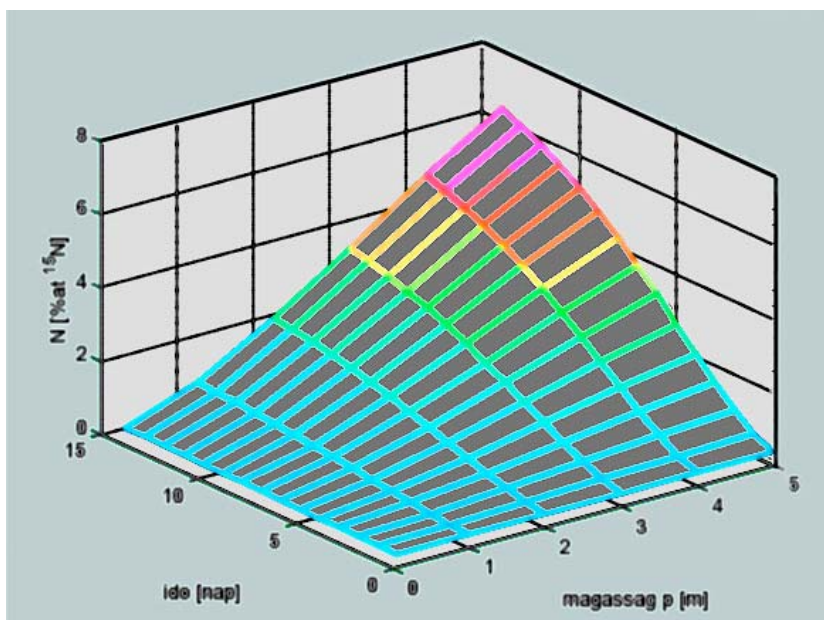


Műszaki szaktanulmányok

Sapientia Alapítvány -
Kutatási Programok Intézete



Szerkesztő: Köllő Gábor

Scientia Kiadó, 2002

TARTALOM

ELŐSZÓ	7
BARUCH ZOLTÁN FERENC Konfigurálható processzor megvalósítása FPGA áramkörökkel	9
DULF ÉVA HENRIETTA Robuszt vezérlés alkalmazása az izotópok szétválasztásának folyamataiban	37
GYENGE CSABA–VARGA ANDRÁS A korszerű versenyképes termékfejlesztés módszereinek alkalmazása az erdélyi műszaki és gazdasági viszonyokban	75
KAUCSÁR MÁRTON Számítógépes váltakozóáramú teljesítményvezérlés	121
KÖLLŐ GÁBOR–KOPENETZ LAJOS–ORBÁN ZSOLT Korszerű együttdolgozó acél–beton hídszerkezetek	167
SZABÓ LORÁND–DOBAI JENŐ BARNA–FÜLEKI MIKLÓS Moduláris felépítésű síkmozgású motor tervezése és szimulációja	211
A KÖTET SZERZŐI	273
ABSTRACTS	277
REZUMATE	282

ELŐSZÓ

A Sapientia Alapítvány – Kutatási Programok Intézetének tanulmánykötete az első pályázati kiírás nyertes pályaműveit tartalmazza, és Műszaki szaktanulmányok cím alatt bocsátjuk az e tudományok iránt érdeklődők rendelkezésére. A tanulmányok a műszaki tudományok különböző területét ölelik föl, úgymint: építéstudomány, számítástechnika, gépészet, villamosmérnöki tudományok. Tartalmát tekintve kötetünk tehát heterogén jellegű, de épp e változatos tartalom helyezi majd reményeink szerint az érdeklődés fókuszába. Ez a kötet egy sorozat első kiadványa és úgy gondoljuk, hogy egy folyamat kezdete. A Sapientia Alapítvány – Kutatási Programok Intézete a csoportos, és egyéni kutatási pályázatok kiírásával és a legjobb munkák megjelentetésével célul tűzte ki olyan tudományos műhelyek létrehozását és ezek köré a magyar ajkú kutatók tömörítését, amelyek/akik a kialakulóban lévő Erdélyi Magyar Tudományegyetem kutatási és oktatási bázisát képezik majd. Mivel ez a kötet a Bolyai-jubileum évében jelenik meg, ezzel a kiadvánnyal tisztelgünk nagy matematikusunk s talán legnagyobb tudósunk emléke előtt, és amit Ő megtett, a semmiből egy új más világot teremtvé, megpróbáljuk mi is.

Köllő Gábor

KONFIGURÁLHATÓ PROCESSZOR MEGVALÓSÍTÁSA FPGA ÁRAMKÖRÖKKEL

1. Bevezetés

A konfigurálható számítógépek vagy processzorok az előnyeik szempontjából egyrészt az ASIC (Application-Specific Integrated Circuit) áramkörök, másrészt a programozható processzorok között helyezkednek el. Az ASIC áramkörök a legmagasabb teljesítményt nyújtják, a flexibilitás és alkalmazkodóképesség feláldozásával. A programozható processzorok a legmagasabb flexibilitást biztosítják, a teljesítményük viszont alacsonyabb egy bizonyos alkalmazáshoz szabott megoldáshoz viszonyítva. A konfigurálható számítás biztosíthatja a magas számításigényű alkalmazások által követelt teljesítményt, megtartva ugyanakkor a programozható processzorok előnyeit.

Az alkalmazásokhoz szabott utasításkészletek, a specifikus I/O megoldások és az optimalizált kontroll lényegesen növelhetik a programozható processzorok teljesítményét (Wirthlin 1995). A programozható áramkörök megjelenése előtt egy processzor utasításkészletének módosítása egy írható vezérlő tárat és egy specifikus mikroprogramot igényelt egy bizonyos alkalmazás részére. A programozható áramkörök kiváló kivitelezési platformot biztosítanak az alkalmazásokra szabott vezérlőegységek részére, a gyors fejlesztési idő és az egyszerűsített tervezési folyamat miatt.

Egy FPGA (Field-Programmable Gate Array) áramkör logikai blokkokat és kapcsolási vonalakat tartalmaz. Az áramkör által végrehajtandó műveletek konfigurációbitek segítségével határozhatók meg, amelyek a különböző blokkok funkcióit és a blokkok közötti kapcsolatokat definiálják (Brown 1996). Az FPGA áramköröket eredetileg a maszkok által konfigurált kaputömbök alternatívájaként tervezték, abból a célból, hogy a felhasználó által „programozhatók” legyenek. A processzorokhoz hasonlóan, az FPGA áramkörök a gyártás után programozhatók abból a célból, hogy megoldjanak

bármilyen feladatot, amelyeket az áramkör erőforrásai lehetővé tesznek. Ez a programozhatóság különbözteti meg a processzorokat és FPGA áramköröket az alkalmazásokra szabott funkcionális egységektől, amelyek csak egy funkciót vagy kisszámú funkciót tudnak megvalósítani.

A jelenlegi FPGA áramkörök alkalmassá váltak a konfigurálható architektúrák megvalósítására. Ezt elsősorban az áramkörök nagyobb kapacitása és a rugalmasabb kapcsolási struktúrák tették lehetővé. Ugyanakkor a konfigurálási idő és a konfigurálási bitsorozatok nagysága jelentősen csökkent.

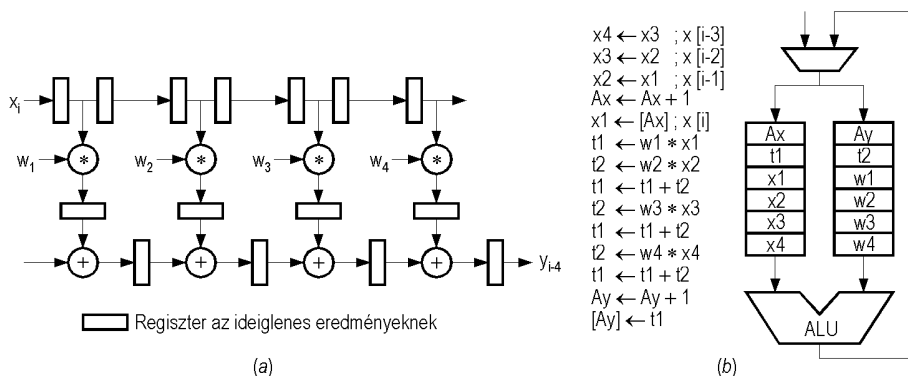
Ebben a tanulmányban a KonP nevű konfigurálható processzor tervezését és FPGA áramkörökkel történt kivitelezését írjuk le, amely egy általános processzor magját tartalmazza, de a felhasználó által kibővíthető abból a célból, hogy megfeleljen sajátos alkalmazásoknak. A kibővítés új utasítások vagy új funkcionális egységek hozzáadásával érhető el, az általános mag módosítása nélkül. Egy klasszikus processzor és egy konfigurálható architektúra egyesítése ugyanazon az áramkörön belül lehetővé teszi mindkét típus előnyeinek kihasználását. A klasszikus processzor szélesebb körű műveletek megoldását teszi lehetővé. Amikor a teljesítmény kevésbé fontos, a klasszikus processzor gyakran kevesebb számú tranzisztort igényel egy feladat megoldására. A konfigurálható architektúra viszont alkalmas egy bizonyos feladat kritikus részeinek a megoldására, amelyek nagy számításigényűek.

