

1974 SEP 17



MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézet Budapest



MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA
Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézet

Tanulmányok 25/1974.

A kiadásért felelős:

Dr. Arató Máttyás

Jelen dolgozat a 4.4.3 "Háromfázisú
kényszerkommutációs inverterek" c.
intézeti alapkutatói téma keretében
készült

Készült: az Országos Műszaki Könyvtár és Dokumentációs Központ házi sok-
szorosítójában. F.V. Janoch Gyula

HÁROMFÁZISU TIRISZTOROS INVERTEREK
ÁLLANDÓSULT TRANZIENS JELENSÉGEI ÉS
BELSŐ IMPEDANCIÁJA

Járdán R. Kálmán

Kandidátusi értekezés

Budapest, 1974.

TARTALOMJEGYZÉK

	Oldal
ELŐSZÓ	7
1. BEVEZETÉS	9
2. A SZAKIRODALOM ÁTTEKINTÉSE.	11
3. A VIZSGÁLT INVERTER-TIPUS JELLEMZŐI	23
3.1 Az inverter oltóköreinek működése	25
4. KÖZELITŐ MÓDSZER ÁLLANDÓSULT TRANZIENS IDŐFÜGGVÉNYEK MEGHATÁROZÁSÁRA	37
4.1 Passzív R - L terhelés.	41
5. AZ INVERTER ÜZEMÁLLAPOTAI, HELYETTESITŐ KAPCSOLÁSOK	45
5.1 Körárammentes inverter helyettesítő kapcsolásai	45
5.2 Az inverter üzemállapotai az oltóköri jelenségek figyelembevételével	48
6. A TRANZIENS FOLYAMATOK SZÁMITÁSA AZ INVERTER ÜZEMÁLLAPOTAI ÉS HELYETTESITŐ KAPCSOLÁSAI ALAPJÁN.	69
6.1 Áramköri egyenletek	70
6.2 Koordináta-transzformációk.	76
6.3 Alapharmonikus árammal terhelt inverter belső impedanciája	76
7. FÜGGELÉK.	89
7.1 Inverter-állapot elemző program	89
7.2 Alapharmonikus árammal terhelt inverter számítógépes vizsgálata.	101
8. IRODALOMJEGYZÉK	107

ELŐSZÓ

Jelen értekezés témáját azok az eredmények adják, amelyek az MTA Számítás-technikai és Automatizálási Kutató Intézet "Félvezetők Erősáramu Alkalmazása az Automatizálásban" osztályon Dr. Rácz István osztályvezető irányításával a frekvenciavezérelt aszinkron motoros hajtásokkal és a háromfázisu szünetmentes biztonsági áramforrásokkal kapcsolatban végzett kutatásaink során születtek.

A háromfázisu tirisztoros inverterek vizsgálatára Park vektorokat alkalmazva sikerült olyan módszereket kidolgozni, amelyekkel az ilyen áramkörök bonyolult folyamatai áttekinthetőbbé válnak és ezek matematikai leírása is egyszerűbbé tehető. Nagyrészt ennek köszönhető számos olyan jelenség felismerése, amelyek elemzése hozzájárult, hogy a korábban ismert megoldásoknál jobb műszaki paramétereket biztosító áramköröket dolgozzunk ki.

Az értekezésben leírt elméleti módszereket, ill. az azok alapján kidolgozott számítógép programokat felhasználtuk az intézetben kifejlesztett és gyártásra átadott berendezések tervezésekor. A leírt eredmények többsége publikálásra került az irodalomjegyzékben felsorolt 14 közleményben, ill. szabadalmi bejelentésben [64-77]. Egyes részletkérdések a közleményekben részletesebben megtalálhatók, az inverter üzemállapotainak elemzését kivéve (5. fejezet), amely a közlemények korlátozott terjedelme miatt nem kerülhetett ilyen részletes leírásra.

Itt jegyezzük meg, hogy az irodalomban a "kommutáció" szóval gyakran különböző fogalmakat jelölnek. A félreérthető megnevezések (pl. "kommutáló tirisztor") elkerülésére a "kommutáció" szót csak hagyományos értelemben használjuk, annak a folyamatnak a jelölésére, amelynek eredményeként pl. a terhelés árama az egyik egyenáramu sinről a másikra tevődik át. A vezető tirisztor áramának megszakítását "oltásnak"-, az e célra szolgáló áramköröket "oltóköreknak"-, ezek elemeit "oltó tirisztoroknak", "oltóköri fojtónak"... stb. nevezzük.

Ezuton fejezem ki köszönetemet Dr. Rácz István professzornak, aki munkámat állandó figyelemmel kísérte, az értekezés megírása során nyújtott segítségéért, számos ötletéért és értékes tanácsaiért.

Végül köszönettel tartozom munkatársaimnak, akiknek lelkes munkája lehetővé tette, hogy az elméleti eredményeket kísérletileg ellenőrizzük és azok gyakorlati alkalmazást nyerjenek.

1. BEVEZETÉS

Az iparilag fejlett országokban a megtermelt villamos energiának mintegy $2/3$ részét villamos hajtások táplására használják fel, ugyanakkor a korszerű technológiai eljárások egyre szigorubb követelményeket támasztanak a villamos hajtásokkal szemben. Mind szélesebb területen merül fel a szabályozható fordulatszámú hajtás iránti igény, gyakran nagy szabályozástechnikai követelményekkel párosulva. A villamos hajtásoknak a termelési technológiákban betöltött szerepéből következik, hogy a hajtások megbízhatósága iránti igények ugyancsak rendkívül nagyok. A felhasznált energiamennyiségből adódóan minden százaléknyi hatásfok-javulás népgazdasági szinten százmilliós megtakarítást jelent, ezért az alkalmazott hajtásoknak jó hatásfokkal kell rendelkeznie, lehetőleg a teljes szabályozási tartományban.

A tirisztor megjelenéséig változtatható fordulatszámú hajtás céljára leggyakrabban egyenáramú motor-generátor gépcsoportot, vezérelt higanygőz egyenirányítóról vagy mágneses erősítőről táplált egyenáramú motort, ill. kommutátoros váltakozóáramú gépet alkalmaztak. Ezeknek a megoldásoknak közös hátránya, hogy kommutátoros gépet használnak, amelyeknél a kommutátorral kapcsolatos problémák közismertek. Ezeknek a gépeknek a megbízhatósága kisebb és aránylag sok karbantartást igényelnek. Esetenként problémát okozhat az egyenáramú géppel elérhető határteljesítmény.

A háromfázisú kalickás aszinkron motor a villamos hajtások ideális eszköze. Ha megfelelő változtatható frekvenciájú áramforrásról tápláljuk, "veszteségmentes" sebességszabályozást tesz lehetővé. Mivel a kalickás aszinkron motornak csak az állórészén van szigetelt tekercselése, továbbá nincs kommutátora, sokkal magasabb üzemi hőmérsékletre és fordulatszámra tervezhető, mint az egyenáramú gép. Vízalatti, poros, robbanásveszélyes vagy agresszív anyagokat tartalmazó környezetben történő felhasználásra gyakorlatilag csak a kalickás aszinkron motor jöhet szóba.

A tirisztoros inverterek kiválóan alkalmazhatók változtatható frekvenciájú és feszültségű tápáramforrásként aszinkron motoros hajtásokban, mivel igen jó hatásfokkal rendelkeznek, megbízhatóságuk magas, mozgó alkatrészt nem tartalmaznak, ezért karbantartási igényük kicsi, élettartamuk hosszú.

A tirisztoros inverterről táplált aszinkron motoros hajtásokkal kapcsolatban igen erőteljes kutatómunka folyik az egész világon. Az eddig elért eredményeket az irodalmi áttekintésben összefoglaltuk.

A tirisztoros inverterek új alkalmazási területekre is bevonultak. Ezek közül legjelentősebb a nagyfontosságú fogyasztók táplálására szolgáló biztonságos

sági áramforrásokban való felhasználásuk. Ilyen berendezések gyártása már Magyarországon is megindult.

Az inverterek gyakorlati alkalmazásában elért eredmények igen jelentősek, viszont az inverterekkel kapcsolatos elmélet számos területen elmarad az igényektől és egyes elméleti kérdések tisztázatlansága a kutatásban bizonytalanságot okoz és akadályozza a további fejlődést. Így pl. az irodalomban nem található olyan módszer, amellyel a háromfázisú inverterek félvezetőinek és egyéb elemeinek igénybevétele a méretezéshez kellő pontossággal számítható lenne, nem található számítási módszer az inverterek belső impedanciájának meghatározására és az inverterek lehetséges üzemi állapotai, sajátos jelenségei sincsenek kellő mélységig felderítve.

Jelen értekezés keretében Park vektorok és mátrix számítás alkalmazásán alapuló elméleti módszert mutatunk be, amellyel a fenti problémák megoldhatók.

A 4. fejezetben közelítő módszert ismertetünk az inverterről táplált fogyasztók állandósult tranziens időfüggvényeinek meghatározására. (A közelítés a fizikai képből van, a jelenségek matematikai leírása egzakt). Az ismertetett módszerrel impulzusvezérelt inverterek esetére is zárt alakú kifejezéseket kapunk az irodalomból ismert eljárásoknál egyszerűbben.

Az 5. fejezetben részletesen elemezzük az inverterek üzemi állapotait és az egyes üzemi állapotokban érvényes helyettesítő kapcsolásokat. Ennek során olyan jelenségeket és sajátos üzemi állapotokat sikerül feltárnunk, amelyek létezésére az irodalomban nem találunk utalást. Az üzemi állapotok részletes elemzése alapján rámutatunk olyan vezérlési lehetőségekre, amellyel csökkenteni lehet az oltókör frekvenciáját, ezáltal magasabb inverter-hatásfokot, kedvezőbb félvezető igénybevételt érhetünk el.

A 6. fejezetben a helyettesítő kapcsolások alapján példaként belső feszültséggel rendelkező fogyasztóval terhelt inverter áramköri egyenleteit írjuk fel. Az alkalmazott koordináta transzformációk révén a nagyszámú helyettesítő kapcsolat ellenére egységes matematikai leírást tudunk alkalmazni, amely igen előnyös a számítógépes megoldás szempontjából.

Végül a Függelékben röviden ismertetjük az általunk kidolgozott számítógép programok felépítését és több konkrét számításon mutatjuk be ezek sokoldalú felhasználhatóságát a háromfázisú inverterek tervezésekor, ill. paramétereinek meghatározásakor.

2. A SZAKIRODALOM ÁTTEKINTÉSE

Az egyenáramot többfázisú váltakozóárammá alakító inverterek elve igen régóta ismert. Az első, elektronikus és statikus eszközökkel megvalósított inverterről szóló közlemény - az AIEE által 1950-ben a konverterekről készített bibliográfia szerint - 1925-ből származik. Ebben az időben a gáztöltésű, rácsvezérlésű csövet alkalmazták kapcsolóként.

A vezérelt higanygőz egyenirányító megjelenésével már igen jelentős teljesítményű berendezéseket tudtak megvalósítani. Gyakorlati felhasználásra elsősorban a nagyfeszültségű egyenáramu energiaátvitel területén történtek próbálkozások. 1939-től kezdődően számos kísérleti berendezést helyeztek üzembe, amelyek teljesítménye elérte a 20 MW-ot és az egyenfeszültség szintje a 100 kV-ot. Ezekben a berendezésekben hálózati kommutációval működő háromfázisú invertereket alkalmaztak.

Az elért jelentős gyakorlati eredmények ellenére az ilyen rendszerek nem tudtak elterjedni, aminek az oka az volt, hogy egyrészt a higanygőz egyenirányítók korlátozott élettartama és visszagyújtásra való hajlama, másrészt az elektronika fejletlensége miatt nem tudták elérni a villamosenergia átvitelben megkívánt igen nagy üzembiztonságot.

Az irodalomban számos kísérletről olvashatunk tirátron csövekkel, ill. vezérelt higanygőz egyenirányítókkal megvalósított változtatható frekvenciájú inverterről táplált aszinkron motoros hajtásokkal kapcsolatban is [24]. Ilyen megoldások azonban - tudomásunk szerint - nem kerültek gyakorlati alkalmazásra, aminek oka a fentiekén kívül a tirátron csövek, ill. vezérelt higanygőz egyenirányítók viszonylag rossz dinamikus tulajdonságaiban keresendő. Ezekben a kísérletekben fázissorrend kommutációval működő invertereket alkalmaztak.

A megfelelő statikus kapcsoló elem hiányában az inverterek szélesebb körű felhasználására ugyan nem került sor, az elmélet fejlődése két területen is megindult, egyrészt az aszinkron motor változó frekvenciás táplálásával, másrészt az oltókörrrel ellátott inverterekkel és az inverterekben előforduló bonyolult tranziens folyamatokkal kapcsolatban. Figyelemreméltó, hogy M.П. Костенко már 1925-ben közleményben foglalkozott az aszinkron motor primerfrekvenciás vezérlésével és levezette a terhelő nyomaték, fordulatszám és kapocsfeszültség optimális értékeit megadó összefüggését. (Электричество 1925, No. 2.)

A fázissorrend kommutációval működő inverterek analízisével is több publikáció foglalkozik még a tirisztor megjelenése előtti időkben. Pl. Turkington

ohmos ellenállással terhelt és végtelen nagynak feltételezett bemenőköri induktivitással rendelkező inverter állandósult üzemet vizsgálja 1951-ben megjelent közleményében [155]. Hasonló elemzést végzett S. Hayashi passzív R-L terhelés esetére [51]. Ezt az elméletet fejlesztette tovább a szerző 1961-ben megjelent könyvében [52].

A félvezető technika megszületése (tranzisztor: 1948) és a tirisztor felfedezése (1957) hatalmas lendületet adott az inverterek fejlesztésének és gyakorlati felhasználásának. Ez elsősorban a tirisztor kiváló dinamikus tulajdonságainak, valamint hosszú élettartamának köszönhető.

A tirisztoros inverterek a frekvencia-vezérelt hajtásokon kívül számos új területen is alkalmazásra találtak. Ezek közül legjelentősebb a nagyfontosságú fogyasztók táplálására szolgáló szükségáramforrásokban való felhasználásuk. Nagyrészt a tirisztor megjelenésének eredménye, hogy újból napirendre került a nagyfeszültségű egyenáramu energiaátvitel és ezen a téren is jelentős kutatómunka folyik [33].

A tirisztoros inverterek alkalmazásának várható műszaki-gazdasági jelentősége igen nagy, az elméleti kérdések bonyolultak és felkeltették a kutatók érdeklődését. Jól lemérhető ez a szakirodalomban. A tirisztoros inverterekkel kapcsolatos közlemények száma csak az ismertebb folyóiratokban több százra tehető. A publikációk többsége gyakorlatban megvalósított berendezésekről, azok jellemzőiről számol be és viszonylag kis része foglalkozik mélyebben az inverterek elméleti kérdéseivel. Irodalomjegyzékünkben azokat a közleményeket gyűjtöttük össze, amelyek elméleti kérdésekkel foglalkoznak vagy elméleti eredmények igazolására használható információt tartalmaznak.

A szakirodalom és tapasztalataink alapján az inverterek fejlesztésében és alkalmazásában elért eredményeket a következőkben foglalhatjuk össze:

A tirisztoros inverterekkel kapcsolatos kutatások már a tirisztor felfedezése utáni években nyilvánvalóvá tették, hogy a változtatható frekvenciájú és kimenőfeszültségű tirisztoros inverter ideális eszköz lesz változtatható fordulatszámú aszinkron motoros hajtások tápáramforrásaként. A kutatások intenzitására jellemző, hogy nem egészen négy évvel a tirisztor felfedezése után a General Electric közleményben számolt be kiváló műszaki paraméterekkel rendelkező 50 kVA-es, háromfázisú, változtatható frekvenciájú (500 Hz-ig!) tirisztoros inverter-típus kifejlesztéséről [37]. Ez abban az időben igen figyelemreméltó eredmény volt, tekintve a rendelkezésre álló tirisztorok korlátozott áram- és feszültségadatait.

1964-65-ben az Angol Vasutak kutató laboratóriumaiban kifejlesztették és kísérletileg kipróbálták az első Diesel-elektromos mozdonyt, amelyen tiriszto-

ros inverterről táplált kalickás forgórészű aszinkron motorokat alkalmaztak 800 kW összteljesítménnyel. Hasonló kísérleteket végeztek néhány évvel később a Szovjetunióban hatalmas, 9600 kW teljesítményű mozdonyal. Mindkét kísérlet kedvező tapasztalatokkal zárult, bár még további kutatásokra van szükség, hogy a vasut szigorú követelményeit mindenben kielégítsék.

A legkülönbözőbb hajtási feladatok megoldására alkalmas, inverterről táplált változtatható fordulatszámú aszinkron, ill. szinkron motoros hajtás-sorozattal jelenleg a nemzetközi piacon mintegy 20 nagyobb cég rendelkezik. Ezek nagyobb része amerikai, kisebb része nyugat-európai és japán. A szocialista országok közül egyedül az NDK-ban folyik ilyen hajtások gyártása számottevő mennyiségben.

A hajtás sorozatok teljesítménye általában néhány kVA-tól 200-300 kVA-ig terjed (10-15 fokozatban). A General Electric és a Westinghouse 500 kVA-ig, a Louis Allis Div. of Litton Industries (USA; Wisc.) 800 kVA-ig kifejlesztett sorozattal rendelkezik. Az alkalmazott inverterek frekvencia tartománya 5-10 Hz-től kis és közepes teljesítményeken (150 kVA-ig) 300-500 Hz-ig, nagyobb teljesítményeken 60-120 Hz-ig terjed.

Az inverter-vezérlőegység alapvetően digitális-logikai felépítéséből következik, hogy előnyösen illeszthető digitális szabályozókörökhöz. Jellemző, hogy az említett cégeknek kb. a fele digitális rendszerű szabályozóval is ajánlja hajtásait. Ezeknél a frekvencia-pontosság 0,005-0,001 % között van, analóg szabályozóknál 0,5 % körül.

Több helyen folynak kísérletek inverterről táplált aszinkron motoros hajtású közuti járművek kifejlesztésére. Pl. a General Motors cégnél kifejlesztett "Electrovair" típusú személygépkocsival végzett kísérletek a hajtás szempontjából igen kedvező eredményt adtak [134]. A legnagyobb problémát a villamos energia tárolása jelenti.

Az inverteres hajtások jelenlegi fejlettségi szintjén a legigényesebb hajtási feladatok is megoldhatók. Ennek ellenére nem következett be ezek olyan mértékű elterjedése, amely a korábbi optimista becslések alapján várható volna. Ennek alapvetően két oka van. Az egyik az, hogy az utóbbi években nem folytatódott a félvezető áraknak az a gyors csökkenése, amely a 60-as években mutatkozott, így az ilyen megoldások még mindig igen drágák. A másik ok az, hogy a tirisztorok alkalmazásával számos olyan új rendszer született, amely versenytársa lett az inverteres megoldásnak.

Amíg a hajtások területén az inverterek elterjedését a magas félvezető árak gátolják, a biztonsági áramforrásokban gazdaságos alkalmazásra találtak.

Ma már egyértelműen beigazolódott, hogy az inverteres megoldás nemcsak műszakilag, hanem gazdaságilag is előnyösebb a korábbi, forgógépes átalakítókat alkalmazó megoldásoknál.

Inverteres biztonsági áramforrásokat ugyancsak számos cég állít elő. Mivel a "hagyományosan" vezérelt háromfázisú inverterek az aszimmetrikus terhelésre igen érzékenyek, a cégek többsége egyfázisú inverterekből állítja össze a háromfázisú rendszert, bár ez a megoldás jelentősen drágább. Háromfázisú inverter alkalmazása esetén korlátozzák a terhelés megengedhető aszimmetriáját 20 % körül [162]. Tetszőleges terhelési aszimmetriát megengedő vezérlési módszert - tudásunk szerint elsőként - az MTA SzTAKI-ban dolgoztunk ki 1968/69-ben [69]. A probléma megoldására bonyolult - 18 tirisztort alkalmazó - inverter kapcsolást dolgoztak ki az ASEA cégnél és publikálták 1973-ban [151].

A legnagyobb teljesítményű tirisztoros biztonsági áramforrásokat számítógépek táplálására alkalmazzák, nagy számítógépek esetén az összteljesítmény eléri az 1000 kVA-t. [128, 130].

Az inverterekkel kapcsolatos elméleti kutatások ugyancsak a tirisztor felfedezése után indultak meg erőteljesebben.

S. Hayashi japán prof. 1961-ben megjelent - már említett - könyve [52] nagy terjedelemben foglalkozik a periódikusan megszakított áramkörök analizálásával. Ezeket az áramköröket három nagy csoportra osztja és ebben a felosztásban az inverterek az első csoportba tartoznak.

A vizsgálatokat az operáció és mátrix számításon alapuló módszerekkel végzi. Ezeket a módszereket a szerző még a tirátroncsövekkel és vezérelt higanygőz egyenirányítókkal megoldott inverterek tranzienseinek számítására dolgozta ki, viszont a bonyolultabb felépítésű és működésű tirisztoros inverterekre a gyakorlatban nagyon nehezen alkalmazhatók.

Jellemző a módszer bonyolultságára a példaként bemutatott (igen egyszerű felépítésű) egyfázisú inverter áram- és feszültség időfüggvényeit leíró egyenleteinek levezetése. [171-210 old.] A vizsgált inverter egyes üzemi állapotainak időtartamát maguk a tranziens folyamatok határozzák meg, ezért a korábban levezetett képletek erre az esetre elvileg nem érvényesek. Ezt a problémát a szerző úgy hidalja át, hogy a valóságtól eltérően az egyes üzemi állapotok idejét a tranziens folyamatoktól függetlenül állandónak tekinti (197. old.).

Mivel ez a feltételezés nem jogos, az elvégzett számítások hibás eredményre

vezetnek. Ennek a szerző ugyan tudatában van, de minden vizsgálat nélkül kijelenti, hogy az elkövetett hiba "nem végzetes".

Igen erőltetett az u.n. "abnormális kezdeti feltételek" fogalmának bevezetése [48. old.]. Ilyen pl. két különböző feszültségre töltött kondenzátor impedancia nélküli párhuzamos kapcsolása vagy különböző áramu fojtók sorbakapcsolása. A gyakorlatban megvalósított áramkörökben ilyen esetek nem fordulnak elő.

A Hayashi által leírt módszert fejlesztte tovább Hanrahan 1963-ban megjelent publikációjában [47], azzal, hogy a Sylvester kifejtési tétel helyett a szimmetrikus összetevők pillanatértékeivel dolgozik. Konkrét példaként fázissorrend kommutációval működő háromfázisú invertert vizsgál. Ez tulajdonképpen az ilyen analízis szempontjából a legegyszerűbb áramkör, mivel a hatodperiódusonként csak egyféle üzemállapota van. Ennek ellenére a felírt egyenleteket (analitikusan) megoldani csak tiszta ohmos terhelés és végtelen nagy bemenőköri induktivitás esetére tudja. Az így kapott egyenletek pontosan megegyeznek a Turkington [155] által "elemi" módszerekkel kihozott egyenletekkel.

A Hanrahan által leírt módszert alkalmazta Shewan (Pardue University, USA, Wisc.) inverterről táplált aszinkron motorral foglalkozó disszertációjában, amelynek főbb eredményeit 1968-ban (társszerzővel) publikálta [133]. Az alkalmazott inverter-típus a fázissorrend kommutációs inverterek kissé módosított, visszáram diódákkal kiegészített változata. Ez azért érdekes, mert ennek az inverternek már számos üzemállapota lehetséges. A leglényegesebb üzemállapotváltozást ennél az inverternél pl. az 1. hatodperiódusban az i_c fázisáram nullátmenete idézi elő, mert ennek hatására a motor c fázisának áramköre megszakad. Ezt a szerzők az egyenletek felírásánál figyelembe veszik, de egyébként az invertert ideálisnak tekintik. Ha felrajzoljuk az áram és feszültségvektorokat a vizsgált esetre, láthatjuk, hogy az inverternek a vizsgált kettővel szemben négyféle üzemállapot- (helyettesítő kapcsolás-) sorrendet kellene figyelembe venni pontosabb analízishez. A jelentős egyszerűsítések ellenére a kapott egyenletek meglehetősen bonyolultak és fizikailag nehezen értelmezhetők. Meg kell jegyeznünk, hogy az egyenletek egy része egyszerűbben is levezethető, továbbá, hogy az egyenletek közül több hibásan van felírva.

Az inverterről táplált aszinkron és szinkron-motoros hajtások fejlesztése szükségessé tette az ilyen rendszerek stabilitási problémáinak vizsgálatát. A kérdéssel számos kutató foglalkozott, de jellemző a megoldandó problémák bonyolultságára, hogy ezek a kutatások eléggé eltérő eredményekre vezettek, amelyeket főként az alkalmazott közelítések, helyettesítő kapcsolások külön-

bőzősége okoz.

Részletesebben foglalkoztak ezzel a kérdéssel Krause és munkatársai (Wisconsin-i Egyetem, USA) [87, 88, 89, 97, 98].

Az aszinkron motor kis változásokra érvényes átviteli függvényeit felhasználva analóg számológép segítségével tanulmányozták a közbenső egyenáramú körös inverterből és aszinkron motorból álló rendszer dinamikus viselkedését. Az aszinkron motor átviteli függvényén kívül figyelembe vették az egyenáramú szűrőkör kapacitását, a fojtótekerecs induktivitását és ellenállását, valamint az egyenirányító előtti transzformátor szórási reaktanciáját [97]. Az invertert ideálisnak tekintették. Az elvégzett nagymennyiségű számítás eredményeként azt találták, hogy a rendszernek a frekvencia-nyomaték sikon két stabilis és egy labilis tartománya van, amelyek határai a rendszer paramétereitől függenek. (Kis- és nagy terhelőnyomatéknál stabilis, közepes nyomatékoknál labilis a rendszer). Azt találták, hogy jelentős hatása van a rendszer dinamikus viselkedésére (a gyakran elhanyagolt) mágnesező ágnak és a stator ellenállásnak. Azt, hogy milyen jelentős hatása van a rendszer stabilitására az inverter elhanyagolt belső impedanciájának, igen jól mutatja az említett közleménnyel kapcsolatos vita. Jacovides és Agarwal (a General Motors kutató laboratóriumában az inverterről táplált aszinkron motoros hajtás fejlesztésén dolgoznak), az általuk épített különböző teljesítményű, fordulatszám-tartományu hajtások egyikénél sem tapasztalták a Lipo és Krause által leírt instabilitási jelenséget. Studtman és Yarema (az inverteres hajtások fejlesztésében és gyártásában nagy tapasztalatokkal rendelkező Borg-Warner Co. kutató laboratóriumából) kísérletileg ellenőrizték a szerzők által közölt (számított) eredményeket. Az általuk vizsgált rendszer dinamikus viselkedése minőségileg megfelelt a Lipo és Krause által publikált diagramoknak, de a számított és mért eredmények között 50-100 % eltérést tapasztaltak. Általában a fizikai modell lengési hajlamát sokkal kisebbnek találták, mint ami a számológép-modell alapján várható lett volna. Megjegyzik, hogy igyekeztek azonos szűrőköri és motor paramétereket alkalmazni, csupán az inverter veszteségeit és belső ellenállását nem vették figyelembe, miután "nem volt ismeretes, hogyan kell ezeket a tényezőket figyelembe venni".

Lipo és Krause elismeri, hogy a mért és számított eredmények között tapasztalható nagy eltéréseket az okozza, hogy az "analóg számológépes megoldásban ideális invertert tételezünk fel és nyilvánvalóvá vált, hogy a valóságos inverter kommutáló áramköre bizonyos csillapítást ad, amelyet az ideális inverterrel nem vettünk figyelembe". A szerzők tudatában vannak az elhanyagolt tényezők fontosságának, de "tekintve a mai inverterek kommutáló áramköreinek bonyolultságát, rendkívül nehéz lenne ezek hatását figyelembe venni". (66. old.).

Miután a témával foglalkozó kutatók általában elhanyagolták az inverter belső impedanciáját és különböző mértékű közelítéseket alkalmaztak a rendszer leírására, érthető egyrészt az egyes elméleti, másrészt az elméleti- és gyakorlati eredmények közötti nagy eltérés. Igen jól mutatja az inverter belső impedanciájának hatását a rendszer stabilitására a Fallside és Wortley közleménye [35] (amely Fallside Cambridgeben készített disszertációján alapul). A szerzők felismerték, hogy az elméleti eredmények pontatlansága az elhanyagolt inverter belső impedancia következménye, ezért azt a megoldást választották, hogy a Rogers [132] által publikált aszinkron motor átviteli függvényben figyelembe vették a kísérletekhez használt inverter mérésrel meghatározott belső impedanciáját. Jellemző, hogy az inverter impedanciája, amit ohmos ellenállásként a motor stator ellenállásához adtak, kerekén négyszere-se a motor stator ellenállásának. (Az 5. fejezetben látni fogjuk, hogy az inverter belső impedanciája közel sem tekinthető tisztán ohmos jellegűnek). Az általuk végzett számítások eredménye már jobban egyezik a mérési eredményekkel. Kutatásaiknak egyik érdekes következtetése, hogy az inverter belső impedanciája (Krause és Lipo következtetésével ellentétben) nem csökkenti, hanem növeli a rendszer lengési hajlamát. A stabilis és labilis tartományok képe minőségileg megegyezik a Lipo és Krause által közölttel, bár eltérő (inverter feszültség-frekvencia) sikon ábrázolták a tartományokat.

Az inverter impedanciájának méréséhez természetesen szükséges az inverter megépítése, holott egy bonyolult, számítógépes stabilitásvizsgálatnak éppen az lenne az értelme, hogy elkerüljük a költséges és időtrábló modell-kísérleteket. Ez is mutatja az inverter belső impedancia számításával történő meghatározásának fontosságát.

Az aszinkron motorok stabilitási problémáival foglalkozik Ramesh és Robertson, az aszinkron motor helyettesítő kapcsolásai alapján [126]. Az általuk alkalmazott módszer jobban megfelel a mérnöki szemléletnek, a matematikai apparátus egyszerűbb, mint a korábban említett kutatók által használt mátrix sajátérték-vizsgálat. Az invertert azonban ideális alapharmonikus feszültséggenerátorral helyettesítik, tehát az inverter hatását nem veszik figyelembe.

Az aszinkron motor és fázissorrend kommutációval működő inverter üzemet vizsgálja a kördiagramok módszerével Ривкин és Шевченко [129]. A módszer érdekes, azonban csak ebben az esetben alkalmazható, mivel a vizsgált inverterről feltételezhető, hogy csak egyféle üzemállapota van hatodperiódusonként.

A háromfázisú inverterek másik jelentős alkalmazási területén, a biztonsági áramforrásokban ugyancsak nagy hatása van az inverter belső impedanciájának a rendszer műszaki jellemzőire. A szünetmentes energiaellátást igénylő fo-

gyasztók (például a számítóközpontok berendezései) igen nagy tranziens áramcsúcsokkal terhelik az invertert, ugyanakkor a megengedett feszültségesésre igen szigorú előírások vannak [128]. A biztonsági áramforrás tranziens feszültségesését a kimeneti szűrő (a kimenő transzformátorral) és az inverter dropja határozza meg. Ugyancsak szoros összefüggés van az inverter belső impedanciája és a biztonsági áramforrás aszimmetrikus terhelhetősége között [74].

A biztonsági áramforrásokkal kapcsolatos kutatások jelentős része a nagy megbízhatóságu rendszerek kifejlesztésére irányul [38, 53, 61, 92, 128, 130]. A kutatások eredményeként ma már üzemelnek olyan berendezések (1000 kW körüli teljesítményszinten), amelyek (számított) MTBF értéke 5-15 év között van. A megbízhatóság növelése érdekében bonyolult ellenőrző és beavatkozó rendszert dolgoztak ki Хамудханов és munkatársai [49] inverteres aszinkron motoros hajtások számára. Belátható azonban, hogy ez a megoldás nem növeli a megbízhatóságot, mivel az ellenőrző rendszer bonyolultsági foka azonos az ellenőrzött rendszerével, azonkívül éppen a legvalószínűbb meghibásodásokra a védelem nem tud hatásosan beavatkozni.

Jelentős számu publikáció foglalkozik az inverterek kimenőfeszültségének harmonikus analízisével, ill. kiválasztott rendszámu harmonikus összetevők kiküszöbölésével [3, 29, 63, 113]. Aszimmetrikusan vezérelt háromfázisu inverterek kimenőfeszültségének harmonikus összetevői, valamint a pozitív és negatív sorrendű alapharmonikus feszültség Park vektora is meghatározható a [75]-ben ismertetett módszerrel. Több közlemény foglalkozik a kimeneti szűrők tervezésével (pl. [112]). Ezek a kérdések azért lényegesek, mert egyrészt a biztonsági áramforrások kimeneti szűrőjének költsége jelentős hányadát alkotja a berendezés összköltségének, másrészt a szűrő impedanciája jelentős hatással van a rendszer dinamikus viselkedésére.

A feszültség felharmonikusainak hatását az aszinkron motoros hajtások vizsgálatakor rendszerint elhanyagolják és ez általában nem okoz durva hibát a számításokban. Természetesen nem lehet ilyen elhanyagolást tenni, ha olyan jellemzőket akarnak tanulmányozni, amelyekre a felharmonikus feszültség és áram összetevőknek jelentős hatása van vagy éppen ezek hozzák létre. Ilyenek pl. az inverterről táplált aszinkron motorok lüktető nyomatéka, vagy a motorban keletkező többletveszteségek [10, 62, 98, 109, 131].

Mind a lüktető nyomatékkal, mind a többletveszteségekkel kapcsolatban a fentieknél egyszerűbb, szemléletesebb megoldásokat találunk [119-122]-ben. A többletveszteségekkel kapcsolatban a [119]-ben közölt görbeségeket a gyakorlatban is felhasználtuk a [72]-ben leírt aszinkron motoros hajtás tervezésekor az optimális szaggatási frekvencia meghatározására.

Számos publikáció foglalkozik a háromfázisu inverterek oltóköreinek vizsgálatával. A kérdés tanulmányozása azért lényeges, mert az inverter oltókörei határozzák meg az inverter legfontosabb műszaki jellemzőit.

Az egyik legjelentősebb munka Bradley és társai közleménye [20]. Szinte minden inverterrel foglalkozó írás hivatkozik rá. Nagyon jól rendszerbe foglalják az inverterek oltóköreinek lehetséges megoldásait és a fizikai működés alapján (egyenletek közlése nélkül) összehasonlítják az egyes típusok jellemző tulajdonságait.

Alapvető és igen gyakran hivatkozott mű Bedford és Hoft könyve [12], amely tulajdonképpen különböző folyóiratokban megjelent közlemények igen jól összeválogatott gyűjteménye. Részletesen tárgyalja az alapokat, de a háromfázisu inverterekről csak néhány kapcsolást és működési leírást közöl.

Az eddigieknél mélyebben, matematikai alapokon vizsgálja az inverterek oltóköreit Humphrey [60]. Az oltókörök működése szempontjából "erősen induktív" ohmos és kapacitív terhelést vesz figyelembe. Megállapítja, hogy erősen induktív terhelésnél az "oltott tirisztor áramát visszaram dióda veszi át, míg ohmos vagy kapacitív terheléseknél oltás után közvetlenül másik tirisztor vezethet..." (105. old. 6. bek.) Ez a megállapítás - mint a 6. fejezetben látni fogjuk - általában nem érvényes. Pl. induktív terhelésnél is lehet tirisztor-tirisztor kommutáció stb. Az is belátható, hogy az oltókör működése szempontjából az "erősen induktív" terhelés csak egyfázisu hidkapcsolásnál okozza a legkedvezőtlenebb üzemállapotot. Az említett közlemény nem vizsgálja az egyes áramköröket abból a szempontból, hogy alkalmasak-e impulzusvezérlésre, pedig az összehasonlításnál ez döntő szempont lehet.

Igen részletes elemzést és összehasonlítást végzett Verhoef a General Electric számára készített tanulmányában. Ennek főbb megállapításait publikálta [158]-ban. Egyik lényeges következtetése az, hogy impulzusvezérlésre mind aszinkron motoros hajtásokban, mind szükségáramforrásokban az egyenáramu oldali oltásu invertereket célszerű alkalmazni. (Saját tapasztalataink is ezt támasztják alá). A terhelésnek az oltókörök működésére gyakorolt hatását azonban ő sem elemzi elég alaposan. Azt állítja, hogy az oltókör viselkedését induktív terhelésnél kell vizsgálni és a konkrét méretezéskor kapacitív terhelésre csak ellenőrzést kell végezni. (602. old. 1. bek.). Nem tesz különbséget az egyfázisu és háromfázisu hidkapcsolás között. Az induktív terhelés csak az egyfázisu hidkapcsolásu inverter számára a legkedvezőtlenebb (ott is csak a félperiódus kezdetén végzett oltás szempontjából). Háromfázisu hidkapcsolás esetén a hatodperiódus kezdetén végzett oltás szempontjából legkedvezőtlenebb a -30° -os fázisszögű (induktív jellegű) terhelés. Ha impulzusszélesség modulációt is alkalmazunk, akkor egy hatodperióduson belül

bárhol lehet oltásra szükség, ezért az oltás időpontjától függően a legkedvezőtlenebb viszonyokat adó terhelőáram fázisszöge a $[-30^\circ \div +30^\circ]$ -os tartományba esik.

Az irodalomban még számos közlemény foglalkozik az oltókörök elemzésével (pl. [2, 28, 34, 43, 57, 108.]), de a hivatkozott publikációkhoz képest lényeges új megállapításokat nem tartalmaznak.

A szimmetrikus háromfázisu rendszerek vizsgálatára igen előnyösen használható a Park vektorok módszere [84], amelyet tirisztoros kapcsolásokra Dr. Rácz István alkalmazott az irodalomban először. Ezzel a módszerrel a háromfázisu tirisztoros kapcsolások bonyolult jelenségei igen szemléletesek válnak, ami más módszerekkel nem látható összefüggések felismerését teszi lehetővé, másrészt a háromfázisu rendszerek egyenletei sokkal egyszerűbben felírhatók. A vektor-pályák (egyszerű műkapcsolásokkal) oszcilloszkóp ernyőjén megjeleníthetők [121], amely mind az állandósult, mind a tranzienis folyamatok tanulmányozását, kiértékelését egyszerűbbé, megbízhatóbbá teszi. Ezenkívül a tirisztoros berendezések üzembehelyezésekor, hibakereséskor a Park vektor pályák megfigyeléséből lényegesen több információt lehet kapni, mivel egyidőben ellenőrizhetjük pl. 6 tirisztor működését.

Inverteres táplálás esetén állandósult állapotban a Park vektor pályák hatoldalú szimmetriát mutatnak, ezért elegendő a számításokat egyhatod periódusra elvégezni. A szimmetria-feltételből az állandósult állapot kezdeti feltételei könnyen meghatározhatók.

A módszer következetes alkalmazásával a legtöbb probléma megoldása egyszerűbb és áttekinthetőbb, mint más módszerekkel. A sok energiatárolás háromfázisu tirisztoros kapcsolások tranzienis folyamatai még állandósult periódikus állapotban is igen bonyolultak, az irodalomban alkalmazott egyéb módszerekkel gyakran alig áttekinthetők, ez a magyarázata annak, hogy sok a közleményekben előforduló hiba.

A Park vektorok alkalmazásával igen jól használható, kis változásokra érvényes aszinkron motor hatásvázlatot találunk [120]-ban. Az "állandósult tranzienis" jelenségek számítására a gyakorlatban általában kielégítő pontosságot ad a statikus R-L körből és alapharmonikus belső feszültségből álló helyettesítő kapcsolat [119]. A vektorpályák ábrázolását sok esetben célszerű szinkronforgó koordináta rendszerben végezni. Az így kapott görbék általában igen szemléletesek és a görbék (idővel súlyozott) súlypontja megadja az ábrázolt mennyiség alapharmonikusának vektorát, amelyből harmonikus analízis elvégzése nélkül is gyakran meglepő pontossággal becsülhető az alapharmonikus. Szinkronforgó koordináta rendszerben igen könnyű az álló alapharmonikus

és felharmonikusok eredőjének összegezése. Igen meggyőző a Park vektoros módszer előnye, ha összehasonlítjuk, milyen nehézkesen lehet az alapharmonikus és a felharmonikus áramok eredőjét fázismennyiségekkel összegezni, ahogy ezt Beck és Chandler végezte [10].

