime-

nete a lépcsőhullám-generátort vezérli, amely előállítja a háromfázisú négyszögjel-csoportot. Ezek meghajtófokozatokon és késleltetőtagokon áthaladva működtetik a nagy teljesítményű Darlingtonok alkotta hídinvertert. Közvetlenül ide csatlakozik a tekercsenként névlegesen 220 V feszültségű, delta-kapcsolású aszinkron motor. Ez utóbbi fordulatszámát optikai módszerrel érzékeljük, amelynek impulzusait a tachogenerátor áramkörei alakítják át a feszültség szabályozó vezérléséhez szükséges analóg jellé.

9.5

A zárt hurkú szabályozó kapcsolási vázlatja és működése

A fordulatszám-szabályozó teljes kapcsolási vázlatát a 9.6. ábra szemlélteti. (A kapcsolási vázlaton az egyszerűség kedvéért nincs feltüntetve a hídinverter hat szabadonfutó diódája. Ezek ugyanis a nagy teljesítményű Darlingtonokkal közösítve, egyazon tokban vannak.) A kapcsolat előnye, hogy csak nagyon kevés különleges (drága) félvezető eszközre igényel, nevezetesen mindössze hét nagy feszültségű és áramú NPN Darlingtonot tartalmaz. Hátránya viszont, hogy a rendszer működtetéséhez hat független, egymáshoz képest 2000 V-ra elszigetelt, kis feszültségű segéd tápegység szükséges.

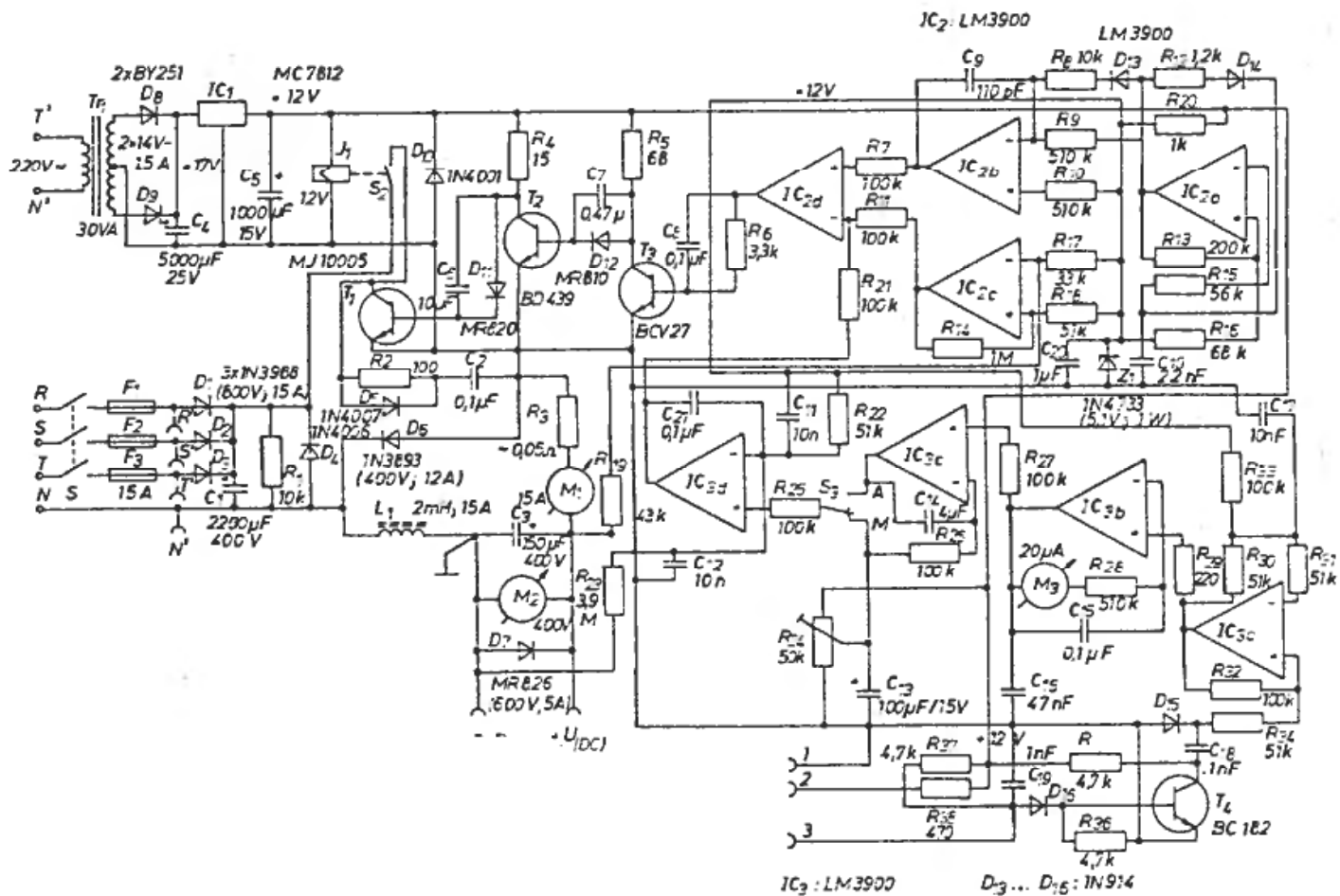
A szabályozó jó néhány funkcionális építőelemét, úgymint a VCO-t, a QSWG egységet és a hídinvertert az előzőek során be-

hatóan részleteztük, ezért a továbbiakban csak az új elemekkel foglalkozunk.