A következő fejezetben bemutatjuk a konfigurálható számítás problematikáját, a konfigurálható architektúrák főbb jellemzőit, taxonómiáját és az ebben a témában folyó kutatások jelenlegi helyzetét. A 3. fejezetben ismertetjük a KonP konfigurálható processzor általános struktúráját, az utasításkészletet, az utasítások végrehajtását és a vezérlőegységet. A 4. fejezetben leírjuk a KonP processzor kivitelezését, a felhasznált FPGA áramkört és tervezési rendszereket, valamint a processzor tesztelését. Végül az 5. fejezetben a tanulmány összefoglalását adjuk, majd ismertetjük a felhasznált szakirodalmat.

2. A konfigurálható számítás

2.1. Konfigurálható és programozható architektúrák

A hagyományos processzorok fő jellemzője, hogy programozhatók bármilyen számítási feladat megoldására. A konfigurálható architektúrák megtartják a számítás általános jellegét, de azt a processzoroktól eltérő módon szervezik meg. A hagyományos processzorok egy bizonyos funkciót a műveletek időbeli sorrendben történő végrehajtásával számítanak ki, regisztereket vagy memóriát használva fel az ideiglenes eredmények tárolására (1. ábra). A konfigurálható architektúrák egy funkciót általában az elemi operátorok vagy funkcionális egységek térbeli elhelyezésével és összekötésével valósítanak meg. Ezáltal lehetővé válik a párhuzamos feldolgozás, mivel az operátorok vagy funkcionális egységek egyszerre végezhetik el műveleteiket, ami a feldolgozási sebesség jelentős növelését eredményezi.



1. ábra

(a) Térbeli és (b) időbeli számítások

az $y_i = w_1 * x_i + w_2 * x_{i-1} + w_3 * x_{i-2} + w_4 * x_{i-3}$ kifejezés kiértékelésére

A különböző architektúrák összehasonlítására DeHon bevezette az utasítás „mélységét”, amely egy bizonyos feladat egyetlen iterációjának végrehajtására szükséges ciklusok számával van összefüggésben (DeHon 2000). Ha egy bonyolult, nagyszámú elemi műveletet igénylő feladat esetében egyetlen utasítást lehet kiadni minden ciklusban (ami tipikus a skaláris

processzoroknál), nagyszámú utasításciklus szükséges a feladat elvégzésére, ami mély utasítástárat igényel. Ellenkezőleg, olyan feladatnál, amelynek az adatfüggősége alacsony és a teljesítménykövetelménye magas, kevés utasításciklusra és egy kis dimenziójú utasítástárra lehet szükség akkor, ha térben elhelyezett számítási egységek megfelelő számban állnak rendelkezésre.

A konfigurálható architektúrák, mint például az FPGA áramkörök, számítási és összekapcsolási egységei általában egyetlen utasítást tudnak tárolni, mivel ugyanazt a műveletet végzik el minden ciklusban. Az utasítás ebben az esetben azon bit-készletet jelenti, amely a művelet egy ciklusát vezérli a programozható áramkörben. A programozható architektúrák, mint a processzorok, mély utasítástárat használnak. Az utasítás mélysége tehát fontos jellemző, ami megkülönbözteti egymástól a konfigurálható és programozható architektúrákat.

2.2. A számítási sűrűség

A számítási sűrűség egy bizonyos architektúra által végrehajtott bit-műveletek számát jelenti egy időterület-egységre viszonyítva (DeHon 2000). Egy konfigurálható architektúra, mint például egy FPGA áramkör, egyetlen ciklusban gyakran olyan számításokat tud elvégezni, amelyhez egy programozható architektúrának több száz ciklusra van szüksége. Az FPGA áramkörnek több ciklusnak megfelelő lappangási időre van szüksége, amíg az első eredmény rendelkezésre áll, de mivel a számításokat térben elhelyezett nagyszámú aktív egység segítségével végzi el és nem szekvenciálisan többször felhasználva kevés aktív egységet, jobb teljesítményt ér el.

A hagyományos processzorokhoz viszonyítva, az FPGA áramkörök magasabb számítási sűrűségének legfontosabb okai a következők:

- Egy FPGA áramkör esetében több aktív számítási egységet lehet elhelyezni ugyanazon a területen, ezért a párhuzamos feldolgozás lehetősége nagyobb.
- Az FPGA áramköröknél a műveleteket bit felbontási szinten lehet vezérelni, míg a processzoroknál az operátorokat csak egy szó felbontási szintjén lehet vezérelni. Ezért a processzorok gyakran a számítási kapacitásuk egy részét elvesztik, amikor egy szónál kisebb szélességű adatokat dolgoznak fel.

Összehasonlításképpen vegyük az Alpha 21164 processzort és a Xilinx XC4085XL FPGA áramkört. Mindkét áramkör 0,35 mikronos CMOS technológiával készült. Az Alpha processzor két 64 bites aritmetikai-logikai egységet tartalmaz és 433 MHz-es frekvencián működik. Következésképpen maximum 2×64 bites műveletet tud elvégezni egy ciklusban, tehát 2,3 ns idő alatt. A maximális elméleti teljesítmény tehát 55,7 bit-művelet per ns. A Xilinx XC4085XL FPGA áramkör 3.136 konfigurálható logikai blokkot tartalmaz és a minimális ciklusidő 4,6 ns. Az FPGA áramkör számítási sűrűsége 3.136 bit-művelet per 4,6 ns, vagy 682 bit-művelet per ns, ami egy nagyságrenddel magasabb az azonos technológiával készült processzor számítási sűrűségéhez viszonyítva.

Abban az esetben, amikor egy feladat kis bitszámú adatok feldolgozását igényli, de a processzor nagy szélességű aritmetikai és logikai egységet tartalmaz, a processzor számítási kapacitásának csak egy töredéke van kihasználva. Például egy 8 bites adatokat feldolgozó 64 bites architektúra a kapacitásának csak a nyolcadát érheti el. Mivel a konfigurálható architektúrák bit-szinten vezérelhetők, az említett probléma ezeknél nem áll fenn. Következésképpen kis bitszámú adatok feldolgozásánál a konfigurálható architektúrák egy második nagyságrenddel nagyobb teljesítményt érhetnek el a programozható architektúrákhoz viszonyítva.

A konfigurálható architektúrák hátránya az, hogy ugyanazt a műveletet kell végrehajtaniuk minden ciklusban azért, hogy a számítási sűrűségük magas legyen. A programozható architektúrák ellenben viszonylag nagy kapacitású gyorsító tárakat tartalmaznak az utasítások és adatok részére, ezért számos különböző műveletet tudnak végrehajtani anélkül, hogy számítási sűrűségük csökkenne.

Az előbbiek szerint leszögezhető az, hogy olyan feladatok esetében, amelyek magas teljesítményt igényelnek és szabályos számításokat tartalmaznak, előnyösebb a konfigurálható architektúrák használata. Ilyen esetekben a szükséges teljesítmény alacsonyabb áron érhető el, mint a programozható architektúrákkal. Amikor egy bizonyos feladat nagyszámú és nem gyakori számításokat igényel, vagy nem igényel magas teljesítményt, előnyösebb a programozható architektúrák használata.

A „90/10 szabály” szerint egy program futási idejének 90 százalékát a kód 10 százaléka használja fel. A szabály azt tükrözi, hogy egy feladatnak csak kis részei idézik elő a futási idő jelentősebb növelését. Ezért előnyösek azok a vegyes konfigurációk, amelyek egy processzort kapcsolnak össze egy konfigurálható áramkörrel. Ez az áramkör végezheti el az alkalmazás számításigényes részeit (a kód 10 százalékát, a számítások 90 százalékát), míg

a processzor az alkalmazás kevésbé kritikus részeit hajtja végre (a kód 90 százalékát, a számítások 10 százalékát).