A tirisztoros villamosgép kapcsolások tranzienis jelenségeinek ill. szabályozástechnikai viselkedésének vizsgálatára alkalmas, mátrix számításra alapuló elméleti módszert találunk [125]-ben. Ez a módszer eléggé általános és az inverter helyettesítő kapcsolásainak ismeretében inverteres rendszerek stabilitásvizsgálatára is elvi nehézség nélkül alkalmazható.

A háromfázisu inverterek működése és bonyolult tranzienis jelenségei is igen jól tanulmányozhatók a Park vektorok módszerével. A ciklikus működésből adódóan állandósult állapotban itt is elegendő egy kiválasztott hatóperiódust vizsgálni, mert ebből a többi hatóperiódus áram és feszültség időfüggvényei egyszerűen megkaphatók. Park vektorok alkalmazásával az inverter működése igen szemléletesé válik és sok összefüggés egyszerűen felismerhető. Így pl. [71]-ben bemutattuk, hogy egyértelmű összefüggés van az inverter kapcsoló elemei és a kapocsfeszültség egységvektorai között. A 3. ábrán látható "vektoráramkör" alapján tetszőleges kapcsoló-kombinációhoz azonnal adódik az eredő kapocsfeszültség-vektor. A terhelőáram vektorának a fázistengelyekre vetett vetületeit elemezve megkapjuk a különböző belső árameloszlásokat adó terhelőáram fázis-szög tartományokat. (Ld. 11. ábra). Jól láthatók az egyenirányító és inverter üzemi, valamint a természetes és kényszerkommutáció tartományai. Érdekes lehetőséget fedezhetünk fel az inverter üzemi állapotait vizsgálva. Az invertert a háromfázisu hálózathoz szinkronozva, megfelelő vezérléssel az inverter (szinkrongéphez hasonlóan) fáziskompensátorként alkalmazható.

Az inverter belső árameloszlása alapján a konkrét inverter-kapcsolást figyelembe véve megkaphatjuk az inverter helyettesítő kapcsolásait. A [71]-ben csak vezetési (C) állapotra végeztünk elemzést. Jelen értekezés 5. fejezetében ezt elvégezzük nemvezetési (N) állapotra is, az 5.2 pontban pedig figyelembe vesszük azokat a módosulásokat, amelyeket az oltókör működése okoz az inverter belső árameloszlásában. Így bemutatjuk, hogy az inverternek a terhelés-oldalról nézve összesen 14-féle helyettesítő kapcsolása lehet (amely azonban az alkalmazott koordináta transzformációkkal alakilag azonos egyenletekkel írható le).

Az inverter helyettesítő kapcsolásainak ismeretében meghatározhatók az állandósult tranzienis időfüggvények, amelyekből figyelembe véve az inverter belső árameloszlásait (amely több mint 30 féle lehet) kiszámíthatók az egyes elemek (félvezetők, fojtók stb.) áram- és feszültség igénybevételei. Mint látni

fogjuk, az inverter üzemállapotainak részletesebb vizsgálatakor több olyan jelenséget találunk, amelyek létezésére a szakirodalomban nem találunk utalást.

Az állandósult tranziens áram és feszültség időfüggvények alapharmonikusai-
ból megkaphatjuk az adott munkapontra érvényes inverter belső impedanciát.
Alapharmonikus árammal terhelt inverter belső impedanciájának meghatározására egyszerűbb módszer alkalmazható, amelyet a 6.3 pontban, ill. [77]-ben írtunk le.

A számításokhoz számítógépet alkalmazunk. A programok futási ideje csökkenthető, ha a kezdeti feltételeket az állandósult állapotbeli értékhez közel vesszük fel. Erre, a 4. fejezetben Park vektorokat alkalmazva, mátrix számításon alapuló módszert mutatunk be, amellyel ideális invertert feltételezve, zárt alaku megoldásokhoz juthatunk impulzusvezérlés esetén is. Ha rendszer csillapítása kicsi, még a közelítő módszerrel számított kezdeti feltételekből kiindulva is csak igen sok ciklus után kapjuk meg a pontos megoldást, ha az iterációval a természetes folyamatot utánozzuk. A [125]-ben bemutatott módszerrel (216. old. 2. bek.) már 1-2 iteráció után pontos eredményt kaphatunk, tehát így jelentős gépidő megtakarítást lehet elérni.

Az egyik állandósult tranziens állapotból a másikba való átmenet "átmeneti függvényeinek" tanulmányozásából következtetni lehet a rendszer dinamikus viselkedésére, ezért az állandósult állapot megkeresésére kidolgozott, iteráción alapuló programokkal tranziens-tranziens időfüggvények is vizsgálhatók [76].

3. A VIZSGÁLT INVERTER-TIPUS JELLEMZŐI

A háromfázisu inverterek lehetséges megoldásait [73]-ban rendszerbe foglaltuk. Ezek közül a gyakorlatban kétféle megoldás terjedt el: az egyenáramu és a váltakozóáramu oldali oltásu inverterek.

Mindkét inverter típusnak vannak előnyös és hátrányos tulajdonságai és a felhasználási területtől függően lehet egyik vagy másik megoldás alkalmazása célszerűbb.

A kétféle megoldás lényegesebb jellemzőit röviden az alábbiakban foglalhatjuk össze:

Az inverterbe beépített tirisztorok és diódák összteljesítménye mindkét rendszerben nagyobb, mint amit ideális esetben az inverter tipusteljesítménye meghatároz. A ténylegesen beépített félvezető teljesítmény és az ideális esetben szükséges teljesítmény viszonya optimális tervezésnél a két esetben közel azonos. A különbség a két típus között a félvezető teljesítmény szempontjából abban van, hogy egyenáramu oldali oltás esetén a félvezetők (főleg a tirisztorok) túlméretezését nagyobb mértékben feszültségre és kisebb mértékben áramra, míg váltakozóáramu oldali oltás esetén a félvezetők (mind a tirisztorok, mind a visszáram diódák) túlméretezése elsősorban áramra történik.

Egyenáramu oldali oltás esetén megfelelően kialakított oltókörrrel az inverter igen alkalmas impulzusszélesség modulációval történő feszültségszabályozásra. Az oltási folyamat alatt az oltóköri fojtóban felhalmozódó mágneses energia (kommutációs energia) visszanyeréséhez a fojtót szekunder tekercsrel kell ellátni és a tekercset diódán keresztül a bemenőfeszültségre kötni, ami kissé drágítja ezt a megoldást. Az ilyen típusu invertereknek jelentős belső impedanciája van, amelynek ismerete az invertert magába foglaló rendszer tervezésekor igen fontos. Ennek az impedanciának a meghatározása eddig megbízhatóan csak méréssel volt lehetséges. Az irodalomból ismert megoldásokban sok esetben segédfeszültséget alkalmaznak az oltóköriben, amelynek előállítását általában (pl. biztonsági áramforrások) nehézkes és jelentős többletköltséget okoz. A segédfeszültség alkalmazása elsősorban akkor indokolt, ha az inverter kimenőfeszültségét széles határok között a bemenő egyenfeszültség szabályozásával kívánják megoldani. Az MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézetben kifejlesztett impulzusvezérlésre alkalmas oltóköri [67] nem igényel segédfeszültséget és ezen kívül is, mint látni fogjuk, több előnyös tulajdonsága van az eddigi megoldásokhoz képest.

A váltakozóáramu oldali oltással működő inverterekre jellemző, hogy az oltókörök működése során olyan köráramok épülnek fel, amelyek egyaránt terhelik a főtirisztorokat és a visszáram diódákat. A köráramok az egyhatod perióduson belül végzett oltások számával arányosan nőnek és értékük igen jelentős lehet már 2-3 oltás után is, ha nem iktatunk közbe megfelelő "visszatápláló" (elvileg felesleges) oltási ciklusokat. Emiatt az ilyen inverterek impulzusvezérlésre (különösen nagyobb impulzusszámokkal) kevésbé alkalmasak. Az oltóköri fojtóban a hatodperióduson belül végzett oltások során felhalmozódó energia a hatodperiódus végén kommutáció céljából végrehajtott oltásnál automatikusan, minden többlet elem alkalmazása nélkül visszatáplálódik az egyenfeszültség-forrásba. Ennek a folyamatnak részletes leírása található [64]-ben. Az oltóköri fojtóegyszerűbb, viszont itt 3 darabra van szükség. Az ilyen inverterek működésére jellemző köráramoknak az a hatása, hogy erősen lecsökkentik az inverter belső impedanciáját. (A visszáram diódák rövidre zárják a fojtókat.) A kis (első közelítésben elhanyagolható) belső impedancia miatt egyszerűbb az ilyen rendszerek tervezése, amely a gyakorlatban nem elhanyagolható szempont. Ugyanakkor az impulzusvezérlés esetén kialakuló köráramok megbízható meghatározása meglehetősen bonyolult, ezért ezt általában modell-kísérletekkel szokták elvégezni.

Az inverter feszültségszabályozásának korszerű és gazdaságos megoldása az impulzusszélesség szabályozás az inverteren belül, amely mind váltakozóáramu hajtásokhoz, mind biztonsági áramforrásokhoz használható. Hajtási célokra alkalmazva kis alapharmonikus frekvenciákon nagy impulzusszámot kell használni, hogy a motorban keletkező többletvesztéseket csökkentjük. Ezért ilyen célra az egyenáramu oldali oltással működő invertereket tartjuk első sorban alkalmasnak.

Vizsgálatainkban az egyenáramu oldali oltással működő inverterekkel foglalkozunk. Részletesen elemezzük az ilyen inverterek lehetséges üzemiállapotait, amelynek alapján lehetővé válik a tranziens folyamatok pontos számítása. Az inverter üzemiállapotainak, valamint "állandósult tranziens" időfüggvényeinek ismeretében meghatározható az inverter valamennyi elemének igénybevétele, kiszámíthatók az inverter külső jelleggörbéi, elvégezhető a kimenőfeszültség harmonikus analízise, amely lehetővé teszi a kimeneti szűrőkörök megbízható tervezését.

Jelen értekezés keretében nem foglalkozunk a váltakozóáramu oldali oltással működő inverterekkel, de a leírt módszer alapján ezek is tárgyalhatók.

A továbbiakban az egyszerűség kedvéért "inverter" alatt egyenáramu oldali oltással működő, háromfázisú hidkapcsolású invertert értünk.

3.1 Az inverter oltóköreinek működése

A vizsgált inverter-típus jellemzője, hogy a tirisztorokból álló háromfázisú hidkapcsolás egyenáramu oldalán egy-egy fojtón keresztül csatlakozik az egyenfeszültség-forráshoz olyan polaritással, hogy az áramkör energiát tud leadni a váltakozóáramu oldal felé, míg a vissz-áram (meddőáram) diódákból álló hid egyenáramu oldalán közvetlenül csatlakozik az egyenfeszültséghez az előbbivel ellenkező polaritással.

Az ismert nagyszámu inverter-kapcsolás lényegében csak az oltókörök felépítésében különbözik. Ezek az áramkörök alapvetően meghatározzák az inverter műszaki jellemzőit, ezért a megfelelő oltókör kiválasztása és annak optimális tervezése igen fontos.

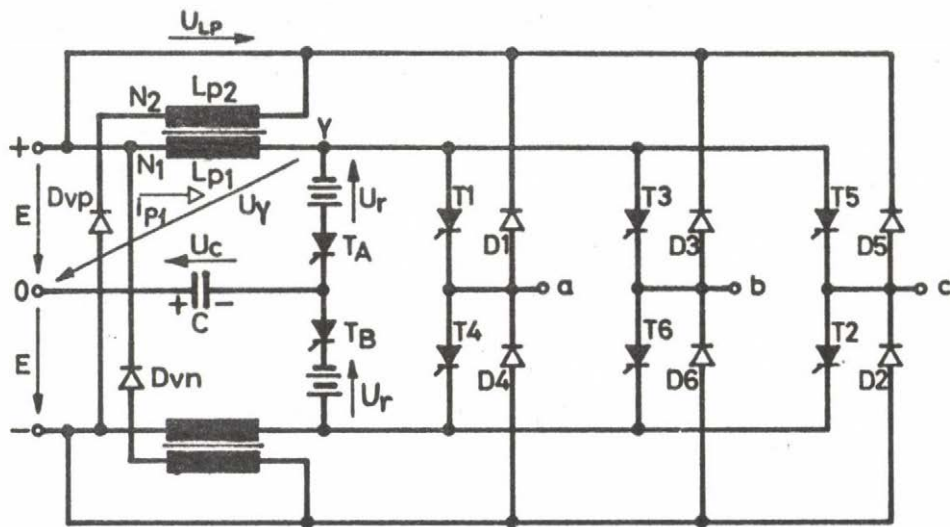
Az inverterek üzemállapotaival kapcsolatos vizsgálataink általánosan érvényesek minden ilyen típusu inverterre és ugyancsak érvényesek az egyes üzemállapotokra felírt egyenletek is. A számítógép programozásánál azonban figyelembe kell venni az oltókör paramétereit és konkrét megoldását. Az általunk készített programokban az MTA SZTAKI-ban kidolgozott inverter oltókörét vettük figyelembe. Részben a fogalmak és jelölések tisztázására, részben az egyes áramkörök jellemzőinek összehasonlítására a következőkben kétféle oltókör működését vizsgáljuk meg kissé részletesebben.

A 3.1 ábrán egy bevált és gyakorlatban alkalmazott inverter kapcsolást mutatunk be [20].

Az oltókörben a már említett két fojtón (tulajdonképpen transzformátoron) kívül két tirisztort, egy kondenzátort, két segéd feszültségforrást (ezek a gyakorlatban összevonhatók) és két diódát (D_{vp} , D_{vn}) találunk.

Az áramkör működése a következő:

Tegyük fel, hogy a T1, T5, T6 jelű tirisztor vezet és a következő hatodperiódusban a T1, T2, T6 tirisztornak kell vezetnie. Ezt úgy érjük el, hogy a hatodperiódus végén oltjuk a pozitív sinhez csatlakozó T1 és T5 tirisztort, majd a T1 tirisztort az oltás befejeztével újra-gyújtjuk, míg a T5 tirisztor helyett az ellenkező oldalhoz csatlakozó T2 tirisztornak adunk gyújtást.



3.1. ábra

A pozitív sinen végzett oltáskör az oltókör működése a következő:

Legyen a C jelű kondenzátor a 3.1 ábrán jelölt polaritással

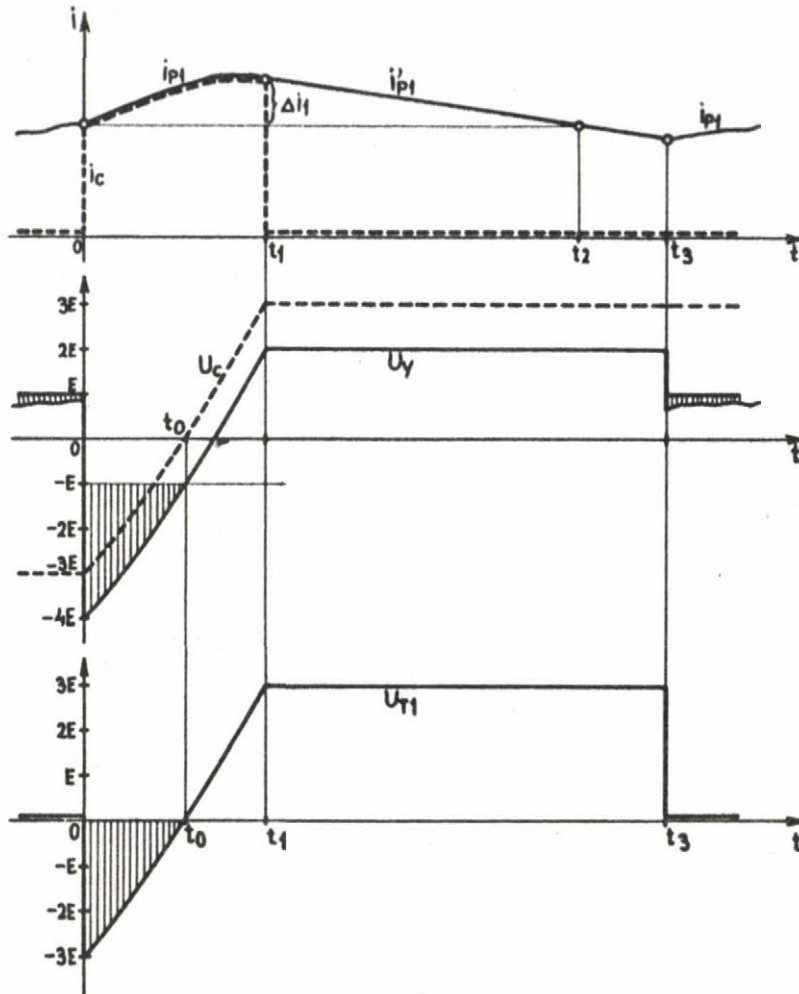
$$U_C = - [E (1+2a) + U_r]$$

feszültségre töltve. ($a = N1/N2$, a transzformátor áttétele.) Ha gyújtjuk a T_A oltó tirisztort, akkor az Y jelű pont potenciálja a $t = 0$ pillanatban

$$U_Y = - [E (1 + 2a) + 2U_r]$$

lesz (az egyenfeszültség 0 pontjához viszonyítva). Mivel a pozitív sinhez csatlakozó tirisztorok ($T1, T3, T5$) katód-potenciálja a $D4, D6, D2$ visszáram dióda miatt nem lehet $-E$ -nél negatívabb, ezekre a tirisztorokra a $t = 0$ pillanatban $-2(aE+U_r)$ nagyságú zárófeszültség jut.

Az áramkör jellemző villamos mennyiségeinek időfüggvénye a 3.2 ábrán látható a $= \frac{1}{2}$ és $U_r = E$ esetre.



3.2. ábra

A T_A tirisztor begyújtásakor az oltóköri transzformátor L_{P1} induktivitású primer tekercsének árama a $T1$, $T5$ tirisztorról áttevődik az oltó kondenzátor áramkörére. Mivel az L_{P1} induktivitásra a $t = 0$ pillanatban

$$U_{LP}(0) = -2[E(1 + a) + U_r]$$

nagyságú feszültség jut, a tekercs árama (szinusz függvény szerint) növekedni kezd. Amíg az oltó tirisztor vezet, a kondenzátor árama azonos az L_{P1} áramával. A kondenzátor feszültsége az átfolyó áram hatására a kezdeti $U_C(0)$ értékről csökkenni kezd, majd nullátmenet után addig nő, amíg az L_{P2} jelű tekercsben indukált feszültség egyenlő nem lesz a bemenőfeszültséggel. Ekkor ugyanis kinyit a D_{vp} jelű dióda és megakadályozza a további feszültségváltozást. A D_{vp} dióda kinyitásakor ($t = t_1$) a transzformátor gerjesztése a primer tekercsről áttevődik a szekunderre. Ezzel a T_A tirisztor árama zérusra csökken és a

tirisztor lezár.

A $t = t_1$ időpontban a kondenzátor feszültsége

$$U_c = E(1 + 2a) + U_r \text{ nagyságu,}$$

tehát azonos a $t = 0$ pillanatban felvett értékkel, csupán ellenkező polaritásu. Így a kondenzátor készen áll egy negatív oldali oltásra.

A 3.2 ábrán felrajzoltuk az oltási folyamat alatt a T1 tirisztorra jutó feszültség (U_{T1}) időfüggvényét. A $[0-t_0]$ intervallumban a tirisztorra zárófeszültség jut. Alapvető tervezési szempont, hogy a megengedett áram-tulterhelésnél a t_0 áramköri szabaddáválási idő nagyobb legyen, mint az alkalmazott tirisztor szabaddáválási ideje.

Ha a T1 tirisztort előbb nem gyújtjuk és a szekunder tekercs árama zérusra csökken, lezár a D_{vp} dióda és az Y pont potenciálja E értékre csökken. Ennek megfelelően a tirisztor feszültsége az

$$u_{T1} = 2E(1 + a) \text{ értékről}$$

$u_{T1} = 2E$ -re esik. (Ez az ábrán nem látható.) A szekunder tekercs áramát a primerre redukálva rajzoltuk fel (i'_{p1}).

A $t = t_3$ időpontban gyújtjuk a T1 tirisztort és ezzel az a fázis árama a terheléstől függő időfüggvény szerint az L_{p1} induktivitáson keresztül megindul.

A vezérlőegység szempontjából fontos szerepe van a $t = t_2$ időpontnak. Ekkor ugyanis az i_{p1} áram éppen egyenlő az $i_{p1}(0)$ -val, ami azt jelenti, hogy a transzformátor mágneses energiája azonos a $t = 0$ időpontban felvett értékkel. Ha a T1 tirisztor gyújtása állandóan a t_2 időpont előtt történik, egyre növekvő nagyságu köráram jön létre (pl. a vizsgált hatodperiódusban a pozitív oldalon ez az L_{p1} , T1, D1 körben folyik), mivel a visszatáplált energia mindig kisebb, mint a $[0-t_1]$ intervallumban felhalmozódó mágneses energia. Ez néhány ciklus után azt eredményezi, hogy a terhelőáram és a köráram együttes értéke meghaladja az oltókör maximális áramát és üzemzavart okozó "összegyújtás" keletkezik. A vezérlésnek tehát biztosítania kell, hogy az oltó tirisztor gyújtása után meghatározott (t_2) ideig főtirisztor (az oltó tirisztorral azonos oldalon), ne kaphasson gyújtást.

A D_{VP} diódára a maximális zárófeszültség a $t = 0$ pillanatban jut, amelynek értéke:

$$U_{Dv} = 4E + \frac{2}{a} (E + U_r) \quad (3.1)$$

A transzformátor áttételének helyes megválasztása igen fontos, ugyanis ez határozza meg a főtirisztorok és a szekunderkörü diódák maximális feszültségét, valamint az i_{P1} áram csökkenési-sebességével összefüggésben az oltókör maximális frekvenciáját, illetve impulzusvezérlésnél a maximális viszonylagos bekapcsolási időt. (A "kikapcsolt" állapot ideje u.i. nem lehet kisebb t_2 -nél.)

A képletekből látható, hogy a főtirisztorok maximális feszültsége (vezetőirányban) mindig nagyobb mint a tápfeszültség, a szekunderkörü diódáké pedig nagyobb, mint a tápfeszültség kétszerese.

Az irodalomból ismert, különböző oltókörü megoldásokat tanulmányozva arra a következtetésre juthatunk, hogy az eltérő kapcsolási elrendezések ellenére az áramkörökben tipikusan a 3.2 ábrán bemutatott tranziens folyamatok játszódnak le. Ez azzal függ össze, hogy ezeknél a főtirisztorok lezárásához szükséges impulzust megfelelően feltöltött kondenzátor biztosítja. Az oltó tirisztor(ok) bekapcsolásakor a lezárandó tirisztorok árama átteődik a kondenzátorra, amelynek hatására a kondenzátor feszültsége a rajta átfolyó áramtól függő sebességgel csökken, majd ellentétes polaritásúvá válik.

Ezeknek az áramköröknek működési elvükből kifolyólag több hátrányos tulajdonsága van, amelyek a következőkben foglalhatók össze:

- A főtirisztorok lezárásához szükséges t_0 áramkörü szabaddáválási idő biztosításához az oltókörnek t_0 -nál lényegesen hosszabb t_2 időre van szüksége, mivel az oltó-impulzus kedvezőtlen alakja miatt az impulzusnak csak kis része hasznos. (Vonalkázott terület.) A hosszabb kommutációs idő csökkenti az oltókör maximális frekvenciáját, illetve a viszonylagos bekapcsolási időt.
- Az oltókört úgy kell méretezni, hogy a megengedett maximális túlterhelésnél is biztosítsa a főtirisztorok számára szükséges szabaddáválási időt. Mivel az oltó-kondenzátor feszültségváltozási sebessége nagymértékben a terhelőáramtól függ, ez azzal a következménnyel jár, hogy kis terheléseknél nagyon hosszú lesz a t_2 idő. Ha a vezérléssel a legnagyobb terhelésnek megfelelően korlátozzuk a maximális impulzusszélességet, az a helyzet áll elő, hogy kis terheléseknél köráramok fognak felépülni, amelyek biz-

tosítják ugyan az oltókonduktor viszonylag gyors kisütését, viszont többlet-veszteséget okozva, kisebb terheléseknél rontják a hatásfokot.

- Az oltókör működéséhez sok esetben segéd feszültségre van szükség, amelynek előállítása egyrészt körülményes, másrészt jelentős többletköltséget jelent.
- A szekunderkörü diódákat igen nagy zárófeszültség veszi igénybe. Pl. az egész inverter szempontjából optimális esetben

$$a = N_1/N_2 = 0,5, \quad U_r = E. \text{ Ezekkel a (3.1) szerint:}$$

$$U_{Dv} = 12E,$$

vagyis a teljes egyenfeszültség hatszorosa.

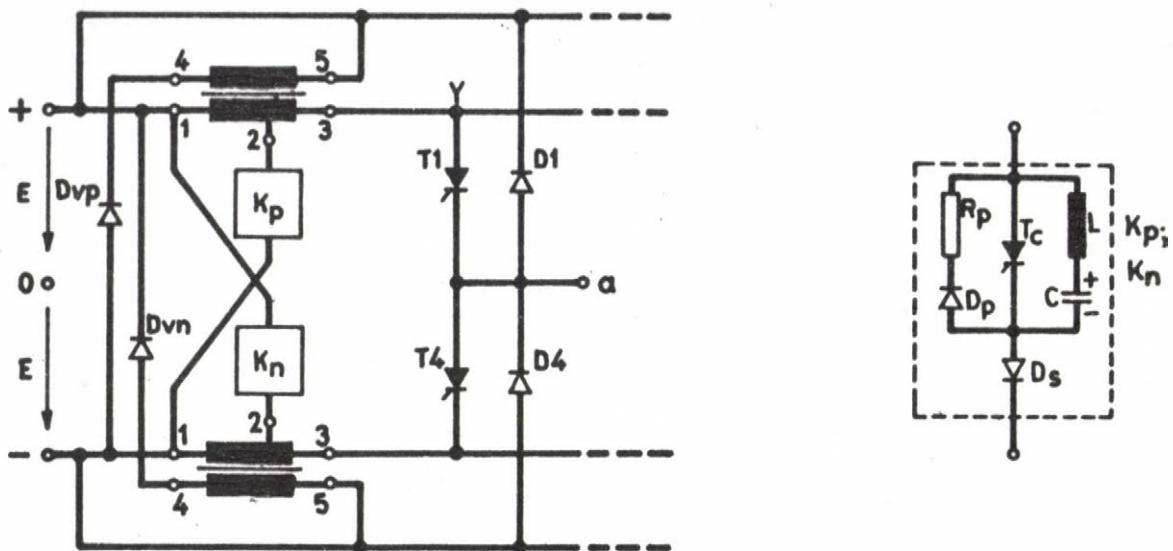
- Az oltókörü transzformátort a kedvezőtlen feszültségimpulzusalak miatt viszonylag nagy feszültség-idő terület (fluxus) felvételére kell méretezni, ami nagy tipusteljesítményt eredményez.

Megjegyezzük még, hogy az ismertetett kapcsolás impulzusvezérlésre csak $n_p = 1$ -es impulzusszámmal alkalmas, mivel az egyik oldalon végzett oltás után legközelebb csak az ellenkező oldalon lehet oltást végrehajtani. Az impulzusvezérlésre (nagyobb impulzusszámmal is) használható megoldások az oltáshoz általában 4 tirisztort igényelnek.

Az MTA SzTAKI-ban kidolgozott oltókör kiküszöböli a fenti hátrányokat, megtartva az egyenáramu oldali oltás előnyös tulajdonságait. Az áramkör elvi vázlatát a 3.3 ábrán láthatjuk. Működési elve azon alapul, hogy az oltóimpulzus létrehozására nem feltöltött kondenzátort használunk, hanem a transzformátorok megcsapolt primer tekercséhez csatlakozó kapcsoló áramköröket (K_p, K_n). Az oltókör működése a következő:

Tegyük fel, hogy az előzőekhez hasonlóan a pozitív sinen akarunk oltást végezni. Gyujtsuk a K_p kapcsolóáramkörben lévő tirisztort, amely meghatározott ideig összekapcsolja a transzformátor 2 jelű pontját az egyenfeszültség-forrás negatív kapcsával. A transzformátor N_{23} menetszámu tekercsében indukálódó feszültség záróirányban rájut a pozitív sinhez csatlakozó tirisztorokra és biztosítja azok lezárását.

A K_p egység vezetési ideje alatt az N_{12} tekercs árama (ha a tekercs ellenállását elhanyagoljuk) lineárisan nő. Az i_{12} áram kezdeti értéke az N_{13}/N_{12} áttételi aránynak megfelelően nagyobb, mint az i_{13} áram értéke a $t = 0$ pillanatban. (A gerjesztés ugrásszerűen nem változhat).



3.3. ábra

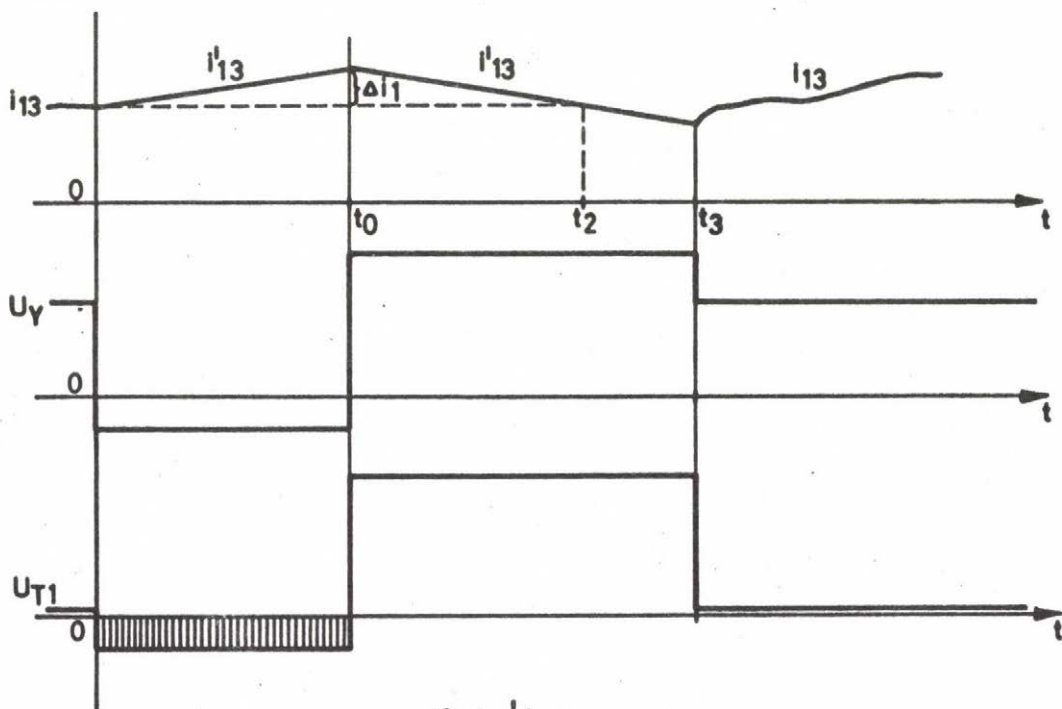
Az N_{12} tekercsben felhalmozódó energia visszanyerése teljesen azonos módon történik, mint az előző áramkörnél. Az áramkör jellemző mennyiségeinek időfüggvénye a 3.4 ábrán látható. A transzformátor áramait itt az N_{13} menetszámra redukáltuk.

A K_p és K_n kapcsoló áramkör általunk használt egyik megoldását is feltüntettük a 3.3 ábrán. Ennél a megoldásnál a T_c tirisztor végzi a kapcsolást és a tirisztorral parallel kapcsolt LC kör, valamint a D_p dióda és az R_p ellenállás szolgál a T_c tirisztor lezárására. Az áramkör működésének részletes leírása, a jellemző áram és feszültség görbék [73]-ban található.

Az inverter félvezetőinek feszültségigénybevételét a következő összefüggésekkel lehet meghatározni:

A főtirisztorok maximális vezetõirányu feszültsége a $[t_0-t_2]$ intervallumban lép fel, értéke:

$$U_{Tp} = 2E \left(1 + \frac{N_{13}}{N_{45}} \right). \quad (3.2)$$



3.4. ábra

A főtirisztorok záróirányu feszültsége, az oltó-impulzus:

$$U_{Tn} = 2E \left(\frac{N_{13}}{N_{12}} - 1 \right) \quad (3.3)$$

A kapcsolóáramkörben lévő tirisztorra vezetőirányban a 3.3 ábra szerinti megoldásnál közelítőleg

$$U_{Tc} \approx 2E(N_{13}/N_{12} - 1) \quad (3.4)$$

nagyságu feszültség jut. Záróirányu igénybevételét a D_p dióda vezetőirányu feszültségesése és az R_p ellenálláson eső feszültség összege adja. Az R_p ellenállást úgy választjuk meg, hogy ez a feszültség 20 - 50 V közötti érték legyen. (Az alkalmazott tirisztortól függően.)

A D_{VP} , D_{VN} dióda maximális zárófeszültsége:

$$U_{DV} = 2E \left(1 + \frac{N_{45}}{N_{12}} \right). \quad (3.5)$$

A visszáram diódák maximális zárófeszültsége $2E$ nagyságu lehet. (Ez minden egyenáramu oldali oltással működő inverterre érvényes.)

Az oltóköri transzformátor méretezésekor felvéve a maximális áramnál ($t = t_0$ időpontban) megengedett indukció értékét és a vaskeresztmetszetet, kiszámítható az N_{12} menetszám. Másképp fogalmazva, ha előírjuk a $2E \cdot t_0$ feszültség-idő terület hatására megengedett Δi_1 áramnövekedést, kiszámíthatjuk az L_{12} tekercs induktivitását, amelyből a vaskeresztmetszet és a maximális indukció ismeretében kiadódik az N_{12} menetszám. A tekercsek áramának effektív értéke kellő pontossággal csak a később ismertetett számítási eljárással határozható meg.

Az oltókör tervezésekor az egyik leglényegesebb feladat a transzformátor optimális menetszám-áttételi arányainak meghatározása. Itt a következő szempontokat kell figyelembe venni:

- Az N_{13}/N_{12} viszonytól függ a főtirisztorokra jutó negatív zárófeszültség (oltó-impulzus) nagysága. A tirisztorra adott negatív zárófeszültség értéke erősen befolyásolja a tirisztor szabaddáválási idejét, nagyobb zárófeszültséggel kisebb a szabaddáválási idő. Az összefüggés konkrétan a legtöbb tirisztornál olyan, hogy 20 - 50 V fölött már állandó értéket kapunk, míg zérus zárófeszültséghez a minimális szabaddáválási idő 2,5-3-szorosa tartozik. Tehát célszerű, ha a zárófeszültséget 20 - 50 V közötti értékre tervezzük, amelyből a (3.3) képlet szerint pl. 220 V körüli egyenfeszültségnél az N_{13}/N_{12} viszonyra 1,1 - 1,4 adódik. Nagyobb értéket nem érdemes választani, ugyanis az oltó tirisztor áramának kezdeti értéke

$$i_{Tc}(0) = i_{13}(0) N_{13}/N_{12}, \quad (3.6)$$

tehát ebből a szempontból kívánatos az áttételi arány csökkentése.

- Adott egyenfeszültségnél (az N_{13}/N_{12} viszonyt a fentiek szerint felvéve) az N_{12}/N_{45} menetszám áttétel szabja meg a főtirisztorok, az oltó tirisztorok és a szekunderkörü diódák feszültségigénybevételét a (3.2), (3.4), és (3.5) összefüggés szerint. A főtirisztorok és az oltó-tirisztorok szempontjából a viszonyszám csökkentése, a szekunderkörü diódák, valamint az áramkör maximális frekvenciája szempontjából a viszonyszám növelése kívánatos.

Adott félvezető ár/zárófeszültség összefüggés esetén elvileg minimumot lehet keresni a félvezetők árára az N_{12}/N_{45} viszony függvényében. Az így kapott értéket azonban általában nem lehet megvalósítani, mivel rendszerint olyan kis áttételi viszony adódik, amely korlátozza az inverter maximális frekvenciáját, illetve adott frekvencia esetén a maximális viszonylagos bekapcsolási időt.

Ez utóbbi szempontot figyelembe véve, az N_{12}/N_{45} menetszám-áttételre a következő összefüggést lehet levezetni:

$$\frac{N_{12}}{N_{45}} \geq \frac{6n_p f_1 t_0}{1 - (p_{WM} + 6n_p f_1 t_0)} \quad (3.7)$$

Ahol:

n_p = az egyhatod periódusra eső impulzusok száma,

p_{WM} = viszonylagos bekapcsolási idő,

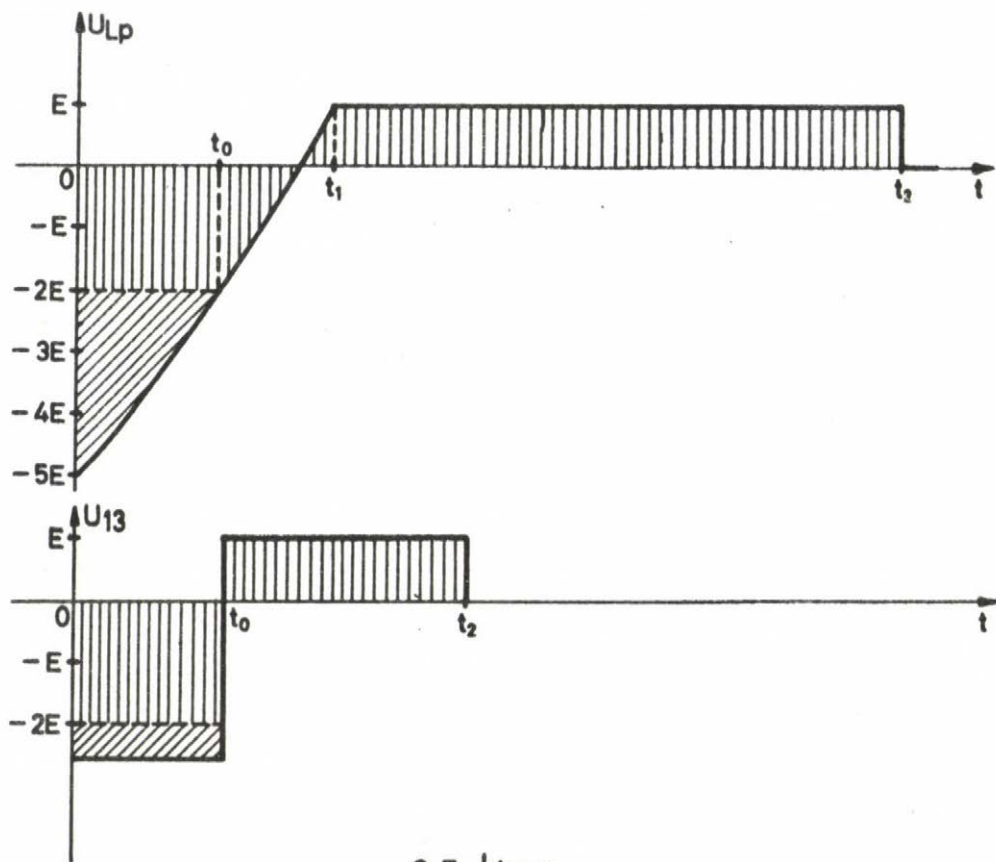
f_1 = az alapharmonikus frekvencia [Hz].

Az ismertetett kétféle oltókört összehasonlítva, a következő megállapításokat tehetjük:

- a/ Az MTA SzTAKI-inverternél az oltóköri transzformátort azonos t_0 szabaddáválási idő és Δi_1 áramnövekedés esetén kisebb feszültség-idő terület felvételére kell méretezni, amely kisebb tipusteljesítményű transzformátort eredményez. A 3.5 ábrán összehasonlításként felrajzoltuk a primer tekercsre jutó feszültség időfüggvényét a két esetben. (A SzTAKI-inverternél az N_{13} tekercsere redukálva). Mivel a primer áramok gyakorlatilag azonosnak tekinthetők, a két feszültség-idő terület aránya az induktivitások és jó közelítéssel a tipusteljesítmények arányát jelenti. (A szekunder tekercsek az össz-vezető keresztmetszetnek azonosan kb. 10 %-át teszik ki, így ezeket az összehasonlításként elhanyagoltuk). Ha az itt nem részletezett számítás szerint mindkét esetben megkeressük az optimális megoldást, azt találjuk, hogy a transzformátorok tipusteljesítményének aránya 1 : 1,67.