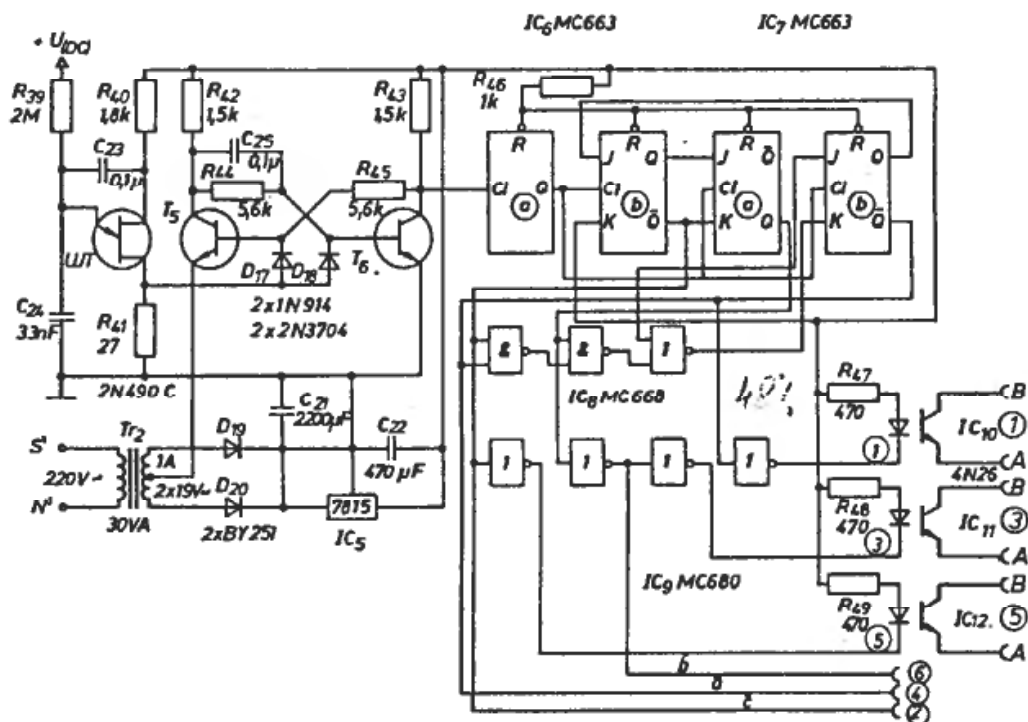
a) A főegyenirányító

Mindjárt két megoldást szeretnénk javasolni:

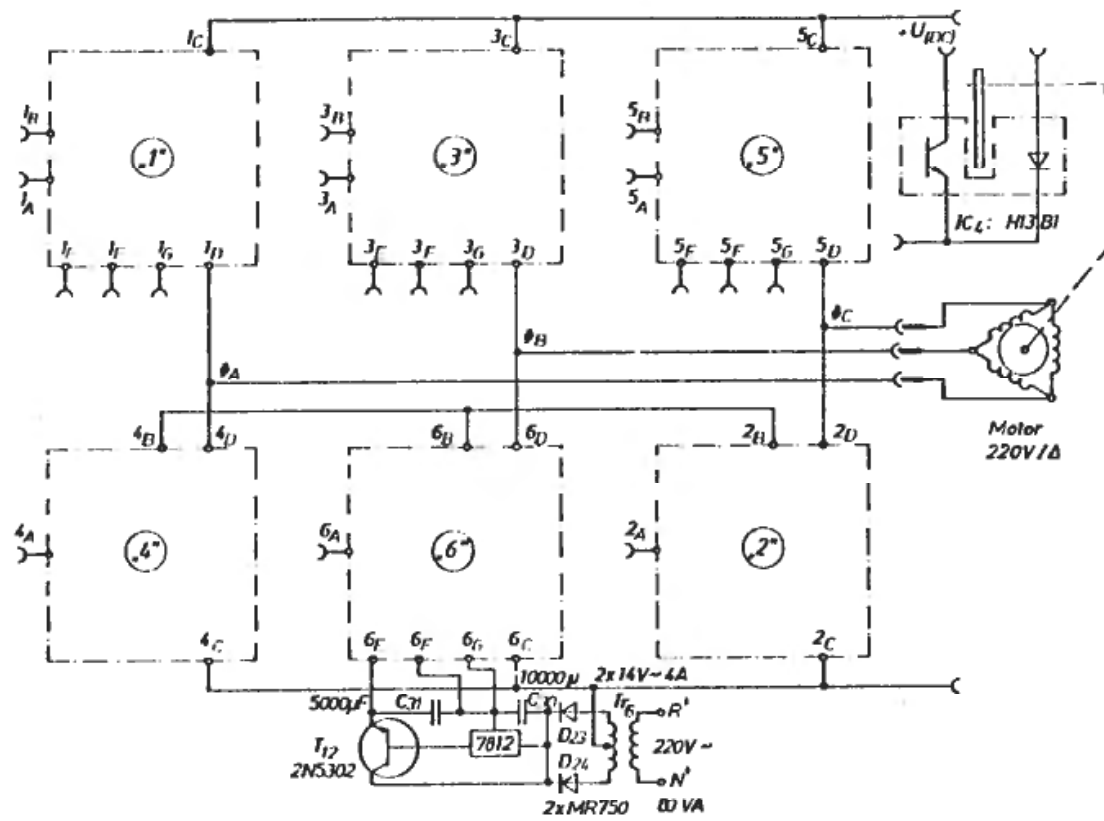
– Amennyiben a motort állandóan a névleges, vagyis a kapocstáblán feltüntetett fordulatszám alatti tartományban használjuk, ill. a tengelyét az üzeminél kisebb nyomatékkal terheljük, akkor nyugodtan használhatjuk a 9.6. ábrán vázolt csillag kapcsolású egyenirányítót, amely közvetlenül a $3 \times 220/380$ V-os hálózathoz csatlakozik. A szüretlen kimeneti feszültség egyenáramú átlagértéke: $1,17 \cdot 220 \text{ V} = 257 \text{ V}$; amit a