2.3. A konfigurálható architektúrák jellemzői

A konfigurálható architektúrák lényegében nagyszámú számítási egységet tartalmaznak, amelyek egy konfigurálható hálózattal vannak összekapcsolva. Az egyes számítási egységek által végrehajtott művelet és a kapcsolási struktúra is konfigurálható. A konfigurálható architektúrák és a klasszikus processzorok közötti fontosabb különbségek, amelyek az előbbiekre jellemzői is, a következők:

- Az utasítások elosztása: Ahelyett, hogy egy új utasítás a központi tárból legyen kiolvasva és a funkcionális egységeknek szétosztva minden óraciklusban, az utasítás helyileg van konfigurálva. Az utasítás tehát egy helyi tárból van kiolvasva, amely konfigurációs kontextusokat tartalmaz.
- A részleges eredmények útvonalának térbeli kijelölése: Amennyiben a rendelkezésre álló hely lehetővé teszi, a részleges eredményeket párhuzamosan irányítják a termelő funkciótól a felhasználó funkcióig. A klasszikus processzorok esetében a kommunikáció egy központi erőforráson keresztül történik, mint például a regiszterkészlet, a központi tár vagy egy helyi gyorsító tár.
- Nagyobb számú, külön programozható konstruktív blokk: A nagyszámú blokk több művelet elvégzését teszi lehetővé egy időegységben.
- Szétosztott erőforrások: Az erőforrások (a tár, az összekapcsolási hálózat és a funkcionális egységek) elosztottak és szükség szerint konfigurálhatók, ahelyett, hogy központosítottak lennének. A független helyi hozzáférés lehetővé teszi a nagy sávsebességet és nagymértékben kiküszöböli az útszűkítéseket.

2.4. A konfigurálható architektúrák taxonómiája

Az SRAM memóriákra alapuló FPGA áramkörök újraprogramozható lehetőségei megteremtették az újrakonfigurálható számítás paradigmáját. Ez a paradigma számos új lehetőséget nyitott az alkalmazások részére: az utasítások dinamikus feltöltését, vagy a konfiguráció valós időben történő megváltoztatását abban az esetben, ha a hardver-erőforrások elégtelenek. A valós idejű újrakonfigurálás azonban nagyon magas adatátviteli sebességet igényel, amely meghaladhatja a 10 Gbit/s értéket. Ennek a hátránynak a kiküszöbölésére irányuló próbálkozások vezettek a különféle újrakonfigurálási sablonok megjelenésére. E sablonok szerint nevezték el a fontosabb konfigurálható architektúrákat: egy-kontextusú, több-kontextusú és részlegesen újrakonfigurálható (Guccione 1995).

Az egy-kontextusú architektúrák globális újrakonfigurálást igényelnek, bármilyen kis mennyiségű konfiguráció-információ megváltoztatására. Egy ilyen architektúra esetében az újrakonfigurálási sebesség nagyon lassú.

A több-kontextusú architektúrák több réteg konfiguráció-információt tárolnak; minden réteg egy kontextusnak felel meg. Egy adott pillanatban csak egy kontextus aktív. Lehetőség van a kontextus megváltoztatására rendkívül nagy sebességgel. Mivel a konfigurációs tár minden rétege egymástól független módon írható, az aktív konfigurációs réteg által definiált áramkör folytathatja működését a többi réteg újrakonfigurálása közben.

A részlegesen újrakonfigurálható architektúrákban biztosított a szelektív újrakonfigurálás lehetősége. Az architektúra azon részei, amelyek nincsenek újrakonfigurálva, folytathatják működésüket.

2.5. A konfigurálható architektúrák alkalmazásai

A konfigurálható architektúrákat több téren használták fel az alkalmazások által igényelt számítások gyorsítására. Az elért teljesítmények jelentősek, és gyakran egy vagy két nagyságrenddel jobbak, mint a processzorokkal megvalósított változatok teljesítményei. Például a Supercomputer Research Center Splash és Splash-2 konfigurálható gyorsítói a DNS szekvencia-összeillesztő rutinokat több mint két nagyságrenddel gyorsabban futtatják, mint a CM-2 és Cray-2 szuperszámítógépek, és három nagyságrenddel gyorsabban, mint a Sparcstation munkaállomások (DeHon 2000).

A digitális jelfeldolgozás terén, Xilinx és Altera FPGA áramkörökkel megvalósított szűrők egy nagyságrenddel gyorsabbak, mint a digitális jelfeldolgozó (DSP) processzorok (Knapp 1998). Az integrált áramkörök tervezői FPGA áramkörökkel megvalósított emulációs rendszereket használnak a modern mikroprocesszorok szimulálására.

A következőkben néhány konfigurálható architektúrát ismertetünk röviden, amelyeket különféle alkalmazásokra fejlesztettek ki: videóképfeldolgozás, általános programok gyorsítása, multimédia-alkalmazások, nagy számításigényű alkalmazások.

A Sonic architektúra egy konfigurálható rendszer, amelyet valós idejű videó-képfeldolgozásra fejlesztettek ki (Haynes 2000). A rendszerrel különféle algoritmusok gyorsítása lehetséges, mint a kétdimenziójú lineáris transzformációk, szűrések és más videóeffektusok. A Sonic rendszer rugalmas architektúrája konfigurálható számítási egységeket tartalmaz, amelyeknek a neve Plug-In Processing Element (PIPE). Ezek az egységek egy osztott, globális PIPE sínnel és több PIPEflow sínnel vannak összekötve. A rendszer a globális PIPE sínt a képek gyors átadására, paraméterek átadására és a PIPE egységek konfigurálására használja fel. A PIPEflow síneket az architektúra a pipeline-típusú műveletekre használja fel. A Sonic kihasználja a videóképek feldolgozását végző algoritmusokban jelenlevő térbeli és időbeli párhuzamosságot. Az olyan alkalmazások gyorsítására, amelyeket eredetileg nem egy konfigurálható számítógépre írtak, a rendszer szoftver-csatlakozókat használ. Egy szoftver-csatlakozó egy olyan programrészlet, amelyet egy alkalmazás kibővítésére fejlesztenek ki, az eredeti alkalmazás módosítása nélkül. A csatlakozóknak egy jól definiált interfészük van, amely leírja az alkalmazás funkcióját és az adatok átadását az alkalmazás és a csatlakozó között. Az alkalmazás szükség szerint hívhat különböző csatlakozókat, például szűrőket vagy speciális effektusokat. A rendszer újrakonfigurálhatja ugyanazt a hardvert különböző csatlakozók megvalósítására.

A Garp architektúrát az általános célú programokban található hurkok gyorsítására fejlesztették ki (Callahan 2000). Ez az architektúra egy MIPS processzort és újrakonfigurálható hardvert tartalmaz. Az újrakonfigurálható hardver társprocesszorként kapcsolódik a fő MIPS processzorhoz. A két rész közötti adatátvitelt a processzor explicit adatmozgató utasításaival lehet elvégezni. Más utasítások lehetővé teszik a társprocesszor konfigurációjának feltöltését és a megfelelő számítások végrehajtását. Amikor a fő processzor programjában egy olyan programhurok végrehajtására kerül sor, amelyet gyorsítani kell, a processzor feltölti a megfelelő konfigurációt a

társprocesszorba. Ezt követően a processzor átmásolja a szükséges adatokat a konfigurálható hardver regisztereibe, majd elindítja a számítások végrehajtását. Amikor a számítások befejeződtek, a processzor átmásolja az eredményeket a konfigurálható hardver regisztereiből. A konfigurálási idő csökkentésére a hardver egy konfigurációs gyorsító-tárat használ, amely a frissen kiszorított konfigurációkat tartalmazza. A rendszerhez kifejlesztettek egy C fordítóprogramot is, amely felismeri a gyorsításra kerülő programhurkokat, elvégzi a konfigurálható áramkör szintézisét és generálja a konfigurálási adatokat.

Egy másik (fejlesztés alatt álló) konfigurálható architektúra a PipeRench, amelyhez egy speciális integrált áramkör és egy fordítóprogram tartozik. Más megoldásoktól eltérően, a PipeRench architektúra nem FPGA áramköröket használ (Goldstein 2000). Ezzel kiküszöböli az FPGA áramkörök hátrányait, mivel ezeket az áramköröket logikai elemek helyettesítésére és nem kimondottan számításokra fejlesztették ki. A PipeRench architektúra elsősorban multimédia-alkalmazásokra előnyös. Egy digitális jelfeldolgozó processzorral, egy mikrokontrollerrel vagy egy általános processzorral kombinálva a PipeRench architektúra ki tudja elégíteni egy alkalmazás számítási igényeit, alkalmazásra szabott ASIC áramkörök nélkül. A PipeRench egy pipeline típusú újrakonfigurálási technikát használ, amely lehetővé teszi egy nagyméretű konfiguráció telepítését egy kisebb méretű áramkörre, az áramkör gyors újrakonfigurálása segítségével. Ez a technika egy statikus konfigurációt több részre oszt fel, amelyek megfelelnek az alkalmazás pipeline szakaszainak. A különböző szakaszok egyenként kerülnek feltöltésre, egy-egy óraciklusban. Ezáltal a megfelelő számítás elvégezhető, annak ellenére, hogy a teljes konfiguráció soha nincs megvalósítva egy adott pillanatban. Mivel bizonyos szakaszok konfigurálása a többi szakasz által végrehajtott számításokkal egyszerre történik, az ismételt újrakonfigurálás nem rontja a rendszer teljesítményét.