Ez az arány akkor áll fenn, ha a 3.5 ábrán rajzolt feszültség időfüggvények a névleges terhelőáramnál kialakuló viszonyokat ábrázolják. Mivel a gyakorlatban feltétlenül számolni kell legalább 1,5 - 2-szeres tranziens túlterhelhetőséggel, a névleges terhelésnél a 3.1 ábra szerinti inverter oltóköre közelítőleg $(1,5 - 2) t_0$ szabaddáválási időt biztosít, ami azt jelenti, hogy ilyen arányban nagyobb feszültség-idő terület jut a

fojtóra. Tehát a fenti arányt (1,67) a gyakorlatban még a túlterhelhetőség mértékével szorozni kell.



3.5. ábra

Az oltóköri transzformátor tipusteljesítményének csökkentése (az inverter hatásfokának javításán kívül) azért fontos szempont, mert ezek a transzformátorok igen költséges elemek a következő okok miatt:

- Erősáramú transzformátoroknál szokatlanul kis szórási induktivitás engedhető meg a tekercsek között, amely csak speciális tekercseléssel valósítható meg.
- A nagy homlokmeredekségű és aránylag nagyfrekvenciás áramimpulzusok miatt a transzformátor tekercseit alkotó veze-

tőkben erős skin-hatás jelentkezik. Ez ellen sok szigetelt elemi szálból készített vezetőkkel védekezhetünk. (A vas-veszteség általában elviselhető, mert a nagyobb frekvencia hatását kompenzálja a viszonylag kis fluxus-változás.)

- Az egyenáramu előmágnesezés miatt légréssel kell a vasma-got ellátni. Az akusztikus zaj ellen (ami egyébként meg-engedhetetlen szintet érne el) speciális megfogásokat, ragasztást, kiöntést stb. kell alkalmazni.

b/ Az oltáshoz minimálisan szükséges idők aránya (t_2) azonos áram-köri szabaddáválási idők esetén 1 : 1,9. Ez azt jelenti, hogy azonos szabaddáválási idejű tirisztorokat alkalmazva, a SzTAKI-inverterrel 1,9-szer nagyobb frekvenciát lehet elérni. (A tul-terhelhetőséget is figyelembe véve, ez az arány még nagyobb). A gyakorlatban ez inkább úgy jelentkezik, hogy azonos frekven-ciájú inverter nagyobb szabaddáválási idejű (tehát olcsóbb) ti-risztorokkal építhető.

c/ A szekunderköri diódákra jutó zárófeszültség a SzTAKI-inverter-ben lényegesen kisebb. A fentiek szerinti optimális menetszám-áttételi arányokkal a (3.5)-ből:

$U_{Dv} \approx 6E$, azaz fele a másik megoldásnál fellépő zárófeszült-ségnek.

A leirtakon kívül a legtöbb oltóköri megoldásnál felmerülnek sajátos problémák, amelyek megoldása feltétlenül szükséges ahhoz, hogy megbízhatóan működő berendezést nyerjünk. (Tulfe-szültség-, túláramvédelem, gyújtási módok, du/dt , di/dt korlá-tozás stb.) Ezekre azonban egyrészt már kiforrott áramköri meg-oldások vannak, másrészt ezek az áramkörök nem befolyásolják további vizsgálatainkat, ezért itt részletesebben nem foglalko-zunk velük.

A továbbiakban az oltókörrrel ellátott inverter tranziens jelenségei-nek számításakor nem teszünk különbséget a redukált és tényleges ára-mok között (pl. i_{13} és i'_{13} a 3.4 ábrán), így az ábrákon transzformá-tor helyett fojtót rajzolhatunk, amelynek árama az oltás során a $[0-t_0]$ intervallumban növekszik (ha a tekercs ellenállását elhanya-goljuk, akkor lineárisan), majd utána főleg az N_{45} / N_{12} menetszám-át-tételi aránytól függő meredekséggel csökken (határesetben zérusig).

4. KÖZELÍTŐ MÓDSZER ÁLLANDÓSULT TRANZIENS IDŐFÜGGVÉNYEK MEGHATÁROZÁSÁRA

Az inverterről táplált fogyasztók tranzienseinek számítását egyszerűbbé tehetjük, ha egyszerűsítjük az inverter helyettesítő kapcsolását. A legegyszerűbb helyettesítő kapcsolást kapjuk, ha az oltóköri fojtókat elhagyjuk és a tirisztor-dióda párokat ideális kapcsolóknak tekintjük, amelyeket a vezérlésnek megfelelően zárunk vagy nyitunk. Mivel ebben az esetben az impulzusvezérlés C és N állapotainak ideje kizárólag a vezérléstől függ, továbbá az ilyen inverternek nincs belső impedanciája, veszteségei stb., ezt a helyettesítést ideális inverternek nevezzük.

Az ideális inverter feltételezése egyszerűbbé teszi a számításokat, ennek ellenére az irodalomban található számítási módszerek meglehetősen bonyolultak. Kihhasználva a Park vektorok alkalmazásából adódó előnyöket, a következőkben mátrix számításon alapuló módszert mutatunk be, amellyel még impulzusvezérlés esetén is zárt alakú kifejezések formájában kapjuk az állandósult tranziens időfüggvényeket.

A szakaszonként lineáris rendszer áramköri egyenleteit akár Laplace transzformált alakban, akár differenciál egyenletek formájában felírhatjuk.

A következő egyenletekben a vektorokat felülhuzással (pl. \bar{I} áramvektor), a mátrixokat aláhuzással jelöljük. Megkülönböztetésül az oszlopmátrixokat kisbetűvel, a kvadratikus mátrixokat nagybetűvel jelöljük.

Például Laplace transzformációt alkalmazva, az áramköri egyenletek egy lineáris szakaszra a következőképpen írhatók fel:

$$\underline{Ax} + s\underline{Bx} - s\underline{Bx}_0 + \underline{u} = 0, \quad (4.1)$$

ahol

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \bar{x}_n \end{bmatrix}, \text{ a keresett változók;}$$

\underline{A} , \underline{B} = impedancia mátrixok;

$$\underline{x}_0 = \begin{bmatrix} \bar{x}_{10} \\ \bar{x}_{20} \\ \cdot \\ \cdot \\ \bar{x}_{n0} \end{bmatrix}, \text{ a kezdeti feltételek;}$$

\underline{u} = a gerjesztések.

(4.1)-ből \underline{x} -et kifejezve:

$$\underline{x} = (\underline{sI} + \underline{D})^{-1} \underline{sI} \underline{x}_0 - (\underline{sI} + \underline{D})^{-1} \underline{B}^{-1} \underline{u}, \quad (4.2)$$

ahol

$$\underline{D} = \underline{B}^{-1} \underline{A},$$

\underline{I} = egységmátrix.

(4.2)-t visszatranszformálva, megkapjuk a változók keresett időfüggvényét:

$$\underline{x}(t) = \underline{f}(t) + \underline{K}(t) \underline{x}_0, \quad (4.3)$$

ahol

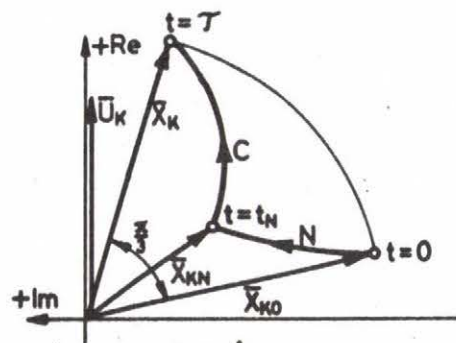
$$\underline{f}(t) = \mathcal{L}^{-1} \{ -(\underline{sI} + \underline{D})^{-1} \underline{B}^{-1} \underline{u} \}; \quad (4.4)$$

$$\underline{K}(t) = \mathcal{L}^{-1} \{ (\underline{sI} + \underline{D})^{-1} \underline{sI} \}. \quad (4.5)$$

Természetesen, ha az áramköri egyenleteket differenciál egyenletek formájában irtuk volna fel, a megoldást akkor is (4.3) alakban kapnánk.

Park vektorokat használva, állandósult állapotban elegendő egy kiválasztott hatodperiódust vizsgálni. Ha pl. hatodperiódusonként egy impulzust alkalmazunk ($n_p=1$), akkor az \underline{x} oszlop mátrix k -adik változója a 4.1 ábra szerinti pályát futja be N és C állapotban.

Ha feltesszük, hogy az N és C állapotban csak a gerjesztésekben van különbség, a kétféle üzemmódra a (4.3) alapján:



4.1. ábra

N állapotra:

$$\underline{x}(t) = \underline{f}_N(t) + \underline{K}(t) \underline{x}_0, \quad (4.6)$$

C állapotra:

$$\underline{x}(t) = \underline{f}_C(t-t_N) + \underline{K}(t-t_N) \underline{x}_N \quad (4.7)$$

ahol

$$\underline{f}_N(t), \text{ ill. } \underline{f}_C(t-t_N) \text{ a (4.4) szerint}$$

számított időfüggvények az N és C állapotra érvényes gerjesztések figyelembevételével, \underline{x}_N a C állapot kezdeti feltételei,

$$t_N = (1-p_w) \tau, \quad (4.8)$$

ahol

p_w = viszonylagos impulzusszélesség;
 τ = a hatodperiódus időtartama.

Ha $t = t_N$, a (4.6)-ból:

$$\underline{x} = \underline{x}_N = \underline{f}_N(t_N) + \underline{K}(t_N) \underline{x}_0. \quad (4.9)$$

Ezzel a C állapotot leíró egyenlet:

$$\begin{aligned} \underline{x}(t) &= \underline{f}_C(t-t_N) + \underline{K}(t-t_N) \underline{x}_N = \\ &= \underline{f}_C(t-t_N) + \underline{K}(t-t_N) [\underline{f}_N(t_N) + \underline{K}(t_N) \underline{x}_0] = \\ &= \underline{f}_C(t-t_N) + \underline{K}(t-t_N) \underline{f}_N(t_N) + \underline{K}(t-t_N) \underline{K}(t_N) \underline{x}_0 \end{aligned}$$

Belátható, hogy

$$\underline{K}(t-t_N) \underline{K}(t_N) \underline{x}_0 = \underline{K}(t) \underline{x}_0,$$

tehát

$$\underline{x}(t) = \underline{f}_C(t-t_N) + \underline{K}(t-t_N) \underline{f}_N(t_N) + \underline{K}(t) \underline{x}_0 \quad (4.10)$$

Az állandósult állapotra jellemző hatoldalas szimmetriából következik, hogy a vizsgált hatodperiódus kezdetén ($t = 0$) és végén ($t = \tau$) egy adott változó vektorának abszolút értékei egyenlők és a vektor két helyzete közötti szög $\pi/3$ rad.

Ezt a feltételt a következő egyenlettel fejezhetjük ki:

$$\underline{x}(\tau) = \underline{F} \underline{x}_0, \quad (4.11)$$

ahol

$$\underline{F} = 60^\circ\text{-os forgatást végző forgató mátrix.}$$

Tehát, ha $t = \tau$,

$$\underline{F} \underline{x}_0 = \underline{f}_C(t_C) + \underline{K}(t_C) \underline{f}_N(t_N) + \underline{K}(\tau) \underline{x}_0, \quad (4.12)$$

ahol

$$t_C = p_w \tau.$$

A (4.12)-ből kifejezhetjük \underline{x}_0 -t, a változók állandósult állapotbeli kezdeti értékét:

$$\underline{x}_0 = [\underline{F} - \underline{K}(\tau)]^{-1} [\underline{f}_C(t_C) + \underline{K}(t_C) \underline{f}_N(t_N)] \quad (4.13)$$

A (4.13)-at (4.9)-be helyettesítve megkapjuk a változók értékét az N állapot végén, a (4.11) szerint pedig a hatodperiódus végén, ezzel ismerjük a vektorok pályájának három jellemző pontját.

A fentiekből a teljes megoldás N állapotra:

$$\underline{x}(t) = \underline{f}_N(t) + \underline{K}(t) \{ [\underline{F} - \underline{K}(\tau)]^{-1} [\underline{f}_C(t_C) + \underline{K}(t_C) \underline{f}_N(t_N)] \}, \quad (4.14)$$

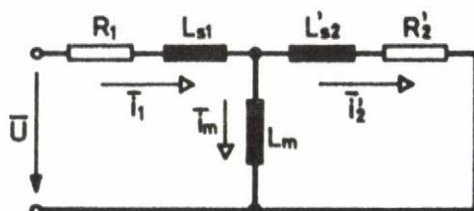
C állapotra:

$$\underline{x}(t) = \underline{f}_C(t-t_N) + \underline{K}(t-t_N) \underline{f}_N(t_N) + \underline{K}(t) \{ [\underline{F} - \underline{K}(\tau)]^{-1} [\underline{f}_C(t_C) + \underline{K}(t_C) \underline{f}_N(t_N)] \}. \quad (4.15)$$

A következőkben konkrét példán mutatjuk be a fenti módszer alkalmazását. A módszer bemutatásán kívül ennek az a célja, hogy a kapott eredményeket később felhasználjuk a pontos számításoknál részben összehasonlításra, részben a kezdeti feltételek közelítő meghatározására.

4.1 Passzív R - L terhelés

Példaként egy álló aszinkron motorban kis frekvenciákon (pl. indításkor) kialakuló stator és rotor áramokat határozzuk meg. Figyelembe vesszük a stator ellenállást és a főmező inductivitást is a 4.2 ábra szerint.



4.2. ábra

Mivel a rendszer négy független energiatárolót tartalmaz, (Park vektoros alakban) két független változót választunk, \bar{I}_1 -et és \bar{I}_2 -t.

Egyszerűség kedvéért tegyük fel, hogy

$$R_1 = R_2' = R;$$

$$L_{s1} = L_{s2}' = L_s, \text{ legyen továbbá}$$

$$T_1 = \frac{L_s + L_m}{R};$$

$$T_2 = \frac{L_m}{R}.$$

Az áramköri egyenleteket megoldva:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1(t) \\ \bar{I}_2(t) \end{bmatrix} = \mathbb{T}_B \begin{bmatrix} 1 - \beta(t) \\ \alpha(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta(t) & -\alpha(t) \\ -\alpha(t) & \beta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{10} \\ \bar{I}_{20} \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

ahol $\mathbb{T}_B = \frac{\mathbb{U}}{R}$; (4.17)

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} \left(e^{-\frac{t}{T_A}} - e^{-\frac{t}{T_B}} \right); \quad (4.18)$$

$$\beta(t) = \frac{1}{2} \left(e^{-\frac{t}{T_A}} + e^{-\frac{t}{T_B}} \right); \quad (4.19)$$

$$T_A = T_1 + T_2; \quad (4.20)$$

$$T_B = T_1 - T_2.$$

A (4.14) és (4.15) egyenlet jelöléseivel:

$$\underline{x}(t) = \begin{bmatrix} \bar{I}_1(t) \\ \bar{I}_2(t) \end{bmatrix}; \quad \underline{f}_C(t) = \mathbb{T}_B \begin{bmatrix} 1 - \beta(t) \\ \alpha(t) \end{bmatrix}; \quad \underline{f}_N = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\underline{K} = \begin{bmatrix} \beta(t) & -\alpha(t) \\ -\alpha(t) & \beta(t) \end{bmatrix}; \quad \underline{x}_0 = \begin{bmatrix} \bar{I}_{10} \\ \bar{I}_{20} \end{bmatrix}; \quad \underline{F} = e^{j\frac{\pi}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Ezekkel a jelölésekkel:

$$\left[\underline{F} - \underline{K}(\tau) \right]^{-1} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix},$$

$$\text{ahol } a_{11} = a_{22} = \frac{e^{j\frac{\pi}{3}} - \beta(\tau)}{e^{j\pi/3} - 2e^{j\pi/3}\beta(\tau) + e^{-\tau/T}}; \quad (4.21)$$

$$a_{12} = a_{21} = \frac{\alpha(\tau)}{e^{j2\pi/3} - 2e^{j\pi/3}\beta(\tau) + e^{-\tau/T}}; \quad (4.22)$$

$$T' = \frac{T_A T_B}{T_A + T_B}. \quad (4.23)$$

Ezeket a (4.14) és (4.15)-be helyettesítve megkapjuk a keresett megoldást.

N állapotra:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1(t) \\ \bar{I}_2(t) \end{bmatrix} = \bar{I}_s \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - \beta(t_c) \\ \alpha(t_c) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

C állapotra:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1(t) \\ \bar{I}_2(t) \end{bmatrix} = \bar{I}_s \begin{bmatrix} 1 - \beta(t-t_N) \\ \alpha(t-t_N) \end{bmatrix} + \bar{I}_s \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - \beta(t_c) \\ \alpha(t_c) \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

ahol

$$b_{11} = \beta(t) a_{11} - \alpha(t) a_{21}; \quad (4.26)$$

$$b_{12} = \beta(t) a_{12} - \alpha(t) a_{22}; \quad (4.27)$$

$$b_{21} = -\alpha(t) a_{11} + \beta(t) a_{21}; \quad (4.28)$$

$$b_{22} = -\alpha(t) a_{12} + \beta(t) a_{22}. \quad (4.29)$$

Nagyobb frekvenciákon a mágnesező ágat elhagyhatjuk a 4.2 ábra helyettesítő kapcsolásában, így egyszerű soros R - L terhelést kapunk, amelyre a következő egyenletek érvényesek:

N állapotban:

$$\bar{I}(t) = \bar{I}_0 e^{-\frac{t}{T}}, \quad (4.30)$$

C állapotban:

$$\bar{I}(t) = \bar{I}_s (1 - e^{-(t-t_N)/T}) + \bar{I}_0 e^{-\frac{t}{T}} e^{-(1-p_w)\alpha}, \quad (4.31)$$

ahol

$$\bar{I}_0 = \bar{I}_s \frac{1 - e^{-p_w \alpha}}{e^{j\frac{\pi}{3}} - e^{-\alpha}}; \quad (4.32)$$

$$\alpha = \frac{T}{T},$$

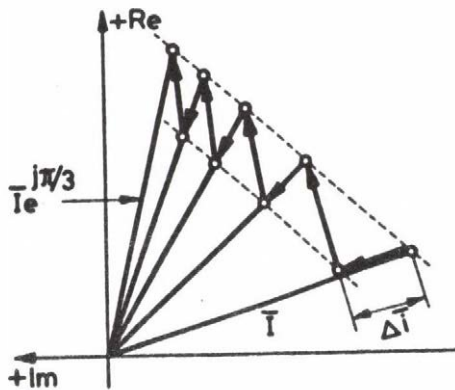
$$T = \frac{L_s}{R}.$$

Ezeket a számításokat $n_p > 1$ esetére is elvégeztük és a (4.32) a következőképpen módosul:

$$\bar{I}_o = \bar{I}_s \frac{(1 - e^{-p_w \frac{\alpha}{n_p}})(1 + e^{-\frac{\alpha}{n_p}})}{e^{j\frac{\pi}{3}} - e^{-\alpha}} \quad (4.33)$$

A $\Delta \bar{I}$ áramváltozásra (ld. 4.3 ábra) a következő összefüggést lehet levezetni:

$$\Delta \bar{I} = \bar{I}_o \left(1 - e^{-(1-p_w) \frac{\alpha}{n_p}} \right) \quad (4.34)$$



4.3. ábra

5. AZ INVERTER ÜZEMÁLLAPOTAI, HELYETTESITŐ KAPCSOLÁSOK

Az oltókörrrel ellátott háromfázisu inverterek belső árameloszlása igen sokféle lehet a terhelőáram vektorának pillanatnyi helyzetétől és a vezérléstől függően. Az inverterek bonyolult jelenségeinek megértéséhez, jól működő vezérlőegység tervezéséhez, valamint a tranziens folyamatok pontos számításához elengedhetetlen az inverter lehetséges üzemállapotainak tisztázása.

Az inverter belső árameloszlását és az ebből eredő helyettesítő kapcsolásokat mind N, mind C állapotban meg kell határozni.

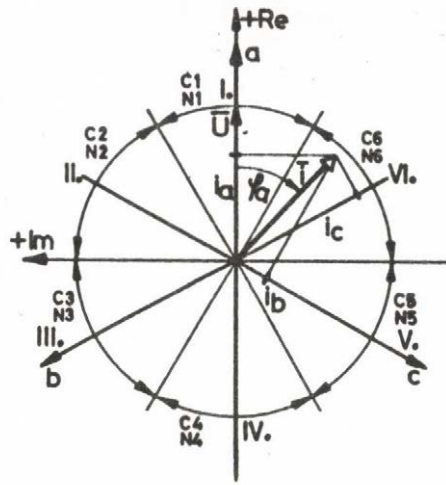
A tirisztorok gyújtási sorrendjéről feltételezzük, hogy egy-egy főtirisztor 180 villamos fokig kap gyújtást és az egyes hidágak azonos oldalhoz csatlakozó tirisztorainak gyújtójeljelei között 120° fáziseltolás van. Impulzusvezérlés esetén ez a tirisztorok gyújtójelének burkoló görbéire érvényes (ld. [64] 256. old.).

Az inverter és a terhelés szimmetrikus felépítéséből, valamint a vezérlésből adódó ciklikus szimmetria folytán elegendő az inverter üzemállapotainak vizsgálatát egy kiválasztott hatodperiódusra elvégezni. A következőkben mindig azt a hatodperiódust vizsgáljuk, amelyben (C állapot létrehozásához) a T1, T2 és T6 tirisztor kap gyújtást. (Ebben az esetben a feszültségvektor üresjárásban a pozitív reális tengely irányába mutat.)

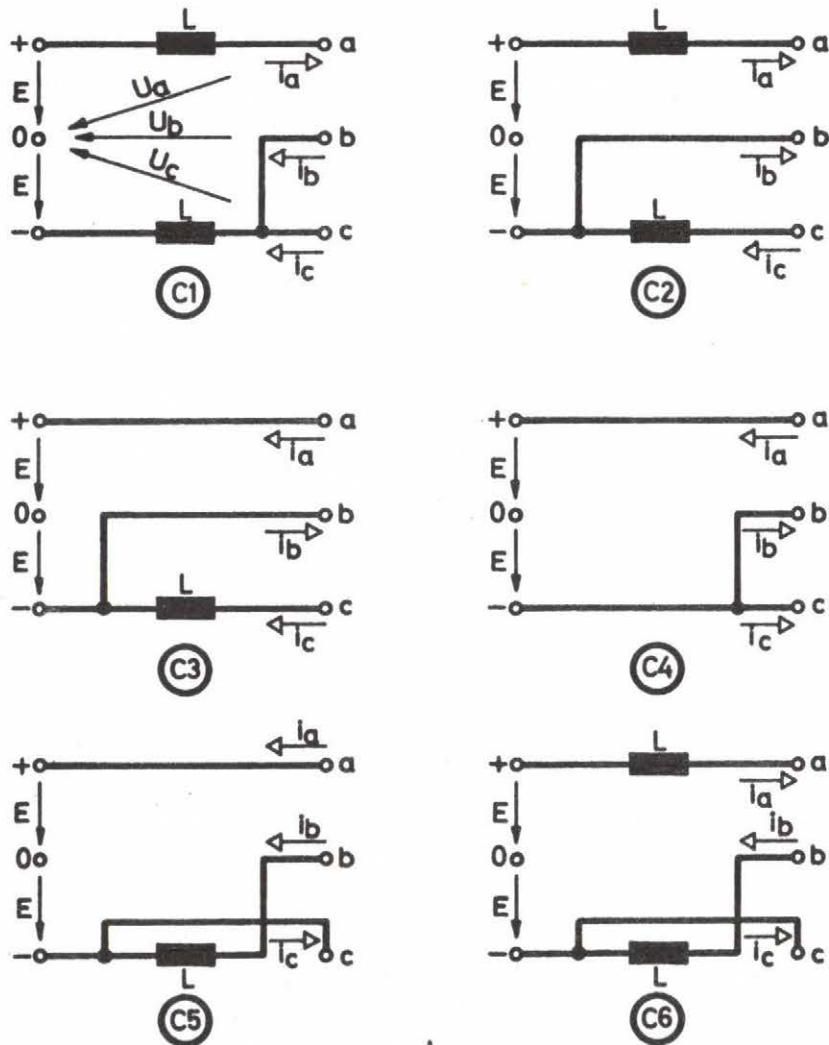
5.1 Körárammentes inverter helyettesítő kapcsolásai

Amint [71]-ben bemutattuk, az inverternek C vezérlési állapotban hatféle belső árameloszlása lehet, ha a terhelőáram vektorát 0-tól 2π -ig forgatjuk. Azt a hat szögtartományt, amelyben az inverter belső árameloszlása állandó (azonos elemek vezetnek), az 5.1 ábrán I...VI-tal jelöltük.

Mivel a vizsgált inverter-típusnál a tirisztoros és diódás hid nem azonos egyenáramu sinekhez csatlakozik (közöttük van az oltóköri fojtó), a hatféle belső árameloszlás hat különböző helyettesítő kapcsolást eredményez, amelyek az 5.2 ábrán láthatók C1...C6-tal jelölve. Így pl. a C2 jelű helyettesítő kapcsolat érvényes C vezérlési állapotban, ha a terhelőáram vektora a $[+\pi/6; +\pi/2]$ tartományban van. Mivel állandósult állapotban az áramvektor 60° -os tartományt fut be, következik, hogy általános esetben, ha csak C vezérlési állapot van, az inverternek kétféle (pl. C1 és C2) helyettesítő kapcsolása lesz egy hatodperiódusban. (Mint a következő pontban látni fogjuk, az egyéb oltóköri hatások miatt ennél általában több van).



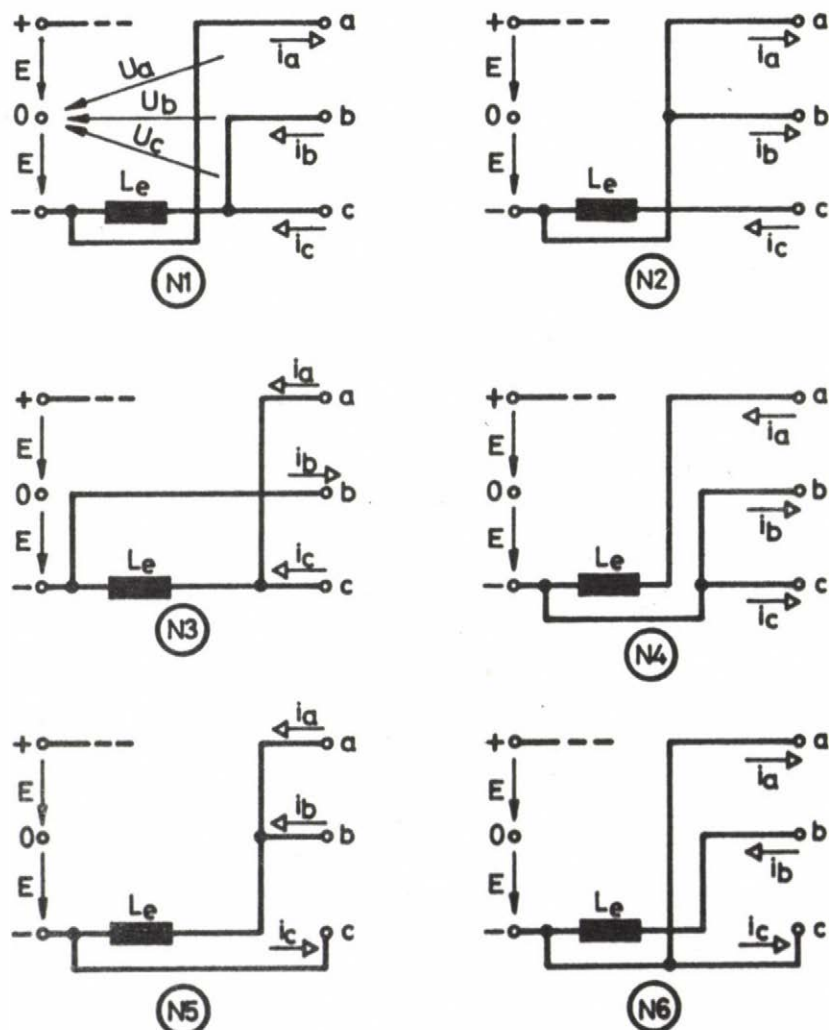
5.1. ábra



5.2. ábra

N állapotot a vizsgált hatodperiódusban elvileg kétféleképpen hozhatunk létre: az egyik lehetőség az, hogy oltjuk a T1 tirisztort és helyette a T4-nek adunk gyújtást, ezzel mindhárom kimenőkapcsot (közvetlenül, vagy az oltóköri fojtón keresztül) a negatív oldalhoz kötjük, vagy oltjuk a T2 és T6 tirisztort és a T3, T5-nek adunk gyújtást, így az a,b,c kimenőpontokat a pozitív oldalhoz kötjük. A következő pontban elvégzett részletesebb elemzés azt mutatja, hogy az előbbi megoldás az inverter működése szempontjából előnyösebb, ezért itt csak ezzel foglalkozunk. A vizsgált esetben N állapotban tehát a T4, T2 és T6 tirisztor kap gyújtást.

Az N állapotban lehetséges árameloszlásokból ugyancsak hatféle helyettesítő kapcsolás adódik, amelyeket az 5.3 ábrán N1...N6-tal jelöltünk. A különböző helyettesítő kapcsolásokat adó hat szögtartományt ugyancsak az 5.1 ábrán láthatjuk.



5.3. ábra

Impulzusvezérléskor általános esetben (tehát ha N és C vezérlési állapot van) az inverternek legalább három különböző helyettesítő kapcsolása lesz egy hatodperiódusban. (Kétféle C és egy N vagy egy C és kétféle N, az N és C állapotok idejétől, valamint a terhelőáram fázisszögétől függően).

Ezeknél a vizsgálatoknál nem vettük figyelembe az oltókör működéséből adódó jelenségeket, azaz úgy tekintettük, hogy a kommutációhoz végtelen rövid időre van szükség, amely alatt az oltóköri fojtókban nem történik áramváltozás. Feltételeztük továbbá, hogy az áramvektor "statikus", azaz egy helyben áll, így nem jön létre indukált feszültség az oltóköri fojtókban és nem épülnek fel köráramok. Ezért az így kapott belső árameloszlásokat ill. az ezekből lezarmasztott helyettesítő kapcsolásokat "alap eseteknek" tekintjük, amelyek kivül az oltókörben lejátszódó folyamatokat figyelembe véve, még számos egyéb üzemállapot létrejöhet, amint a következő pontban látni fogjuk.

5.2 Az inverter üzemállapotai az oltóköri jelenségek figyelembevételével

Ha nem hanyagoljuk el az oltókörök hatását és figyelembe vesszük az oltóköri fojtókban indukálódó feszültséget, a kialakuló köráramokat stb., az előzőeknél bonyolultabb viszonyokat kapunk és az így kapott üzemállapotok száma is jóval nagyobb lesz. Mivel általános esetben valamennyi üzemállapot előfordulhat, ezek ismerete igen lényeges a tranziens folyamatok számításakor.

Az oltóköri hatások figyelembevételével végzett vizsgálatok egyuttal jó lehetőséget nyújtanak arra, hogy néhány vezérlési problémára, ill. megoldási lehetőségre rámutassunk.

A következőkben főleg az ábrák jobb áttekinthetősége érdekében $n_p=1$ esetet tételezünk fel. Elvileg semmi akadálya annak, hogy a számításokat nagyobb impulzusszámokra is elvégezzük.

Az oltókör hatására létrejövő jellegzetes üzemállapotokat jól tanulmányozhatjuk egyszerű passzív R-L terheléssel is. Általános esetben (aktív terheléssel) egyéb üzemállapotok is előfordulhatnak, ezek azonban lényegében csak az itt bemutatott esetek ismétlődései (pl. másik hidágban), ezért valamennyi lehetséges üzemállapot bemutatását szükségtelennek tartjuk.

A számításokhoz használt számítógép programokban azonban minden lehetséges üzemállapotot figyelembe veszünk.

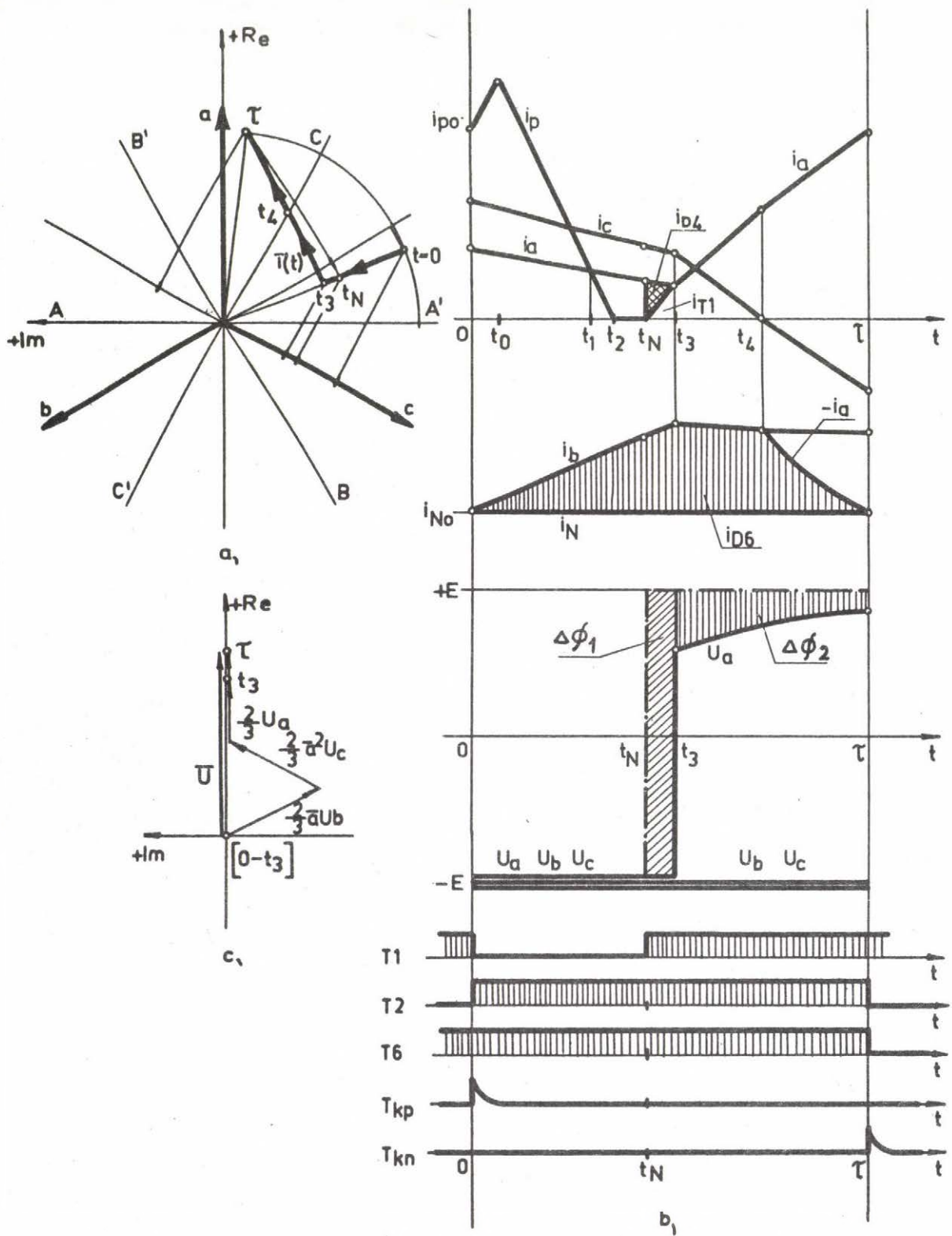
Következő vizsgálataink során állandósult állapotot tételezünk fel és a korábbiakhoz hasonlóan azt a hatodperiódust vesszük alapul, amelyben C állapot létrehozásához a T1, T2 és T6 tirisztort gyújtjuk. A főtirisztorokén kívül az ábrákon feltüntetjük a pozitív és a negatív oldali oltókörcök tirisztorainak gyújtójeleit. Az oltókörcökben kialakuló áramok felrajzolásakor a 3.3 ábra szerinti inverter-megoldást vettük alapul. A fejezet végén utalunk arra, hogy milyen eltéréseket okozhat másrendszerű oltókör használata.

Legyen az inverter terhelőáramának vektora az 5.4a ábrán feltüntetett helyzetben a $t=0$ pillanatban. Az áramvektorból az a, b, c fázistengelyekre történő vetítéssel megkapjuk a fázisáramok kezdeti értékeit. A fázisáramokon kívül igen lényeges a fojtók áramának ismerete, mert ezek döntő hatással vannak a kialakuló üzemállapotokra. A fojtók áramának értékére a ciklikus működésből kifolyólag a következő szabályok érvényesek:

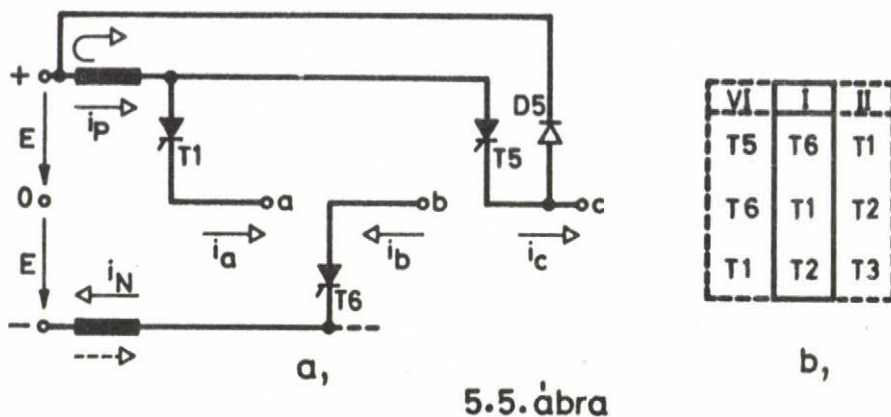
- A pozitív oldali fojtó áramának kezdeti értéke megegyezik a negatív oldali fojtó áramának $t = \tau$ pillanatban felvett értékével és viszont, a negatív oldali fojtó áramának kezdeti értéke egyenlő a pozitív oldali fojtó áramának $t = \tau$ pillanatbeli értékével. (Ez abból következik, hogy egy fojtó árama minden második hatodperiódusban azonos időfüggvény szerint változik).
- A fojtók árama (az oltást követő visszatáplálás esetét kivéve) abszolút értékben nem csökkenhet, mert ellenkező esetben pl. a pozitív oldali fojtó tirisztorokhoz csatlakozó végének potenciálja az indukált feszültség hatására pozitívabb lenne, mint a pozitív bemenő kapocs, amely a D1, D3, D5 visszáram dióda miatt nem lehetséges (ilyen esetben köráram jön létre). Ugyanez érvényes a negatív oldali fojtóra.

Az oltási folyamat alatt a fojtó árama az előzőek szerint meghatározható i_{po} kezdeti értékről a 3.4 ábra szerint $t=0$ -tól $t=t_0$ -ig növekszik, majd csökken (egészen zérusig, ha előbb nem gyújtjuk a T1 tirisztort).

A vizsgált hatodperiódust megelőzően a T5, T6, T1 tirisztor kapott gyújtást és a hatodperiódus végén (az 5.4 ábrán a $t=-0$ pillanatban) az inverter árameloszlása az 5.5a ábrának megfelelő volt. A periódus végén az i_{D5} áram zérusra csökken (az 5.4 ábrán az i_{D6} árammal azonos időfüggvény szerint), így $i_a + i_c = -i_b$, tehát $i_{po} = -i_{No} = -i_b(0)$. (A pozitív áramirányokat szaggatott, a tényleges áramirányokat folytonos nyíl jelzi).



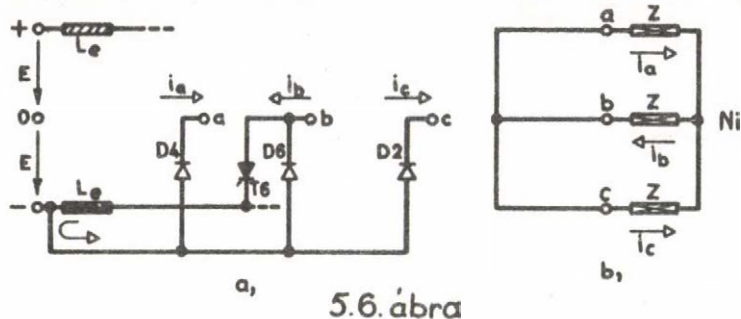
5.4. ábra



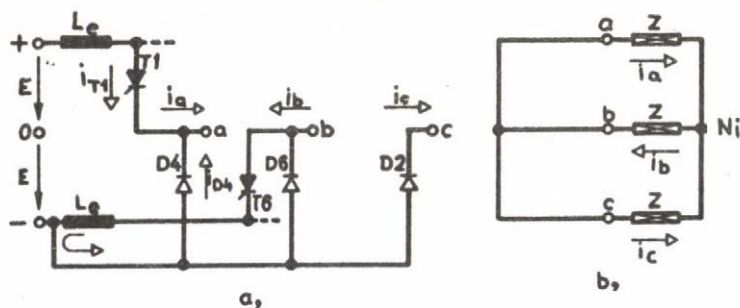
Tegyük fel, hogy a feszültségszabályozó kör adott kimenőfeszültség biztosítására a $[0-t_N]$ időintervallumban N állapotot kíván létrehozni. Ezért az 5.4.b ábra szerinti vezérléssel a $t=0$ pillanatban a vezérlőegység gyújtást ad a pozitív oldali oltókör tirisztorának. Ennek hatására a fojtó árama a korábban említett módon t_0 ideig növekszik, majd csökken és a $t=t_2$ pillanatban éri el a zérus értéket. A csökkenő energiájú, azaz az egyenáramu hálózatba visszatáplálást végző fojtót (transzformátort) az ábrákon sraffozással jelöljük.