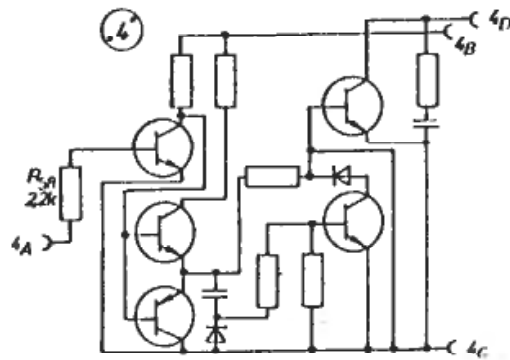
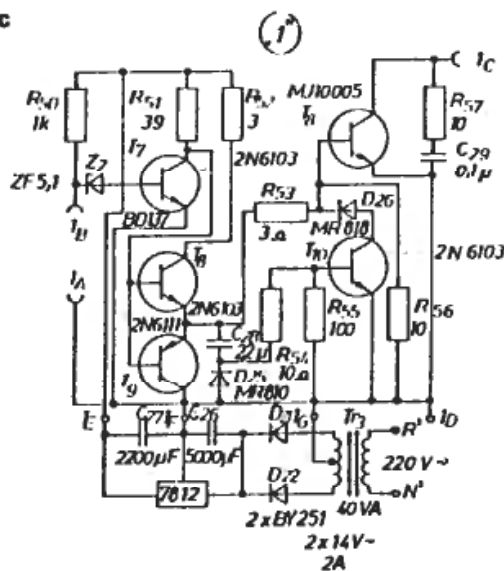
9.6a



9.6b



9.6c



9.6d

9.6. ábra

A visszacsatolt fordulatszám szabályozó rendszer teljes kapcsolási vázlatja

nagy kapacitású simító-kondenzátor terheletlen állapotban: $\sqrt{2} \cdot 220 \text{ V} = 312 \text{ V}$ -ra növel. Terhelt állapotban a simított egyenfeszültség a két fenti érték közé áll be. Joggal feltételezhetjük, hogy a vázolt adatokkal az egyenirányító kb. 280 V-ot szolgáltat, ami igen közel áll ahhoz az értékhez, amelyet a híd-inverter a $220 \text{ V}_{\text{eff}}$ értékű, 50 Hz-es alapharmonikusához igényel, nevezetesen az $1,28 \cdot 220 \text{ V} = 282 \text{ V}$ -hoz.

– Abban az esetben, ha a motort 50 Hz-

nél nagyobb frekvenciával is gerjesztjük, vagy ha a névleges fordulatszám közelében tengelyét az üzemi nyomatékkal terheljük, vagy esetleg, ha nem áll módunkban nagy kapacitású simító-kondenzátort beépíteni, célravezetőbb a hatütemű, hídkapcsolású egyenirányító használata. Ilyenkor a tápláláshoz a $3 \times 127/220 \text{ V}$ -os, vagyis 220 V vonali feszültségű hálózat szükséges, ami többnyire csak egy elválasztó transzformátorral érhető el. Az egyenirányító igen kis

hullámosságú, $1,35 \cdot 220 \text{ V} = 297 \text{ V}$ -os egyenfeszültséget szolgáltat. A 297 V-os nyers feszültség egy kapcsolóüzemű tápegységen keresztül biztonságosan fedezi az inverter max. 282 V-os feszültségét.