A RaPiD architektúrát nagy számításigényű alkalmazásokhoz fejlesztették ki, mint például a digitális jelfeldolgozó (DSP) alkalmazások. A RaPiD egy speciális FPGA architektúra, amely pipeline típusú adatútvonalak felépítését teszi lehetővé dinamikusan aritmetikai-logikai egységekből, regiszterekből és helyi tárákból (Ebeling 1996). Az architektúra célja, hogy az elvégzendő számításokból a fordítóprogram nemcsak egy alkalmazásra szabott adatútvonalat, hanem egy megfelelő vezérlőprogramot is generáljon. A vezérlőprogram az adatútvonal működését statikus és dinamikus vezérlőjelek segítségével vezéri. A statikus vezérlőjelek az adatútvonal struktúráját határozzák meg, amely állandó marad egy bizonyos alkalmaz-

zásnál. A dinamikus vezérlőjelek ciklusról ciklusra változhatnak és meghatározzák a végrehajtandó műveleteket és a felhasznált adatokat. A létrehozott adatútvonalak lineáris tömbökbe rendezett funkcionális egységekből állnak, amelyek a szomszédos egységekkel kommunikálnak. A RaPiD architektúra nem előnyös olyan alkalmazásokra, amelyek nem strukturáltak, nem ismétlődők, vagy amelyeknek a vezérlő folyamata szorosan függ az adatoktól.

A DISC (Dynamic Instruction Set Computer) egy részlegesen újrakonfigurálható FPGA áramkörrel megvalósított architektúra, amelynek minden utasítását egy független modul hajtja végre (Wirthlin 1995). A különböző modulok konfigurációit az alkalmazási program szüksége szerint lehet feltölteni az FPGA áramkörbe, a tárkezelésnél használt oldalazási technikához hasonlóan. A hardver korlátozásainak kiküszöbölése végett a kevésbé használt utasítások moduljait dinamikusan lehet kicserélni a használt utasítások moduljaival. Az architektúra egy globális vezérlőt tartalmaz, amely állandóan az FPGA áramkörben marad. A DISC architektúra az áttelepíthető hardver technikáját használja, amely lehetővé teszi a részleges konfigurációk elhelyezését az FPGA áramkörben a rendelkezésre álló szabad terület függvényében. Ennek érdekében az utasítások moduljait úgy tervezték, hogy azokat az áramkör több részére lehessen elhelyezni. Az áttelepíthető hardver egy globális kontextus segítségével valósul meg. Ez a kontextus fizikai telepítési pozíciókat és egy kommunikációs hálózatot biztosít a modulok részére. A globális kontextus a rendelkezésre álló hardvert tömbökre osztja fel, ahol minden tömb egy potenciális telepítési helyet jelent. A kommunikációs hálózat minden telepítési helyen biztosítja van annak érdekében, hogy megfelelő kommunikáció jöhesse létre a globális vezérlő és az utasításmodulok között.

3. A KonP konfigurálható processzor tervezése

Ebben a fejezetben a KonP konfigurálható processzor tervezését mutatjuk be. A processzor egy állandó részből és egy alkalmazás szerint kialakítható struktúrából áll. Az állandó rész lehetővé teszi egyszerű alkalmazások megoldását a meglévő segédforrások módosítása nélkül. A konfigurálható részt a felhasználó határozza meg a végrehajtandó feladat igényei szerint. Ez a rész egy bizonyos alkalmazásra szabott funkcionális blokkokat tartalmaz, amelyeket speciális utasítások működtetnek.

A processzor tervezése a VHDL hardverleíró nyelv és az Active-HDL CAD rendszer segítségével történt. A kivitelezéshez egy Xilinx FPGA áramkört használtunk, a szintézist és telepítést pedig az FPGA Express és a Xilinx Foundation Series programcsomagokkal valósítottuk meg.

3.1. A KonP processzor jellemzői

A tervezett processzor főbb jellemzői a következők:

- 16 bites külső adatsín és 12 bites címsín;
- a belső tár kapacitása maximum 4096, egyenként 16 bites szó;
- négy, 16 bites, általános regiszter: R0, R1, R2 és R3;
- három állapotbit: S (előjel), Z (zéró) és C (átvitel);
- „Load/Store” típusú architektúra, amelyben az adatok feldolgozása a regiszterekben történik;
- direkt és regiszter indirekt címezési módok;
- a belső tár részét képező veremtár;
- kibővíthető utasításkészlet és címezési módok;
- ki/bemenő egység, amely 64 perifériaregiszter címezését és megszakítások kezelését teszi lehetővé;
- a processzor telepítésére a Xilinx cég Virtex családjába tartozó XCV600E típusú FPGA áramkört használtuk.

3.2. Külső jelek

A KonP processzor külső jeleit az 1. táblázatban mutatjuk be. Az In típus bemenő jelet, az Out kimenő jelet, az Inout pedig kétirányú adatjelet ábrázol. Minden jel logikai 1-ben aktív.

A processzor három sít tartalmaz: egy 16 bites adatsínt (DBUS), egy 12 bites címsínt (ABUS) és egy 8 bites B/K sít (IOBUS). Ezek a sínek a processzor külső termináljaira vannak kötve és lehetővé teszik egy külső tár vagy perifériaregiszterek csatlakoztatását. A B/K regiszterek címtartománya különálló a tár címtartományától.

A programból elérhető regiszterkészlet a 16 bites R0, R1, R2 és R3 regiszterekből áll. E regisztereken kívül több olyan regiszter létezik, amely a programozó számára nem látható. Ezek közé tartozik a 12 bites programszámláló (PC), a 12 bites veremtármutató (SP), a 16 bites utasításregiszter (IR), a 16 bites címregiszter (AR) és a két, 16–16 bites, ideiglenes regiszter (TEMP1, TEMP2). A programszámláló a végrehajtásra következő utasítás címét tartalmazza. A veremtármutató a veremtárba utolsónak megmentett szó címét tartalmazza. A verem alacsonyabb címek felé nő. A veremtár a szubrutinok és megszakítások visszatérési címének megmentésére, valamint a regiszterek tartalmának megmentésére használható. Rendszerindításkor a programszámláló a 000h értékre, míg a veremtármutató az FF0h értékre állítódik.

Az utasításregiszter a végrehajtás alatt levő utasítást tartalmazza. Ezt a regisztert az utasításdekódoló használja, amely a megfelelő jeleket szolgáltatja a vezérlőegységnek. A címregisztert a processzor a tár címzésére használja. A két ideiglenes regisztert az aritmetikai és logikai műveleteket végző utasítások használják.

Az aritmetikai és logikai egység (ALU) egyszerű műveleteket végez, mint az összeadás, kivonás, inkrementálás, dekrementálás, logikai AND, logikai OR és logikai exkluzív OR. Ugyancsak az aritmetikai és logikai egység végzi el a következő léptető műveleteket (egy pozícióval): logikai/aritmetikai léptetés balra, logikai léptetés jobbra és aritmetikai léptetés jobbra. Minden aritmetikai, logikai és léptető művelet beállítja az S, Z és C állapotbiteket.

A vezérlőegység kezdeményez és irányít minden adatátvitelt és adatfeldolgozást. Ez az egység választja ki a belső sínek adatforrását, az adatátvitel rendeltetési helyét, valamint a végrehajtandó műveletet. Például a vezérlőegység aktiválja a tár vezérlőjeleit (mem_en, we), vagy kiválasztja az aritmetikai és logikai egység által végrehajtandó műveletet. Minden adatátvitel a rendszer órajelével szinkronizált.

A megszakítások kezelésére a processzor az INTE és IRQ bistabilokat használja. Az INTE bistabilt programból lehet beállítani, a megszakítások engedélyezésére (INTE = 1) vagy letiltására (INTE = 0). Amikor egy külső egység megszakításkérést generál, az IRQ bistabil logikai 1-re állítódik.

3.4. Utasításkészlet és az utasítások formátuma

A KonP processzor utasításainak legnagyobb része egy-egy 16 bites szót foglal el, a JMP és CALL utasítások kivételével, amelyek két-két szót foglalnak el. A kódolás szempontjából az utasításokat a következő kategóriákba osztottuk: „load/store” utasítások, adatátviteli utasítások, aritmetikai/logikai utasítások, ugróutasítások és különféle utasítások. Annak ellenére, hogy a „load/store” utasítások is adatátvitelt végeznek, külön kategóriába soroltuk őket, mivel kódolásuk különböző.

Ezeket a kategóriákat külön táblázatokban mutatjuk be. Minden táblázat tartalmazza az utasítás mnemonikusát, formátumát, szimbolikus leírását és a szükséges óraciklusok számát. A táblázatokban a következő rövidítéseket használtuk:

cr	2 biten kódolt célregiszter (00: R0; 01: R1; 10: R2; 11: R3)
fr	2 biten kódolt forrásregiszter
cím12	12 bites tárcím
M [cím12]	a cím12 című tárrekesz tartalma
érték12	12 bites közvetlen érték
rcím8	8 bites relatív cím
port6	6 bites B/K regiszter (port) cím
[port6]	a port6 című B/K regiszter tartalma

A 2. táblázat a „load/store” utasításokat tartalmazza.