Az áramirányoknak megfelelően az inverter a $[0-t_N]$ intervallumban az 5.6 ábra szerinti üzemállapotba jut. A negatív oldali fojtó árama nem csökkenhet, mert a T6, D6 tirisztor-dióda pár a fojtót rövidrezárja, tehát köráram jön létre, amelynek nagysága az i_b fázisáram és az $i_N=i_{N0}$ fojtóáram különbsége (az 5.4.b ábrán vonalkázással jelölt ordináták, amely tulajdonképpen a D6 dióda árama, i_{D6}).

Mivel az 5.6 ábra szerint mindhárom kimenőkapocs félvezetőkön keresztül a negatív bemenőkapocshoz csatlakozik, a terhelés-oldalról nézve ez az eset ideális N állapotnak felel meg (ha a félvezetők nyitóirányu feszültségét elhanyagoljuk).



5.6. ábra

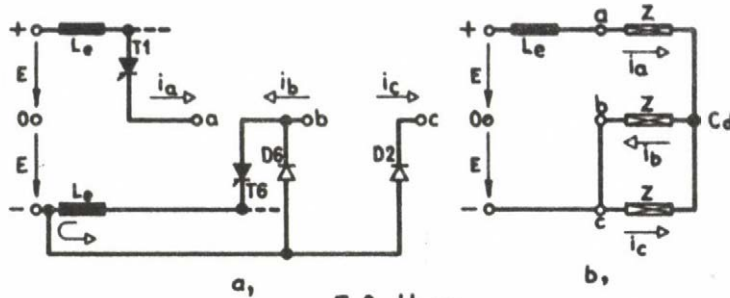


5.7. ábra

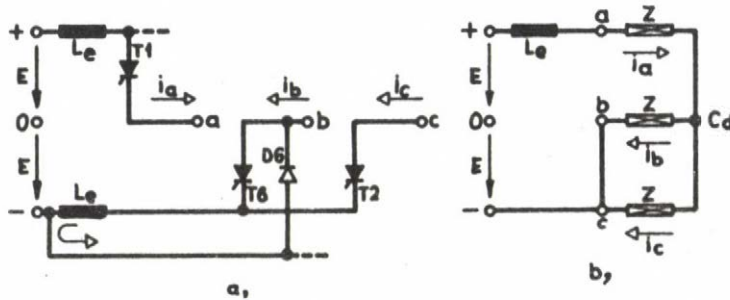
C állapot létrehozásához a $t=t_N$ időpontban gyújtjuk a T1 tirisztort. A pozitív oldali fojtó árama előzőleg ($t=t_2$ -kor) zérusra csökkent, tehát a fojtó árama zérus kezdeti értékről indulva növekszik addig, míg el nem éri az i_a fázisáram értékét a $t=t_3$ időpontban. Ezalatt az idő alatt az i_a fázisáram két komponensből tevődik össze: a növekvő tirisztoráramból (i_{T1}) és a csökkenő diódaáramból (i_{D4}). Mivel a $[t_N-t_3]$ időintervallumban a D4 dióda vezet, az \underline{a} kimenőkapocs továbbra is a negatív bemenőkapocshoz csatlakozik, tehát a terhelés szempontjából az előbbi, Ni-vel jelölt állapot folytatódik annak ellenére, hogy a vezérlés a t_N időpont után már C állapotnak felel meg. (5.7 ábra). Amint a fenti két üzemállapotból is látható, a terhelésoldalról nézve azonos helyettesítő kapcsolásokhoz teljesen különböző inverter üzemállapotok tartozhatnak. Erre a későbbiekben még számos példát láthatunk.

Amikor a $t=t_3$ időpontban a D4 dióda lezár, az inverter és a terhelés az 5.8 ábrán látható állapotba kerül. A terhelés szempontjából csak a pozitív oldali fojtó "él", mivel a negatív oldalon felépült köráram (i_{D6}) miatt a negatív oldali fojtó a hatodperiódus végéig rövidre van zárva. Az eredő helyettesítő kapcsolás (5.8.b ábra) nem felel meg egyik "alapesetnek" sem, tulajdonképpen elfajult C1, C2 vagy C6 esetnek tekinthetjük és Cd-vel jelöljük.

A $t=t_4$ időpontban az áramvektor pályája metszi a C-C' tengelyt, tehát az i_c fázisáram előjelet vált, ami azt eredményezi, hogy a D2 dióda helyett a T2 tirisztor fog vezetni a $[t_4 - \tau]$ intervallumban. A terhelés szempontjából nem történik változás, ugyanis a T2 tirisztor a köráram miatt rövidrezárt fojtóhoz kapcsolja a c kimenőkapcsot. Ezt az állapotot láthatjuk az 5.9 ábrán.



5.8. ábra



5.9. ábra

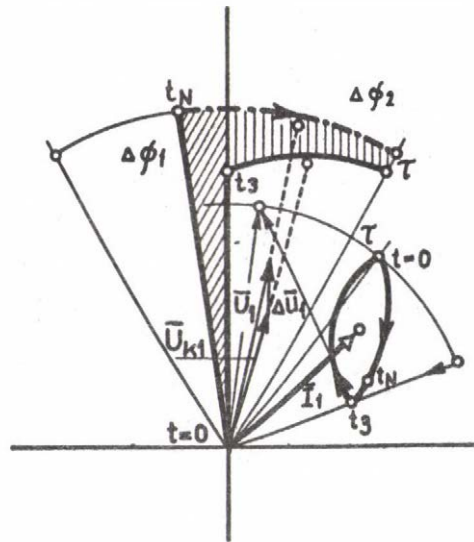
Az 5.4.b ábrán felrajzoltuk az inverter fázisfeszültségeinek időfüggvényét. Ideális inverternél az U_a fázisfeszültség a $t=t_N$ időpontban $-E$ értékről $+E$ -re változik (a pont-vonallal jelölt görbe szerint). Ezzel szemben esetünkben az U_a fázisfeszültség csak a $t=t_3$ időpontban vált polaritást és értéke a teljes $[t_3 - \tau]$ intervallumban $+E$ alatt marad.

Az ideális invertertől eltérően tehát két különböző típusú feszültség-eséssel is számolni kell. Az egyik azért keletkezik, mert az N állapot ideje $\Delta t = t_3 - t_N$ idővel meghosszabbodik, tehát a $\Delta\phi_1 = 2E\Delta t$ (ferdén vonalkázott) feszültség-idő terület kiesése feszültségcsökkenést okoz (mind alapharmonikusban, mind közép- és effektív értékben). Ezt a jelenséget az egyenirányítók üzeméből ismert "fedés" ellenpárjának tekinthetjük, amelynek hatására csökken az inverter kimenő váltakozó feszültsége. A másik feszültség-idő terület-csökkenés ($\Delta\phi_2$) a pozitív oldali fojtón eső feszültség időbeli integrálja. A két feszültség-idő terület aránya az inverter paramétereitől és a vezérléstől függ, azonban a gyakorlatban ezek azonos nagyságrendbe esnek, tehát

bármelyik elhanyagolása nagy számítási hibát eredményezne.

Az 5.4.c ábrán láthatjuk az inverter kapcsolófeszültségének Park vektora által leírt pályát. A $[0-t_3]$ intervallumban a feszültség vektor értéke zérus, mivel a fázisfeszültségek értéke azonosan $-E$. A $t=t_3$ időpontban az U_a fázisfeszültség polaritást vált és az eredő feszültség vektor a pozitív reális tengely irányába mutat, értéke a $[t_3-\tau]$ intervallumban monoton nő.

Az 5.10 ábrán szinkronforgó koordináta-rendszerben ábrázoltuk az áram és feszültség vektor pályáját, amelyből lényeges következtetéseket lehet levonni a feszültségesés, (ill. a belső impedancia) jellegére. Az álló koordináta-rendszerből a szinkron-forgó koordináta-rendszerbe $e^{-j(\omega t - \pi/6)}$ -tal való szorzással jutottunk.



5.10. ábra

Az áramvektor pályája zárt görbét ad, amelynek súlypontjába mutat az áram alapharmonikusa, \bar{I}_1 . A feszültségvektor a $[0-t_3]$ intervallumban zérus, a $[t_3-\tau]$ intervallumban az ábrán látható pályát futja be. Felrajzoltuk az üresjárású feszültségvektor által leírt pályát is (pont-vonallal jelölve). A feszültségek alapharmonikus vektora szintén a görbék súlypontjába mutat, azonban az eredő kapcsolófeszültség-nél (\bar{U}_{kl}) egy $(\tau-t_3)/\tau$, az üresjárású kapcsolófeszültség-nél (\bar{U}_1) $(\tau-t_N)/\tau$ szorzófaktorot kell figyelembe venni.

Az alapharmonikus mennyiségekre az 5.11.a ábrán látható helyettesítő kapcsolást rajzolhatjuk fel. Az ábra alapján

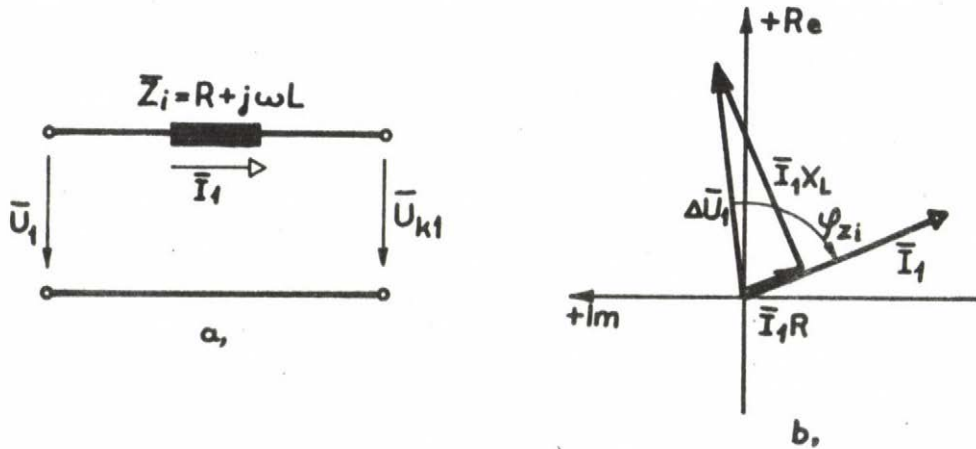
$$\bar{U}_{kl} = \bar{U}_1 - \Delta\bar{U}_1, \quad (5.21)$$

$$\text{ahol } \Delta\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \bar{Z}_1, \quad (5.22)$$

az inverter feszültségesésének alapharmonikus összetevője;

\bar{Z}_1 = az inverter belső impedanciája.

A $\Delta\bar{U}_1$ és \bar{I}_1 irányából látható, hogy a \bar{Z}_1 belső impedancia ohmos-induktív jellegű. (A jobb áttekinthetőség kedvéért ezt az 5.11.b ábrán külön is felrajzoltuk).

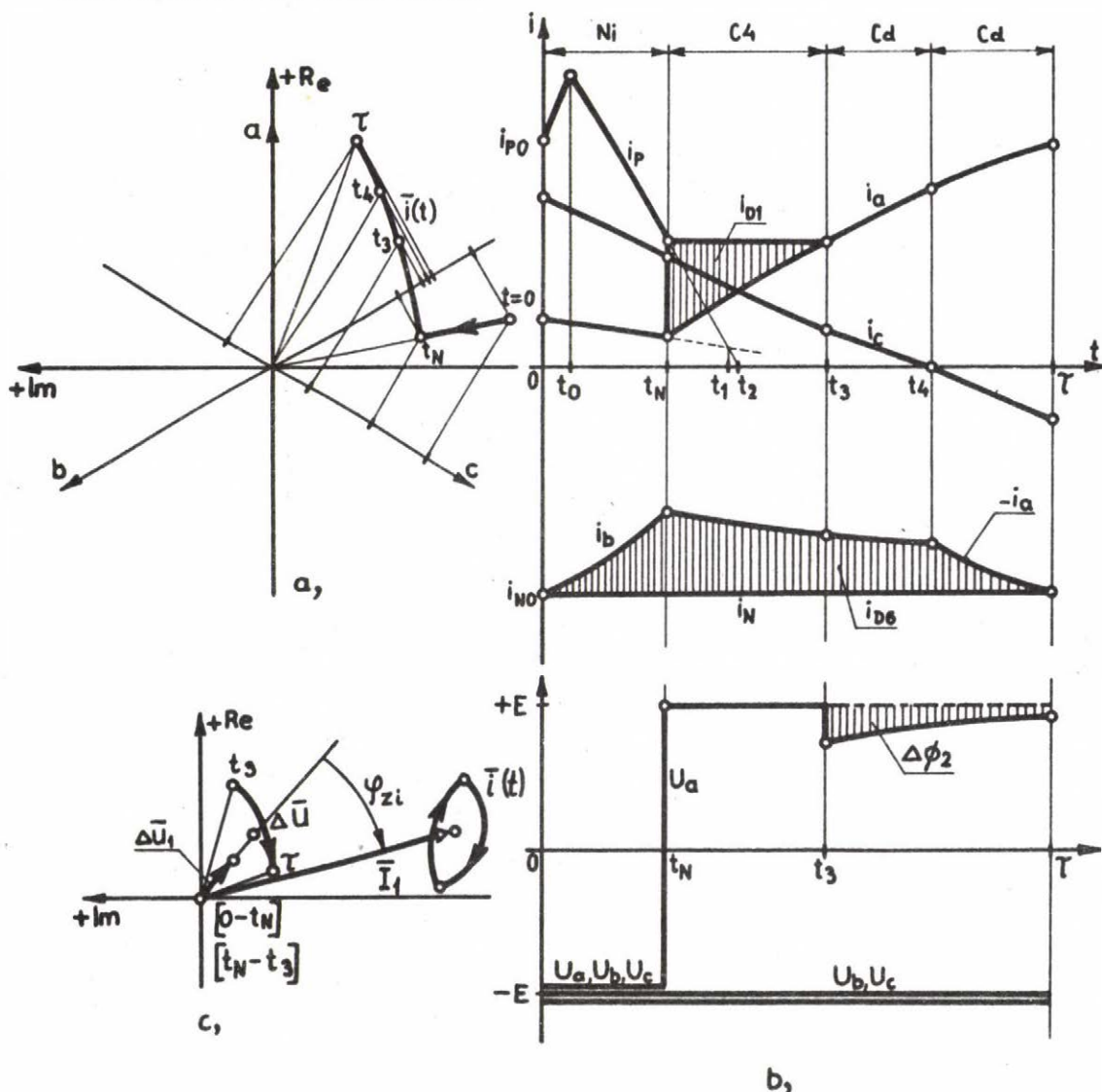


5.11. ábra

Itt egy lényeges körülményt hangsúlyoznunk kell. Az inverter nemlineáris jellegével összefüggésben a különböző alapharmonikus és felharmonikus mennyiségek között bonyolult kölcsönhatások érvényesülnek. Ilyen pl. az, hogy egy adott áramharmonikus nem csak vele azonos rendszámú feszültségharmonikust hoz létre. Be lehet bizonyítani, hogy éppen az inverter-üzemből adódó felharmonikus áramok (pl. $\nu = 5, 7, 11, 13, 17, 19 \dots$ stb) alapharmonikus feszültségesést hozhatnak létre. (Ugyanez fordítva is fennáll, alapharmonikus terhelőáram létrehoz felharmonikus feszültségkomponenseket).

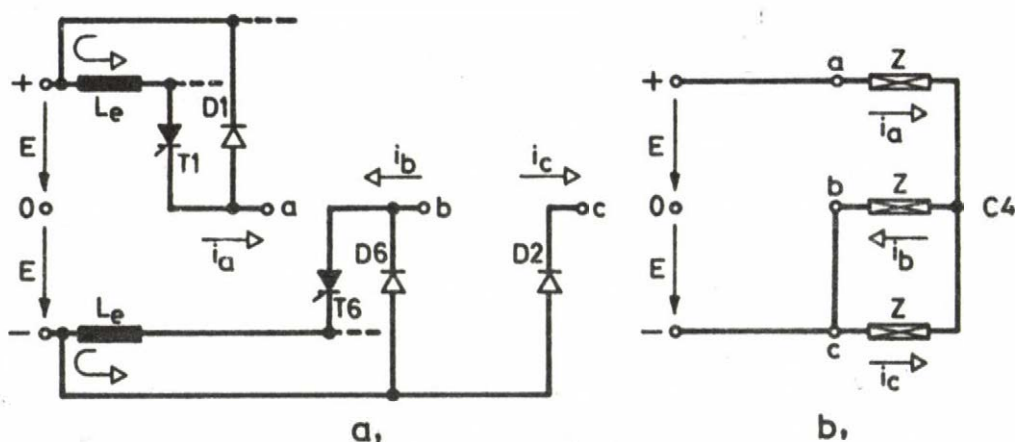
Az elmondottakból következik, hogy az (5.21)-ben szereplő $\Delta \bar{U}_1$ nemcsak az alapharmonikus áram hatására jön létre, hanem tartalmazza a felharmonikus áramösszetevők hatására létrejövő feszültségesést is. Így az 5.22 -ből számítható \bar{Z}_1 egy olyan fiktív impedanciát jelent, amely csak az adott munkapontban és az adott felharmonikus áramoknál adja meg helyesen az alapharmonikus feszültségesést. Belátható, hogy alap- és felharmonikus áramokkal terhelt inverter számára nem lehet egyetlen lineáris impedanciát definiálni.

Az előzőtől eltérő, igen jellegzetes inverter üzemállapot jön létre az előzőhöz hasonló terhelési viszonyoknál, ha a T1 tirisztor gyújtása olyan időpontban történik, amikor a pozitív oldali fojtó csökkenő árama még nagyobb, mint az i_a fázisáram ($t_N < t_1$). Ezt az esetet tanulmányozzuk az 5.12 ábrán.



5.12. ábra

Az előzőek szerint megállapítható, hogy a $[0-t_N]$ intervallumban az 5.6 ábrán látható belső árameloszlás és helyettesítő kapcsolás jön létre. A T1 tirisztor gyújtásakor ($t=t_N$) az i_a fázisáram és a pozitív oldali fojtó áramának (i_p) a különbsége a D1 diódán keresztül folyik, mint köráram. (5.12.b ábrán i_{D1}). Mivel a D1 dióda vezet, az a kapocs közvetlenül a pozitív bemenőkapocshoz csatlakozik, míg a b és c kapocs közvetlenül a negatív bemenőkapocshoz. (5.13 ábra). A terhelés szempontjából tehát a $[t_N-t_3]$ intervallumban ideális C állapot (azaz C4 jelű alapeset) jön létre. A $t=t_3$ időpontban lezár a D1 dióda és ezzel az 5.8 ábrán látható belső árameloszlás alakul ki, amely Cd jelű helyettesítő kapcsolásnak felel meg. A $[t_4-\tau]$ intervallumban pedig az 5.9 ábrán bemutatott üzemállapot alakul ki. A negatív oldalon a teljes hatóperiódusban köráram folyik (i_{D6}) amely miatt a negatív oldali fojtó rövidre záródik.



5.13. ábra

A kimenőfeszültség vektora álló koordináta-rendszerben a $[t_N-t_3]$ intervallumban az ideális inverter feszültségének megfelelő $(\bar{u} = \frac{2}{3} E)$, a $[t_3-\tau]$ intervallumban ennél kisebb és mindkét tartományban a pozitív reális tengely irányába mutat. Az 5.12.c ábrán a feszültségés vektorát ábrázoltuk szinkronforgó koordináta-rendszerben. Az áram és feszültségvektor alapharmonikusából látható, hogy a \bar{Z}_1 belső impedancia kisebb, mint az előző esetben volt, és ugyancsak ohmos-induktív jellegű, az előzőnél kisebb φ_{zi} impedancia-szöggel. Mivel ebben az esetben nem jön létre "fedés", $\Delta\phi_1$ elmarad és $\Delta\phi_2$ is kisebb mint az előző esetben, ez a magyarázata az impedancia-csökkenésnek.

A két esetösszehasonlításából azt a következtetést vonhatjuk le, hogy az inverter belső impedanciája erősen függ az impulzusszélességtől. Kis impulzusszélességeknél ($t_N > t_1$) a fedés miatt nagy a belső impedancia, míg nagyobb impulzusszélességeknél ($t_N < t_1$) a fedés hiánya és a kialakuló köráram (i_{D1}) miatt az inverter belső impedanciája jóval kisebb (határesetben zérusra csökken). A külső jelleggörbék szempontjából hasonló a helyzet az egyenirányítóknál ismert folytonos és szaggatott vezetés esetéhez: nagyobb áramoknál (impulzusszélességeknél) a jelleggörbe megmerevedik. (Jól látható ez a hatás a függelékben közölt, számított külső jelleggörbékben).

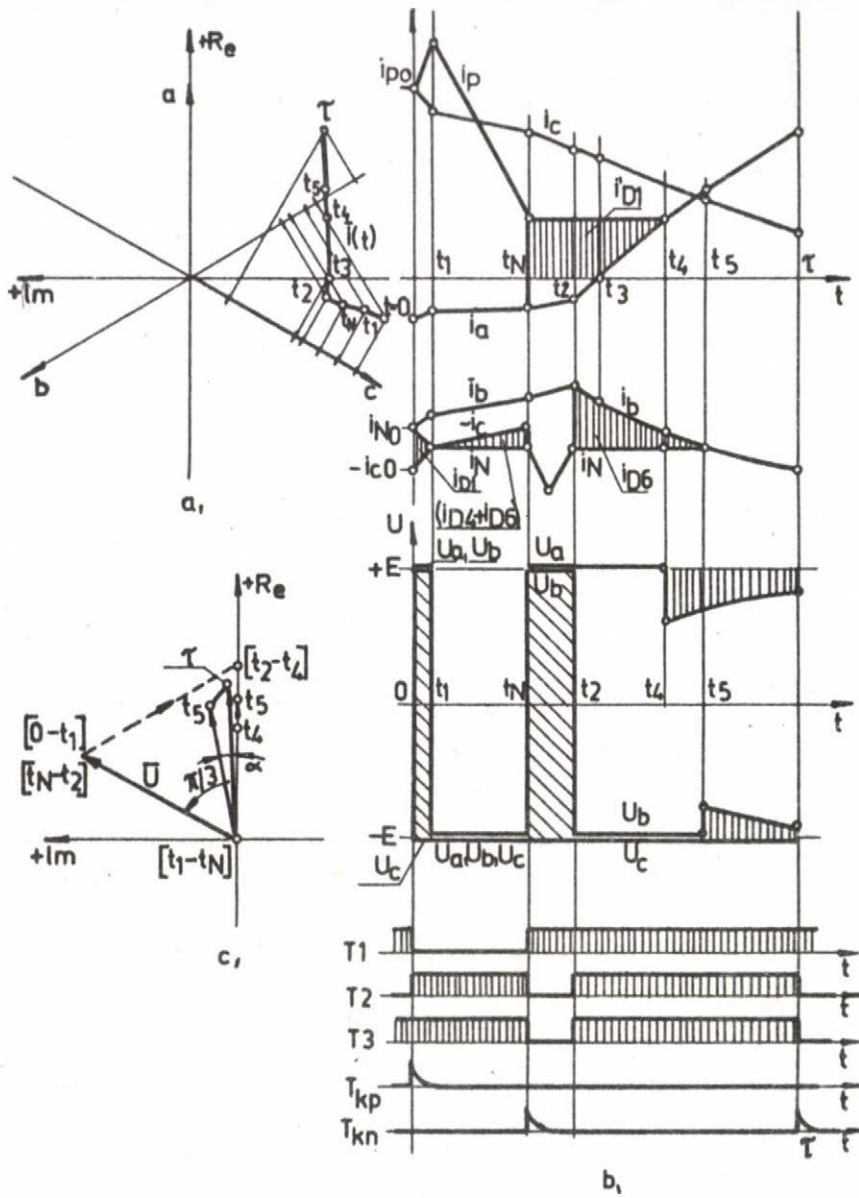
Igen érdekes, bonyolult viszonyok alakulnak ki, ha az áramvektor kezdeti értéke az 5.14.a ábra szerint $\pi/2$ -nél nagyobb szöggel késik a feszültségvektorhoz képest. Ennél a terhelésnél jól bemutatathatók azok a különbségek, amelyek az inverter működésében jelentkeznek, ha az N állapotot az 5.1 pontban leírt másik módszerrel hozzuk létre.

Ha az N állapotot az eddigiek szerint (mindhárom kimenőkapocs negatív oldalhoz kötésével) kívánjuk létrehozni, az adott terhelési viszonyoknál az 5.14.b ábrán látható gyújtójeleket kell alkalmazni.

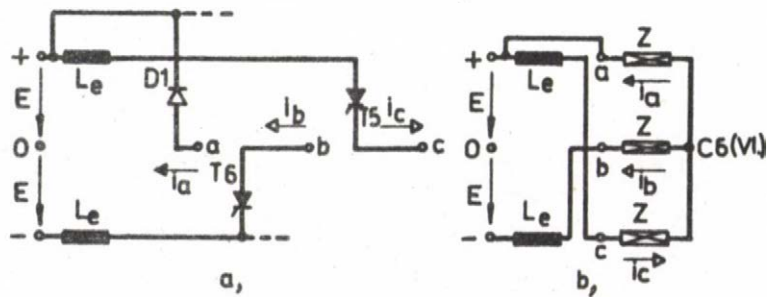
Az adott kezdeti feltételekből kiindulva, az inverter működése a következő:

Az előző hatodperiódus végén az inverter az 5.15 ábrán látható állapotban volt. (A T5, T6, T1 tirisztor kapott gyújtást). Innen látható, hogy $i_{p0} = i_c(0)$ és $i_{N0} = i_b(0)$.

A $t=0$ pillanatban gyújtjuk a pozitív oldali oltókör tirisztorát, így a pozitív oldali fojtó árama a már ismert módon növekszik, majd a $t=t_N$ időpontig csökken. Az oltó tirisztor gyújtásával egyidejűleg gyújtjuk a T4 tirisztorát, amelynek hatására az inverteren belül az 5.16.a ábrán látható árameloszlás alakul ki. Minthogy az i_a fázisáram nem tud azonnal áttevődni a negatív oldalra (a negatív oldali fojtó előzőleg csak az i_b fázisáramot vezette), a T4 tirisztor gyújtása után a D1 dióda vezetésben marad a $[0-t_1]$ intervallumban. (Az ábrán a t_0 és t_1 időpont egybeesése véletlen). Így az a fázisban fedés jön létre, amelynek hatására az a és b kapocs közvetlenül a pozitív, a c kapocs közvetlenül a negatív bemenőkapocshoz csatlakozik. Helyettesítő kapcsolás szempontjából ez az állapot a következő (II.) hatodperiódus C4 jelű üzemiállapotával egyezik meg. A feszültségvektor (5.14.c ábra) ennek megfelelően a $[0-t_1]$ intervallum-



5.14 ábra

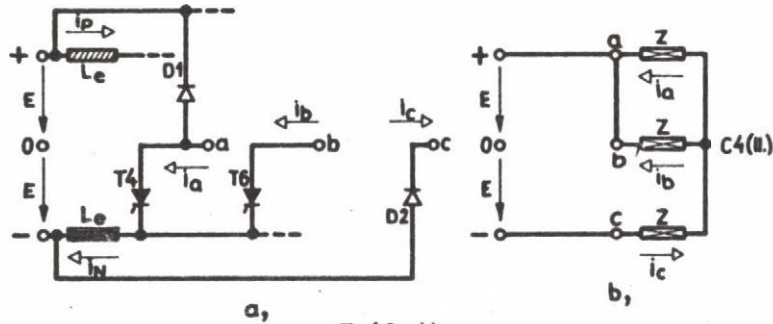


5.15. ábra

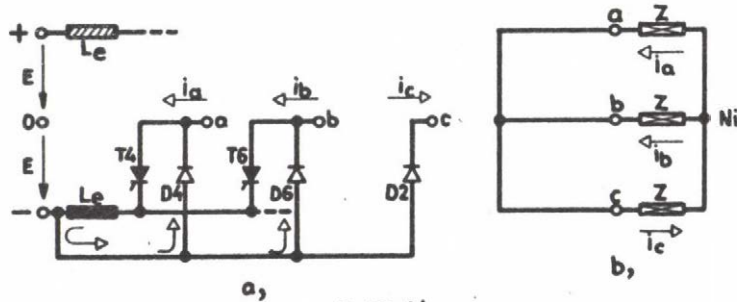
ban +Re tengelyhez viszonyítva 60° -kal előre siet és abszolút értéke $\frac{4}{3}E$. Az áramvektor-pályája a feszültségvektorral párhuzamos érintővel indul a $t=0$ pillanatban.

Az itt talált fedési jelenségnek az az érdekessége, hogy az előző esettől eltérően ennek hatására a kimenőfeszültség nem válik zérussá a fedés időtartama alatt, hanem a feszültségvektor egy, a vezérlési állapotnak nem megfelelő irányba ugrik. Mivel ez a jelenség N állapotban következik be, hatására a kimenőfeszültség alapharmonikusa megnövekszik.

A fedés akkor ér véget, amikor a negatív oldali fojtó növekvő árama és az i_c fázisáram (abszolút értéke) egyenlő lesz, mert akkor lezár a D1 dióda és az 5.17 ábrán látható belső árameloszlás jön létre.



5.16. ábra

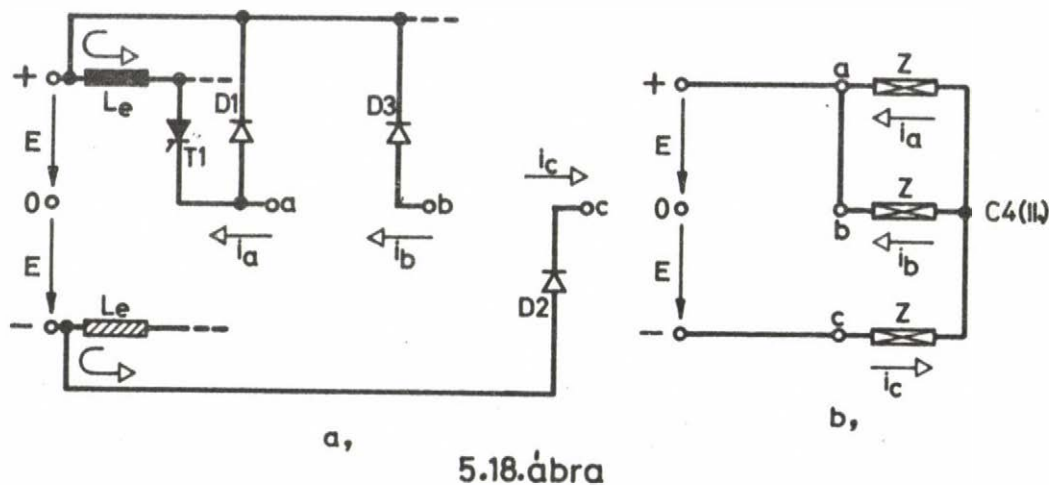


5.17. ábra

Mivel a negatív oldali fojtó árama az ismerttetett okok miatt nem csökkenhet, kinyit a D4, D6 dióda és rövidrezárja a fojtót. Tehát az állandó fojtóáram és a csökkenő $i_a + i_b = -i_c$ áram különbsége mint köráram a D4 és D6 diódán keresztül megosztva folyik. A helyettesítő kapcsolás a $[t_1 - t_N]$ intervallumban Ni és ennek megfelelően az áramvektor pályája az origóba tart.

A t_N időpontban gyújtjuk a negatív oldali oltókör tirisztorát, valamint a T1 tirisztorát. Ezzel egyidőben megszüntetjük a T2, T4, T6 ti-

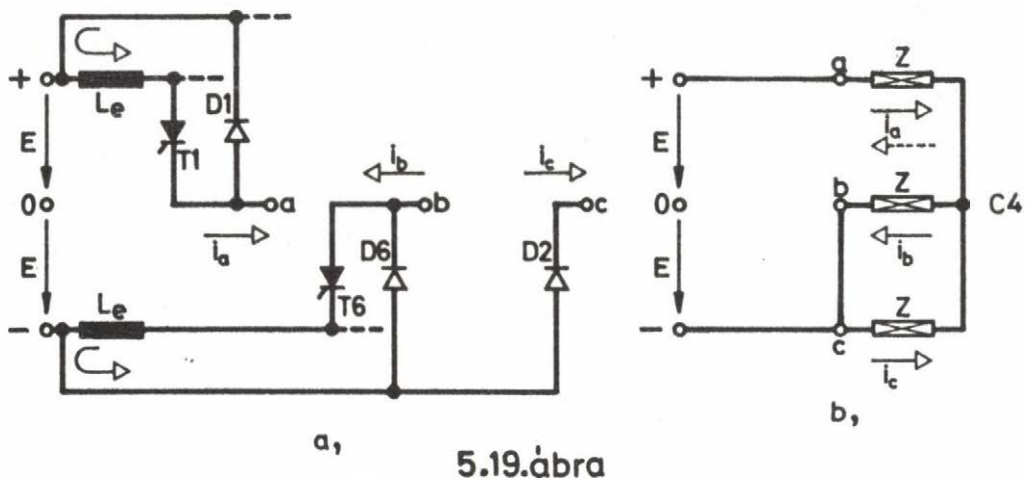
risztor gyújtását. Ennek hatására az inverter az 5.18 ábrán látható állapotba kerül. A T1 tirisztor gyújtásakor a pozitív oldali fojtó árama a D1 diódán keresztül záródik, tehát köráram jön létre (i_{D1} -vel jelölve az 5.14.b ábrán).



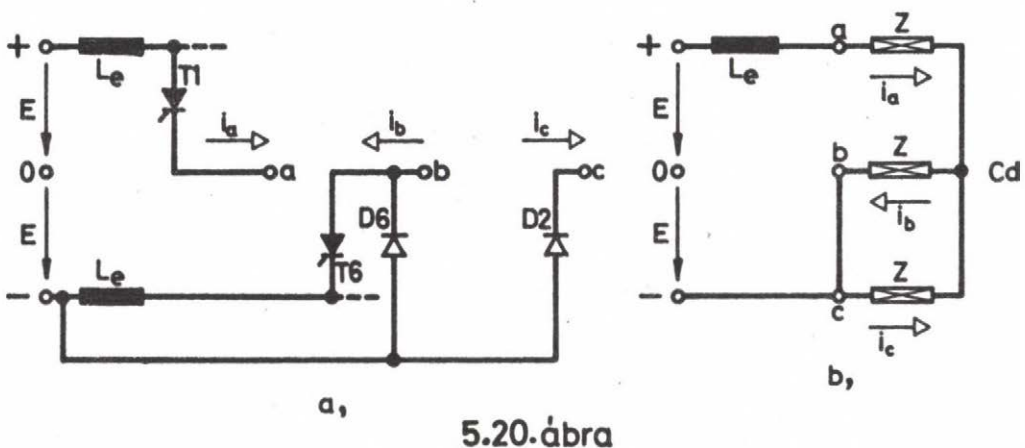
5.18. ábra

A dióda ezen kívül vezet az i_a fázisáramot is. Érdekes, hogy a $[t_N - t_2]$ tartományban a feszültségvektor ismét a II. hatodperiódusnak megfelelő irányba mutat. Minthogy ez a jelenség már C állapotnak megfelelő vezérlésnél következik be, az előző esettel ellentétben a kimenőfeszültség alapharmonikusát csökkenti.

A $t=t_2$ időpontban gyújtjuk a T2, T6 tirisztor. (Ekkor ugyanis a negatív oldali fojtó csökkenő árama egyenlő a $t=t_N$ időpontban felvett értékkel. Konkrét esetben a $[t_N - t_2]$ intervallum kisebb is lehetne, legkedvezőtlenebb esetben azonban ez szükséges, ezért feltételezzük, hogy a vezérlőegység erre az értékre van beállítva). A T2, T6 tirisztor gyújtásának hatására az inverter az 5.19 ábrán látható állapotba kerül. Az i_b fázisáram és az állandó i_N fojtóáram különbsége mint köráram a D6 diódán keresztül záródik. A $t=t_3$ időpontban az i_a fázisáram előjelet vált (az áramvektor pályája metszi az A-A' tengelyt). Az áramkörben ez mindössze annyi változást jelent, hogy a D1 dióda áramának köráram összetevője (i_{D1}), amely eddig állandó volt, csökkenni kezd. A $[t_2 - t_4]$ tartományban a helyettesítő kapcsolás C4-nek felel meg és a feszültségvektor a reális tengely irányába mutat.



A $t=t_4$ időpontban a pozitív oldalon megszűnik a köráram és ezáltal az 5.20 ábrán látható üzemállapot jön létre. Helyettesítő kapcsolás szempontjából ez a Cd jelű állapotnak felel meg. A köráram megszűnésének az az eredménye, hogy a $t=t_4$ időpontban az U_a fázisfeszültség (az $L_p \frac{di_a}{dt}$ feszültségesés miatt) kisebb értékre esik vissza, aminek az a következménye, hogy a feszültségvektor a reális tengely irányába mutatva, kisebb értékre ugrik, majd a $t=t_5$ időpontig U_a -val arányosan nő.



A $t=t_5$ időpontban megszűnik a negatív oldali köráram is, miáltal az U_b fázisfeszültség ugyancsak kisebb értékre esik vissza, majd a hatodperiódus végéig növekszik. A feszültségvektor ennek megfelelően a $t=t_5$ időpontban az 5.14.c ábrán látható módon α szöggel pozitív irányba ugrik (ugyanakkor abszolút értéke csökken), majd a $[t_5-\tau]$ intervallumban a rajzolt pályát futja be.

Ha az előzőekhez hasonlóan elemezzük az áram és feszültségvektorok pályáit szinkron-forgó koordináta-rendszerben, azt találjuk, hogy az inverter belső impedanciája ismét induktív jellegű, de az impedancia szöge $\pi/2$ -nél nagyobb is lehet, ami negatív ellenállást jelent. A jelenségnek az a magyarázata, hogy az inverter kétirányu hatásos teljesítmény áramlást tesz lehetővé, amit a váltakozóáramu oldalról az alapharmonikus helyettesítő kapcsolásban pozitív vagy negatív ohmos ellenállással lehet figyelembe venni.