Jelen leírásban az egyszerűség kedvéért az első változatot alkalmazzuk. A most R , S , T és N -nel jelölt, $3 \times 220 \text{ V}/380 \text{ V}$ -os normál elosztó hálózat az S_1 jelű főkapcsolón, továbbá az $F_1 \dots F_3$ olvadóbetéteken (esetleg gyors 20 A-es kismegszakítók) keresztül a $D_1 \dots D_3$ diódák anódjaira csatlakozik. A katódok csillagszerűen kapcsolódnak össze, ide csatlakozik a C_1 simítókondenzátor, annak R_1 kisütőellenállása és a D_4 szabadonfutó dióda.

b) 3,6 kVA-es, áramkorlátozott kapcsolóüzemű tápegység

Könnyen belátható, hogy a tápegységnek legalább:

$$\frac{P}{\eta \cos \varphi} = \frac{1500 \text{ W}}{0,78 \cdot 0,8} = 2400 \text{ VA teljesítményt}$$

kell leadni, ha a vázolt motor 50 Hz-en, a névleges tengelyterheléssel, állandósult üzemben működik. Tekintettel kell azonban lennünk az elkerülhetetlen átmeneti jelenségekre, amelyek közül a gyorsítások és a mechanikai túlterhelések a leginkább említésre méltóak. Ezek hatását egy 1,5-szeres szorzótényezővel vesszük figyelembe, így a tápegységet $1,5 \cdot 2400 \text{ VA} = 3600 \text{ VA}$ -re kell méretezni.

A kapcsolóüzemű tápegység legnagyobb kimeneti feszültségét 50 Hz-es gerjesztőfrekvencia mellett $1,28 \cdot 220 = 282 \text{ V}_{\text{DC}}$ -re kell beállítani. Az alkalmazott félvezető eszközök védelme érdekében 15 A-es áramkorlátozást alkalmazunk.

A tápegység-szabályozást öt műveleti erősítő végzi, állandó frekvenciás (10 kHz) üzemmódban. Az IC_{2a} astabil multivibrátorként állítja elő a 10 kHz-es négyszöghullámot, amelyet az IC_{2b} alkotta integrátor háromszögjellé formál. Mindezek eredményeként a kimeneten egy 1...9 V tartományú fűrészjelet kapunk. A tápegység negatív kimeneti feszültsége az R_{23} ellenálláson keresztül az IC_{3d} invertáló bemenetére kerül,

hiszen a pozitív DC-sín a +12 V-os segéd-tápegység negatív ágával van közösítve. A leosztott negatív kimeneti feszültség az IC_{3d} segítségével összehasonlítódik az R_{24} jelű, a DC-sínfeszültséget szabályozó potencióméter csúszkája felől jövő alapjellel.

Az IC_{3d} kimenete az IC_{2d} negatív bemenetére kerül, ahol komparálódik az IC_{2b} által generált és az R_7 -en továbbított fűrészjellel. A komparálás eredményeként az IC_{2d} kimenetén megfelelő szélességű impulzusok jelentkeznek, amelyek a T_3 és T_2 jelformáló és erősítőtranszisztorokon keresztül változtatják a T_1 Darlington relatív bekapcsolási idejét. Ez utóbbi lényegében egy kapcsolóüzemű, soros áteresztőelem. A rendszer hatásmechanizmusa végül is olyan, hogy ha pl. pozitívba emelkedik az IC_{3d} kimenete, akkor ez egy kisebb kitöltési tényezőt, vagyis alacsonyabb kimeneti feszültséget eredményez.

Amikor a soros áteresztőelem bekapcsolt állapotban van, akkor áram folyik a pufferkondenzátorból a terhelésbe, és az L_1 simítóinduktivitáson át tér vissza. Ha a T_1 áteresztőtranszisztor lezár, akkor az induktívásban tárolt mágneses energia a terhelésen és a gyors D_6 diódán keresztül sül ki (a D_6 dióda biztosítja a zárt áramutat).

A kapcsolóüzemű tápegység kimenetére a C_3 kondenzátor csatlakozik. Feladata kettős:

- simítja a tápegység kimeneti feszültségét, és
- elnyeli a motor visszatáplálásos fékezéséből eredő energiát.

Megválasztása tehát meglehetősen kompromisszumos! Ide építettük be az M_1 és M_2 400 V, ill. 20 A végkitérésű műszereket is, amelyek segítségével ellenőrizhető a rendszer pillanatnyi állapota.

Az áramkorlátozás feladatát az IC_{2c} alkotta Schmitt-trigger látja el, amelynek bemenetei az R_{17} és R_{18} ellenállásokon keresztül a +5,1 V-os belső referenciához csatlakoznak. Az áramköri viszonyok miatt az IC_{2c} kimenete alacsony szinten marad mindaddig, míg az $R_3 + M_1$ ellenállásokon a terhelőáram hatására eső feszültség nem haladja meg a -1,5 V-ot. Ennek célszerűen 15 A-es terhelőáramnál kell bekövetkezni, vagyis

$R_3 + M_1 = 0,1 \Omega$. Túlterhelés hatására az IC_{2c} kimenete magas szintű állapotba vált, ami az R_{11} ellenálláson keresztül az IC_{2d} invertáló bemenetét vezérli. Ez utóbbi kimenete ilyenkor alacsony szintű lesz, a T_3 tranzisztor lezár, T_2 pedig telítésbe megy, így elmarad a T_1 vezérlése. Mindezek hatására csökkenni fog a tápegység kimeneti feszültsége, ami mérsékelni igyekszik a terhelőáramot. A Schmitt-trigger gyors reakcióidejének köszönhetően a fent részletezett áramkorlátozás annyira hatékony, hogy a 3,6 kVA-es DC-sín ellenáll a rövidre zárásnak, amelynek megszűnését követően a feszültség mindennemű RESET nélkül visszaáll!