2. táblázat. „Load/store” utasítások

Mnemonikus	Formátum	Szimbolikus leírás	Óraciklusok
LD cr, cím12	00 cr cím12	$cr \leftarrow M[cím12]$	4
LDIM cr, #érték12	01 cr érték12	$cr \leftarrow érték12$	3
ST cím12, fr	10 fr cím12	$M[cím12] \leftarrow fr$	4

Az LD és ST utasítások direkt címezési módot használnak; ezeknél az utasítás-szó alacsonyabb helyértékű 12 bitje a tárcímet tartalmazza. Az LDIM az egyetlen utasítás, amely közvetlen címezési módot használ; az utasítás-szó alsó 12 bitje a regiszterbe töltendő értéket tartalmazza.

A 3. táblázat az adatátviteli utasításokat mutatja be.

3. táblázat. Adatátviteli utasítások

Mnemonikus	Formátum	Szimbolikus leírás	Óraciklusok
LD cr, fr	1100 0000 cr fr xxxx	$cr \leftarrow fr$	4
LDI cr, (fr)	1100 0001 cr fr xxxx	$cr \leftarrow M[fr]$	4
STI (cr), fr	1100 0010 cr fr xxxx	$M[cr] \leftarrow fr$	4
PUSH fr	1100 0011 fr xx xxxx	$SP \leftarrow SP-1; M[SP] \leftarrow fr$	5
POP cr	1100 0100 cr xx xxxx	$cr \leftarrow M[SP]; SP \leftarrow SP+1$	4
IN cr, port6	1100 0101 cr port6	$cr \leftarrow [port6]$	4
OUT port6, fr	1100 0110 fr port6	$[port6] \leftarrow fr$	4

Az LD utasítás a 3. táblázatban található változata két regiszter közötti adatátvitelt tesz lehetővé. Az LDI és STI utasítások az LD és ST utasítások indirekt címzési módot használó megfelelői. Az indirekt címet a megadott általános regiszter tartalmazza. A PUSH utasítás a megadott regiszter tartalmát írja a veremtárba, míg a POP utasítás a verem csúcsán található szót olvassa ki és tölti be a megadott regiszterbe. Az IN és OUT utasítások a bemeneti, illetve a kimeneti kommunikációt biztosítják a megadott című perifériaregiszterrel. Az adatátviteli utasítások nem módosítják az állapotbiteket.

A 4. táblázatban az aritmetikai és logikai utasításokat mutatjuk be.

4. táblázat. Aritmetikai és logikai utasítások

Mnemonikus	Formátum	Szimbolikus leírás	Óraciklusok
ADD cr, fr	1101 0000 cr fr xxxx	$cr \leftarrow cr + fr$	5
SUB cr, fr	1101 0001 cr fr xxxx	$cr \leftarrow cr - fr$	5
INC cr	1101 0010 cr xx xxxx	$cr \leftarrow cr + 1$	5
DEC cr	1101 0011 cr xx xxxx	$cr \leftarrow cr - 1$	5
SHL cr	1101 0100 cr xx xxxx	$cr \leftarrow cr \ll 1$	5
SHR cr	1101 0101 cr xx xxxx	$cr \leftarrow cr \gg 1$	5
SHRA cr	1101 0110 cr xx xxxx	$cr \leftarrow cr \ggg 1$	5
AND cr, fr	1101 0111 cr fr xxxx	$cr \leftarrow cr \text{ and } fr$	5
OR cr, fr	1101 1000 cr fr xxxx	$cr \leftarrow cr \text{ or } fr$	5
XOR cr, fr	1101 1001 cr fr xxxx	$cr \leftarrow cr \text{ xor } fr$	5

Az aritmetikai és logikai utasítások az eredménytől függően állítják be az állapotbiteket (S, Z, C). A logikai utasítások a C átvitelbitet mindig törlik. Azoknál az utasításoknál, amelyek két regisztert használnak, az első megadott regiszter a művelet előtt az első operandust, míg a művelet után az eredményt tartalmazza. A második regiszter a második operandust tartalmazza, a művelet előtt és után is. Az ADD és SUB utasítások két regiszter tartalmának összeadását, illetve kivonását végzik el. Az INC és DEC utasítások a megadott regiszter tartalmát 1-gyel növelik, illetve csökkentik. Az SHL és SHR utasítások logikai léptetést végeznek 1 pozícióval balra, illetve jobbra. Az SHRA utasítás aritmetikai léptetést végez 1 pozícióval jobbra; ebben az esetben a művelet után a 15-ös bit a regiszter eredeti tartalmának előjele szerint állítódik be. Az AND, OR és XOR utasítások a megfelelő logikai műveletet végzik el két regiszter között.

Az ugróutasításokat az 5. táblázatban mutatjuk be.

5. táblázat. Ugróutasítások

Mnemonikus	Formátum	Szimbolikus leírás	Óraciklusok
JZ rcím8	1110 0000 rcím8	if Z=1 then $PC \leftarrow PC + \text{rcím8}$	4
JNZ rcím8	1110 0001 rcím8	if Z=0 then $PC \leftarrow PC + \text{rcím8}$	4
JC rcím8	1110 0010 rcím8	if C=1 then $PC \leftarrow PC + \text{rcím8}$	4
JNC rcím8	1110 0011 rcím8	if C=0 then $PC \leftarrow PC + \text{rcím8}$	4
JS rcím8	1110 0100 rcím8	if S=1 then $PC \leftarrow PC + \text{rcím8}$	4
JNS rcím8	1110 0101 rcím8	if S=0 then $PC \leftarrow PC + \text{rcím8}$	4
JMP cím12	1110 0110 xxxx xxxx xxxx cím12	$PC \leftarrow \text{cím12}$	4
CALL cím12	1110 0111 xxxx xxxx xxxx cím12	$SP \leftarrow SP - 1$; $M[SP] \leftarrow PC$; $PC \leftarrow \text{cím12}$	6

A feltételes ugróutasítások (JZ, JNZ, JC, JNC, JS, JNS) relatív címzést használnak. Ezen utasítások kódjának alsó 8 bite a PC regiszter tartalmától számított pozitív vagy negatív relatív címét tartalmazza, kettes komplementes ábrázolásban. Így tehát az ugrási távolság -128 és $+127$ között lehet. A JMP feltétel nélküli ugróutasításnál és a CALL szubrutinhívó utasításnál a második szó alsó 12 bite az ugrás vagy a szubrutin abszolút címét tartalmazza. A CALL utasítás a veremtárba menti meg a visszatérési címet.

Végül a 6. táblázatban a különféle utasításokat foglaltuk össze.

6. táblázat. Különféle utasítások

Mnemonikus	Formátum	Szimbolikus leírás	Óraciklusok
RET	1110 1000 xxxx xxxx	$PC \leftarrow M[SP]; SP \leftarrow SP+1$	4
CLC	1110 1001 xxxx xxxx	$C \leftarrow 0$	3
STC	1110 1010 xxxx xxxx	$C \leftarrow 1$	3
EI	1110 1011 xxxx xxxx	$INTE \leftarrow 1$	3
DI	1110 1100 xxxx xxxx	$INTE \leftarrow 0$	3
NOP	1110 1101 xxxx xxxx	Nincs művelet	3
HALT	1110 1110 xxxx xxxx	$halt \leftarrow 1$	3

A RET utasítás a visszatérést biztosítja egy szubrutinból vagy egy megszakítást kezelő rutinból. Ez az utasítás a veremtár csúcsáról veszi ki a visszatérési címet, amit a CALL utasítás vagy a megszakítás jel aktiválásakor a processzor mentett meg. A CLC és STC utasítások a C átvitelbitet állítják be 0-ra, illetve 1-re. Az EI utasítás a megszakításokat engedélyezi, míg a DI utasítás a megszakításokat tiltja. Ezek az utasítások az INTE bistabilt állítják be, amely a megszakításrendszer állapotát mutatja. A HALT utasítás logikai 1-re állítja a halt jelet, ami a program végét jelzi.

Az 1111-gyel kezdődő utasításkódok a felhasználó által definiált utasításoknak vannak fenntartva.