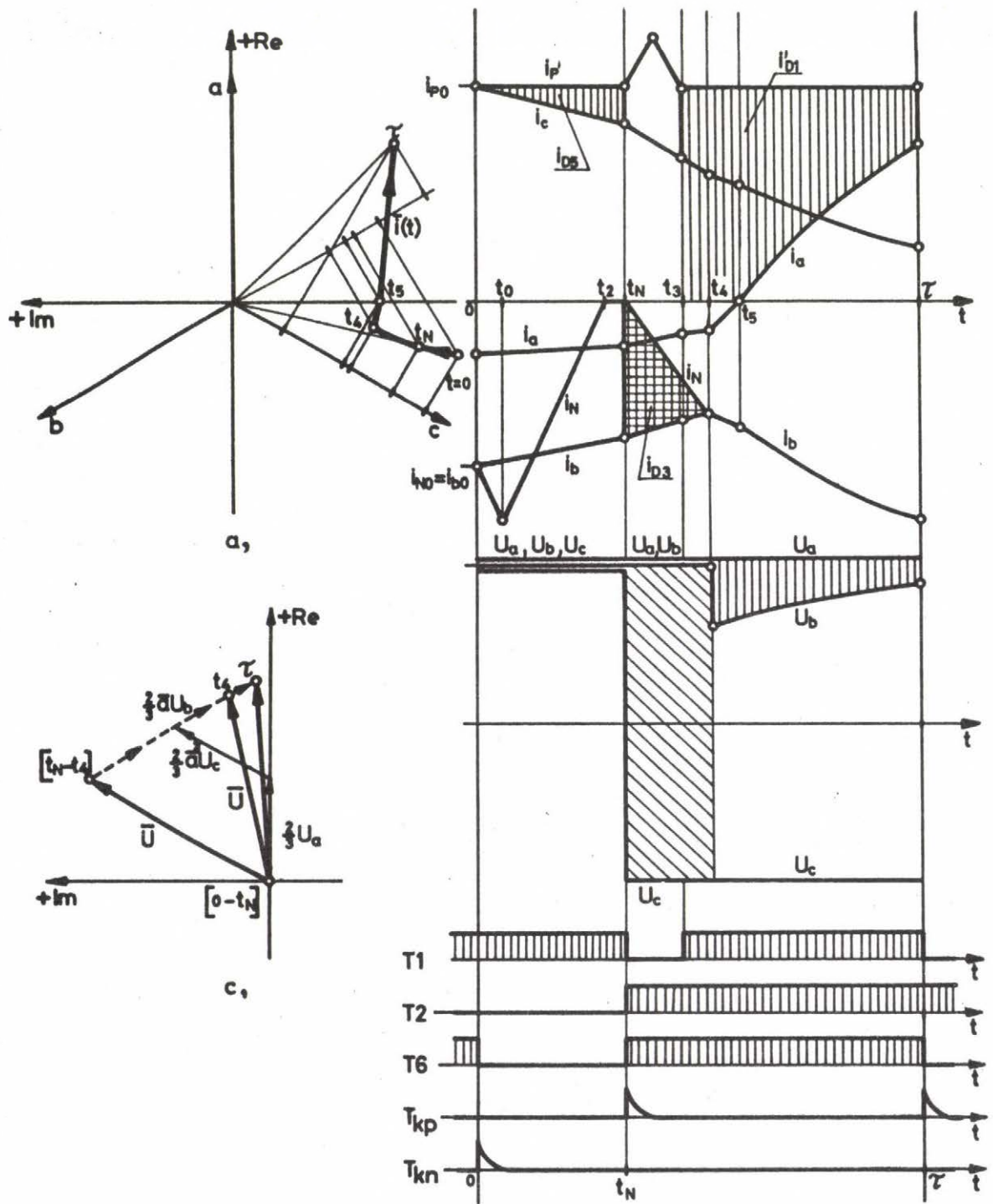
Ha az N állapot létrehozását úgy oldjuk meg, hogy mindhárom kimenő-kapcsot a pozitív oldalhoz kötjük, az 5.21.b ábrán látható vezérlést kell alkalmaznunk.

Az előző esettel azonos kezdeti feltételekből kiindulva a $t=0$ pillanatban oltást végzünk a negatív oldalon, ugyanakkor megszüntetjük a T6 tirisztor gyújtását. A T1 és T5 tirisztornak továbbra is gyújtást adunk.

Az áram és feszültség időfüggvények, ill. azok Park vektorai az 5.21 ábrán bemutatott módon alakulnak. A $[0-t_N]$ intervallumban az 5.22., a $[t_N-t_3]$ -ban az 5.23., a $[t_3-t_4]$ -ben, az 5.24 és végül a $[t_4-\tau]$ intervallumban az 5.25 ábrán látható belső árameloszlás, ill. helyettesítő kapcsolás jön létre.

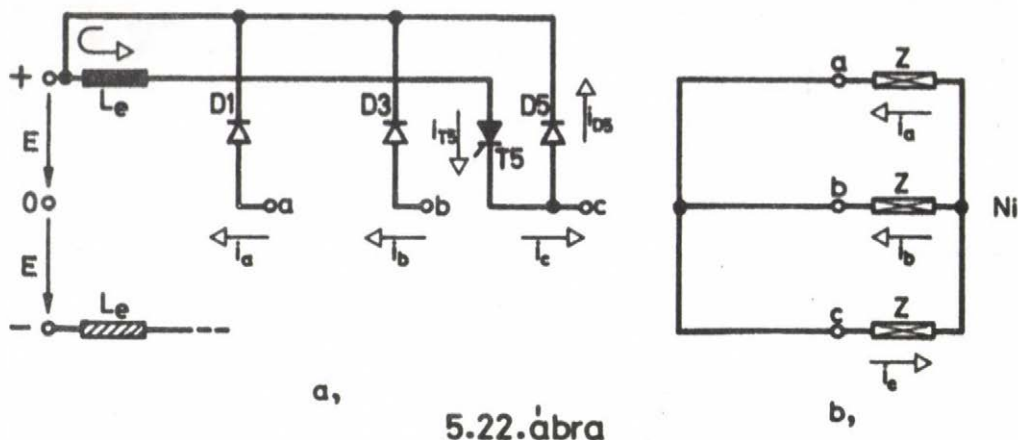
Anélkül, hogy a lejátszódó folyamatokat az előzőekhez hasonló részletességgel elemeznénk, a következő lényeges különbségekre mutathatunk rá:

- Az előző hattal szemben itt csak négyféle üzemállapota van az inverternek, bár ezek száma az impulzusszélességgel mindkét esetben változhat.
- A $[t_N-t_4]$ tartományban fedés jön létre, de az a fázis helyett a b fázishoz tartozó hidágban. Ennek ellenére az eredmény az, hogy a $[t_N-t_4]$ intervallumban a kimenőfeszültség vektora szintén a II. hatodperiódusnak megfelelő irányba ugrik. Minthogy ez a fedés C állapotban következik be és időtartama igen jelentős lehet, erősen megnöveli az inverter belső impedanciáját. Ez lényeges hátrányt jelent



5.21. ábra

b₁

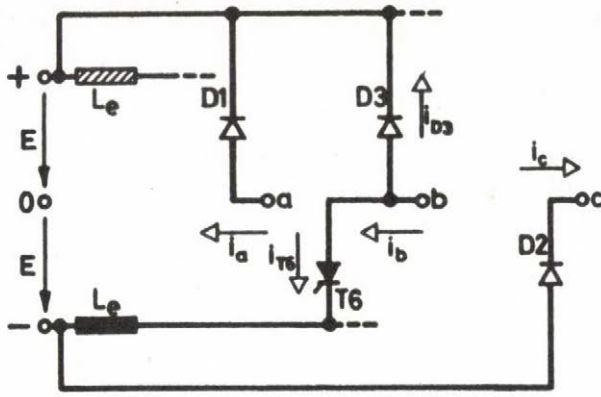


5.22. ábra

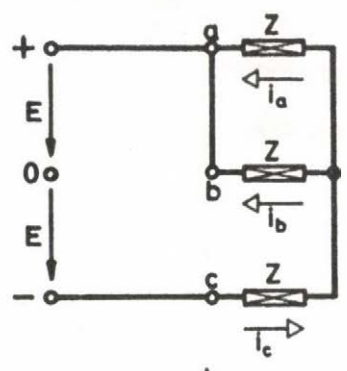
az előző megoldáshoz viszonyítva.

- A $[t_3 - \tau]$ intervallumban a pozitív oldalon kialakuló köráram (i'_{D1}) lényegesen nagyobb, mint az előző esetben. Ez a visszáram diódák, főtiriszorok és az oltóköri fojtók nagyobb igénybevételét eredményezi, ami ugyancsak hátránya az ilyen vezérlési módszernek. Mivel a vizsgált vezérlésnek csak hátrányos tulajdonságai vannak, alkalmazása nem indokolt.

A terhelőáram vektorának pillanatértéke általános esetben (pl. szinkrongéppel terhelve) a teljes $[0-2\pi]$ tartományban bárhol előfordulhat. A teljes $[0-2\pi]$ tartományban előforduló valamennyi üzemállapotot megvizsgálva azt találjuk, hogy az 5.14.b ábrán bemutatott vezérlési módszerrel (nagyobb impulzusszámok esetén értelemsszerűen módosítva) biztosítható az inverter helyes működése, az impulzusszélesség-szabályozás lehetősége. Egy impulzus létrehozásához itt kétszer kell oltást végezni (egyszer a pozitív, egyszer a negatív oldalon). Az 5.4 ábrán bemutatott vezérlési módszerrel egy impulzus létrehozásához csak egy oltást kell végezni, ami $n_p=1$ esetén azt jelenti, hogy lényegében csak a hatodperiódus végén kommutáció céljából végrehajtott oltásra van szükség. Ezzel a megoldással az oltókör működési frekvenciája felére csökkenthető, ami jelentősen javítja az inverter hatásfokát és csökkenti az elemek igénybevételét. Ezt a vezérlési módszert (a teljes impulzusszélesség-tartományban) csak akkor alkalmazhatjuk, ha az áramvektor a $[-\pi/2 \div +\pi/2]$ tartományon belül marad. Ez a feltétel a gyakorlati esetek jelentős részénél fennáll.

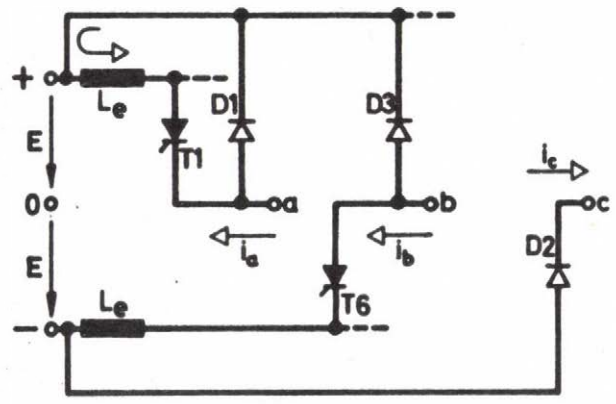


a,

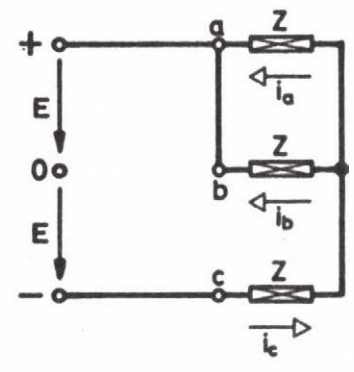


b,

5.23. ábra

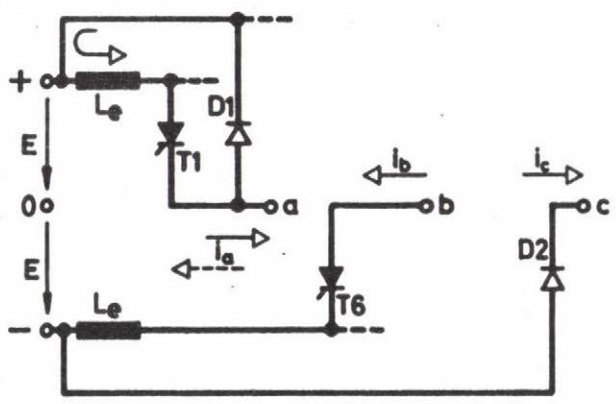


a,

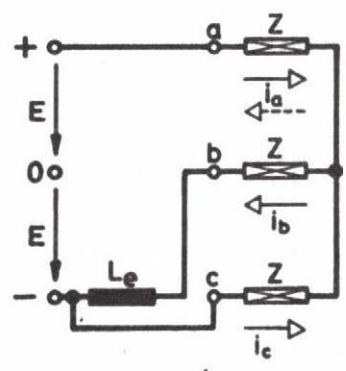


b,

5.24. ábra



a,



b,

5.25. ábra

Azokban az esetekben, ahol az áramvektor fázisszöge nagyobb tartományban változhat, az áramvektor helyzetének érzékelése útján megoldható, hogy amikor az áramvektor kilép a $[-\pi/2 \div +\pi/2]$ tartományból, az 5.4 ábra szerinti vezérlésről áttérünk az 5.14 ábra szerinti vezérlésre. A generátoros üzem ideje általában rövid (fékezés), tehát energetikailag jelentős nyereséget jelent a motoros üzemben elérhető hatásfok-javulás.

Az 5.14 ábra szerinti vezérlést [66, 68]-ban részletesen ismertettük különböző impulzusszámokkal. Az áramvektor helyzetétől függő vezérlés lehetőségére először [71]-ben utaltunk.

A csökkentett oltóköri frekvenciájú vezérlést alkalmazzuk következetesen az MTA SZTAKI-ban kifejlesztett aszinkron motoros hajtások [72] és háromfázisu biztonsági áramforrások invertereinél [73]. Ugyancsak felhasználjuk ezt az elvet az aszimmetrikusan terhelhető biztonsági áramforrások számára kifejlesztett vezérlésnél [69].

Az inverter üzemállapotainak tanulmányozását másrendszerű oltókör alkalmazása esetén is az előzőekben leírt módon végezhetjük. A lehetséges üzemállapotok minőségileg megegyeznek minden egyenáramu oldali oltású inverternél, az eltérések mennyiségi jellegűek, a különböző áram és feszültség időfüggvényekben jelentkeznek. A leglényegesebb eltérést az előzőekhez képest az adja, hogy a fojtó árama az oltási folyamat alatt a kezdeti értéktől (i_{po} , i_{No}) függő időfüggvény szerint változik (t_o nem állandó), ennek figyelembevétele azonban nem jelent különösebb nehézséget.

6. A TRANZIENS FOLYAMATOK SZÁMITÁSA AZ INVERTER ÜZEMÁLLAPOTAI ÉS HELYETTESÍTŐ KAPCSOLÁSAI ALAPJÁN

Ha az előzők szerint figyelembe vesszük az inverter oltóköri jelenségeit, az ideálistól jelentősen eltérő és lényegesen bonyolultabb tranziens jelenségeket kapunk, mert az inverter a valóságban - mint láttuk - számos üzemállapoton megy keresztül egy hatodperiódus alatt és minden üzemállapotban más egyenletek írják le a rendszer működését. Mivel az egyes üzemállapotok időtartamát (egyes esetekben az N állapot idejét kivéve) maguk a tranziens folyamatok határozzák meg, a 4. fejezetben levezetett képletekhez hasonló, zárt alakú megoldásokat nem lehet kapni.

Az állandósult tranziens időfüggvények meghatározását úgy végezhetjük el, hogy adott (pl. közelítő módszerrel számított) kezdeti feltételekből kiindulva, a megfelelő helyettesítő kapcsolás alapján megfelelően megválasztott idő-lépésekben kiszámítjuk az áram és feszültség időfüggvényeket és minden lépés után ellenőrizzük azokat a változókat (ill. differenciálhányadosaikat) amelyek (pl. előjelváltással) előidézhetik az üzemállapot megváltozását. Az üzemállapot idejét pontosan iterációval számíthatjuk ki. Az adott üzemállapot végén a változók elemzéséből meghatározhatjuk, hogy mi lesz a következő üzemállapot és a számításokat az annak megfelelő egyenletekkel folytatjuk. Az egyik üzemállapot végén elért függvényértékek adják a következő üzemállapot kezdeti feltételeit. A hatodperióduson belüli első üzemállapot kezdeti feltételeit (az első számítási ciklus kivételével) a hatodperiódus végén számított értékekből a 4. fejezetben definiált forgató mátrix (\underline{F}) segítségével kapjuk.

Ha a rendszer stabilis, akkor tetszőleges kezdeti feltételekből kiindulva, a számításokat a fentiekben leírt módon többször megismételve, a megoldás az állandósult állapothoz konvergál. A konvergencia sebességét alapvetően a terhelés időállandói határozzák meg. Az állandósult állapot eléréséig kiszámítandó ciklusok számát adott terhelésnél alapvetően meghatározza, hogy az első ciklusban felvett kezdeti feltételek milyen közel esnek a pontos értékekhez. Azért, hogy a számítások mennyiségét csökkentjük, a kezdeti feltételeket a 4. fejezetben ismertetett közelítő eljárással határozzuk meg. Még tovább csökkenthető a kiszámítandó ciklusok száma, ha a [125]-ben bemutatott módszert alkalmazzuk, amellyel 1-2 iteráció után pontos eredményt lehet elérni.

A számítások mennyiségéből következik, hogy a megoldás csak számítógép segítségével képzelhető el. A tapasztalat szerint ezek a számítások igen gépidő-igényesek, ezért törekedni kell arra, hogy jó program-szervezéssel, a lépések számának optimális megválasztásával stb. a gépidőt csökkentjük.

Az egyes üzemállapotokra érvényes helyettesítő kapcsolások alapján az áramkörü egyenleteket megoldhatjuk differenciál egyenletek vagy Laplace transzformáció módszerével egyaránt. Sok energiatárolás (3 fölötte) terhelés esetén célszerű ha az időfüggvények meghatározására numerikus eljárást alkalmazunk (pl. Runge-Kutta módszer).

Miután ismerjük az inverter és a terhelés áram és feszültség időfüggvényeit állandósult állapotban, kiszámíthatjuk az egyes félvezetők áramigénybevételét (az áram közép- és effektív értékét), az oltókörü transzformátor egyes tekercseinek áramát (effektív érték), az inverter terhelő áramának, valamint kapocsfeszültségének alap- és felharmonikus összetevőit. Ezekből kiszámíthatjuk az inverter belső impedanciáját, a kapocsfeszültség felharmonikusainak ismeretében pedig lehetővé válik pl. a szűrőkörök megbízható tervezése.

Ha csak az állandósult állapot eredményeire van szükségünk, elegendő a számítógéppel végzett számítások végeredményeit kiírtni. Ha (pl. zérus kezdeti feltételekből kiindulva) a közbülső ciklusok eredményeit is kiírjuk, megkapjuk egy tranziens jelenség lefolyását, amelyből következtetéseket tudunk levonni a rendszer dinamikus viselkedésére.

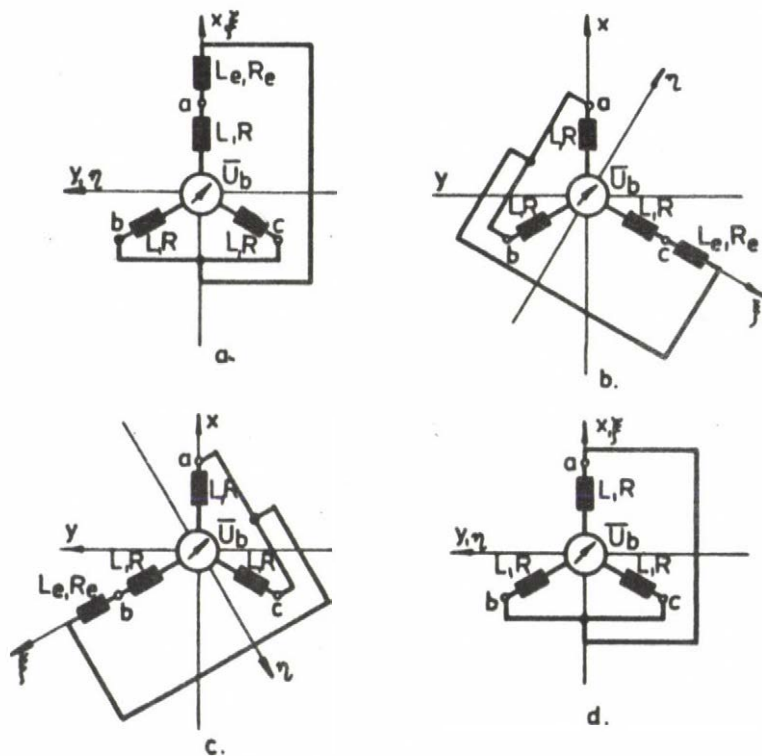
6.1 Áramkörü egyenletek

A hatodperiódus alatt létrejövő üzemállapotok helyettesítő kapcsolásai alapján felírhatjuk azokat az áramkörü egyenleteket, amelyekből kiszámíthatók az egyes üzemállapotok áram és feszültség időfüggvényei.

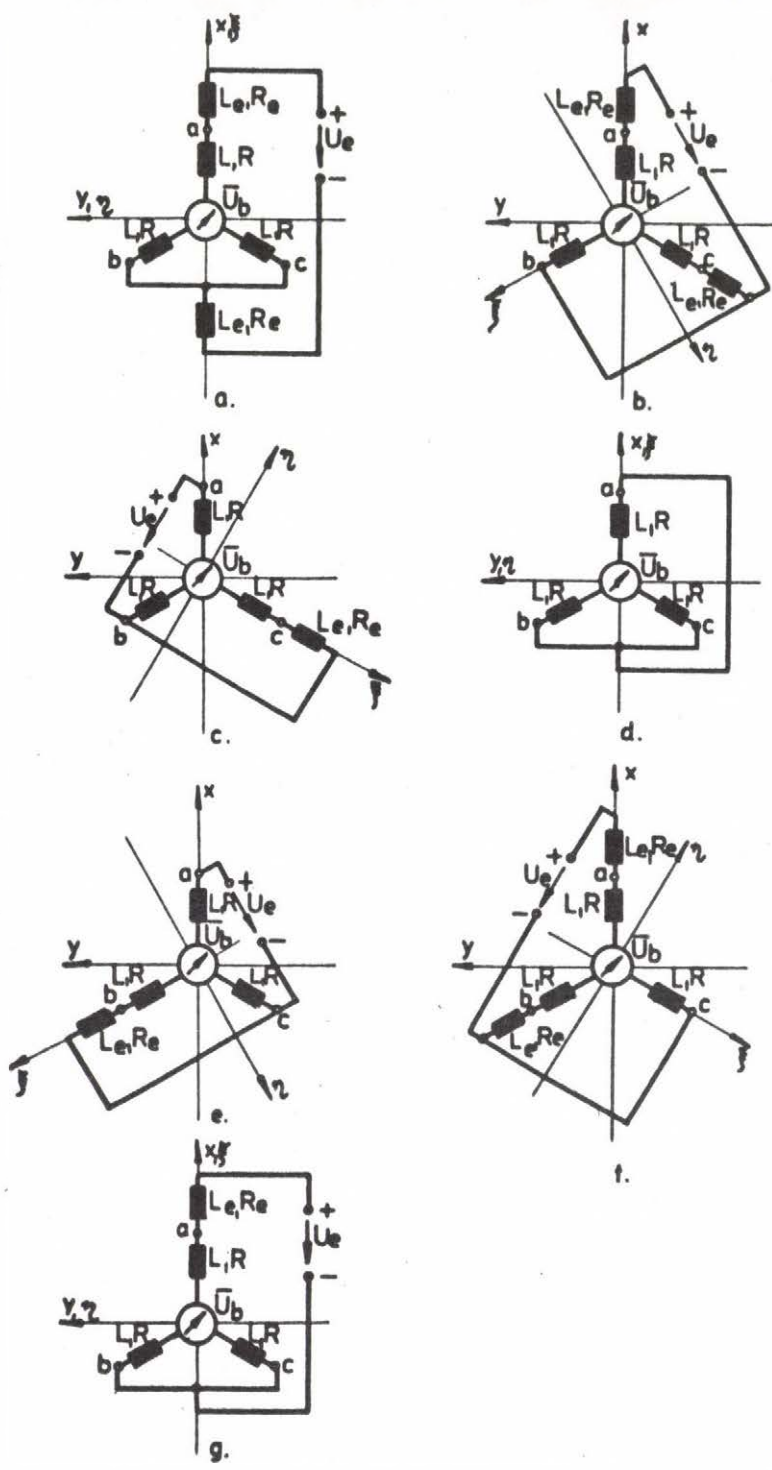
Háromfázisú rendszerről lévén szó, az egyenleteket előnyösen Park vektoros mennyiségekkel írhatjuk fel. A megoldást nehezíti az, hogy az inverter helyettesítő kapcsolása (az önmagában szimmetrikus) háromfázisú terheléssel együtt (a C4 és Ni állapotot kivéve) aszimmetrikus rendszert alkot, amelyre a szokásos módon közvetlenül nem írhatjuk fel az egyenleteket. Ha azonban az áramkörben található szimmetriát kihasználva a vektorokat derékszögű koordinátákra bontjuk, viszonylag egyszerű egyenletekhez jutunk. Az egyenleteket a szimmetria-tengelyhez rögzített koordináta rendszerben írjuk fel, amelyből egyszerű transzformációval juthatunk a kiválasztott (a) fázistengelyhez rögzített koordináta-rendszerbeli egyenletekhez.

Az egyenletek felírását és a szükséges koordináta-transzformációkat részletesebben alapharmonikus belső feszültséggel rendelkező soros R-L terhelés esetére mutatjuk be. Ez a helyettesítés igen jól használható aszinkron motor állandósult állapotbeli viselkedésének tanulmányozására. Kevésbé jó eredményt ad szinkrongép esetén (mivel más reaktanciát kellene figyelembe venni az alapharmonikus és a felharmonikus áramokra). Elvileg semmi akadályja annak, hogy az adott villamosgépet pontosabb, több energiatárolót figyelembe vevő egyenletrendszerrel írjunk le. Erre tranziens folyamatok tanulmányozásakor lehet elsősorban szükség.

Az áramköri szimmetriából adódó előnyöket kihasználhatjuk, ha a koordináta-rendszert (ξ, η) a 6.1, ill. 6.2 ábra szerint vesszük fel.



6.1.ábra



6.2. ábra

A terhelés szempontjából elvileg 14 féle inverter helyettesítő kapcsolást különböztethetünk meg, tekintetbe véve azonban, hogy az egyenletek szempontjából $N1=N4$, $N2=N5$ és $N3=N6$, ez a szám 11-re csökken. A szimmetria-tengelyhez rögzített koordináta-rendszerben mindössze 4 különböző egyenletrendszert kell használni a tranziensek számítására. Az $N1...N6$, valamint a $C3$, $C5$, Cd jelű esetet egy csoportba vehetjük, (hasonlóképpen az $N1$ -t és a $C4$ -t is), mivel ezek között az egyenletekben csak az a különbség, hogy az N állapotokra $U_e=0$.

A szimmetria-tengelyhez rögzített koordináta-rendszerből az α fázis tengelyéhez rögzített koordináta-rendszerbe egy forgató mátrix segítségével juthatunk. A 6.1, ill. 6.2 ábrából látható, hogy összesen háromféle koordináta-rendszert kell használnunk. A ξ és η tengely közötti szög (φ_t) értékei: $-2\pi/3$, 0 , $+2\pi/3$. Természetesen $\varphi_t=0$ esetén nem kell transzformációt végrehajtanunk, az egységesebb leírás kedvéért azonban ilyen esetekben is ξ és η indexet használunk a változók jelölésére.

Példaként az egyenletek felírását $C2$ állapotra mutatjuk be. (A ξ, η koordináta-rendszerben a $C6$ állapotra teljesen azonos egyenletek érvényesek). Az eredő áramkört a 6.3.a ábrán részletesebben felrajzoltuk. Az U_e egyenfeszültséggel egyenértékű feszültségvektort összevonhatjuk az \bar{U}_b belső feszültséggel. Belátható, hogy adott esetben az egyenfeszültség a csillagpontban a következő feszültségvektorral egyenértékű:

$$\bar{U}_e = \frac{2}{3} a^2 U_e, \quad (6.1)$$

amelyből a ξ, η irányú komponensek:

$$U_{e\xi} = -\frac{U_e}{3}; \quad (6.2)$$

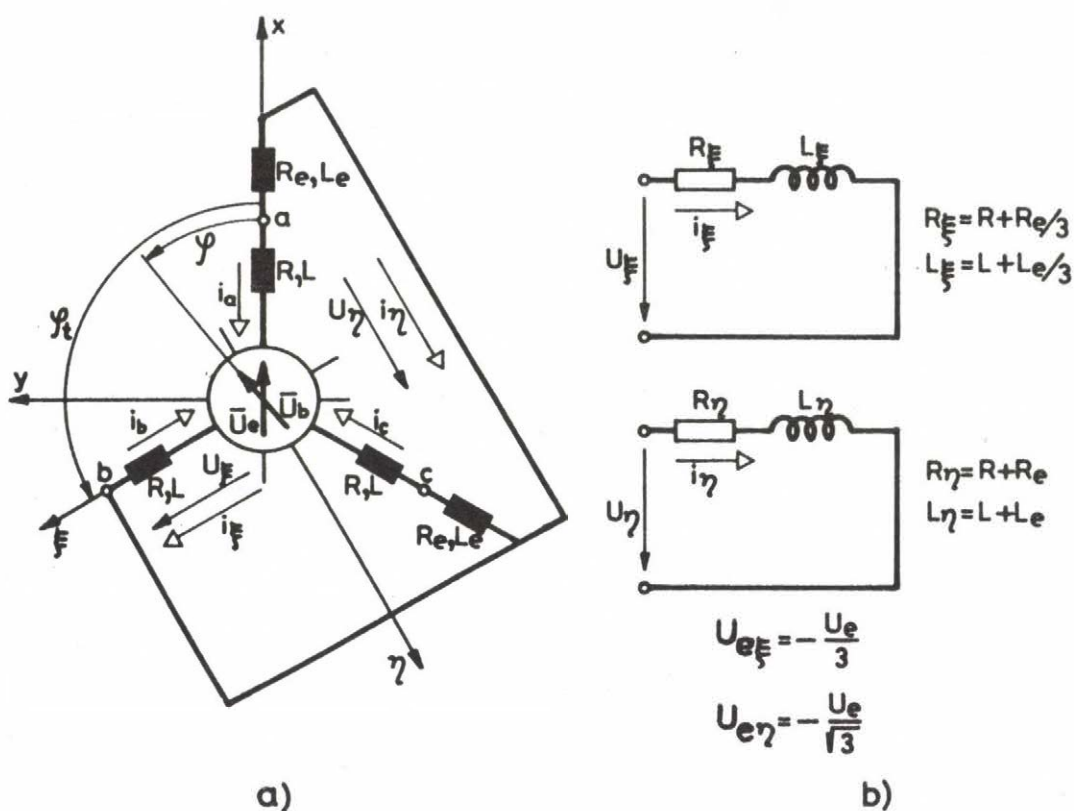
$$U_{e\eta} = -\frac{U_e}{\sqrt{3}} \quad (6.3)$$

A belső feszültség vektora az x, y koordináta-rendszerben:

$$\bar{U}_b = U_m e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad (6.4)$$

amely a ξ, η koordináta-rendszerben a következőképpen írható fel:

$$\bar{U}_s = e^{-j\varphi_t} \bar{U}_b = \bar{U}_m e^{j\varphi_s} e^{j\omega t} = \bar{U}_m e^{j\omega t}, \quad (6.5)$$



6.3.ábra

ahol $\varphi_s = \varphi - \varphi_t$,
 $\bar{U}_m = U_m e^{j\varphi_s}$.

Az \bar{U}_s feszültségvektor ξ, η irányu komponensei:

$$U_{s\xi} = \operatorname{Re}\{\bar{U}_m e^{j\omega t}\} \quad (6.6)$$

$$U_{s\eta} = \operatorname{Im}\{\bar{U}_m e^{j\omega t}\}. \quad (6.7)$$

Igy az eredő feszültség:

$$\underline{U} = \begin{bmatrix} U_\xi \\ U_\eta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{e\xi} + U_{s\xi} \\ U_{e\eta} + U_{s\eta} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Ezekből kiszámíthatjuk az áramkomponensek időfüggvényeit:

$$\begin{bmatrix} i_{\xi} \\ i_{\eta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{\xi}(t) \\ f_{\eta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e^{-\frac{t}{T_{\xi}}} & 0 \\ 0 & e^{-\frac{t}{T_{\eta}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\xi 0} \\ i_{\eta 0} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

ahol

$$T_{\xi} = \frac{L_{\xi}}{R_{\xi}} ;$$

$$T_{\eta} = \frac{L_{\eta}}{R_{\eta}} ;$$

$i_{\xi 0}, i_{\eta 0}$ = a kezdeti feltételek.

Adott esetben:

$$L_{\xi} = L + L_e/3 ;$$

$$L_{\eta} = L + L_e ;$$

$$R_{\xi} = R + R_e/3 ;$$

$$R_{\eta} = R + R_e ,$$

továbbá

$$\begin{bmatrix} f_{\xi}(t) \\ f_{\eta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{e\xi}}{R_{\xi}} (1 - e^{-\frac{t}{T_{\xi}}}) - \frac{U_m}{R_{\xi}} [A_{\xi} (\cos \omega t - e^{-\frac{t}{T_{\xi}}}) - B_{\xi} \sin \omega t] \\ \frac{U_{e\eta}}{R_{\eta}} (1 - e^{-\frac{t}{T_{\eta}}}) + \frac{U_m}{R_{\eta}} [B_{\eta} (\cos \omega t - e^{-\frac{t}{T_{\eta}}}) + A_{\eta} \sin \omega t] \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

A (6.10)-ben:

$$A_{\xi} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{\xi}^2}} \cos(\varphi_s - \varphi_{\xi}) ; \quad (6.11)$$

$$A_{\eta} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{\eta}^2}} \cos(\varphi_s - \varphi_{\eta}) ; \quad (6.12)$$

$$B_{\xi} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{\xi}^2}} \sin(\varphi_s - \varphi_{\xi}) ; \quad (6.13)$$

$$B_{\eta} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{\eta}^2}} \sin(\varphi_s - \varphi_{\eta}) ; \quad (6.14)$$

ahol:

$$\varphi_{\xi} = \arctg \omega T_{\xi} ; \quad (6.15)$$

$$\varphi_{\eta} = \arctg \omega T_{\eta} . \quad (6.16)$$

6.2 Koordináta-transzformációk

A szimmetria-tengelyhez rögzített koordináta-rendszerből az a fázis tengelyéhez rögzített koordináta-rendszerbe a következő transzformációval lehet áttérni:

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi_t & -\sin\varphi_t \\ \sin\varphi_t & \cos\varphi_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\xi \\ i_\eta \end{bmatrix}$$

Az $\vec{I} = i_x + j i_y$ áramvektorból kiszámíthatók a fázisáramok, amelyekből viszont megkaphatjuk az $i_{\xi 0}, i_{\eta 0}$ kezdeti feltételeket (a következő üzemiállapot számára).

A (6.9) egyenlet általánosan érvényes mind a 11 esetre, csupán a konstansok értékét kell a konkrét üzemiállapotnak megfelelően behelyettesíteni. Az egyes üzemiállapotokban használandó konstansok értékét táblázatosan összefoglaltuk a 6.4 ábrán, feltüntetve azt is, hogyan számíthatjuk ki a kezdeti feltételeket a fázisáramokból.

A számítógép program felépítése szempontjából igen előnyös, hogy valamennyi üzemiállapotot formailag teljesen azonos egyenletekkel sikerül leírunk, mivel így a számításokhoz mindössze egyetlen szubrutint kell alkalmaznunk, híváskor megadva az egyenletekben szereplő állandók értékét. Ugyanezzel a szubrutinnal megoldható a szükséges koordináta-transzformáció is.

6.3 Alapharmonikus árammal terhelt inverter belső impedanciája

A biztonsági áramforrásokban alkalmazott inverterek üzemére jellemző, hogy terhelésük a kimenőfeszültség felharmonikus tartalmának csökkentésére szolgáló, alapharmonikusra hangolt soros és parallel L-C szűrőtagokból álló szűrőkörökön keresztül történik.

A szűrőkör kimenetén kapott feszültség torzítási tényezője $(k_t = \sqrt{\sum u_p^2} / U_1)$ a gyakorlatban 2-10 % között van, gyakrabban az alsó határ közelében. Tehát ezt a feszültséget jó közelítéssel alapharmonikusnak tekinthetjük. Így a számításokat egyszerűsíthetjük, ha a parallel L-C tagokat alapharmonikus feszültséggenerátorral helyettesítjük és csak a soros L-C tagokat vesszük figyelembe. Ilyen közelítéssel az előzőekhez teljesen hasonló viszonyokat kapunk, csupán az energiatárolók számának növekedése miatt a mátrixok dimenziószáma növekszik.

változó Eset	$U_{e\xi}$	$U_{e\eta}$	R_{ξ}	R_{η}	L_{ξ}	L_{η}	φ_t	$i_{\xi 0}$	$i_{\eta 0}$	Hely- kapcs- ábra száma
C2	$-\frac{1}{3}U_e$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_e$	$R+\frac{1}{3}R_e$	$R+R_e$	$L+\frac{1}{3}L_e$	$L+L_e$	$\frac{2\pi}{3}$	$-i_{b0}$	$i_{a0}-i_{c0}$	6.2. b.
C6							$-\frac{2\pi}{3}$	$-i_{c0}$	$i_{b0}-i_{a0}$	6.2. f.
C1	$-\frac{2}{3}U_e$	0	$R+\frac{4}{3}R_e$	R	$L+\frac{4}{3}L_e$	L	0	$-i_{a0}$	$i_{c0}-i_{b0}$	6.2. a.
C3	$-\frac{1}{3}U_e$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_e$	$R+\frac{2}{3}R_e$	R	$L+\frac{2}{3}L_e$	L	$-\frac{2\pi}{3}$	$-i_{c0}$	$i_{b0}-i_{a0}$	6.2. c.
C5							$\frac{2\pi}{3}$	$-i_{b0}$	$i_{a0}-i_{c0}$	6.2. e.
Cd							$-\frac{2}{3}U_e$	0	0	$-i_{a0}$
N1 N4	0	0	R	R	L	L	0	$-i_{a0}$	$i_{c0}-i_{b0}$	6.1. a.
N2 N5							$-\frac{2\pi}{3}$	$-i_{c0}$	$i_{b0}-i_{a0}$	6.1. b.
N3 N6							$\frac{2\pi}{3}$	$-i_{b0}$	$i_{a0}-i_{c0}$	6.1. c.
C4	$-\frac{2}{3}U_e$	0	R	R	L	L	0	$-i_{a0}$	$i_{c0}-i_{b0}$	6.2. d.
Ni	0	0								6.1. d.

6.4.ábra

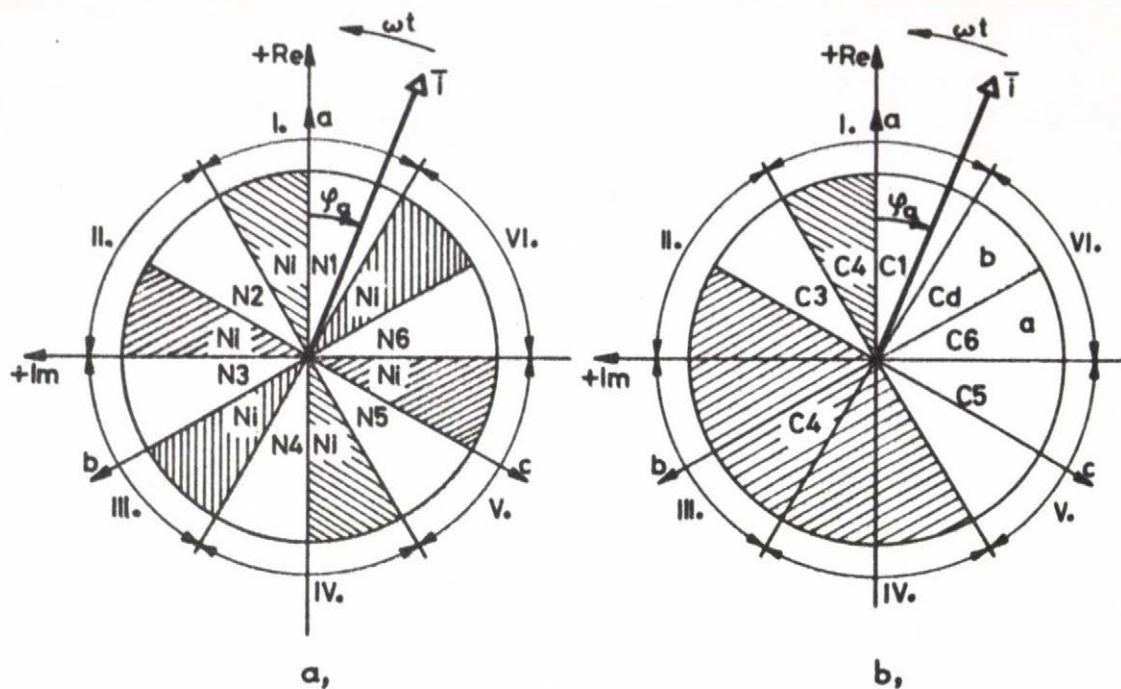
Az előbbi (6.1 pontban felírt) egyenletekre felépített számítógép program erre az esetre is alkalmazható, csak a számításokat végző szubrutint kell kicserélni. Az inverter üzemállapotainak meghatározása, az iterációk, az állandósult állapot megkeresése stb. teljesen azonos módon történhet. A kapocsfeszültség abszolút értékének és irányának változtatásával megkapjuk a rendszer külső jelleggörbéit, kiszámíthatók az áramköri elemek igénybevételei, a keletkező áram és feszültség felharmonikusok stb. A kapott eredmények pontossága a gyakorlat számára kielégítő, a megoldás egyetlen hátránya, hogy az egyenletek bonyolultak és a hatodperiódushoz viszonyítva nagy idő-állandók miatt a konvergencia sebessége alacsony.