A T_1 nagy teljesítményű tranzisztor védelmét szolgálja a J_1 jelfogó munkaérintkezője, amely mindaddig nem kapcsolja rá a kollektorra a nyers egyenfeszültséget, amíg a bázismeghajtás nem áll rendelkezésre. A módszerrel mérsékelhető a rendszer bekapcsolási vesztesége. A jelfogó nagy elektromos időállandója és mechanikai tehetetlensége miatt a fenti kívánalom automatikusan teljesül.

Az így felépített tápegységen sztatikus vizsgálatokat végeztünk, miközben a bemenetén 290 V-os nyers egyenfeszültség volt. A névleges kimeneti feszültséget 250 V-ra állítottuk be, amely kb. 1 V-ot csökkent, mialatt a terhelőáramot 1 A-ról 12 A-re növeltük.

A VCO, a QSW-generátor és a hídinverter blokkok ismertetésétől most eltekintünk, mivel a 8.1., 8.3., valamint a 7.4. szakaszban kimerítő működési leírást adtunk róluk.

c) A tachométer áramköre

A kísérleti elrendezésünkön a motor tengelyére egy kb. 140 mm átmérőjű, merev alumínium tárcsát erősítettünk, amelynek kerülete mentén egyenletes elosztásban 60 fogat képezünk ki. A tárcsa üzem közben szabadon forog az IC_4 H13B1 típusú optocsatoló részében. Ez utóbbi impulzusait a T_4 tranzisztorral erősítjük és formáljuk – csökkentve azok fel-, ill. lefutási időit. Ezt követően a jelek az IC_{3a} -ra épült monostabil multivibrátort indítják.

A monostabil multivibrátor azonos széles-

ségű impulzussorozattá alakítja át a tachométer változó frekvenciájú, de szimmetrikus négyszög hullámát, így az IC_{3a} kimenő jelnek kitöltési tényezője arányos lesz az indító jel frekvenciájával. Az IC_{3b} és C_{16} alkotta integráló kapcsolást követő DC jel már a motor szögsebességével arányos, és az ide beépített M_3 , 20 μA alapérzékenységgű, fordulatszámában kalibrált Deprez-műszert tachométerként használhatjuk.

Az IC_{3b} DC kimenetét az IC_{3c} pozitív bemenetére vezetjük, mely utóbbi mint referenciakomparátor működik. Ez a fokozat hasonlítja össze ugyanis a motor szögsebességével arányos feszültséget az R_{24} potencióméter csúszkáján megjelenő, fordulatszámbeállító alapjellel. A C_{14} kondenzátor integrátoros jelleget ad; így a rendszer elektronikus reakcióideje (kb. 0,4 s) igazodik a motor elektromechanikai időállandójához. Az IC_{3c} kimenete automatikus üzemmódban az IC_{3d} nem invertáló bemenetét vezérli, amely áramkör végső soron a kapcsolóüzemű tápegység sínfeszültségét szabályozza.

A rendszer helyes beállítás esetén kompenzálni fogja a terhelőnyomaték változásának (vagy más zavarnak) a motor fordulatszámára gyakorolt hatását. Például, ha bármilyen ok folytán a beállított érték alá csökkenne a motor fordulatszáma, akkor az IC_{3c} és egyúttal az IC_{3d} kimenete is alacsony szintre vált. Ez az IC_{2d} komparátoron keresztül növeli a kapcsolóüzemű tápegység feszültségét és az inverter frekvenciáját, ami a motor fordulatszámának növelését eredményezi. Másrészt, ha a terhelőnyomaték csökkenése révén a kívánt érték fölé emelkedne a fordulatszám, akkor az IC_{3c} és IC_{3d} kimenete magas szintre vált. Ez a sínfeszültség és a frekvencia csökkenését, egyúttal a motor fordulatszámának mérséklését vonja maga után.

Látható, hogy a vázolt módszer stabilizálni igyekszik a motor fordulatszámát. 50 Hz-es gerjesztőfrekvencia esetén a fordulatszám ingadozása kevesebb, mint 1 %, ha a terhelőnyomatékot nulla és a névleges érték között változtatjuk!

d) Stabilizált segéd tápegységek

Mint már utaltunk rá, a rendszer működtetéséhez hat stabilizált segéd tápegység szük-

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, 3X220 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 teljesítménytranzistorainak, valamint a motor vonali áramának oszcillogramja 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 messze menően 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:

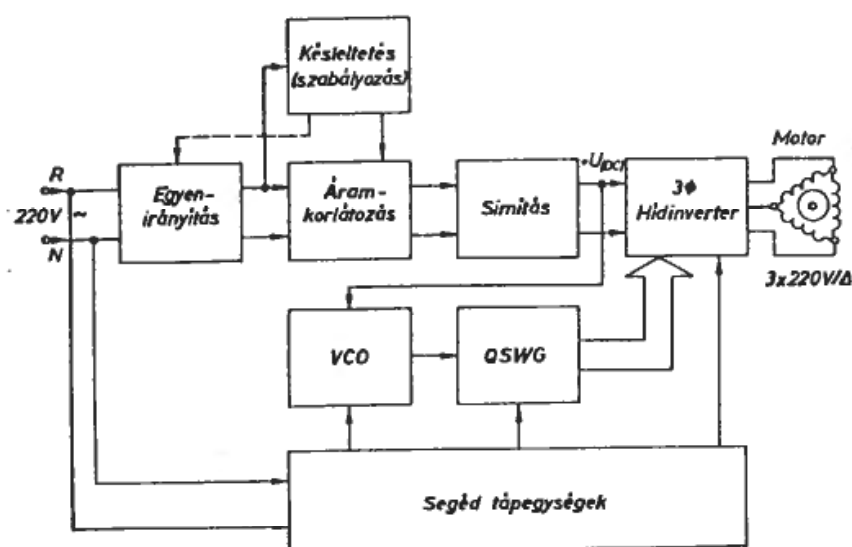
a) Megoldottuk a bekapcsolási áramlökések mérséklésének problémáját.

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.