3.5. Az utasítások végrehajtása

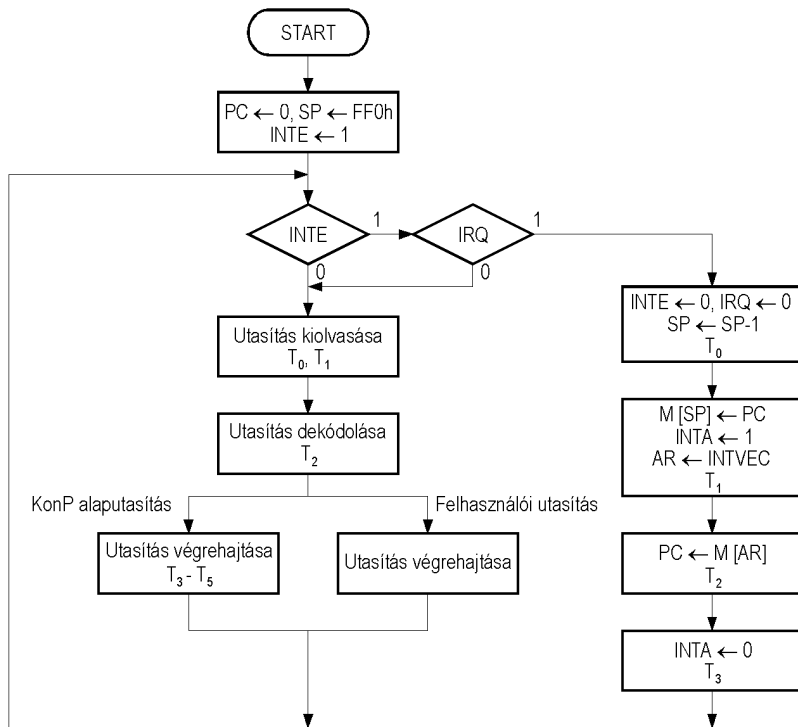
A KonP processzor utasításainak végrehajtására minimum 3 és maximum 6 óraciklus szükséges. Ezeket az óraciklusokat T_0 , T_1 , T_2 , T_3 , T_4 és T_5 -tel jelöljük. Az utasításciklus három fázisból áll, amelyek a következők:

1. Az utasítás kiolvasása a tárból és betöltése az utasítás-regiszterbe két ciklust igényel. A T_0 ciklusban a következő utasítás címe a címsínre kerül. A T_1 ciklusban a megcímezett szó az IR regiszterbe töltődik.
2. Az utasítás dekódolása a T_2 ciklusban történik.
3. Az utasítás által igényelt műveletek végrehajtása a következő egy, két vagy három ciklusban történik, az utasítástól függően.

Az egyes ciklusokban a végrehajtandó műveleteken kívül olyan elemi műveletek is végrehajtásra kerülnek, amelyek előkészítik a következő ciklus műveleteit. Ezekre a ciklusok jobb kihasználása érdekében van szükség (Salcic 1999).

A KonP processzor egy egyszerű megszakítási mechanizmust is biztosít, amely lehetővé teszi a megszakítások alapján működő külső egységek kapcsolását a processzorhoz. Egy megszakításkérés tesztelése minden utasítás végrehajtása előtt történik. Ha a megszakítások engedélyezettek ($INTE = 1$) és egy megszakításkérés érkezett ($IRQ = 1$), a processzor egy megszakítási ciklust kezd végrehajtani, amely négy óraciklusból áll. A T_0 ciklusban a processzor 1-gyel csökkenti az SP regiszter tartalmát és megtiltja újabb megszakítások elfogadását az $INTE$ bistabil törlésével. A megszakításrendszer aktiválása a programozó feladata. Ugyancsak a T_0 ciklusban a processzor törli az IRQ bistabilt, megengedve ezáltal újabb megszakításkérések tárolását. A T_1 ciklusban a processzor a PC regiszter tartalmát a veremtárba menti és aktiválja az $inta$ jelet, amellyel nyugtázza a megszakításkérést. A kiszolgálórutin végrehajtásának előkészítésére a processzor a címregiszterbe tölti egy speciális tárrekesz címét, amely a megszakításvektort tartalmazza. A megszakításvektor a kiszolgálórutin első utasításának címét jelenti. A T_2 ciklusban a megszakításvektor a PC regiszterbe kerül, majd végül a T_3 ciklusban a processzor alapállapotba hozza az $inta$ jelet. Az $inta$ jel tehát a T_1 és T_3 ciklusok között aktív. A következő végrehajtott utasítás a kiszolgálórutin első utasítása lesz. A kiszolgálórutin egy RET utasítással kell végződjön, amely lehetővé teszi a megszakított program folytatását.

Az utasítások végrehajtásának folyamatát, beleértve a normális utasítások végrehajtását és a megszakítási ciklust, a 3. ábrán szemléltetjük.



3. ábra

Az utasítások végrehajtását szemléltető folyamatábra

A következőkben részletesebben leírjuk a normális utasítás-végrehajtás első két ciklusának elemi műveleteit, amelyek ugyanazok minden utasításnál, majd példákkal szemléltetjük néhány utasítás által a többi ciklusban végrehajtott műveleteket. A T_0 ciklusban a processzor a PC regiszter tartalmát a címsínre teszi. Az adatsín magas impedanciájú állapotba kerül, ezzel előkészítve a sín átadását a tárnak. Ugyanakkor a processzor beállítja a tár kiolvasására szükséges `mem_en` és `we` jeleket. A T_0 ciklusban végrehajtott elemi műveletek a következőképpen írhatók le:

$$\begin{aligned}
 T_0 \cdot (\overline{INTE} + INTE \cdot \overline{IRQ}) : & \quad ABUS \leftarrow PC; DBUS \leftarrow 'Z'; \\
 T_0 \cdot (\overline{INTE} + INTE \cdot \overline{IRQ}) : & \quad mem_en \leftarrow '1'; we \leftarrow '0'.
 \end{aligned}$$

A T_1 ciklusban, ha a tár aktiválta a `ready` jelet, amely az adatok érvényességét jelzi, a processzor beírja az adatsín tartalmát az IR regiszterbe és

alapállapotba állítja a mem_en jelet. Ugyanebben a ciklusban a processzor előkészíti a PC regisztert a következő utasítás kiolvasására. A T_1 ciklusban végrehajtott elemi műveletek tehát a következők:

$$T_1 \cdot ready \cdot (\overline{INTE} + INTE \cdot \overline{IRQ}) : \quad IR \leftarrow DBUS; PC \leftarrow PC + 1;$$

$$T_1 \cdot ready \cdot (\overline{INTE} + INTE \cdot \overline{IRQ}) : \quad mem_en \leftarrow '0'.$$

A T_2 ciklusban a processzor dekódolja az IR regiszterben található utasítást. Ha az IR regiszter magasabb helyértékű 4 bitje 1111, a felhasználó által definiált utasításról van szó. Ellenkező esetben az elemzett utasítás a KonP processzor egy alaputasítása, és ennek további dekódolására kerül sor. Ugyancsak a T_2 ciklusban a processzor előkészíti az utasítás végrehajtását a következő ciklusokra. A T_2 ciklusban tehát az utasítás tulajdonképeni végrehajtása is megkezdődik. A 7. táblázatban az adatátviteli utasítások végrehajtásához elvégzett elemi műveleteket írjuk le szimbolikusan a T_2 ciklustól kezdődően. Az $R [IR_{m:n}]$ jelölés az IR regiszter m és n bitjei közötti mező által definiált regisztert jelenti.

7. táblázat. Az adatátviteli utasítások elemi műveletei
a T_2 – T_4 ciklusokban

Utasítás	T_2	T_3	T_4
LD	$TEMP \leftarrow R [IR_{5:4}]$	$R [IR_{7:6}] \leftarrow TEMP$	
LDI	$ABUS \leftarrow R [IR_{5:4}];$ $DBUS \leftarrow 'Z';$ $mem_en \leftarrow '1'$	$R [IR_{7:6}] \leftarrow DBUS;$ $mem_en \leftarrow '0'$	
STI	$ABUS \leftarrow R [IR_{7:6}];$ $DBUS \leftarrow R [IR_{5:4}];$ $mem_en \leftarrow '1';$ $we \leftarrow '1'$	$mem_en \leftarrow '0';$ $we \leftarrow '0'$	
PUSH	$SP \leftarrow SP - 1;$	$ABUS \leftarrow SP;$ $DBUS \leftarrow R [IR_{7:6}];$ $mem_en \leftarrow '1';$ $we \leftarrow '1'$	$mem_en \leftarrow '0';$ $we \leftarrow '0'$
POP	$ABUS \leftarrow SP;$ $DBUS \leftarrow 'Z';$ $mem_en \leftarrow '1'$	$SP \leftarrow SP - 1;$ $R [IR_{7:6}] \leftarrow DBUS;$ $mem_en \leftarrow '0'$	

Utasítás	T ₂	T ₃	T ₄
IN	$ABUS \leftarrow IR_{5,0};$ $IOBUS \leftarrow 'Z';$ $io_en \leftarrow '1'$	$R[IR_{7,6}] \leftarrow IOBUS;$ $io_en \leftarrow '0'$	
OUT	$ABUS \leftarrow IR_{5,0};$ $IOBUS \leftarrow R[IR_{7,6}];$ $io_en \leftarrow '1';$ $we \leftarrow '1'$	$io_en \leftarrow '0';$ $we \leftarrow '0'$	