A szűrőkörökön keresztül terhelt inverter fázisáramai az alapharmonikuson kívül felharmonikusokat is tartalmaznak. Ezek aránya a gyakorlatban olyan, hogy az inverter fázisáramának torzítási tényezője névleges terhelésnél 5-15 % közötti érték. Ha ennek az áramnak csak az alapharmonikusát vesszük figyelembe, az előzőnél jóval gyorsabb és egyszerűbb megoldásokhoz juthatunk. Az ilyen feltételezéssel végzett számítások pontossága a gyakorlati tervezéshez megfelelő, legálábbis a névleges terhelés közelében. Tekintve, hogy a névleges terhelésnél kialakuló viszonyok a kritikusak, tervezéskor elsősorban ezt kell figyelembe venni.

Az alapharmonikus árammal terhelt inverterek vizsgálata azért egyszerűbb, mert a terhelőáram fázisszögét és a viszonylagos impulzusszélességet ismerve, iterációk nélkül előre megállapítható, hogy az inverter milyen üzemállapotokat fog felvenni. Az 5.1 pontban végzett vizsgálatokhoz hasonlóan megállapítható az alapharmonikus árammal terhelt inverter üzemállapotai és a terhelőáram fázisszöge közötti összefüggés. Ha figyelembe vesszük azt a feltételt, hogy a fojtók árama (az oltás utáni visszatáplálás esetét kivéve) abszolút értékben nem csökkenhet, megkaphatjuk azokat a tartományokat, amelyekben köráramok jönnek létre. Ezek a köráramok módosítják az egyes tartományokban "statikus" terhelésnél adódó helyettesítő kapcsolásokat. A terhelőáram tartományai és az inverter üzemállapotai közötti összefüggéseket N és C állapotra a 6.5 ábrán láthatjuk. Az ábrán φ_a a terhelőáram fázisszöge a pozitív reális tengelyhez viszonyítva, az ωt szög $-\pi/6$ -tól $+\pi/6$ -ig változik egy hatodperiódus alatt. Így a 6.5.b ábra szerint C állapotban pl.:

$$\text{ha } -\pi/6 \leq \omega t + \varphi_a < 0, \text{ akkor } C1$$

$$\text{ha } 0 \leq \omega t + \varphi_a < \pi/6, \text{ akkor } C4$$



6.5.ábra

állapotnak megfelelő helyettesítő kapcsolás érvényes. Belátható ugyanis, hogy a $[0 \div \pi/6]$ tartományban az i_a fázisáram csökken, emiatt a visszáram diódák mind a pozitív, mind a negatív oldali fojtót rövidrezárják.

Igen érdekes, hogy a II. tartomány első felében C3 jelű üzemállapot alakul ki, mivel az i_a fázisáram csökkenése miatt a pozitív oldali fojtó rövidrezáródik. A tartomány második felében az i_c fázisáram csökkenése miatt a negatív oldali fojtó is rövidrezáródik, tehát C4 állapot jön létre.

A III. tartományban az i_c fázisáram monoton csökken, ezért a teljes tartományban C4 üzemállapot alakul ki.

Az V. tartományban nem jön létre köráram, ezért az "alapesettel" egyezően a teljes tartományban C5 üzemállapot lesz.

A VI. tartomány első felében C6, a második felében Cd jelű üzemállapot jön létre.

Az N állapotokra jellemző, hogy mindegyik tartomány első felében az adott tartománynak megfelelő "alapeset", míg a tartomány második felében Ni jelű helyettesítő kapcsolást adó üzemállapot alakul ki.

Feltételezésünk szerint tehát az inverter terhelőárama:

$$\bar{i} = i_m e^{j(\omega t + \varphi_a)}, \quad (6.18)$$

amelyből a fázisáramok:

$$i_a = \operatorname{Re}\{\bar{i}\} = i_m \cos(\omega t + \varphi_a); \quad (6.19)$$

$$i_b = \operatorname{Re}\{\bar{a}^2 \bar{i}\} = i_m \cos(\omega t + \varphi_a + \frac{4\pi}{3}); \quad (6.20)$$

$$i_c = \operatorname{Re}\{\bar{a} \bar{i}\} = i_m \cos(\omega t + \varphi_a + \frac{2\pi}{3}). \quad (6.21)$$

Ezekkel az inverter kapocsfeszültségének Park vektora:

$$\begin{aligned} \bar{U}_k &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ -E \\ -E \end{bmatrix} - \frac{2}{3} (R_e + pL_e) \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a & 0 & 0 \\ 0 & f_b & 0 \\ 0 & 0 & f_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \\ &= \bar{U} - \frac{2}{3} (R_e + pL_e) (f_a i_a + \bar{a} f_b i_b + \bar{a}^2 f_c i_c), \end{aligned} \quad (6.22)$$

ahol $\bar{U} = \frac{4}{3} E$ az inverter üresjárású feszültsége,

$$p = \frac{d}{dt},$$

f_a, f_b, f_c = az inverter üzemállapotára jellemző konstansok, értékük a 0, 1 vagy 2 a 6.6. ábrán lévő táblázat szerint;
 R_e, L_e = az oltóköri fojtó ellenállása és induktivitása.

Tehát pl. a C1 üzemállapotban érvényes helyettesítő kapcsolásra:

$$f_a = 2, f_b = f_c = 0, \text{ így}$$

$$\bar{U}_k = \bar{U} - \Delta \bar{U}$$

ahol

$$\Delta \bar{U} = \frac{4}{3} i_m [R_e \cos(\omega t + \varphi_a) - \omega L_e \sin(\omega t + \varphi_a)] \quad (6.23)$$

A fenti egyenlet szerint a feszültségesség vektora a reális tengely mentén mozog.

Tart.	C állapot			N állapot		
	f_a	f_b	f_c	f_a	f_b	f_c
I.	2	0	0	1	0	0
II.	0	0	1	0	0	1
III.	0	0	0	0	1	0
IV.	0	0	0	1	0	0
V.	0	1	0	0	0	1
VI.	a	1	1	0	0	0
	b	1	0	0	1	0

6.6.ábra

A gyakorlatban $\omega L_e \gg R_e$, ezért nem okoz jelentős hibát, ha az ellenállást elhanyagoljuk, így

$$\Delta \bar{U} = -i_m \omega L_e \bar{\xi}_i^c,$$

ahol

$$\bar{\xi}_i^c = -\frac{4}{3} \sin(\omega t + \varphi_a),$$

a feszültségesés vektorának időfüggvénye relatív egységekben. Az alsó index a tartományra, a felső index az állapotra (C vagy N) utal.

A 6.6 ábrán lévő táblázat és a (6.22) egyenlet segítségével kiszámíthatjuk a $\bar{\xi}^c$ függvényeket a többi tartományra is:

$$\bar{\xi}_I^c = -\frac{2}{3} \bar{a}^2 \sin(\omega t + \varphi_a + \frac{2\pi}{3}); \quad (6.26)$$

$$\bar{\xi}_{II}^c = \bar{\xi}_{IV}^c = 0; \quad (6.27)$$

$$\bar{\xi}_V^c = -\frac{2}{3} \bar{a} \sin(\omega t + \varphi_a + \frac{4\pi}{3}); \quad (6.28)$$

$$\bar{\xi}_{VIa}^c = -\frac{2}{3} [\sin(\omega t + \varphi_a) + \bar{a} \sin(\omega t + \varphi_a + \frac{4\pi}{3})]; \quad (6.29)$$

$$\bar{\xi}_{VIb}^c = -\frac{2}{3} \sin(\omega t + \varphi_a). \quad (6.30)$$

Az N állapotokra a kapocsfeszültséget a (6.22)-höz hasonlóan felírhatjuk, a különbség az, hogy itt $\bar{U} = 0$, tehát

$$\bar{U}_k = -\Delta \bar{U}. \quad (6.31)$$

N állapotokra a következő egyenleteket kapjuk:

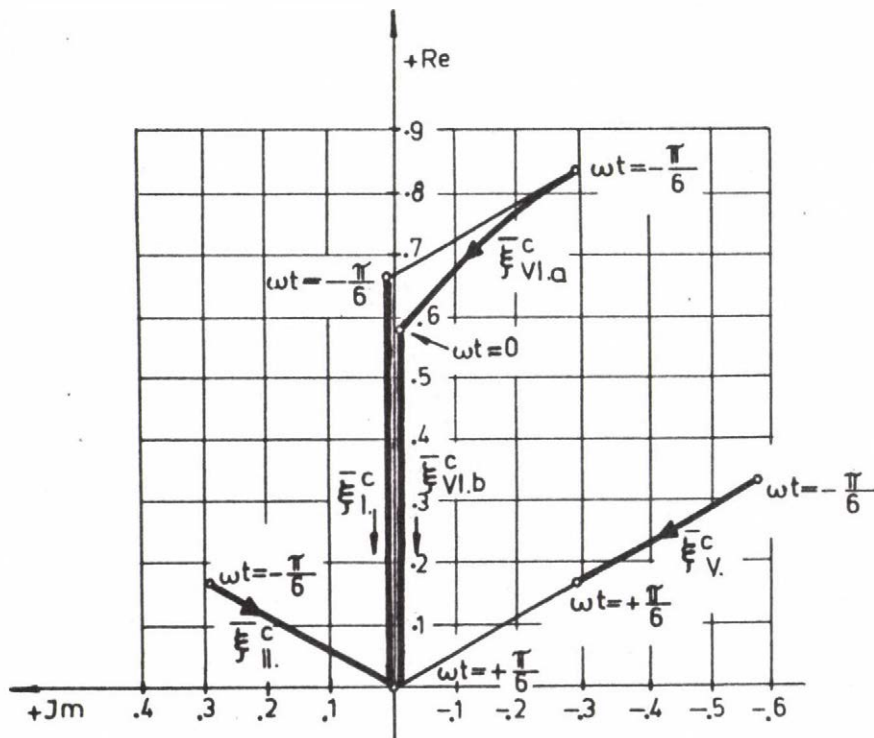
$$\bar{U}_I^N = \bar{U}_V^N = \frac{1}{2} \bar{U}_I^C; \quad (6.32)$$

$$\bar{U}_H^N = \bar{U}_V^N = \bar{U}_H^C; \quad (6.33)$$

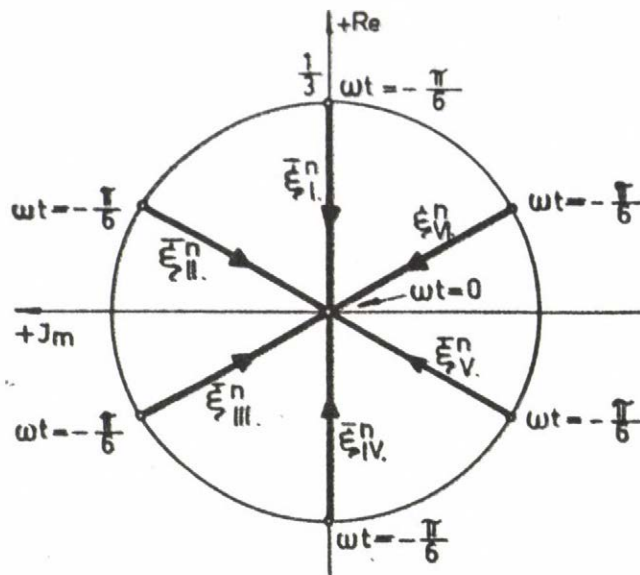
$$\bar{U}_H^N = \bar{U}_V^N = \bar{U}_V^C. \quad (6.34)$$

Megjegyezzük, hogy a fenti \bar{U}^C és \bar{U}^N függvényeket fázisáramok helyett az áramvektor derékszögű koordinátaival számolva is megkaphatjuk, szimmetriatengelyhez rögzített koordináta-rendszert és megfelelő koordináta-transzformációt alkalmazva. A szimmetria-tengelyhez rögzített koordináta-rendszer használatának az az előnye, hogy azonnal látható a feszültségesés iránya.

A \bar{U}^C és \bar{U}^N vektorok pályái a 6.7 és a 6.8 ábrán láthatók.



6.7. ábra



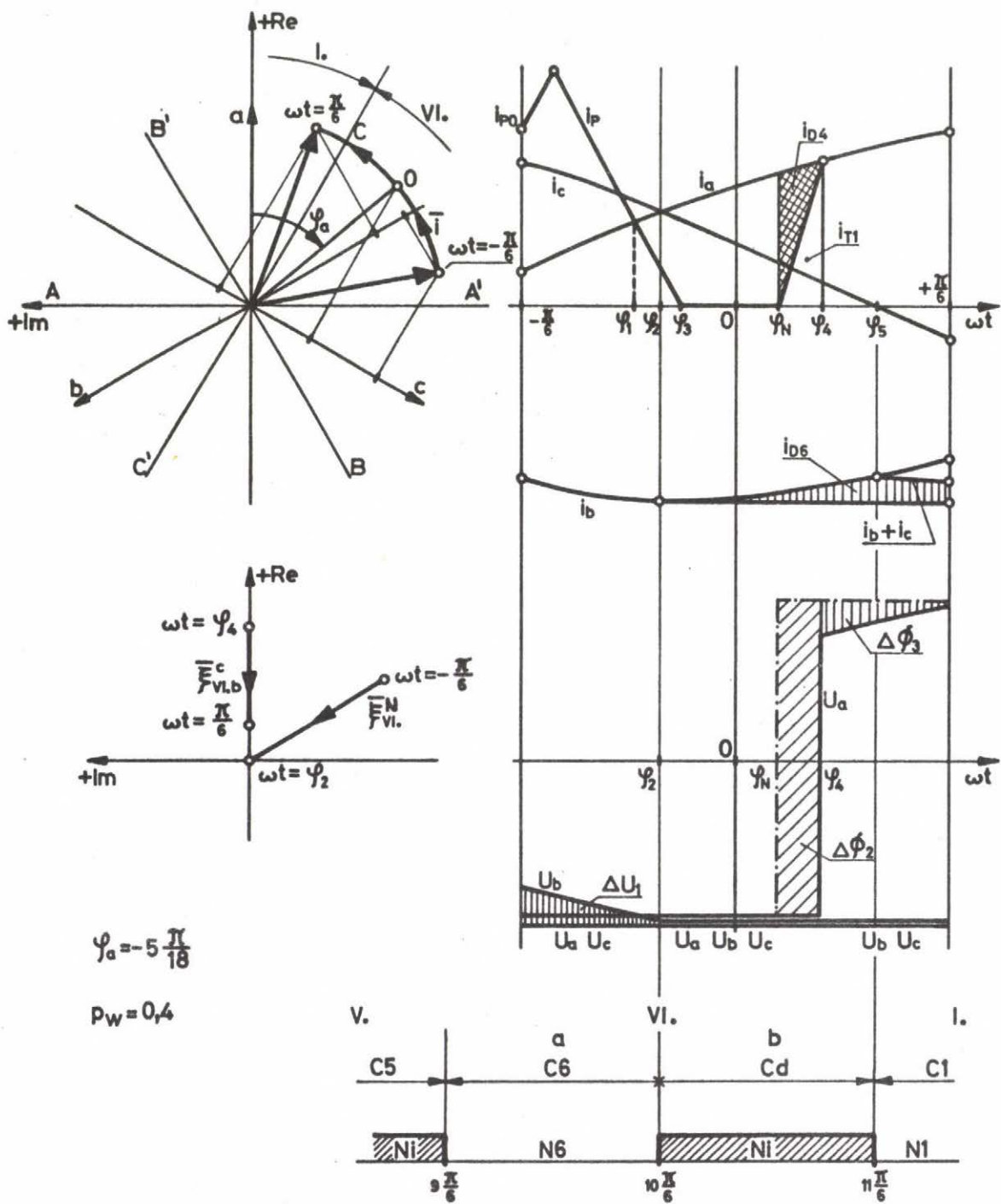
6.8. ábra

Az előzőekben figyelembe vett köráramokon kívül az oltókörben egyéb köráramok és fedési jelenségek is fellépnek, amelyeket a számításokban figyelembe kell venni. Az üzemállapotok időtartamát könnyen meghatározhatjuk, mivel a terhelőáram feltételezésünk szerint független az inverter üzemállapotaitól.

Legyen a terhelőáram φ_a szöge és a p_w viszonylagos impulzusszélesség a 6.9 ábra szerinti érték. Az ábrán feltüntettük a vizsgált szögteromány üzemállapotait az oltókör nélkül N és C állapotra. Ebből látható, hogy a $[-\pi/6 \div \varphi_2]$ tartományban az inverter N6 üzemállapotban lesz. A φ_2 szögnél előjelet vált a di_b/dt differenciálhányados és a kialakuló köráram (i_{D6}) miatt a $[\varphi_2 \div \varphi_N]$ tartományban N1 üzemállapot jön létre.

A φ_N szögnél gyújtjuk a T1 tirisztort és a már ismert módon fedési üzemállapot jön létre a $[\varphi_N \div \varphi_4]$ tartományban, ezért az N1 helyettesítő kapcsolást kell figyelembe venni a φ_4 szözig.

Miután a fojtó áramát, valamint az i_a fázisáram időfüggvényét ismerjük, a $\Delta\varphi = \varphi_4 - \varphi_N$ fedési szög könnyen kiszámítható vagy szerkesztéssel megállapítható.



6.9. ábra

φ_4 -től φ_5 -ig a VI.b. tartománynak megfelelően a Cd jelű üzemiállapot jön létre, φ_5 -től $\pi/6$ -ig C1 üzemiállapot következne, azonban mint látható, a negatív oldalon felépült köráram a hatodperiódus végéig fennmarad és ez azt eredményezi, hogy az I. tartományban is a Cd állapot marad fenn. Az inverter belső árameloszlása a φ_5 szögnél megváltozik, mivel az i_c fázisáram a D2 diódáról áttevődik a T2 tirisztorra.

A 6.9.b ábrán felrajzoltuk a $\bar{\xi}_{vi}^N$ és $\bar{\xi}_{vi}^c$ feszültségesés-vektorokat álló koordináta-rendszerben. Ezeket egyszerűen megkaphatjuk szinkron-forgó koordináta-rendszerben is a fedés okozta feszültségeséssel együtt, amelyből meghatározható az eredő alapharmonikus feszültségesés. Ha a szerkesztést léptékhelyesen végezzük, mennyiségi összefüggésekhez is juthatunk. A feszültségesés alapharmonikusa osztva a terhelőárammal megadja az inverter belső impedanciáját. Ebben az esetben valóságos, egzaktul definiált impedanciát kapunk.

Számítással az alapharmonikus feszültségesést a $\bar{\xi}^c$ és $\bar{\xi}^N$ függvények harmonikus analíziséből kaphatjuk meg, figyelembe véve a fedés miatti impulzusszélesség-módosulást.

Az inverter kapocsfeszültségének mind az alap, mind a felharmonikus összetevőit célszerű meghatározni, ugyanis az alapharmonikus összetevő (hozzáadva a szűrőkör dropját) adja meg a szűrőkör utáni kapocsfeszültséget, ill. használható az inverter belső impedanciájának számításához, a felharmonikus összetevők ismerete pedig szükséges a szűrőkörök megbízható tervezéséhez. Itt az alapharmonikus összefüggéseit adjuk meg.

A $\bar{\xi}^c$ és $\bar{\xi}^N$ függvények adott pályaszakaszainak alapharmonikusát a következő összefüggésből számíthatjuk:

$$\bar{\theta} = \frac{a}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \bar{\xi} e^{-j\omega t} d\omega t, \quad (6.35)$$

ahol

$$\begin{aligned} \bar{\theta} &= a \bar{\xi} && \text{feszültségesés alapharmonikusa;} \\ \alpha, \beta &= && \text{az } \omega t \text{ szög kezdeti és végértéke.} \end{aligned}$$

A (6.35) alapján a (6.25-6.34) egyenletek felhasználásával a következő összefüggéseket lehet levezetni:

$$\bar{\theta}_i^c = -\frac{1}{2\pi} (A_i - jB_i), \quad (6.36)$$

ahol

$$A_I = F \cos \varphi_a + G \sin \varphi_a; \quad (6.37)$$

$$B_I = F \sin \varphi_a + H \cos \varphi_a \quad (6.38)$$

és

$$F = \sin^2 \beta - \sin^2 \alpha; \quad (6.39)$$

$$G = \beta - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\beta - \frac{1}{2} \sin 2\alpha. \quad (6.40)$$

(A $\bar{\Theta}$ változó indexei megegyeznek a (6.35)-be helyettesített $\bar{\xi}$ függvény indexeivel).

$$\bar{\Theta}_I^c = -\frac{1}{2\pi} [-A_{II} - \sqrt{3} B_{II} - j(\sqrt{3} A_{II} - B_{II})] \quad (6.41)$$

ahol:

$$A_{II} = F \cos(\varphi_a + \frac{2\pi}{3}) + G \sin(\varphi_a + \frac{2\pi}{3}); \quad (6.42)$$

$$B_{II} = F \sin(\varphi_a + \frac{2\pi}{3}) + H \cos(\varphi_a + \frac{2\pi}{3}). \quad (6.43)$$

$$\bar{\Theta}_I^c = \bar{\Theta}_V^c = 0.$$

$$\bar{\Theta}_V^c = -\frac{1}{2\pi} [\sqrt{3} B_V - A_V + j(\sqrt{3} A_V + B_V)], \quad (6.44)$$

ahol:

$$A_V = F \cos(\varphi_a + \frac{4\pi}{3}) + G \sin(\varphi_a + \frac{4\pi}{3}); \quad (6.45)$$

$$B_V = F \sin(\varphi_a + \frac{4\pi}{3}) + H \cos(\varphi_a + \frac{4\pi}{3}). \quad (6.46)$$

$$\bar{\Theta}_{VIa}^c = -\frac{1}{2\pi} [2A_I - A_V + \sqrt{3} B_V + j(-2B_I + \sqrt{3} A_V + B_V)]. \quad (6.47)$$

$$\bar{\Theta}_{VIb}^c = -\frac{1}{2\pi} (A_I - jB_I) = \frac{1}{2} \bar{\Theta}_I^c. \quad (6.48)$$

Az N állapotokra a következő egyenletek adódnak:

$$\bar{\Theta}_I^N - \bar{\Theta}_N^N = \frac{1}{2} \bar{\Theta}_I^c; \quad (6.49)$$

$$\bar{\Theta}_I^N - \bar{\Theta}_V^N = \bar{\Theta}_I^c; \quad (6.50)$$

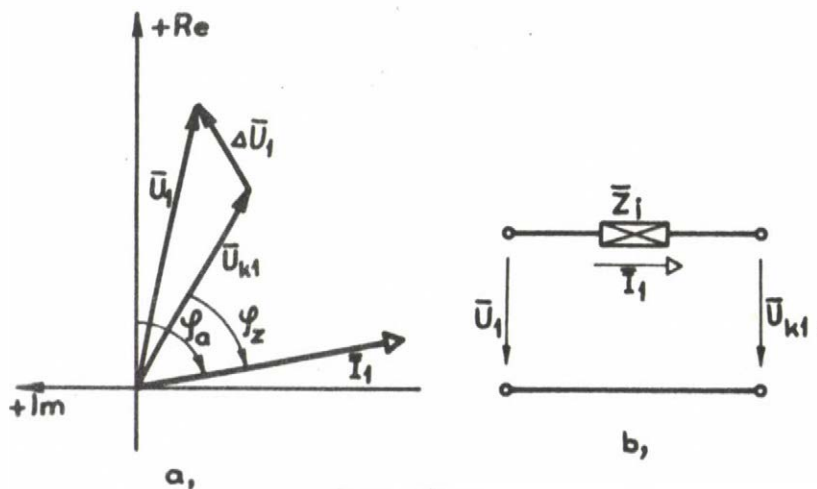
$$\bar{\Theta}_N^N - \bar{\Theta}_V^N = \bar{\Theta}_V^c. \quad (6.51)$$

A (6.36-6.50) egyenletekkel számítható és az impulzusszélesség-módosulás okozta alapharmonikus feszültségesést vektoriálisan összegezve megkapjuk az adott φ_a szögnél és terhelőáramnál fellépő feszültségesést, amelyből kiszámítható az inverter eredő alapharmonikus feszültsége, ill. a belső impedanciája.

A gyakorlatban inkább a tényleges, tehát az eredő kapocsfeszültséghez viszonyított terhelőáram fázisszöget ismerjük. Ezt a problémát nem nehéz áthidalni, ugyanis a φ_a szögre felépített számítógép programot kiegészíthetjük egy olyan szubruttinnal, amely a φ_a szög változtatásával minden munkapontban megkeresi a kívánt terhelőáram fázisszöget. (A 6.10 ábrán φ_z a terhelőáram fázisszöge, \bar{U}_1 , \bar{U}_{k1} az inverter üresjárási, ill. az \bar{I} terhelőáram hatására csökkent értéke, $\Delta\bar{U}_1$ az alapharmonikus feszültségesés).

Megjegyezzük, hogy φ_z szög nem sokat változik adott φ_a értéknél, ezért jól értékelhetők a számítási eredmények akkor is, ha csak a φ_a -val dolgozunk, viszont így a gépidőt igen jelentősen csökkenthetjük.

Az alapharmonikus feszültségesés jelentős részét a fedés miatti impulzusszélesség-módosulás okozza. Ennek a terhelőáramtól, és a viszonylagos impulzusszélességtől való függését (különböző φ_a szögek-nél) jól mutatják a következő fejezetben közölt görbeseregek.



6.10. ábra

7. FÜGGELEK

Az előző fejezetekben leírt módszerek alapján kétféle számítógép programot dolgoztunk ki a vizsgált inverter-típus tranzienst jelenségeinek, belső impedanciájának, feszültség-harmonikusainak stb. számítására. Az egyik program pontos számításokat tesz lehetővé tetszőleges terhelés esetén, ha az adott terhelésnek megfelelő szubrutint alkalmazunk. A másik program alapharmonikus árammal terhelt inverterek vizsgálatára készült, tehát elsősorban biztonsági áramforrások tervezésekor használható előnyösen, mivel ez a program egy adott munkapont kiszámításához az előzőnél lényegesen kisebb gépidőt igényel. Ezt a programot használtuk fel az MTA SzTAKI-ban kifejlesztett háromfázisú szünetmentes biztonsági áramforrások tervezésekor.

7.1 Inverter-állapot elemző program

Az elsőként említett számítógép programhoz olyan szubrutint dolgoztunk ki, amely passzív R-L tagokból és alapharmonikus belső feszültségből álló terhelés tranzienstjeinek számítását teszi lehetővé. Más típusú terhelések esetén csak az áramköri egyenleteket megoldó szubrutint kell kicserélni, a program többi része változatlan maradhat.

Az említett program egyszerűsített blokkvázlata a 7.1 ábrán látható. Működése röviden a következő:

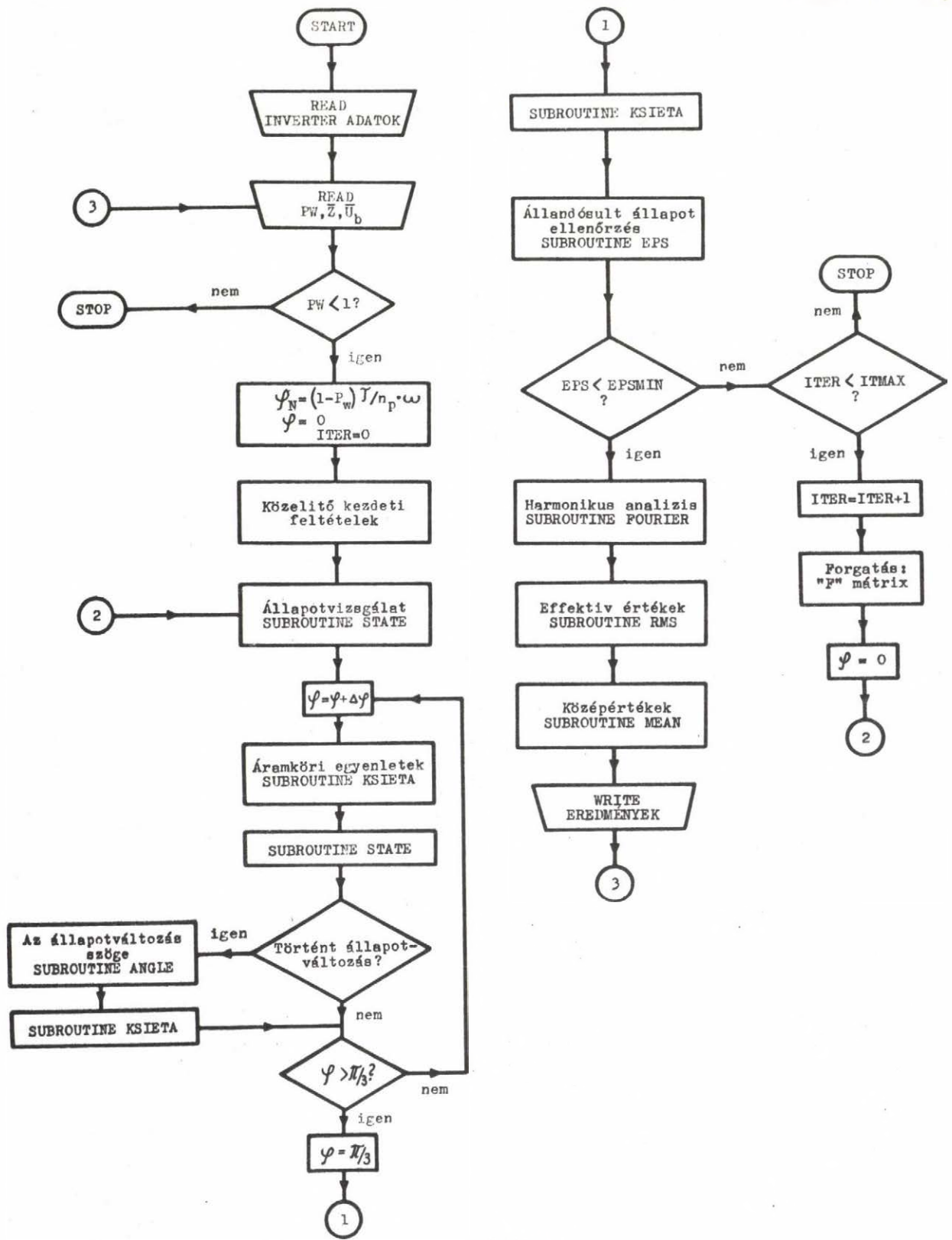
Adatkártyáról beolvassa az "inverter adatokat", amelyek a következők:

- US = az egyenfeszültség [V];
- LE = az oltóköri fojtó inuktivitása [Hy];
- RE = az oltóköri fojtó ellenállása [Ω];
- TO = szabaddáválási idő (a 3.4. ábrán: t_0);
- NP = a hatodperiódusonkénti impulzusszám;
- A2 = N_{13}/N_{12} oltóköri transzformátor áttétele;
- A3 = N_{45}/N_{12} oltóköri transzformátor áttétele.

Külön adatkártyáról beolvassa az impulzusszélességet és a terhelés adatait.

A program leállítása úgy történik, hogy az utolsó adatkártyán $p_w > 1$ értéket adunk meg, ezért minden beolvasás után ellenőrizni kell a p_w értékét.

A megadott adatokból kiszámítja a vezérléssel beállított N állapot szögét (φ_N). A számítást a hatodperiódus kezdetén, $\varphi = 0$ szögnél kezdi. Az első ciklusban a kezdeti feltételeket közelítő módszerrel kiszámítja és az így kiszámított értékek alapján állapotvizsgálatot végez (SUBROUTINE STATE) annak megállapítására, hogy a számításokat



7.1. ábra

milyen konstansok és időállandók alkalmazásával kell az első lépésben végezni. Ezután a φ szöveget $\Delta\varphi$ -vel megnövelve megoldja az áramköri egyenleteket (SUBROUTINE KSIETA) a szimmetria-tengelyhez rögzített koordináta-rendszerben, majd a szükséges koordináta-transzformáció elvégzése után megadja az áram és feszültség Park vektorát (x, y koordinátákban) ill. ugyanezeket a változókat fázismennyiségekkel is. A $\Delta\varphi$ -nek megfelelő lépés után újabb állapotvizsgálatot végez annak megállapítására, hogy történt-e változás. Ha igen, meg kell határozni az állapotváltozás időpontját, ill. szögét (SUBROUTINE ANGLE) és kiszámítani a változók értékét az előbbieken meghatározott szögnél.

A számításokat az új állapotnak megfelelően kell folytatni, az állapotváltozás helyén kiszámított kezdeti feltételekkel. (Az ábrán nincs részletezve annak megoldása, hogy az állapotváltozások után nem a teljes $\Delta\varphi$ -nek megfelelő lépés következik azért, hogy a hatodperiódusra eső lépések száma mindig ugyanannyi legyen. A változások helyén kiszámított függvényértékeket külön kezeljük. Ez főleg a harmonikus analízist végző szubrutin miatt szükséges).

Ha a $\Delta\varphi$ lépés után nem történt állapotváltozás, akkor ellenőrizni kell, hogy a φ szög értéke nem nagyobb-e, mint $\pi/3$. (Ha $n_p > 1$, akkor $\frac{\pi}{3n_p}$.) Ha nem nagyobb, akkor a φ értékét $\Delta\varphi$ -vel megnövelve folytatódik a számítás az előzőek szerint. Ha nagyobb, akkor a $\varphi - \pi/3$ -nál kiszámítja a változók értékét.

A hatodperiódus végén a program megvizsgálja, hogy beállt-e már az állandósult állapot. (SUBROUTINE EPS). Állandósult állapotnak azt fogadjuk el, ha az egyik változó (esetünkben az áram Park vektorának abszolút értéke) két egymásutáni ciklusban felvett értékei közötti relatív eltérés adott értéknél (pl. $\varepsilon = 10^{-6}$) kisebb.

Ha az állandósult állapot beállt, akkor a $\Delta\varphi$ lépésenként kiszámított (és tárolt) értékekből harmonikus analízist végez (SUBROUTINE FOURIER), kiszámítja az áram és feszültség effektív- és középértékét (SUBROUTINE RMS és SUBROUTINE MEAN), majd az eredményeket kiírja. Az eredmények kiírása után új adatkártyát olvas be.

Ha az állandósult állapot még nem állt be, akkor először ellenőrzést végez, hogy az eddigi iterációk száma nem haladta-e meg a megadott maximális értéket (pl. ITMAX = 100). Ha meghaladta, akkor a program a futást leállítja. (Valójában először új adatokat olvas be és ha az sem ad stabilis rendszert, csak akkor állítja le a futást).

Ha az iterációk száma a maximális érték alatt van, akkor a hatodperiódus végén számított függvényértékekből (az F forgató mátrix segítségével) meghatározza a következő ciklus kezdeti feltételeit és a ②-es ponton kezdve ismétli az előzőekben leírt folyamatot.

A kidolgozott program több olyan megoldást tartalmaz, amely nem jelent elvi különbséget az ismertetethez képest, viszont jelentősen csökkenti a gépidőt. Ilyen pl. az, hogy az állandósult állapot beálltáig nagy $\Delta\phi$ lépésekkel dolgozunk és csak a minimálisan szükséges változók értékeit számítjuk ki, majd az állandósult állapot beálltakor új ciklust számítunk végig viszonylag rövid lépésekben (hatodperiódusonként 20-30 lépés), minden szükséges változó értékeit kiszámítva. A $\Delta\phi$ értékét az utolsó ciklusban az határozza meg, hogy milyen pontossággal kívánjuk a harmonikus analízist, valamint az effektív- és középértékek számítását elvégezni.

Ha "tranzienst-tranzienst" folyamatot akarunk tanulmányozni, akkor a megfelelő kezdeti feltételeket betáplálva, minden ciklus eredményeit kiiratjuk.

Az ismertetett programokat FORTRAN IV.-es programnyelven írtuk és az Intézet CDC 3300-as számítógépén futtattuk.

A következőkben példaként néhány konkrét számítási eredményt ismeretünk. A számításokat a 3BA03 típusu, 6.3 kVA-es háromfázisú biztonságos áramforrásban alkalmazott inverter paramétereinek felhasználásával végeztük. Ezek a következők:

$$U_s = 220 \text{ V};$$

$$L_e = 0.00202 \text{ Hy};$$

$$R_e = 0.0035\Omega;$$

$$t_0 = 100 \mu\text{s};$$

$$a_2 = 1.2;$$

$$a_3 = 1.6;$$

$$f = 50 \text{ Hz};$$

$$n_p = 1.$$

Elsőként passzív R-L terhelés esetére ($\bar{U}_b=0$) elvégzett számítások eredményeiből mutatunk be néhány görbesereget (7.2 - 7.8 ábra). Az ábrákon

$Z =$ a terhelő impedancia abszolút értéke [Ω];

$\varphi_z = \arctg(\omega L/R)$, az impedancia szöge.

Az inverter névleges impedanciája 4Ω . Az áramot relativ egységekben ábrázoltuk, viszonyítási alapként az ideális inverternél számítható áram kezdeti értéket használtuk. (A 4.32 képletből számítva). Ezzel a viszonyítási alappal igen szemléletesen mutatható be az ideális invertertől való eltérés, az inverter belső impedanciájának hatása.

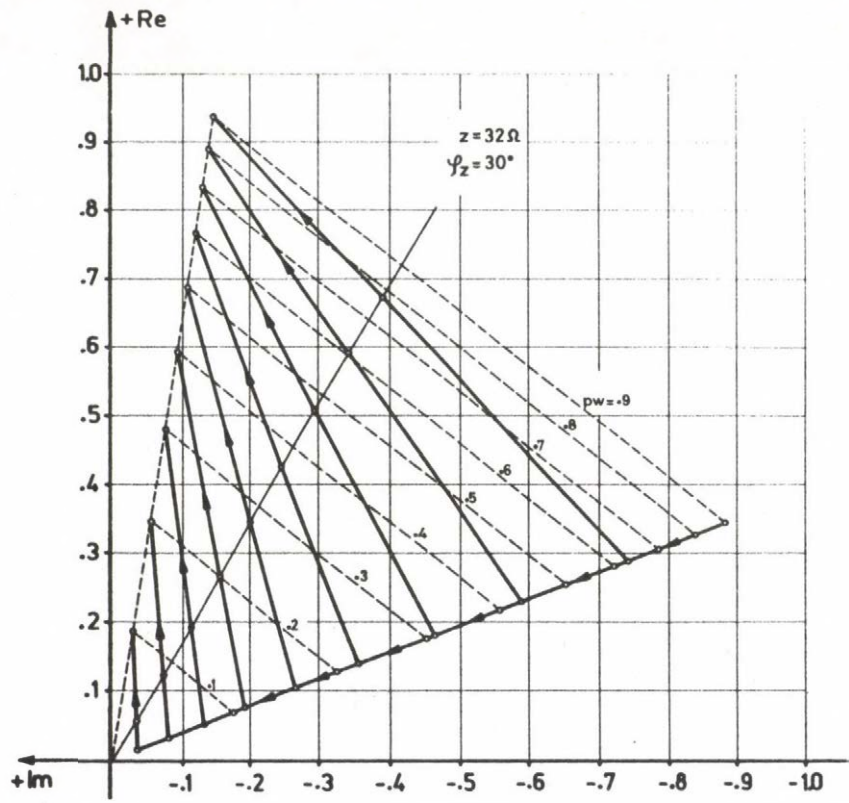
Az ábrákon az $\omega t=0$ és $\omega t=\pi/3$ szögekhez tartozó pontokat szaggatott vonal köti össze, így megkülönböztethetők az eltérő p_w -hez tartozó görbék.

Üresjárásban az áramvektor pályája természetesen ugyanaz, mint ideális inverter esetén. A terhelés növelésekor az inverter belső impedanciája miatt a viszonylagos áramértékek csökkennek, amint a 7.7 ábrából látható.