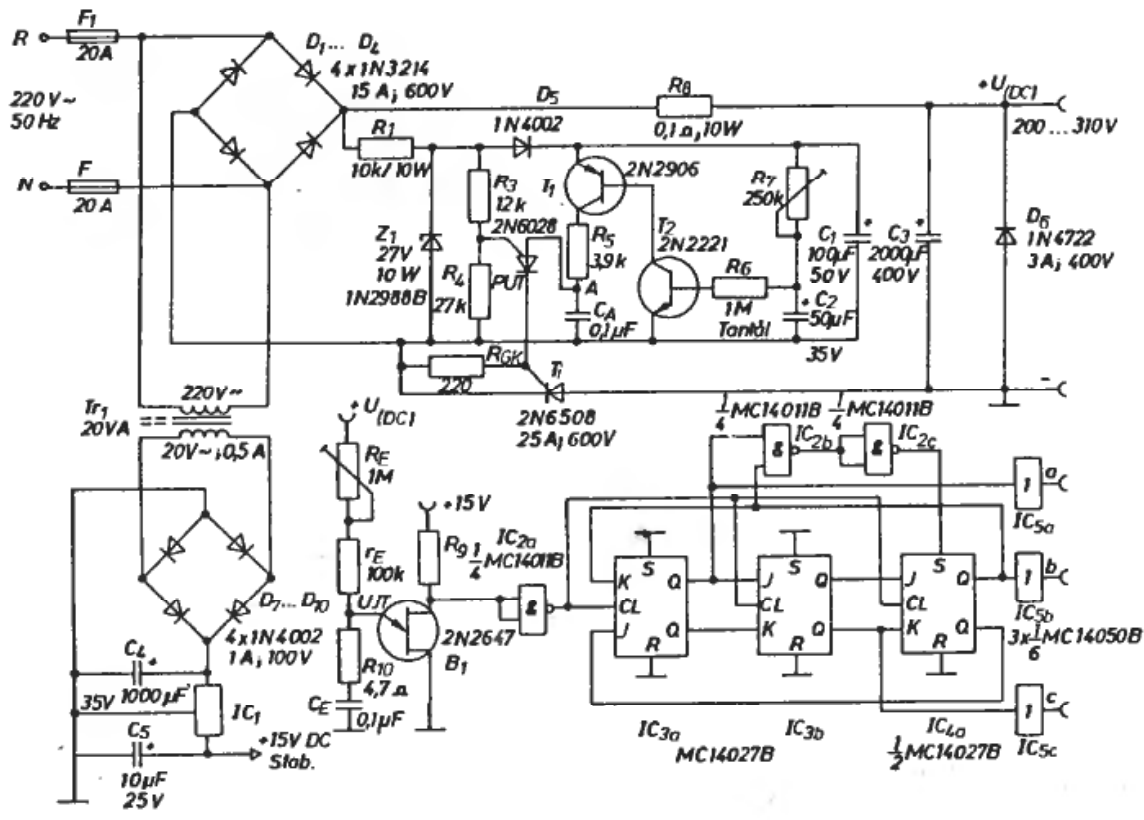
9.7. ábra

A fázisszám-átalakító blokkdiagramja

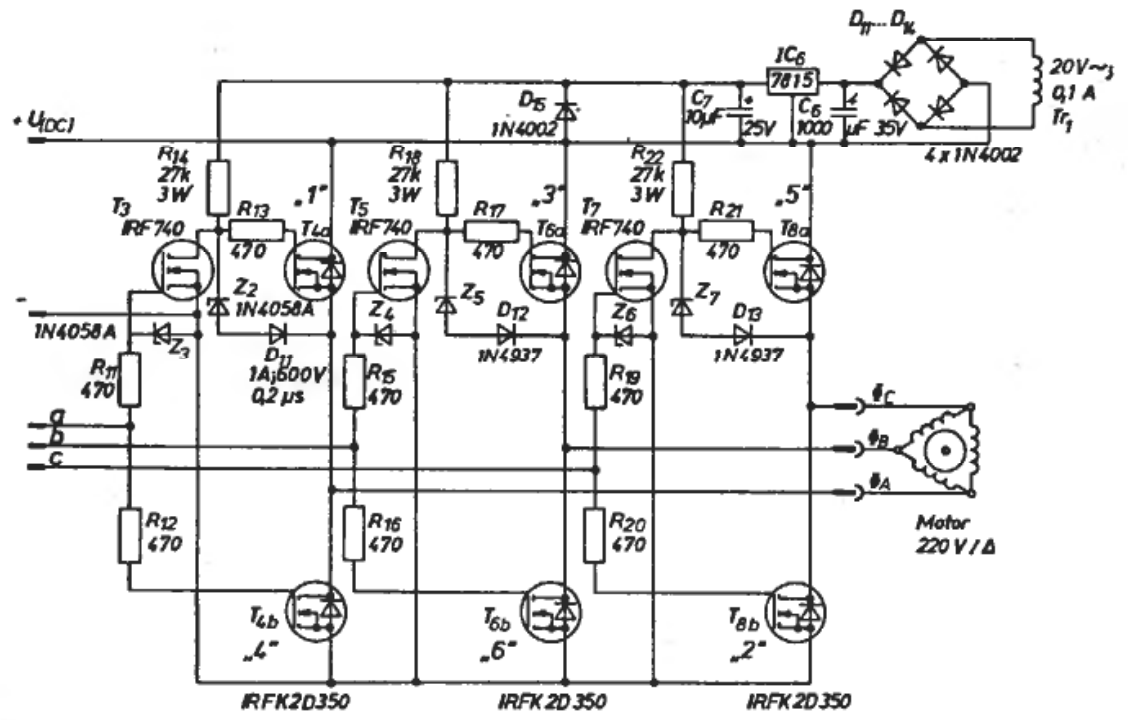
Az ismertetésre kerülő elektronika részletes elvi vázlatát a 9.8. ábra szemlélteti. A következőkben az ábrán látható főbb funkcionális egységeket tárgyaljuk.

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 simító-kondenzátort. Ez utóbbi fegyverzeteihez 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 simító-kondenzátorra 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 beigazolódott, hogy ha a bekapcsolási folyamatot 8...10 félszínusnyi 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 időzítő-kondenzátort.

Másrészről a D_5 elválasztó diódán keresztül és a Z_1 kis differenciális ellenállása segítségével a C_1 simító-kondenzátor 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 késleltető-kondenzátor töltése nulláról kezd el növekedni, így a T_2 és T_3 tranzisztorok kezdetben nagyon kis árammal vezetnek. Következésképpen a C_A anódkondenzátor 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 kondenzátor 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 simító-kondenzátor, 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 áramkörü megoldásokat választottuk. Ezért elhagytuk az UJT B_2 -köri csatoló-kondenzátorát és diódáját, valamint a frekvenciafelező fokozatot. Ellenben a viszonylag nagy értékű emitter-kondenzátor miatt ajánlatosnak tűnt az R_{10} ellenállás beépítése. A korábbiakban láttuk, hogy a QSW 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-

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.

Könyvünkben beszámoltunk a különféle törpemotorok nagy átfogású, elektronikus fordulatszám-szabályozási módszereiről, és ezeket a módszereket gyakorlati és kipróbált áramköri példákkal illusztráltuk.

Ennek keretében először a miniatűr DC motorok analóg integrált áramkörös szabályozási lehetőségeit mutattuk be, majd ezt követően megvizsgáltuk a kétfázisú, ún. serleges forgórészes AC szervomotor elektronikus meghajtórendszerét. Az állandó (üzemi) kondenzátoros, kalickás motorok változó frekvenciás tápfeszültségét digitális módszerrel állítottuk elő.

A könyv fő részét kétségtelenül a kisteljesítményű, háromfázisú motorok jó hatásfokú, nagy átfogási tartományú félvezetős szabályozási módszerei teszik ki. Ennek során vázoljuk az indukciós motorok mű-

ködési feltételeit, leszámazzuk a háromfázisú hídinvertert, és foglalkozunk a tápláló szinuszhullám közelítésével.

A könyvben közölt kapcsolások többségét kipróbáltuk, és megadtuk a kész áramkörök mért jellemzőit is. Itt hívjuk fel a figyelmet az egyes kapcsolásoknál közölt biztonsági és balesetvédelmi tanácsok fontosságára.

Végül szeretnénk megjegyezni, hogy az összeállításban szereplő MHTL IC-eket igen jól helyettesíthetjük pl. a TELEDYNE HiNIL 300-as vagy a SIEMENS LSL FZ 100 sorozatú tokjaival. Az MC14 000 CMOS áramkörök helyett minden további nélkül használhatjuk a nálunk is kapható RCA CD4000, az NDK-gyártmányú V4000 és a szovjet KXXX sorozatú integrált áramköröket!