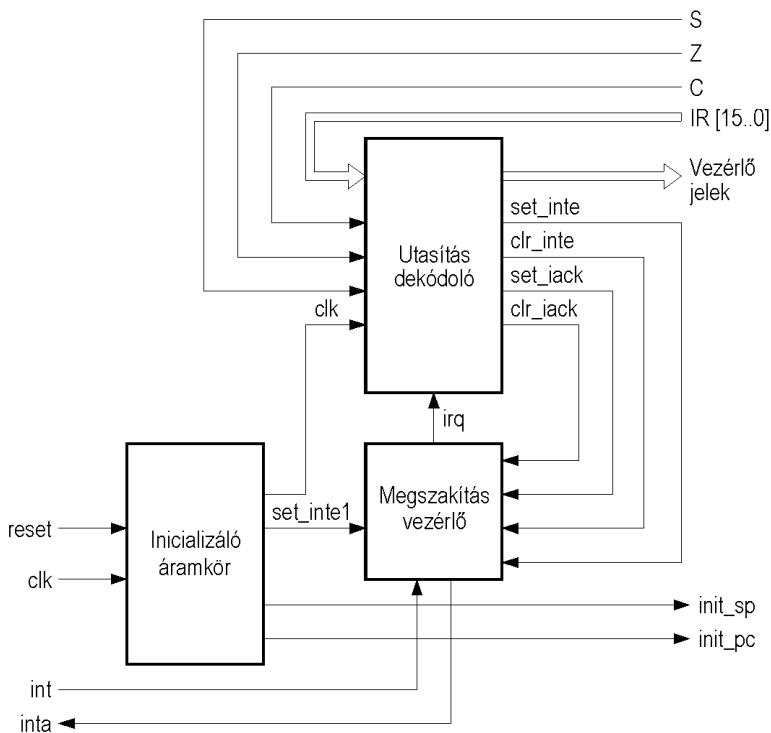
3.6. A vezérlőegység

A vezérlőegység állítja elő mindazokat a jeleket, amelyek az elemi műveletek helyes sorrendben történő elvégzését biztosítják, elvégzi a szükséges műveleteket a processzor beindításakor és alapállapotba állítja a processzort a reset jel aktiválásakor. Ugyancsak a vezérlőegység végzi el a megszakítási ciklusban a megfelelő műveleteket.

A vezérlőegység általános struktúrája a 4. ábrán látható.

A vezérlőegység az utasításregisztertől és az állapotbitektől kap információkat a végrehajtandó utasításokról és az aritmetikai vagy logikai műveletek eredményeiről. Ez az egység fogadja az int megszakításkérő jelet és a reset alapállapotot kényszerítő jelet is.

Az inicializáló áramkör feladata a processzor alapállapotba állítása. Ez a művelet a PC és SP regiszterek kezdeti értékének beállításából, az INTE bistabil 1-re állításából és az állapotbitek törléséből áll. Alapállapotban a megszakítások fogadása engedélyezett. Az alapállapot beállítása három órajelciklusnak megfelelő ideig tart, amit egy belső számláló biztosít. Ezután az órajel engedélyezett és a processzor megkezd az utasítások végrehajtását.



4. ábra

A vezérlőegység általános struktúrája

A megszakítás-kezelő áramkör külső bemenete a megszakításkérő `int` jel, a kimenete pedig a megszakítást nyugtázó `inta` jel. Az `int` jel aktiválása-kor az `IRQ` bistabil 1-re állítódik és generálja az `irq` jelet, amit az utasítás-dekódoló áramkör használ. Ha a megszakítások engedélyezve vannak, a vezérlőegység elvégzi a megszakításciklust. Az `inta` jel két órajelciklus idejére aktiválódik.

4. A KonP konfigurálható processzor kivitelezése és tesztelése

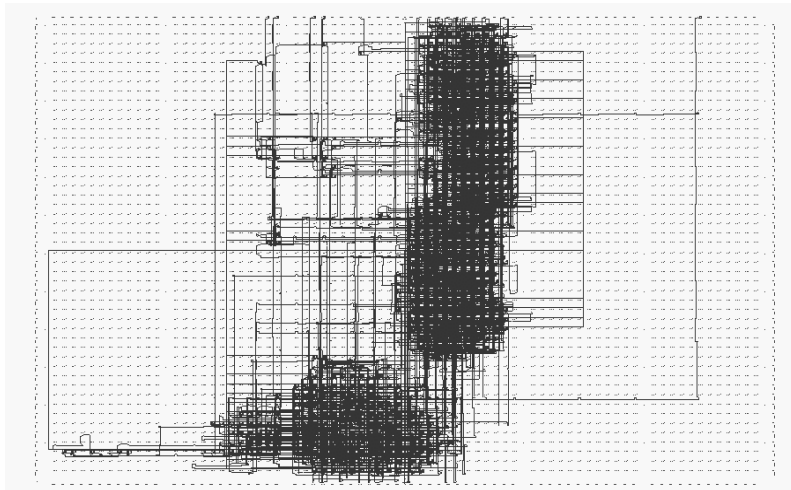
4.1. A processzor kivitelezése

A KonP processzor tervezésére a VHDL (VHSIC Hardware Description Language) hardverleíró nyelvet használtuk. A VHDL a legelterjedtebb hardverleíró nyelv, amelyet az IEEE intézet szabványosított, ezért számos tervezési rendszer támogatja. A tervezés első fázisában az Active-HDL CAD rendszer 3.6-os verzióját használtuk, amely tartalmaz egy szövegszerkesztőt a terv leírására a VHDL vagy Verilog nyelvekben, egy fordítóprogramot és egy funkcionális szimulátort (Baruch 2001). A processzor leírására egy funkcionális modellt használtunk, amelynek utólagos módosítása egyszerűbb, mint egy strukturális modell módosítása.

A leírás funkcionális szimulálása után, a következő fázisban a leírás szintézisét végeztük el. A szintézisre a Synopsys cég FPGA Express programcsomag 3.4-es verzióját használtuk, amely egy VHDL leírásból egy kapcsolási listát állít elő, majd ezt a listát optimalizálja a megadott FPGA áramkör architektúrája figyelembevételével. Az így létrehozott kapcsolási listát az FPGA Express programcsomag EDIF formátumban egy állományba írja, amely felhasználható a terv telepítésére a megadott FPGA áramkörbe. A programcsomag lehetővé teszi ugyanakkor a létrehozott kapcsolási lista grafikus megjelenítését és egy strukturális VHDL leírás generálását, amelyet utólag szimulálni lehet.

A szintézisre és a későbbi telepítésre a Xilinx cég Virtex családjából az XCV600E FPGA áramkört használtuk, BG432 csomagolással és –8 sebességi fokozattal. Az XCV600E áramkör 3456 konfigurálható logikai blokkot (CLB) tartalmaz, egy 48×72 dimenziójú tömb formájában. A processzor szintézisére és telepítésére más típusú FPGA áramköröket is lehet használni, az eredeti leírás módosítása nélkül, csupán a szintézis opcióinak megváltoztatásával.

A harmadik fázisban a processzor telepítését valósítottuk meg. Erre a fázisra a Xilinx cég Foundation Series 3.1i verziójú programcsomagját használtuk. A kapcsolási lista felhasználásával a programcsomag elvégzi a szükséges műveleteket az FPGA áramkör konfigurálási adatainak generálására és lehetővé teszi a terv szimulálását a reális időzítések figyelembevételével. A KonP processzor térbeosztási rajza az 5. ábrán látható.



5. ábra

A KonP processzor térbeosztási rajza
a Virtex XCV600E FPGA áramkörben

A telepítés eredményeként a tervezett processzor 52,4 MHz-es maximális frekvencián működik (a szintézis opciójaként 50 MHz-es frekvenciát tűztünk ki célul). Lehetőség van a frekvencia növelésére egy bizonyos értékig, a szintézis opciójának változtatásával. A processzor az FPGA áramkör kapacitásának mintegy 12%-át használja fel, így tehát a felhasználónak lehetősége van a processzor bővítésére olyan utasításokkal is, amelyek nagy mennyiségű logikai áramkört igényelnek. További adatokat a telepítés eredményeiről a 8. táblázatban adtunk meg.