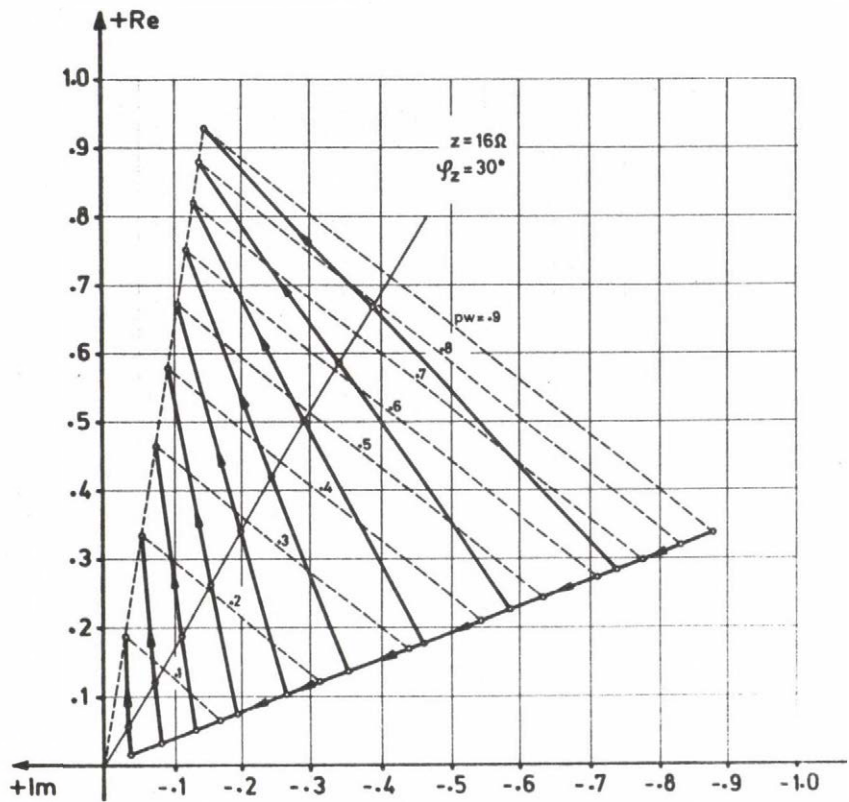
Ideális inverter esetén a passzív R-L terhelés áramának Park vektora egyenes pályát ír le mind C [70], mind N állapotban, míg a tényleges esetben az áramvektor pályák a terhelés növelésekor egyre inkább eltérnek az egyenestől. Az üzemállapot-változásoknál töréspontok vannak az áramvektor pályákon. (Pl. az origón áthaladó -30° -os dőlésű egyenesen az i_c fázisáram előjelváltása miatt az inverter állapota megváltozik, ezért itt valamennyi görbén törés látható). Jól látható az impedancia szögének hatása is az áramvektor pályákra a $\varphi_z=30^\circ$ -os és $\varphi_z=15^\circ$ -os görbeseregeket összehasonlítva.

A 7.9.a ábrán passzív R-L tagokból és belső feszültségből álló terhelés áram- és feszültségvektorai által állandósult állapotban leírt pályákat láthatjuk $p_w=0.5$ és $p_w=0.9$ esetén. A belső feszültség abszolút értéke kisebb, mint az inverter alapharmonikus feszültsége, fázishelyezete pedig pozitívabb. (Az ábrán a feszültségekre a kétszeres léptékű koordináta beosztás érvényes). $Z = 2 \Omega$; $\varphi_z = \pi/2$. A hatodperiódus szöge $\omega t = -\pi/6$ -tól $\omega t = +\pi/6$ -ig változik.

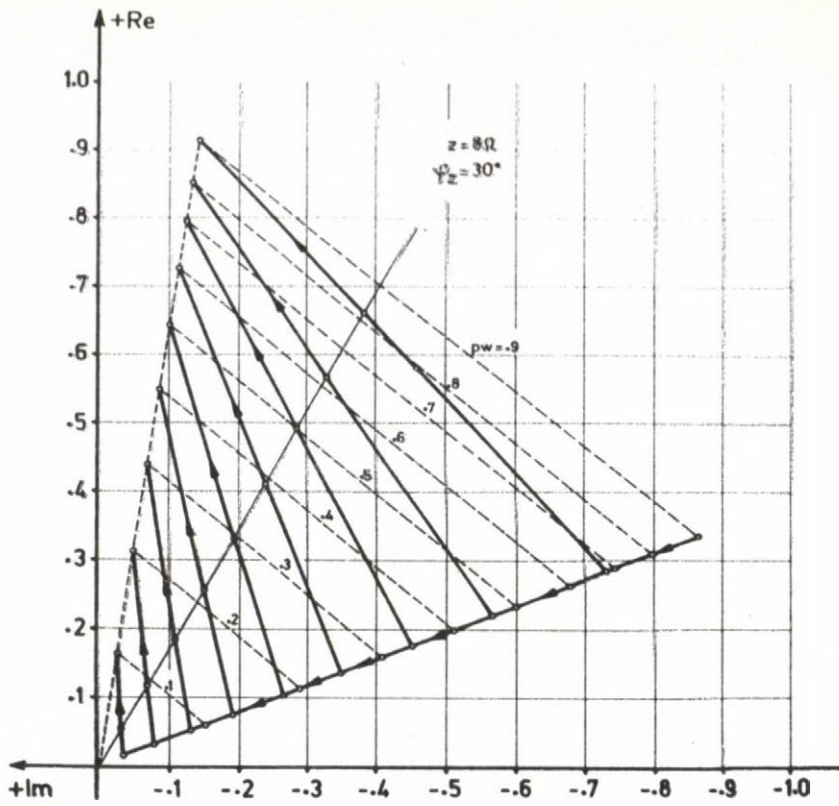
A feszültségvektor az N állapotnak megfelelő tartományban zérus, C állapotban a rajzolt pályát futja be. Jellemző, hogy $p_w=0.9$ -nél a kisebb inverter belső impedancia miatt a kapcsolófeszültség vektora



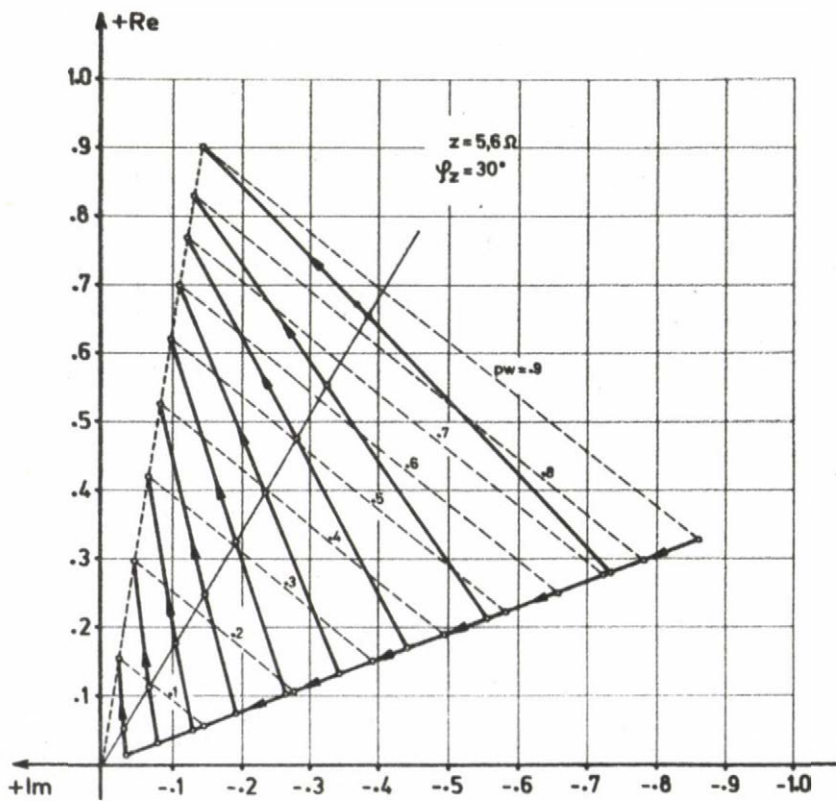
7.2. ábra.



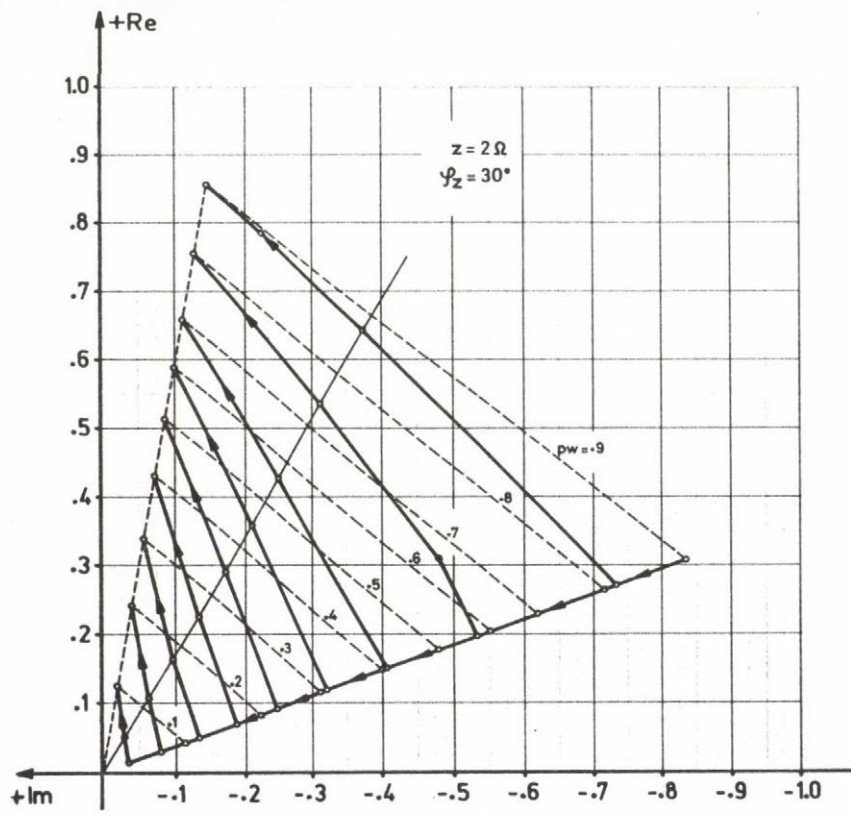
7.3. ábra.



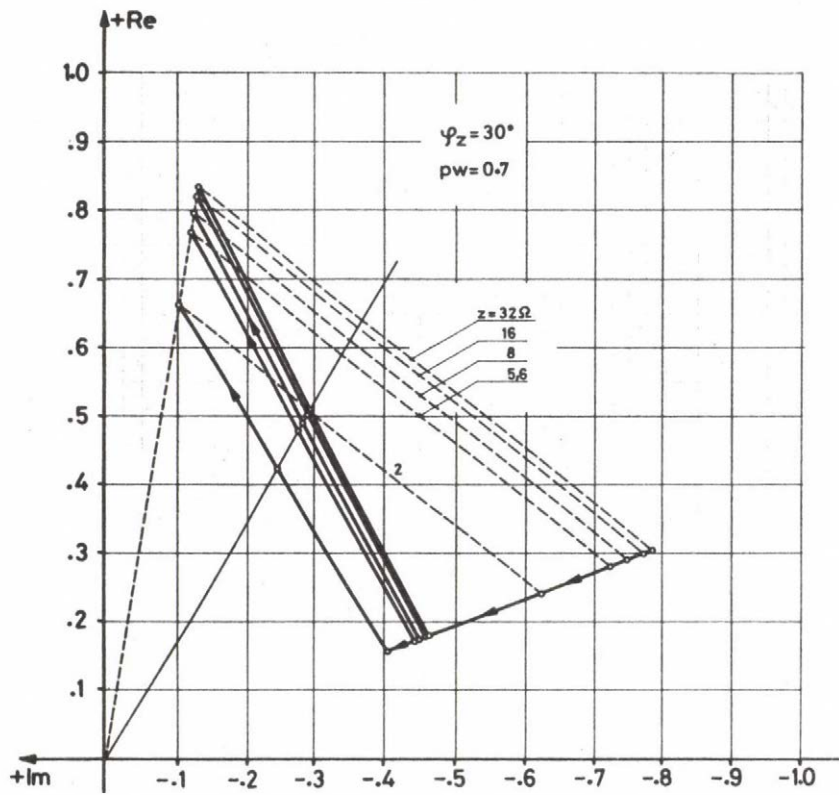
7.4. ábra.



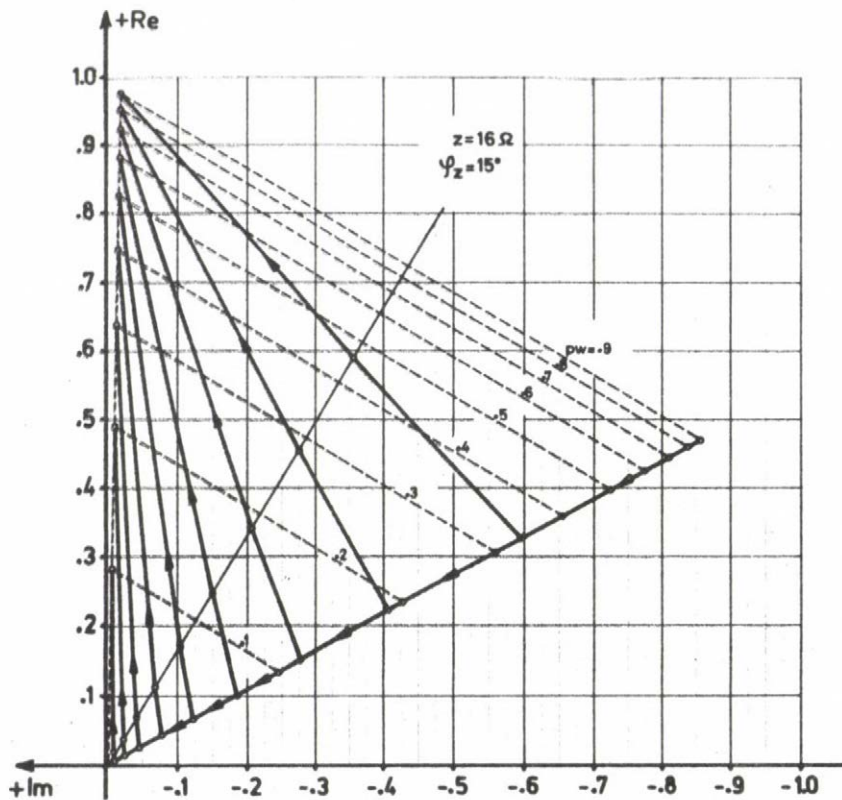
7.5. ábra.



7.6. ábra.



7.7. ábra.



7.8. ábra.

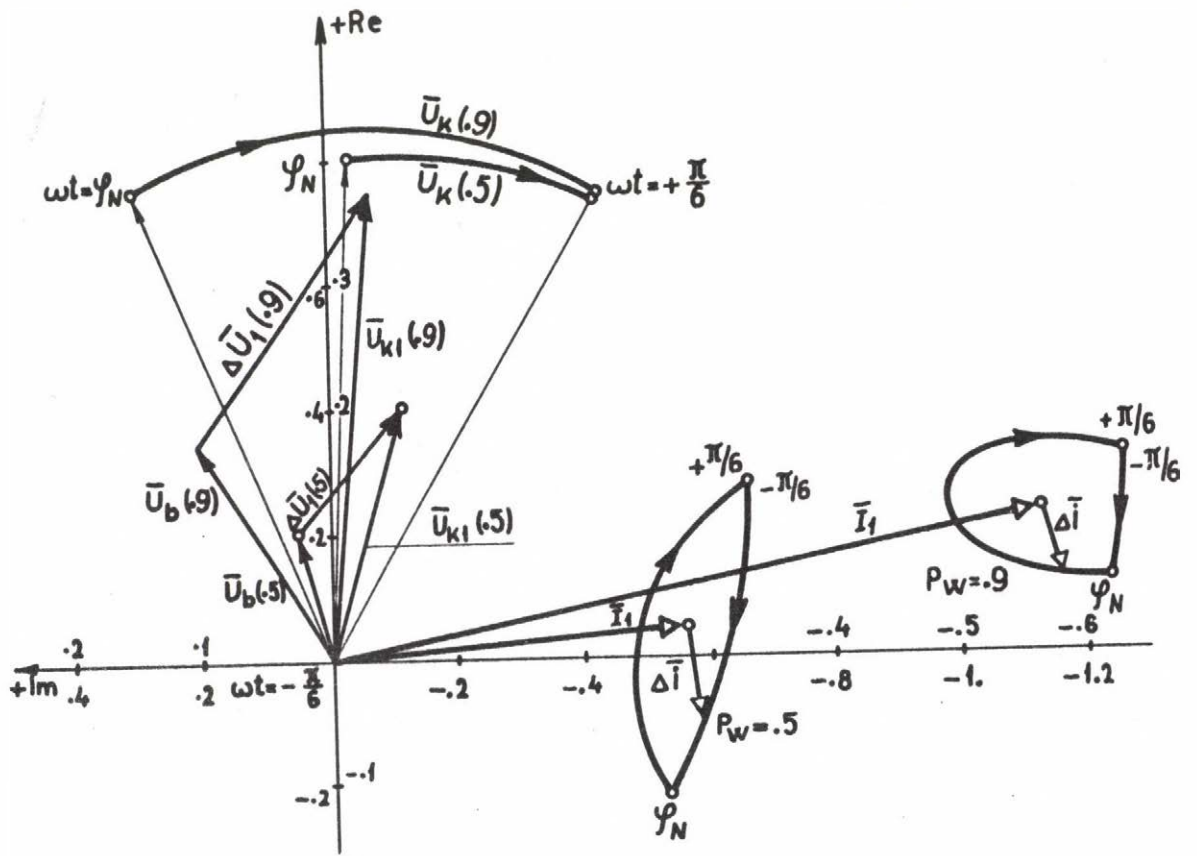
(\bar{U}_k) abszolút értékben nagyobb, mint $p_w=0.5$ -nél, bár a $p_w=0.9$ -hez tartozó terhelőáram nagyobb.

Az inverter kapocsfeszültség alapharmonikus összetevőjének (\bar{U}_{k1}) és a belső feszültségnek (\bar{U}_b) a különbsége a terhelő impedanciára jutó alapharmonikus feszültségcsökkenés $(\Delta \bar{U}_1)$, amely meghatározza az alapharmonikus terhelőáramot (\bar{I}_1) .

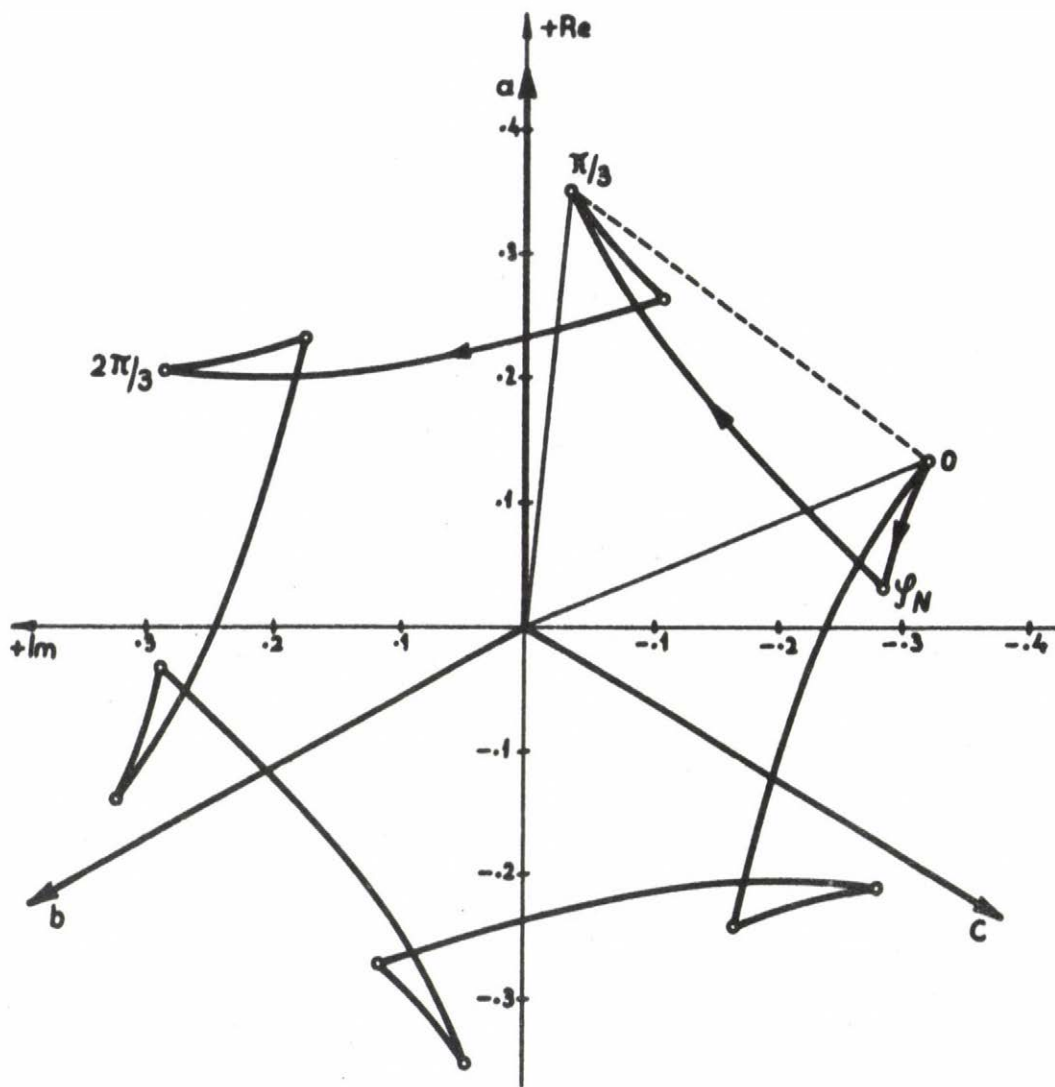
Az ábrából jól látható az alapharmonikus és a felharmonikus áramok viszonya; az impulzusszélesség csökkenésekor jelentősen nő a felharmonikus áramok amplitúdója.

A 7.9.b ábrán álló koordináta-rendszerben ábrázoltuk a $p_w=0.5$ -höz tartozó áramvektort; 60° -os elforgatásokkal a Park vektor oszcillogramokból ismert, jellegzetes zárt vektor pályát kapjuk.

A 7.10.a ábrán passzív R-L tagokból és alapharmonikus belső feszültségből álló fogyasztó és inverter összekapcsolásakor kialakuló "tranzienst-tranzienst" folyamat során, az áramvektor által leírt pályát láthatjuk álló koordináta rendszerben. A belső feszültség érté-

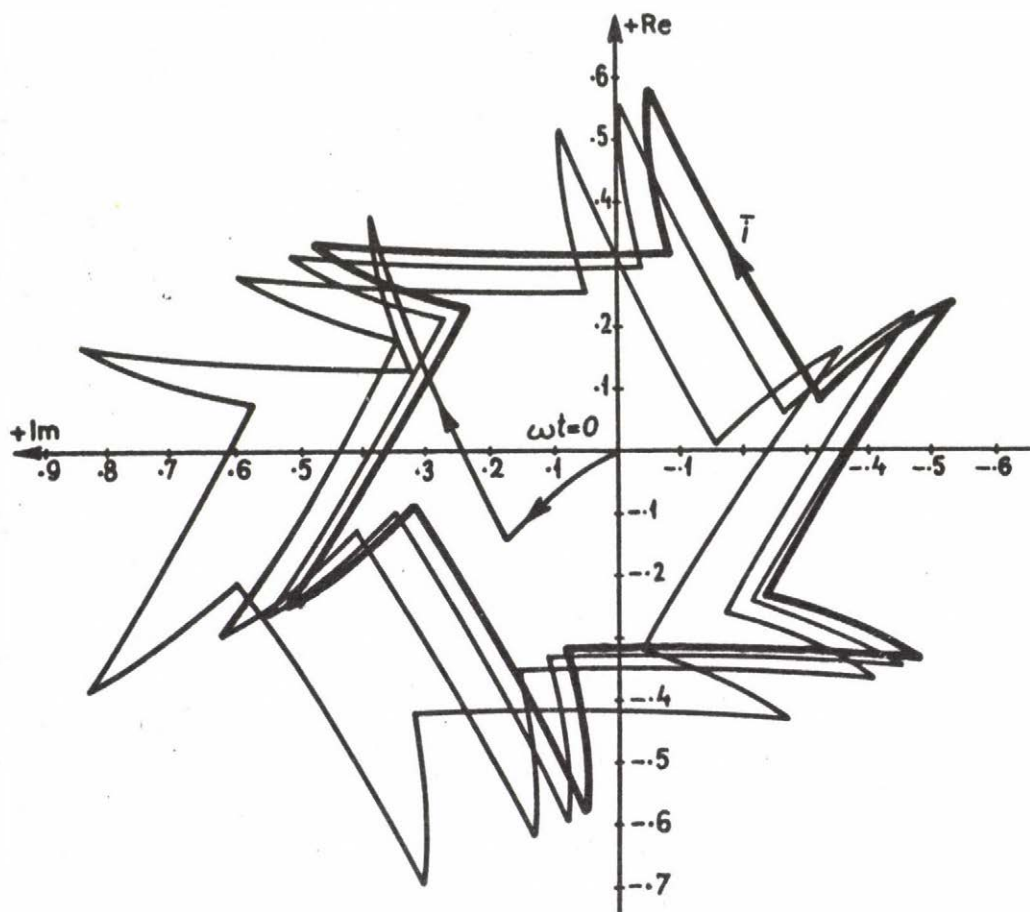


7.9.a. ábra



7.9.b. ábra

ke (az inverter alapharmonikus üresjárású kapcsolófeszültségéhez viszonyítva): $U_b=0.8$; $p_w=0.75$; $n_p=1$; $f=45$ Hz.

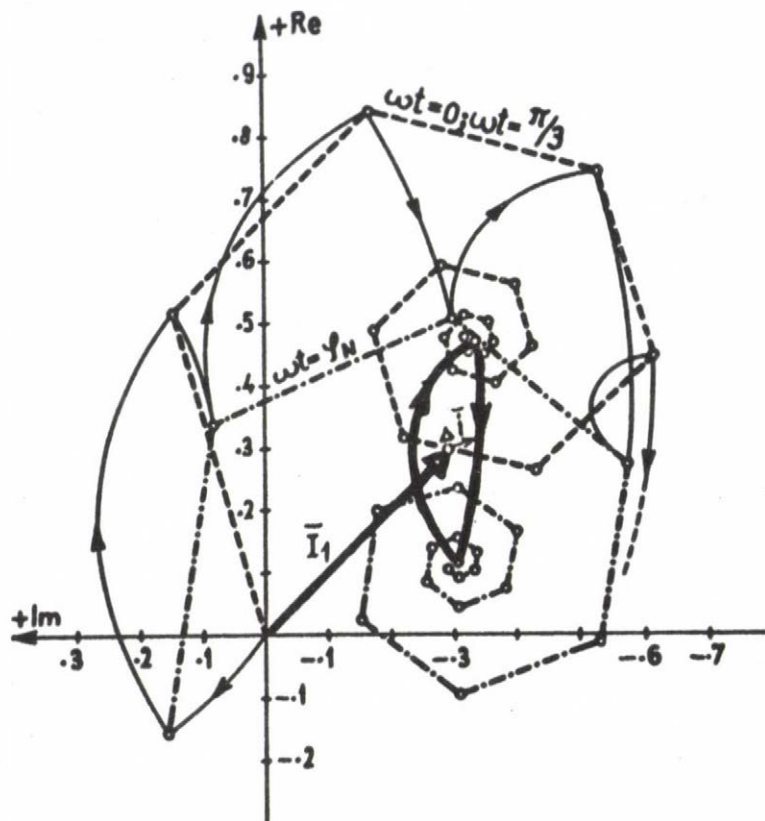


7.10.a. ábra

Ugyanezt a folyamatot láthatjuk a 7.10.b ábrán szinkronforgó koordináta-rendszerben.

A vastagabb vonallal jelölt zárt görbe mutatja az állandósult állapotban kialakuló áramvektor pályát. \bar{I}_1 a harmonikus analizisből kapott alapharmonikus áram. Igen jellegzetes, hogy az egymásutáni ciklusok azonos ωt szöghöz tartozó áramvektorai spirális mentén helyezkednek el. (A 7.10.b ábrán az $\omega t = \varphi_N$, $\omega t = 0$ ill. $\omega t = \pi/3$ -hoz tartozó pontokat kötöttünk össze.)

Az ismerttetett program az itt bemutatott eseteken kívül számos egyéb tranziens és állandósult állapotbeli probléma tanulmányozására alkalmas. Pl. a kezdeti feltételek megfelelő megválasztásával ugrásszerű impulzusszélesség, frekvencia, belső feszültség (amplitudó és fázis-



7.10.b. ábra

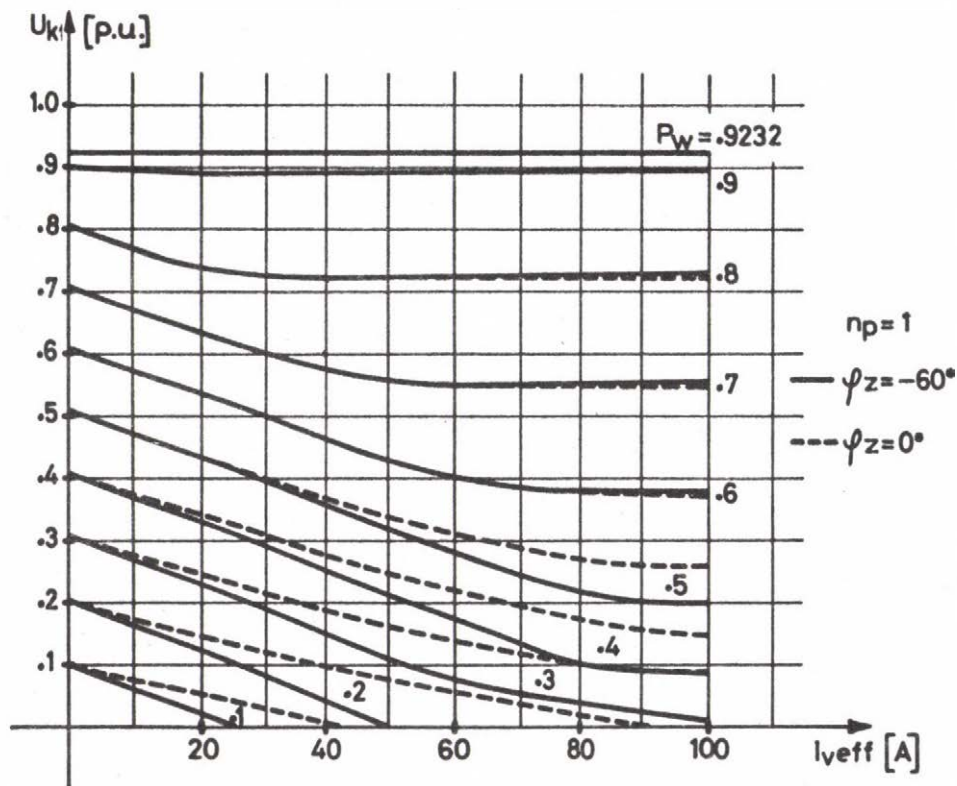
szög) változtatás hatására kialakuló tranziensek, állandósult állapotban a belső feszültség szögének és amplitudójának változtatásával a szinkrongépek üzeméből ismert "V görbék" számítását stb.

7.2 Alapharmonikus árammal terhelt inverter számítógépes vizsgálata

A biztonsági áramforrásokban alkalmazott inverterek vizsgálatára kidolgozott számítógép program lényegében abban különbözik az előző pontban ismertetett programtól, hogy itt egy adott munkapont számításához nincs szükség arra, hogy iteráció útján keressük meg az állandósult állapotot, mivel feltételezésünk szerint a terhelőáram független az inverter üzemállapotaitól és a terhelőáram ismeretében előre megadható, hogy milyen üzemállapotok fognak egy hatodperiódus alatt kialakulni. Ezek az összefüggések a programba beépíthetők, tehát állapot-elemző szubrutinra nincs szükség. A program a számításokat a

6.3 pontban leírt egyenletekkel végzi, amelyekben a φ_a szög az áramvektornak a pozitív reális tengelyhez mért szögét jelenti és nem a tényleges terhelőáram fázisszögét. Lehetőségünk van arra, hogy a program a tényleges terhelőáram fázisszög (φ_z) függvényében adja meg a kimenőfeszültséget, belső impedanciát stb., ez azonban már iterációt tesz szükségessé, amely miatt a gépidő többszörösére növekszik. Az említett kétféle fázisszög között az eltérés adott p_w -nél gyakorlatilag állandónak tekinthető és a p_w ismeretében viszonylag egyszerűen meghatározható, ezért a számításoknál általában a φ_a szöget tartottuk állandó értéken.

A 7.11 ábrán az előző pontban megadott paraméterekkel rendelkező inverter külső jelleggörbéit láthatjuk relatív egységekben, U_{kl} a kapcsolófeszültség alapharmonikusa. Viszonyítási alap az inverter $p_w=1$ -nél számítható alapharmonikus üresjárású feszültsége. A terhelőáram a névleges értéke $40 A_{eff}$.



7.11.ábra

Ennél a görbeseregnél a tényleges terhelőáram fázisszöget használtuk, hogy a számítási és mérési eredmények összehasonlítása könnyebb legyen. A $p_w = 0.9232$ az adott inverterrel megvalósítható maximális impulzusszélesség számított értéke.

Jól látható az invertereknek az a gyakorlatból ismert tulajdonsága, hogy nagyobb áramoknál a jelleggörbék megmerevednek. Ugyancsak jól tanulmányozható az a fizikai működés vizsgálata során tett következtetésünk, hogy növekvő impulzusszélességgel csökken az inverter belső impedanciája, továbbá, hogy az induktívabb terhelés nagyobb dropot okoz.

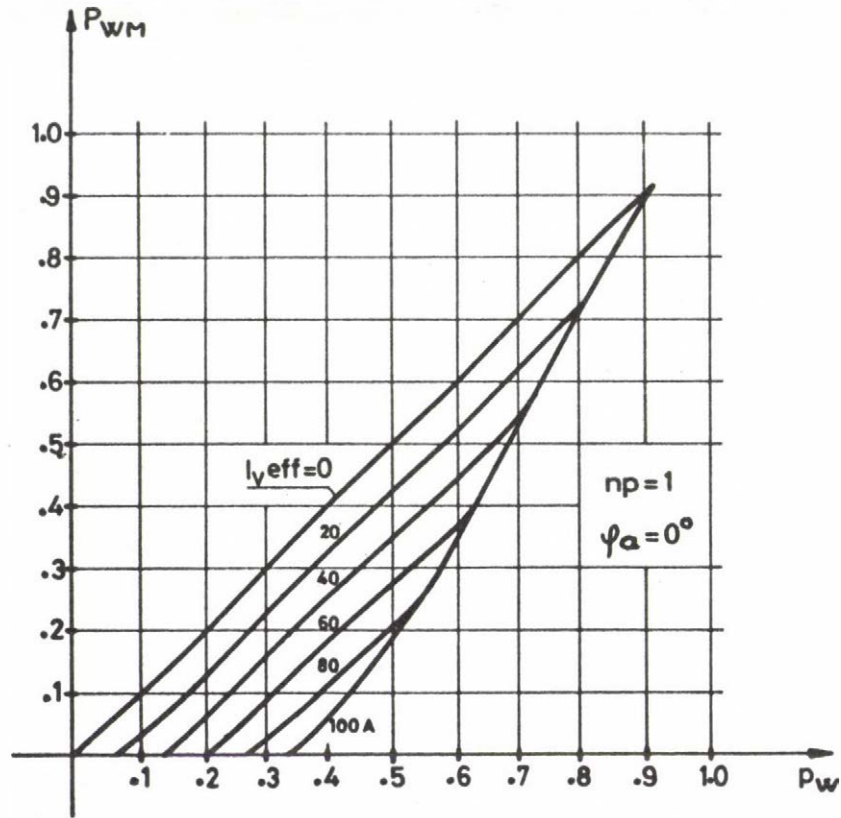
Figyelemreméltó, hogy viszonylag milyen nagy az inverter dropja. Pl. névleges munkapontban ($p_w \approx 0.7$) a feszültségesés 13 %.

Az ábrán közölt görbesereget méréssel ellenőriztük a $p_w=0.8$, $p_w=0.7$, $p_w=0.6$ és $p_w=0.5$ -nél, 60 A-ig, mindkét φ_z értéknél. A számított és mért értékek közötti eltérés 4-5 %, amelyből kb. 3 %-ot a méréshez használt elektronikus műszerek pontatlansága okoz.

A fedés által okozott impulzusszélesség-módosulást mutatják a 7.12 és a 7.13 ábrán közölt görbeseregek. A p_w impulzusszélesség függvényében ábrázoltuk a p_{WM} módosított impulzusszélességet a 0-100A terhelőáram tartományban $\varphi_a=0$ és $\varphi_a = -60^\circ$ -os szögeknél. Az ábrákon feltűnő, hogy aránylag milyen jelentős impulzusszélesség módosulások léphetnek fel nagyobb terhelőáramoknál, különösen a kis impulzusszélességek tartományában.

A fenti görbeseregek ellenőrzésére nagyszámu mérést végeztünk, hurkos oszcillográffal regisztrálva az inverter terhelőáramát, fázisfeszültségét (az egyenfeszültség 0 pontja és az a kimenőkapocs között) és az egyik tirisztor gyújtójelét (pontosabban a gyújtó kör be- menőjelét). A felvételekből kiértékelhető az impulzusszélesség-módosulás. A 7.14 ábrán látható egy kiértékelte oszcillográf felvétel, amelyen sraffozással bejelöltük az impulzusszélesség-módosulást és az oltóköri fojtón eső feszültségesést. A φ_z szöget nem lehet a felvételekről elég pontosan megállapítani, ezért ennek mérését úgy végeztük, hogy az U_a -ból LC szűrővel kiválasztottuk az alapharmonikust és azt adtuk egy precíziós $\cos \varphi$ mérő feszültség-tekercsére (az áramtekercsre az i_a -val arányos jelet).

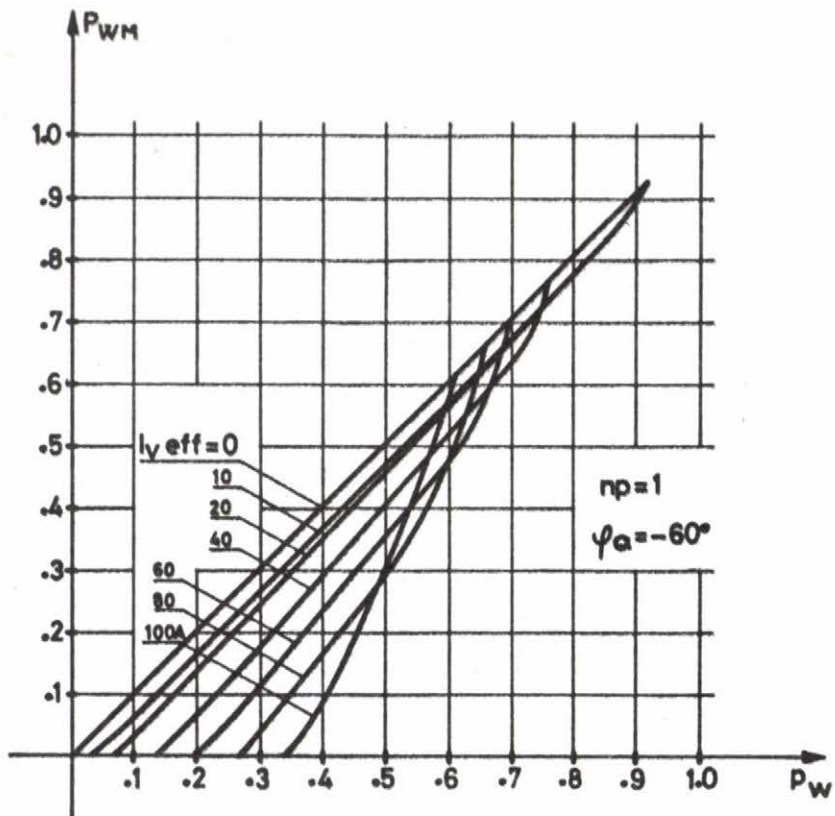
A számított és mért értékek igen jó egyezést mutatnak, az eltérések a méréssel elérhető pontosság nagyságrendjébe esnek.