- Delco Electronics*: Darlington Motor Speed Control. Application Note, AN 57., 1977.
- Delco Electronics*: A 7 A, 750 VDC Inverter For A 2 HP 3×480 VAC Induction Motor. Application Note, AN 60., 1977.
- Ferenczi Ödön*: Kapcsolóüzemű tápegységek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.
- Ferenczi Ödön*: Félvezetős feszültségátalakítók. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- International Rectifier*: HEXFET DATABOOK. HDB-3., 1984-85.
- Larson, Boyd*: Power Control Electronics. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1983.
- Mazur, Thomas*: Variable Speed Control System For Induction Motors. MOTOROLA Application Note, AN 575 A., 1974.
- Mc. Allister, Ken*: D. C. Servo Motor Systems Using the ICH 8510. INTERSIL Applications Bulletin, A 026., 1979.
- MOTOROLA Inc.*: The SwitchMode Series, 155-G. 1978.
- MOTOROLA Inc.*: Bipolar Power Transistor Data, DLE 111/D., 1985.
- MOTOROLA Inc.*: Linear-SwitchMode Voltage Regulator Manual, DLE 405/D, 1985.
- MOTOROLA Inc.* CMOS Logic Data., 1986.
- Pshaenich, Al*: Servo Motor Drive Amplifiers. MOTOROLA Application Note, AN 590., 1975.
- Strong, A.-Hoffman, D.*: Three Phase Motor Controller. SILICONIX Application Note, AN 9-2., 1979.
- Toshiba Corp.*: Toshiba power device. Data Book., 1985.
- Wilcken, Dick*: Power D/A Converter Using the IH 8510. INTERSIL Application Bulletin, A 021., 1979.
- Wurzburg, H.-Malarkey, T.*: A Variable Frequency Control For 3Φ Induction Motors. MOTOROLA Application Note, AN 766., 1978.

Az idegen eredetű kifejezések, rövidítések, jelölések stb. értelmezése

- AC (= Alternating Current): váltakozó áram
 BCD: binárisan kódolt decimális (szám)
 Bias: munkaponti előfeszítés
 CMOS (= Complementary Metal Oxide Semiconductor): komplementer fém-oxid-félvezető szerkezetű logikai áramkör gyártási technológiája
 D/A: digitális-analóg (átalakító)
 Darlington: azonos struktúrájú tranzisztorok erősítését növelő speciális, több tranzisztoros elrendezés
 DC (= Direct Current): egyenáram
 Duolitikus: két alkatrészből álló (pl. Darlington-kapcsolás)
 EMF (= Electromotive Force): ellenelektromotoros erő
 EN (= Enable): engedélyezés
 Gate: kapu; vezérlőelektróda
 GTO (= Gate Turn Off): vezérlőelektródával kapcsolható; oltható kapcsoló vagy tirisztor
 H (= High): magas (szint)
 HEXFET: egy jellegzetes, nagy teljesítményű MOSFET elrendezés
 HT (= High Tension): nagy feszültségű
 IC (= Integrated Circuit): integrált áramköri egység
 Inercia: tehetetlenség, tehetetlenségi nyomaték
 IR (= Infra Red): infravörös
 Kompozit: NPN és PNP tranzisztoroknak egy sajátos β -sokszorozó összekapcsolása
 L (= Low): alacsony (szint)
 LED (= Light Emitting Diode): fénykibocsátó dióda
 Master-Slave: ún. mester-szolga elrendezésű bilenőkör
 MC (= Mode Control): üzemmódváltásztás
 MHTL (= MOTOROLA High Threshold Logic): nagy zavarvédetségű logikai áramköröcsalád
 Monolit: egy félvezető lapkán kialakított (pl. IC vagy Darlington)
 MOSFET (= Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor): a félvezetőtől pl. oxidréteggel elszigetelt vezérlőelektródájú, térvezérelésű tranzisztor
 NAND: NEM-ÉS kapuáramkör
 Neutral: semleges; rendszerint földpotenciál
 NOR: NEM-VAGY kapuáramkör
 OFF: kikapcsolt állapot
 ON: bekapcsolt állapot
 PUT (= Programmable Unijunction Transistor): programozható tirisztor vagy tranzisztor
 PWM (= Pulse Width Modulation): impulzusszélesség-moduláció
 OSWG (= Quasi Square Wave Generator): szélesség-modulált négyszöghullám-generátor
 Quadratura: 90°-os fázishelyzet
 R (= Reset): visszaállítás; törlés, alaphelyzetbe állítás
 REF: Referencia (feszültség)
 Return: visszatérő, visszavezető (rendszerint negatív) ág
 RF (= Radio Frequency) rádiófrekvencia
 RMS (= Root Mean Square): effektív érték
 S (= Set): beállítás; beírás
 SC (= Slope Control): meredekség- vagy gyorsulás-szabályozó
 Semiconverter: vezérelt egyenirányító
 Snubber: lökésálló; du/dt csillapítódiódás RC tag
 SOA (= Safe Operation Area): a biztonságos működés tartománya
 SSW (= Six Step Wave): hatlépcsős hullám
 Szekvencia: időbeni sorrend
 U/D (= Up/Down): fel/le (oda/vissza) számlálás
 UJT (= Unijunction Transistor): egyátmenetű tranzisztor
 VCO (= Voltage Controlled Oscillator): feszültség-vezérelt oszcillátor
 Worst Case: a legkedvezőtlenebb eset (feltétel)

95 Ft

Elektronika