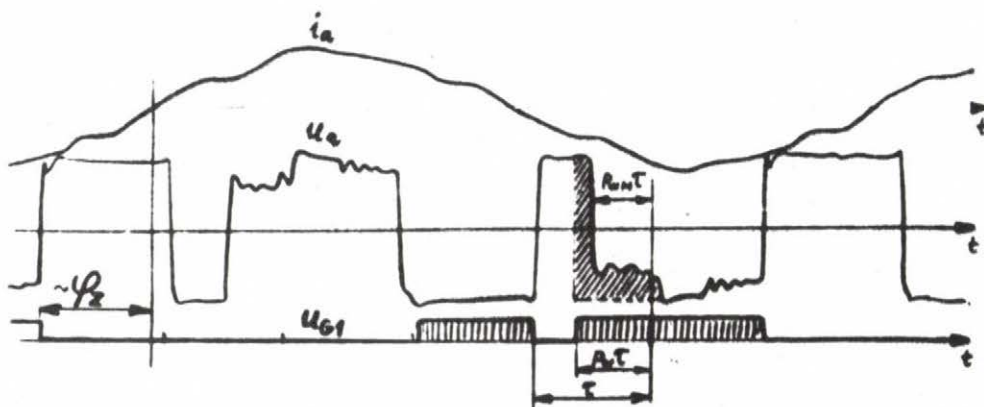
7.12. ábra

Végül a 7.15 ábrán az inverter belső impedanciáját ábrázoltuk $\varphi_a = -60^\circ$ -nál, 0-100A-ig terjedő terhelőáramok és $p_w = 0.3$ -tól $p_w = 0.8$ -ig terjedő impulzusszélességeknél.

A bemutatott görbék jól alátámasztják a belső impedancia jellegére vonatkozó, a fizikai működés elemzése alapján tett korábbi megállapításainkat.

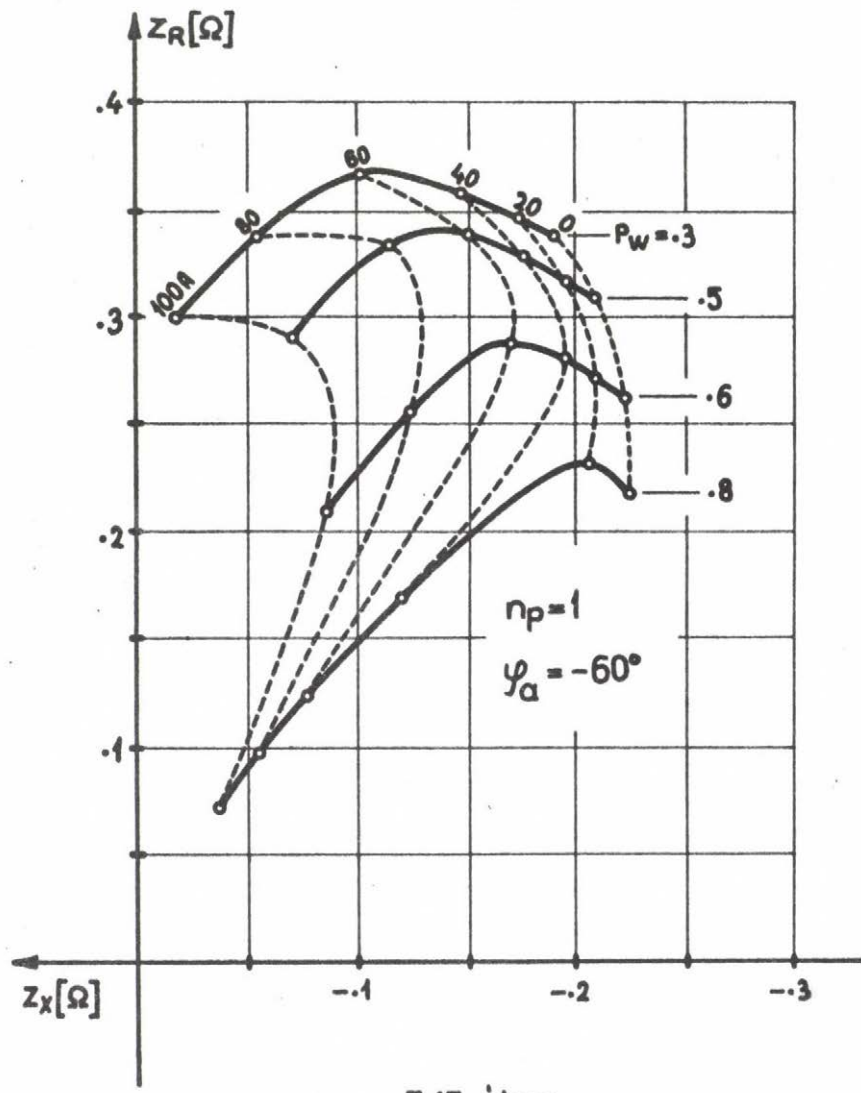


7.13. ábra



$\varphi_z = -56^\circ$; $i_a = 40 A_{eff}$; $P_w = 0,67$; $P_{wM} = 0,6$; $f = 50 Hz$; $U_s = 220 V$.

7.14. ábra



7.15. ábra

8. IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Abraham, L., Förster, J., Schliephake, G.: AC Motor Supply with Thyristor Converters.
Trans. IEEE-IGA Vol. IGA-2.No.5. 1965. 334-340. old.
- [2] Abraham, L., Neumann, K., Koppelman, F.: Zwangskommutierte Wechselrichter veränderlicher Frequenz und Spannung.
ETZ-A 86. 1965. 8. 268-274. old.
- [3] Adams, R.D., Fox, R.S.: Several Modulation Techniques for a Pulsewidth Modulated Inverter.
Trans. IEEE-IA. Vol. IA-8. 1972. 636-643. old.
- [4] Александров, Е.Г., Клейбанов, С.Б., Сулова, О.Б., Мамедов, Ф.А., Резниченко, В.Ю.: Оптимальное по нагреву управление асинхронным короткозамкнутым двигателем при частотном пуске.
Электричество. 1972. №1. 37-39 стр.
- [5] Amato, C.J.: Latent Losses in 'Electric Lizzies'.
Trans. IEEE-IGA. Vol. IGA-5. 1969. 558-565. old.
- [6] Ancker, J., Erickson, L.: Asszinkronmotoros hajtások digitális szimulálása.
II. Erősáramu Elektronika Konferencia
Budapest, 1973. No.2.17.
- [7] Азаров, А.М., Иванчура, В.И., Соустин, Б.П.: Исследование гармонического состава импульсного напряжения инвертора.
Электромеханика. 1971. 656-659 стр.
- [8] Bangel, H., Colmsee, J., Michel, M.: Drehzahlregelung eines Drehstromschleifringläufermotors mit Thyristoren.
AEG Mitteilungen, 55, 1965. 2. 135-141. old.
- [9] Barnes, E.C.: Performance and Characteristics of Induction Motors for Solid State Variable Frequency Drives.
Trans. IEEE-IGA. Vol. IGA-7. No.2. 1971. 212-217. old.
- [10] Beck, C.D., Chandler, E.F.: Motor Drive Inverter Ratings.
Trans. IEEE-IGA. Vol. IGA-4. No.6. 1968. 589-595. old.
- [11] Bedford, R.E. Nene, V.D.: Complex Frequency-Domain Analysis of Inverter-Fed Induction Machines.
Trans. IEEE-IA. Vol. IA-8. No.3. 1972. 269-277. old.
- [12] Bedford, B., D., Hoft, R.G.: Principles of Inverter Circuits.
John Wiley, New York, 1964. 413. old.

- [13] Bell, R.,N., Erickson, C.,J.: Synchronous Motor Stability Study on a Large Industrial System.
Conference Record of 1971 Sixth Annual Meeting of the IEEE-IGA Group. 545-552. old.
- [14] Bellini, A., De Carli, A.: Speed Control of Synchronous Machines.
Trans. IEEE-IGA. Vol. IGA-7. No.3. May/June 1971. 332-338. old.
- [15] Bellini, A., Cioffi, G.: Induction Machine Frequency Control: Three-Phase Bridge Inverter Behaviour and Performance.
Trans. IEEE-IGA. Vol. IGA-7. No.4. 1971. 488-499. old.
- [16] Berger, T.: Betriebsverhalten frequenzgesteuerten Asynchron-Motoren.
Elektrie. 1964. 18. Teil 1-N4., Teil 2-N5.
- [17] Bertrand, P., Delforge, M., Fannel, J.L.: Le réglage de la vitesse des moteurs asynchrones par l'équipement Regacéc.
ACEC Rev. 1961. No.4.
- [18] Бирзник, Л.В., Дорош, В.П., Доценко, А.П.: Тиристорный импульсный преобразователь с общим узлом коммутации для электроподвижного состава постоянного тока.
Электричество. 1971. №6. 1-6 стр.
- [19] Boettger, K.: Redundante unterbrechungsfreie Stromversorgungsanlagen.
Elektronische-Z. 5. 1971. 96-99. old.
- [20] Bradley, D.A., Clarke, C.D., Davies, R.M., Jones, D.A.: Adjustable-frequency invertors and their application to variable-speed drives.
Proc. IEEE. 1964. Vol. 111. No.11. 1833-1846. old.
- [21] Brenneisen, J. Schönung, A.: Bestimmungsgrößen des selbstgeführten Steuerung nach dem Unterschwingungsverfahren.
ETZ-A. Bd.90. 1969. No.14. 353-358. old.
- [22] Brune, W., Düll, E.H.: Semiverter ein statischer Drehstrom-Frequenzumrichter.
AEG Mitteilungen, 56. 1966. 2. 105-109. old.
- [23] Böhm, K., Wesselak, F.: Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung.
Siemens-Z. 45. 1971. No.10.
- [24] Булгаков, А.А.: Частотное управление асинхронными электродвигателями.
Изд. "Наука", 1966. 296 стр.
- [25] Chandler, E.F., Peters, F.N.: Wide speed Range Inverter
Trans. IEEE-IGA 1970. Vol. IGA-6. No.1. 19-23. old.

- [26] Curie C.: Le Thyrsyntrol. Dispositif électronique de commande d'un moteur asynchrone a vitesse variable.
Electricien. 1964. Vol.92. N 2056.
- [27] Csáki, F., Ganszky, K., Ipsits, I., Marti, S.: Teljesítményelektro-
nika.
Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1971. 535. old.
- [28] Dewan, S.B.: Commutation Circuits for Thyristor Inverters.
Dept. Report. University of Toronto, 1968. 25. old.
- [29] Dewan, S.B., Rosenberg, S.A.: Output Voltage in Three-Phase
Pulsewidth-Modulated Inverters.
Trans. IEEE-IGA. 1970. Vol. IGA-6, No.6. 570-579. old.
- [30] Dinger, E.H.: Textile Applications of Adjustable-Frequency Drives
with Digital Ratio Control.
Trans. IEEE-IA. 1972. Vol. IA-8. No.1. 47-55. old.
- [31] Dieter, K., Klaus, T.: Stromrichter motoren grösserer Leistung.
Siemens-Z. 1969. Vol.43. No.8. 686-690. old.
- [32] Dunworth, A.: A Precise Digital Control System for a Commutatorless
Electric Motor.
Trans. IEEE on Industrial Electronics and Control Instrumentation.
Vol. IECI-17. 1970. No.1. 1-15. old.
- [33] Engström, P.G.: Operation and Control of HVDC Transmission.
Trans. IEEE-PAS. Jan. 1964. 71-77. old.
- [34] Espelage, P.M., Chiera, J.A., Turnbull, F.G.: A Wide Range Static
Inverter Suitable for AC Induction Motor Drives.
Trans. IEEE-IGA. 1969. Vol. IGA-5. No.4. 438-445. old.
- [35] Fallside, F., Wortley, A.T.: Steady-state oscillation and stabilisation
of variable-frequency inverter-fed induction-motor drives.
Proc. IEE. 1969. Vol.116. No.6. 991-999. old.
- [36] Федосов, А.И.: Автономный инвертор с улучшенными параметрами.
Электричество. 1973 №4.
- [37] Flairty, C.W.: A 50 kVA Adjustable-frequency 24-phase Controlled
Rectifier Inverter.
Direct Current. Dec. 1961. 278-282. old.
- [38] Fárber, J.D., Griffith, D.C., Pfileger, A.B.: Static Inverter
Standby AC Power for Generating Station Control.
Trans. IEEE-PAS. 1968. Vol. PAS-87. No.5. 1270-1274. old.
- [39] Fornasieri, J., Girardin, G.: Frequency-controlled drives with
squirrel-cage motors.
Works Engineering. Apr. 1972. 27-30. old.

- [40] Gentile, G., Pagano, E.: Umrichter gespeiste Synchronmotoren. ETZ-A. Bd. 93. 1972. No.1. 21-26. old.
- [41] Gerecke, E.: Asynchronmaschine mit primärseitig eingebauten steuerbaren Ventilen. Neue Technik. 1962. 3. 125-131. old.
- [42] Germann, F.: Thyristorwechselrichter für gesicherte Stormversorgungsanlagen. AEG Mitteilungen 56. 1966. 7. 458-460. old.
- [43] Glinski, H.: Der Einfluss des Energiespeichers im Gleichstrom-zwischenkreis auf Ausgangsspannung und frequenz beim Schwingkreisumrichter. BBC Nachricht. 1964. 46. No.12. 648-654. old.
- [44] Golde, E.: Asynchronmotor mit elektronischer Schlupfregelung. AEG. Mitteilungen. 54. 1964. 11-12. 666-671. old.
- [45] Griffith, D.C., Ulmer, K.M.: A semiconductor variable-speed AC motor drive. Electronic Engineering. 1961. No.5.
- [46] Hamilton, R.A., Lezan, G.R.: Thyristor Adjustable-frequency Power Supplies for Hot Strip Mill Run-Out Tables. Trans. IEEE-IGA. 1967. Vol. IGA-3. 168-175. old.
- [47] Hanrahan, D.J.: Steady-State Analysis of Periodically Interrupted Circuits by means of Symmetrical Components. Trans. IEEE Communications and Electronics. Nov. 1963. 589-593. old.
- [48] Хамков, Н.К.: Моделирование формы выходного напряжения статических преобразователей частоты на аналоговых вычислительных машинах. ИВУЗ Энергетика, 1971/1-6. 105-107 стр.
- [49] Hamudhanov, M., Tulyagan, K., Muminov, K.: On the Thyristor Electrical Drive System with Frequency Control and Measures to Increase Reliability of Performance. 5.th. World Congress of IFAC. Paris, 1972.
- [50] Хамудханов, М.З., Камалов, Т.С., Мумиков, К., Усманов, С.З.: Система тиристорного преобразователя частоты для управления двигателями переменного тока. Автоматизированный Электропривод в народном хозяйстве. Труды 5.1. том. Москва, 1971. 278-281 стр.
- [51] Hayashi, S., Wakabayashi, J., Song, K.: Analysis of Three-Phase Inverter Circuits with Symmetrical Loads. Electrotechnical Journal of Japan. June. 1956. 50-53. old.

- [52] Hayashi, S.: Periodically Interrupted Electric Circuits.
Denki-Shoin, Inc. Kyoto, Japan. 1961. 405. old.
- [53] Helmick, C.G.: Designing for system reliability in large
uninterruptible power supplies.
IEEE Conference Record of 1971 Sixth Annual Meeting of the IEEE
Industry and General Applications Group. 371-384. old.
- [54] Helmick, G.D., Lipman, K.: Applying adjustable frequency inverters
for motor speed control.
Automation. 1964. No.5.
- [55] Heumann, K.; Jordan, K.G.: Das Verhalten des Käfigläufermotors bei
veränderlicher Speisefrequenz und Stromregelung.
AEG Mitteilungen. 54. 1964. 1-2. 107-116. old.
- [56] Hochstetter, W., Roesner, P.: Thyristor-Erregung von grossen
Synchronmaschinen.
ETZ-A. 89. 1968. 6. 121-125. old.
- [57] Hoffmann, H.: Kommutierungsvorgänge bei Wechselrichtern in geregelter
Brückenschaltung.
Siemens-Z. 43./1969. No.11. 888-893. old.
- [58] Hughes, F.M., Aldred, A.S.: Transient characteristics and simulation
of induction motors.
Proc. IEE. 1964. Vol. 111. No.12.
- [59] Hulstrand A.: Static adjustable frequency drives.
Control Engineering. 1964. Vol. 11. No.4.
- [60] Humphrey, A.J.: Inverter Commutation Circuits.
Trans. IEEE-IGA. 1968. Vol. IGA-4. No.1. 104-110. old.
- [61] Iizuka, F., Goshima, H., Aizawa, G.: Non-Break AC Power Source
Switching Equipment.
Japan Telecommunications Review, 1970. 134-139. old.
- [62] Jain, G.C.: The Effect of Voltage Waveshape on the Performance of
a 3-Phase Induction Motor.
Trans. IEEE-PAS. 1964. Vol. PAS-83. No.6. 561-566. old.
- [63] Jackson, S.P.: Multiple Pulse Modulation in Static Inverters Reduces
Selected Output Harmonics and Provides Smooth Adjustment of
Fundamentals.
Trans. IEEE IGA. 1970. Vol. IGA-6. No.4. 357-360. old.
- [64] Járdán, R.K.: Aszinkron motorok táplálására alkalmas változtatható
frekvenciájú háromfázisu tirisztoros inverterek.
MTA AKI Közlemények. 1966. 24. old.

- [65] Járdán, R.K.: Tirisztoros áramirányítók.
KGM Műszaki Tudományos Tájékoztató Intézet.
Témadokumentációk. 1. sz. 1966. 73-140. old.
- [66] Járdán, R.K.: Control Unit for a Three-Phase Thyristor Inverter with Variable Output Voltage and Frequency.
Department Report. University of Toronto Febr. 1968. 35. old.
- [67] Járdán, R.K.: Kényszerkommutációs áramkör tirisztoros inverterek számára.
Szabadalmi bejelentés /MA-1937/. 1969. 157297
- [68] Járdán, R.K., Rácz, I.: Kapcsolási elrendezés állandó egyenfeszültségről táplált, változtatható frekvenciájú és kimenőfeszültségű háromfázisú tirisztoros inverter számára.
Szabadalmi bejelentés /MA-1622/. 1966. 153947
- [69] Járdán, R.K.: Berendezés aszimmetrikusan terhelt háromfázisú inverterek szimmetrikus kimenőfeszültségének biztosítására.
Szabadalmi bejelentés. /MA-2032/. 1969. 161338
- [70] Járdán, R.K., Dewan, S.B., Slemon, G.R.: General Analysis of Three-Phase Inverters.
Trans. IEEE-IGA. 1969. Vol. IGA-5. No.6. 672-679. old.
- [71] Járdán, R.K.: Modes of Operation of Three-Phase Inverters.
Trans. IEEE-IGA. 1969. Vol. IGA-5. No.6. 680-685. old.
- [72] Járdán, R.K.: Frekvenciaátalakító hajtások közbenső egyenáramú körrel.
MTA AKI Tanulmány 1969. Nov. 52. old.
- [73] Járdán, R.K.: Szünetmentes szükségáramforrások.
MTA AKI Tanulmány 1970. okt. 81. old.
- [74] Járdán, R.K.: Háromfázisú inverterek belső impedanciája és aszimmetrikus terhelési viszonyai.
MEE.I. Erősáramú Elektronika Konf. 1970. 2.4.
- [75] Járdán, R.K.: Aszimmetrikusan vezérelt háromfázisú tirisztoros inverterek felharmonikus viszonyai.
Elektrotechnika 66. évf. 1973. 3.sz. 108-112. old.
- [76] Járdán, R.K.: Háromfázisú tirisztoros inverter tranziens jelenségei.
Mérés és Automatika 1974. No.5.
- [77] Járdán, R.K.: AC Impedance of Pulsewidth Modulated Three-Phase Inverters.
Conference Record. IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives.
Duesseldorf, October, 7-9, 1974.

- [78] King, K.G.: Variable Frequency Thyristor Invertors for Induction Motor Speed Control.
Direct Current Febr. 1965. 26-35. old.
- [79] Knight, R.L., Yuen, M.: The Uninterruptible Power Evolution: Are Our Problems Solved?
Trans. IEEE-IA. 1973. Vol. IA-9. No.2. 122-132. old.
- [80] Knuth, J., Walter, H.P.: Untersuchungen an einem Drehstromasynchronmotor mit Kurzschlussläufer bei Frequenzsteuerung.
Elektrie, 23. 1969. 8. 323-325. old.
- [81] Колесников, В.М.: Обратимые преобразователи и некоторые вопросы теории вентильных схем.
Электричество. 1972. №9. 30-36 стр.
- [82] Kovács, K.P.: Untersuchung der transienten Vorgänge von Asynchronmotoren mit Hilfe von Analogrechnern.
Acta Technica. MTA 1962. No. 1-2.
- [83] Kovács, K.P.: Über die genaue und vollständige Simulation des am Ständer mit steuerbaren Siliziumtriodes geregelten Drehstrom-Asynchronmotors.
Acta Technica. MTA 1964. Vol. 48. No.3-4. 445-459. old.
- [84] Kovács, K.P., Rácz, I.: Váltakozóáramu gépek tranziens folyamatai.
Akadémiai Kiadó. Budapest, 1954.
- [85] Кривицкий, С.О., Эпштейн, И.И.: Вопросы динамики систем электроприводов с преобразователями частоты на основе автоматных инверторов.
Автоматизированный Электропривод в народном хозяйстве. Труды 5.1. том. Москва, 1971. 139-142 стр.
- [86] Кузнецов, А.А., Ощепков, О.Н., Ровинский, П.А.: Малогабаритные тиристорные и симисторные преобразователи частоты для регулирования скорости короткозамкнутых асинхронных двигателей.
Автоматизированный Электропривод в народном хозяйстве. Труды 5.1. том. Москва, 1971, 266-268 стр.
- [87] Krause, P.C., Woloszyk, L.T.: Comparison of Computer and Test Results of a Static AC Drive System.
Trans. IEEE-IGA. 1968. Vol. IGA-4. 583-588. old.
- [88] Krause, P.C., Lipo, T.A.: Analysis and Simplified Representation of Rectifier-Inverter Reluctance-Synchronous Motor Drives.
Trans. IEEE-PAS. 1969. Vol. PAS.-88. No.6. 962-970. old.

- [89] Krause, P.C., Lipo, T.A.: Analysis and Simplified Representations of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive.
Trans. IEEE-PAS. 1969. Vol. PAS-88. No.5. 588-596. old.
- [90] Kövessy F.: Félvezető teljesítmény-áramirányítók.
Ganz Villamosság Közlemények 1964. 1. 37-79. old.
- [91] Курчик, Б.З.: Расчёт характеристик регулируемого прямоугольного-ступенчатого напряжения инверторов.
Электричество. 1972. №10. 55-58 стр.
- [92] Kusko, A., Gilmore, F.E.: Application of static Uninterruptible Power Systems to Computer Loads.
Trans. IEEE-IGA. 1970. Vol. IGA-6. No.4. 330-336. old.
- [93] Kusko, A.: What's available in adjustable speed AC drives.
Control Engineering. 1968. Vol. 15. No.8. 58-64. old.
- [94] Langweiler, F., Richter, M.: Flusserfassung in Asynchronmaschinen
Siemens-Z. 45. 1971. No.10. 768-771. old.
- [95] Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M.: Note on Induction Machine Performance with a Variable-Frequency Supply.
Proc. IEE. 1966. Vol. 113, No.10. 1617-1623. old.
- [96] Li, K.Y.: Analysis and Operation of an Inverter-fed Variable Speed Induction Motor.
Proc. IEE. 1969. Vol.116. No.9. 1571-1574. old.
- [97] Lipo, T.A., Krause, P.C.: Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive.
Trans. IEEE-PAS. 1969. Vol. PAS-88. No.1. 55-66. old.
- [98] Lipo, T.A., Krause, P.C., Jordan, H.E.: Harmonic Torque and Speed Pulsations in a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive.
Trans. IEEE. PAS. 1969. Vol. PAS-88. No.5. 579-587. old.
- [99] Loocke, G.: Probleme der Spannungsanpassung beim Betrieb von Asynchronmotoren mit variabler Frequenz.
AEG Mitteilungen. 54. 1964. No.1-2. 47-54. old.
- [100] Magg, R.B.: Characteristics and Application of Current Source/Slip Regulated AC Induction Motor Drives.
Conference Record of 1971. Sixth Annual Meeting of the IEEE-IGA Group. 411-416. old.
- [101] Мастяев, Н.З., Мыцк, Г.С., Пукилин, В.П.: Определение передаточных характеристик преобразователя частоты со звеном постоянного тока.
Электротехника. 1972. №4. 4-10 стр.

- [102] Mazda, F.F.: Frequency Converters.
Electronic Components. April. 1971. 392-396. old.
- [103] Mesniaeff, P.G.: Solid-State Adjustable-Frequency AC Drives.
Control Engineering. Nov. 1971. 57-70. old.
- [104] Мерабишвили, П.Ф., Случанко, Е.И.: Исследование установившихся и переходных процессов в трёхфазных мостовых выпрямителях с помощью коммутационных функций.
Электричество. 1973. №4. 21-26 стр.
- [105] Мейстель, А.М.: Специальные режимы работы асинхронных двигателей при тиристорном управлении.
Автоматизированный Электропривод в народном хозяйстве.
Труды 5.1. том. Москва, 1971. 114-118 стр.
- [106] Meyer, M.: Thyristorstromrichter mit erzwungener Kommutierung.
Siemens Zeitschrift. 39. 1965. No.3. 205-210. old.
- [107] Mokrytzki, B.: The Controlled Slip Static Inverter Drive.
Trans. IEEE-IGA 1968. Vol. IGA-4. No.3. 312-317. old.
- [108] Mokrytzki, B.: Pulse Width Modulated Inverters for AC Motor Drives.
Trans. IEEE-IGA. 1967. Vol. IGA-3. No.6. 493-503. old.
- [109] Naunin, D.: Berechnung des Drehmomentverlaufs einer Asynchronmaschine bei Speisung mit Rechteckspannungen.
ETZ-A. Bd. 90. 1969. No.17. 412-415. old.
- [110] Neck, R., Meyer, M.: Die asynchrone Umrichtermaschine ein kontaktloser, drehzahlregelbarer Umkehrantrieb.
Siemens Z. 1963. Vol.27. No.42.
- [111] O'Toole, R., Breska, J.F.: Adjustable AC Variable Speed Drives.
Conference Record of 1971. Sixth Annual Meeting of the IEEE-IGA Group. 263-269. old.
- [112] Ott, R.R.: A Filter for Silicon-Controlled Rectifier Commutation and Harmonic Attenuation in High-Power Inverters.
Communications and Electronics. 1963. 259-262. old.
- [113] Patel, S.H., Hoft, R.G.: Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I. - Harmonic Elimination.
Trans. IEEE-IA. 1973. Vol. IA-9. No.3. 310-317. old.
- [114] Patzschke, U.: Der Drehzahlregelbare Käfigläufermotor.
ETZ-B. 16. 1964. 703-707. old.
- [115] Pfaff, G.: Regelung elektrischer Antriebe. I.
R. Oldenbourg Verlag München-Wien. 1971. 195. old.

- [116] Pfaff, G.: Zur Dynamik des Asynchronmotors bei Drehzahlsteuerungsmittels veränderlicher Speisefrequenz.
ETZ 1964. Vol.85. No.22. 719-724. old.
- [117] Penkowsky, L.J., Pruzinsky, K.E.: Fundamentals of a Pulsewidth Modulated Power Circuit.
Trans. IEEE-IA. 1972. Vol. IA-8. No.5. 584-592. old.
- [118] Peterson, T., Frank, K.: Starting of Large Synchronous Motor Using Static Frequency Converter.
Trans. IEEE-PAS. 1972. No.1. 172-179. old.
- [119] Rácz, I.: Oszillographische Aufnahme und Harmonische Analyse von Dreiphasen-Vektoren.
Periodica Politechnica. 1964. Vol.8. No.4. 325-363. old.
- [120] Rácz, I.: Betrachtungen zu Oberwellenproblemen an Asynchronmotoren bei Stromrichterspeisung.
IX. Internat. Kolloquium. TH. Ilmenau, 1964. 11-25. old.
- [121] Rácz, I.: Háromfázisú vektorok oszcillografálása és harmonikus analízise.
Elektrotechnika, 58. 1965. No.2-3. 80-97. old.
- [122] Rácz, I.: Dynamic Behaviour of inverter-fed asynchronous motors.
IFAC Congress. 1966. Paper 4B 7. old.
- [123] Rácz, I., Borka, J., Lupán, K., Miklósné.: Quasiperiodic dynamic behaviour of piecewise linear multiparameter systems.
Periodica Politechnica. El.Eng. 1969. Vol.13. No.3. 205-219. old.
- [124] Rácz, I.: Tirisztoros villamosgép-kapcsolások számítása mátrixokkal.
MEE I. Erősáramu Elektronika Konf. 1970. 27. old.
- [125] Rácz, I.: Tirisztoros kapcsolások szabályozástechnikai elmélete
Elektrotechnika 66. évf. 1972. 6.sz. 215-218. old.
- [126] Ramesh, N., Robertson, S.D.T.: Induction Machine Instability Predictions Based on Equivalent Circuits.
Trans. IEEE-PAS. 1973. No.2. 801-807. old.
- [127] Reichmann, H.: Stromrichter mit steuerbaren Siliziumzellen für motorische Antriebe
AEG Mitt. 1961. No. 11-12.
- [128] Renfrew, R.M.: Successful Uninterruptible Power Systems for Computers.
Trans. IEEE-IGA. 1969. Vol. IGA-5, No.5. 693-698. old.
- [129] Ривкин, Г.А., Шевченко, Г.И.: Исследование автомных инверторов методом геометрических мест.
Электричество, №II. 1964.

- [130] Relation, A.E.: UPS System for Critical Power Supplies.
Conference Record of IEEE-IGA 1971. 877-884. old.
- [131] Robertson, S.D.T., Hebbar, K.M.: Torque Pulsations in Induction Motors with Inverter Drives.
Trans. IEEE-IGA. 1971. Vol. IGA-7. No.2. 318-323. old.
- [132] Rogers, G.J.: Linearised analysis of induction-motor transients.
Proc. IEE, 1965. Vol. 112, No.10. 1917-1926. old.
- [133] Sabbagh, E.M., Shewan, W.: Characteristics of an Adjustable Speed Polyphase Induction Machine.
Trans. IEEE-PAS. 1968. Vol. PAS-87. No.3. 613-624. old.
- [134] Salihi, J.T., Agarwal, P.D., Spix, G.J.: Induction Motor Control Scheme for Battery-Powered Electric Car /GM-Electrovair I./
Trans. IEEE-IGA. 1967. Vol. IGA-3 No.5. 463-469. old.
- [135] Salihi, J.T.: Simulation of Controlled-Slip Variable-Speed Induction Motor Drive System.
Trans. IEEE-IGA. 1969. Vol. IGA-5. No.2. 149-157. old.
- [136] Schmidt, J.: Thyristorwechselrichter für die unterbrechungsfreie Stromversorgung.
Funk-Technik. 1971. febr. 65-68. old.
- [137] Schmidt, J.: Gesicherte unterbrechungsfreie Stromversorgungsanlagen mit Thyristorwechselrichtern.
ETZ-B. BD. 21. 1969. No.16. 387-392. old.
- [138] Slemon, G.R., Forsythe, J.B., Dewan, S.B.: Controlled-Power-Angle Synchronous Motor Inverter Drive System.
Trans. IEEE-IA. 1973. Vol. IA-9. No.9. 216-219. old.
- [139] Schönung A.: Möglichkeiten zur Regelung von Drehstrommotoren mit Stromrichtern.
BBC Mitt. 1964. Vol. 51. No.8-9. 540-554. old.
- [140] Schönung, A., Stemmler, H.: Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuerten Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren.
BBC Mitt. 1964. Vol. 51. No-8-9. 555-557. old.
- [141] Smith. I.R., Sriharan, S.: Transient performance of the induction motor.
Proc. IEE. 1966. Vol. 113. No.7. 1173-1181. old.
- [142] Sperling, P.G.: Die umrichtergespeiste Asynchronmaschine im Betrieb mit eingepprägten Rechteckströmen.
Siemens-Z. Vol. 45. 1971. No.8. 508-514. old.
- [143] Steimel, K.: Käfigläufermotoren und Thyristor.
Elektr. Masch. 1965. Vol. 44. No.1.

- [144] Шубенко, В.А., Браславский, И.Я., Ясенев, Н.Д.: Улучшение регулировочных и динамических свойств асинхронных двигателей при тиристорном управлении.
Электричество. 1968. №6. 29-32 стр.
- [145] Шубенко, В.А., Браславский, И.Я., Кирпичников, В.М., Ковшов, А.Н.: К исследованию динамики пуска асинхронных двигателей при тиристорном управлении.
Электричество. 1969. №6. 1-3 стр.
- [146] Шубенко, В.А., Лихошерст, В.И., Шрейнер, Р.Т., Мущенко, В.А., Мареним, В.А.: Рабочие режимы и принципы построения замкнутых систем тиристорных частотно-управляемых асинхронных электроприводов с регулируемым абсолютным скольжением.
Автоматизированный Электропривод в народном хозяйстве. Труды 5.1. том. Москва, 1971. 114-118 стр.
- [147] Шубенко, В.А., Браславский, И.Я., Лысов, А.Я., Куцин, В.В., Ясенев, Н.Д., Зубрицкий, О.Б.: Пуско-тормозные и регулировочные режимы в реверсивных асинхронных электроприводах с тиристорным управлением и их рациональное формирование. Автоматизированный Электропривод в народном хозяйстве. Труды 5.1. том. Москва, 1971. 118-122 стр.
- [148] Шелешков, К.К., Глумаков, Н.Н.: Тиристорное управление трёхфазным асинхронным двигателем, работающим в шаговом режиме.
Электротехника. 1971. №8. 28-30 стр.
- [149] Сандлер, А.С., Сарбатов, Р.С., Кудрявцев, А.В., Зельдин, В.Ш., Никольский, А.А.: Статический преобразователь частоты для регулирования скорости вращения асинхронных двигателей.
Вестник Электропромышленности. 1962. №3. 45-51 стр.
- [150] Szablya, J.F., Bressane, J.M.: Transfer Function of A.C. Machines. Trans. IEEE-PAS. 1973. No.1. 177-183. old.
- [151] Thorborg, K.: A Three-Phase Inverter with Reactive Power Control. Trans. IEEE-IA. 1973. Vol. IA-9. No.4. 473-481. old.
- [152] Tsivitse, P., Klingshirn, E.A.: Optimum Voltage and Frequency for Polyphase Induction Motors Operating with Variable Frequency Power Supplies.
Trans. IEEE-IGA. 1971. Vol. IGA-7. No.4. 480-487. old.

- [153] Толстов, Ю.Г., Наталкин, А.В., Забровский, С.Г.: Механические характеристики некоторых систем частотно-регулируемого асинхронного электропривода.
Электротехника. 1972. №4. 1-4 стр.
- [154] Тодоров, Т.С.: Анализ основных схем инверторов в режиме перевысотого тока.
Электричество. 1973. №4.
- [155] Turkington, R.E.: Analysis of a 3-phase inverter with resistive load.
Trans. AIEE.pt.I. 1951. Vol. 70. 1055-1061. old.
- [156] Усышкин, Е.И.: Спектры напряжений инверторов с широтно-импульсной модуляцией.
Электричество. 1969. №1. 48-52 стр.
- [157] Veres, R.P.: New Inverter Supplies for High Horsepower Drives.
Trans. IEEE-IGA. 1970. Vol. IGA-6. No.2. 121-127. old.
- [158] Verhoef, A.: Basic Forced-Commutated Inverters and their Characteristics.
Trans. IEEE-IGA. 1973. Vol. IGA-9. No.5.
- [159] Vutz, N.: PWM Inverter Induction Motor Transit Car Drives.
Trans. IEEE-IA. 1972. Vol. IA-8. No.1. 89-91. old.
- [160] Walker, R.C.: Solid State Inverters for Electrical Speed Position Synchronization for Container Machinery from the Feeder to the Lehr.
Conference Record of 1971. Sixth Annual Meeting of the IEEE-IGA Group. 675-685. old.
- [161] Ward, E.E.: Inverter Suitable for Operation Over a Range of Frequency.
Proc. IEE. 1964. Vol. 111. No.8. 1423-1434. old.
- [162] Watabe, S.: A 3 ph. 250 kVA No Break Power Supply with Current Limiting Filter.
Conference Record of IEE 1969. London 216-224. old.
- [163] Watkins, K.M.: The Application of High-Power Inverter Systems.
Trans. IEEE-IGA. 1969. Vol. IGA-5. No.5. 588-593. old.
- [164] Watts, J.L.: Speed control of squirrel-cage and synchronous motors.
Machinery and Production Eng. Febr. 1971. 217-221. old.
- [165] Yuan, Y., Thomas, G.W., Ihsan, M.H.B., Sam, Y.M.F., Edward, T.M.: Static DC to sinusoidal AC Inverter Using Techniques of High-Frequency Pulse-Width Modulation.
IEEE Trans. on Magnetics. 1967. Vol. MAG-3. No.3. 250-256. old.

- [166] Забродник, Ю.С.: Регулируемый в широком диапазоне частот автоматный инвертор.
Электричество. 1971. №12. 57-61 стр.
- [167] Загорский, В.Т.: Техничко-экономические показатели непосредственных тиристорных преобразователей с принудительной коммутацией.
Электричество. 1969. №1. 35-41. стр.
- [168] Zinder, D.A.: Constant-Speed Motor Control Using Tachometer Feedback. Control and Instrumentation. March 1971. 31-33. old.
- [169] Zwegbergk, S., Sokolov, E.: Verlustermittlung im stromrichter-gespeisten Asynchronmotor.
ETZ-A. 90. 1969. No.23. 612-616. old.

A Tanulmányok sorozatban eddig megjelentek:

- 1/1973 Pásztor Katalin: Módszerek Boole-függvények minimális vagy nem redundáns, $\{\wedge, \vee, \neg\}$ vagy $\{\text{NOR}\}$ vagy $\{\text{NAND}\}$ bázisbeli, zárójeles vagy zárójel nélküli formuláinak előállítására
- 2/1973 Вашкеви Иштван: Расчленение многосвязных промышленных процессов с помощью вычислительной машины
- 3/1973 Ádám György: A számítógépipar helyzete 1972 második felében
- 4/1973 Bányász Csilla: Identification in the Presence of Drift
- 5/1973[№] Gyürki J.-Laufer J.-Girnt M.-Somló J.: Optimalizáló adaptív szerszámgepirányítási rendszerek
- 6/1973 Szelke Erzsébet-Tóth Károly: Felhasználói Kézikönyv /USER MANUAL/ a Polytonos Rendszerek Szimulációjára készült ANDISIM programnyelvhez
- 7/1973 Legendi Tamás: A CHANGE nyelv/multiprocesszor
- 8/1973 Klafszyk Emil: Geometriai programozás és néhány alkalmazása
- 9/1973 R.Narasimhan: Picture Processing Using Pax
- 10/1973 Dibuz Ágoston-Gáspár János-Várszegi Sándor: MANU-WRAP hátlaphuzalozó. MSI-TESTER integrált áramköröket mérő, TESTOMAT-C logikai hálózatokat vizsgáló berendezések ismertetése
- 11/1973 Matolcsi Tamás: Az optimum-számítás egy új módszeréről
- 12/1973 Makroprocesszorok, programozási nyelvek. Cikkgyűjtemény az NJSZT és SZTAKI közös kiadásában. Szerkesztette: Legendi Tamás.
- 13/1973 Jedlovsky Pál: Új módszer bonyolult rektifikáló oszlopok vegyészmérnöki számítására
- 14/1973 Bakó András: MTA Kutatóintézeteinek bérszámfejtése számítógéppel
- 15/1973 Ádám György: Kelet-nyugati kapcsolatok a számítógépiparban

- 16/1973 Fidrich Ilona-Uzsoky Miklós: MIDI-72 lista-
kezelő rendszer a Digitális Osztályon, 1972.
évi változat
- 17/1974 Gyürki József: Adaptív termelésprogramozó
rendszer /APS/ termelő műhelyek irányítására
- 18/1974 Pikler Gyula: MINI-Számítógépes interaktív
alkatrészprogramíró rendszer NC szerszámgépek
automatikus programozásához
- 19/1974 Gertler, J.-Sedlak, J.: Software for process
control
- 20/1974 Vámos, T.-Vassy, Z.: Industrial Pattern
Recognition Experiment-A Syntax Aided Approach
- 21/1974 A KGST I.-15-1.: Diszkrét rendszerek automati-
kus tervezése c. témában 1973. februárban ren-
dezett szeminárium előadásai
- 22/1974 Arató, M.-Benczur, A.-Krákli, A.-Pergel, J.:
Stochastic Processes, Part I.
- 23/1974 Benkó Sándor-Renner Gábor: Erősen telített
mágneses körök számítógépes tervezési módszere
- 24/1974 Kovács György-Franta Lászlóné: Programcsomag
elektronikus berendezések hátlaphuzalozásának
tervezésére

A * -gal jelölt kivételével a sorozat kötetei megrendelhetők
az Intézet könyvtáránál /Budapest, I. Uri u. 49./