8. táblázat. A KonP processzor kivitelezésének fontosabb paraméterei

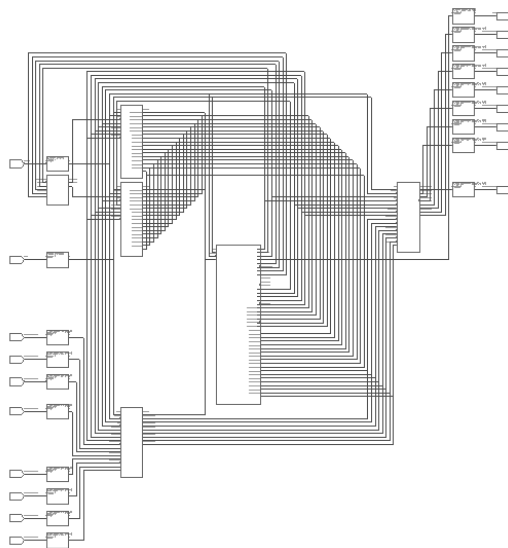
Paraméter	Érték
Maximális késés a kapcsolóvonalakon	11,96 ns
Az órajel minimális periódusa	19,07 ns
Az órajel maximális frekvenciája	52,42 MHz
Konfigurálható blokkok (CLB) száma	425
Bistabilok száma	576
B/K blokkok (IOB) száma	18
Egyenértékű kapuk száma	14,109

4.2. A processzor tesztelése

A processzor tesztelésére a következő egységekből álló konfigurációt alakítottuk ki: a processzor, egy címdekódoló, egy ROM tár, egy RAM tár, egy input regiszter és egy output regiszter. A tesztkonfigurációban minden egység az FPGA áramkörben található, a processzorral együtt.

A címdekódoló a processzortól kapott `mem_en` jelből állítja elő a ROM vagy RAM tár kiválasztására használt `cs_rom` és `cs_ram` jeleket. A ROM tár címtartománya `000h` és `FFFh` között van, míg a RAM tár címtartománya `000h`–`EFFh`. A ROM tár első részén a felhasználó programja található, míg a tár végén (`FF0h` és `FFFh` címek között) egy rendszerprogram található. A rendszer beindulásakor a processzor először a rendszerprogramot hajtja végre. Ez a program átmásolja a felhasználó programját a ROM tárból a RAM tárba, majd a felhasználó program elejére ugrik (a `000h` címre) és végrehajtja az itt található utasításokat.

A teszteléshez használt egységeket egy strukturális leírás alapján kapcsoltuk össze. Az FPGA Express programcsomag a 6. ábrán látható kapcsolási rajzt generálta a tesztkonfiguráció leírásából.



6. ábra

Az FPGA Express programcsomag által generált kapcsolási rajz a tesztelési konfiguráció leírásából

Elsőként magát a rendszerprogramot teszteltük. Ennek az egyszerű programnak a forráskódját adjuk meg a továbbiakban a processzor assembler nyelvének szemléltetésére:

```
boot: ldim    r0, #F00h
      ldim    r1, #000h
      ldim    r2, #16
rep:  ldi     r3, (r0)
      sti     (r1), r3
      inc     r0
      inc     r1
      dec     r2
      jnz     rep
      jmp     0
```

A rendszerprogram tesztelése után több tesztprogramot futtattunk a különböző utasítások tesztelésére. A továbbiakban szükséges egy assembler program írása a programok kódolására.

4.3. A processzor lehetséges felhasználása

A tervezett processzor a számítási sebesség növelésére használható fel a klasszikus processzorokhoz viszonyítva, főleg olyan feladatoknál, amelyek komplex és sokszor ismétlődő számításokat tartalmaznak. A legfontosabb felhasználási területek a következők:

- adatok titkosítása és sűrítése;
- képfeldolgozás;
- digitális jelfeldolgozás;
- speciális aritmetika;
- kombinatorikus feladatok.

5. Összefoglaló

Ebben a tanulmányban ismertettük a konfigurálható számítást, a konfigurálható architektúrákat, ezen architektúrák néhány alkalmazását, majd bemutattuk a KonP konfigurálható processzor tervezését és kivitelezését. A konfigurálható architektúrák a nagy számításigényű alkalmazá-

sok által megkövetelt magas teljesítmény elérését ígérik, biztosítva ugyanakkor a programozható processzorok flexibilitását is. Ezeket az architektúrákat több területen használták fel számos alkalmazás által igényelt számítások gyorsítására. Az elért teljesítmények gyakran egy vagy két nagyságrenddel jobbak, mint a processzorokra alapozó változatok esetében.

A tervezett konfigurálható processzor egy állandó részből és egy konfigurálható részből áll. Az állandó rész lehetővé teszi egyszerű alkalmazások megoldását a meglévő segédforrások módosítása nélkül. A konfigurálható részt a felhasználó határozza meg egy specifikus alkalmazás igényei alapján. Egy klasszikus processzor és egy konfigurálható architektúra egyesítése ugyanazon az áramkörön belül lehetővé teszi mindkét típus előnyeinek kihasználását. A klasszikus processzor szélesebb körű műveletek megoldását teszi lehetővé. A konfigurálható architektúra viszont alkalmas egy bizonyos feladat kritikus részeinek a megoldására, amelyek nagy számításigényűek. A tervezett architektúra lényegesen javíthatja a nagy számításigényű feladatok megoldásának hatásfokát.

A konfigurálható processzor tervezésére a VHDL nyelvet használtuk, a kivitelezést pedig a Xilinx cég Virtex családjába tartozó XCV600E FPGA áramkörrel valósítottuk meg. A tervezett processzor legfontosabb felhasználási területei a következők: adatok titkosítása és sűrítése, képfeldolgozás, digitális jelfeldolgozás, speciális aritmetika.

SZAKIRODALOM

BARUCH Zoltán, F.

2001 *Structura sistemelor de calcul cu aplicații*.

Cluj–Napoca, Editura Todesco.

BROWN, Stephen–ROSE, Jonathan

1996 FPGA and CPLD Architectures: A Tutorial. IEEE Design & Test of Computers. Summer. 42–57.

CALLAHAN, Timothy J.–HAUSER, John R.–WAWRZYNEK, John

2000 The Garp Architecture and C Compiler. Computer 33. 4. 62–69.

DeHON, André

2000 The Density Advantage of Configurable Computing.
Computer 33. 4. 41–49.

EBELING, Carl–CRONQUIST, Darren C.–FRANKLIN, Paul

1996 RaPiD – Reconfigurable Pipelined Datapath.
Proceedings of the 6th International Workshop on Field-
Programmable Logic and Applications. Berlin,
Springer-Verlag, 126–135.

GOLDSTEIN, Seth Copen et alii

2000 PipeRench: A Reconfigurable Architecture and Compiler.
Computer 33. 4. 70–77.

GUCCIONE, S.A.–GONZALES, M.J.

1995 Classification and Performance of Reconfigurable
Architectures. In: Proceedings of the 5th International Workshop
on Field-Programmable Logic and Applications. Berlin,
Springer-Verlag, 439–448.

HAYNES, Simon D.–STONE, John–CHEUNG, Peter Y.K.

2000 Video Image Processing with the Sonic Architecture.
Computer 33. 4. 50–57.

KNAPP, S.

1998 Using Programmable Logic to Accelerate DSP Functions.
Xilinx Inc., San Jose, California,
<http://www.xilinx.com/appnotes/dspintro.pdf>.

SALCIC, Zoran–SMAILAGIC, Asim,

1999 Digital Systems Design and Prototyping Using Field
Programmable Logic. Boston/Dordrecht/London,
Kluwer Academic Publishers.

WIRTHLIN, Michael J.–HUTCHINGS, Brad L.,

1995 DISC: A Dynamic Instruction Set Computer. In:
Proceedings of the 4th IEEE Symposium of FPGAs for Custom
Computing Machines (FCCM '95). Los Alamitos, California,
IEEE CS Press, 99–107.

ROBUSZT VEZÉRLÉS ALKALMAZÁSA AZ IZOTÓPOK SZÉTVÁLASZTÁSÁNAK FOLYAMATAIBAN. HOZZÁJÁRULÁSOK

1. H_∞ elmélet nem lineáris rendszerek esetén

1.1. Bevezetés

A robuszt vezérlés általános értelmezés szerint meghatározatlan (nem tökéletesen meghatározott) rendszerek állandó, rögzített kompenzátorral való vezérlése.

Egy fizikai rendszer vezérléshez szükséges modellezése minden esetben kompromisszumot igényel a modell egyszerűsége és a fizikai rendszert leíró precizitás között. Így a legjobb esetben a fizikai rendszerhez közel álló modellt lehet meghatározni. Ezért szükséges a robuszt vezérlés, amely nemcsak a rendszer nominális modelljét stabilizálja, hanem egy rendszer-családot, rendszereket, amelyek bizonyos értelemben véve hasonlóak.

E vezérléshez szükséges norma a H_∞ , amely egy Zames által bevezetett új elmélethez, a H_∞ vezérléshez vezetett. A fő cél egy olyan regulátor tervezése, amely optimalizálja a zárt rendszer teljesítményét a legrosszabb külső hatások ellenére.

1.2. A feladat megfogalmazása

A lineáris, standard H_∞ vezérlés különleges megvalósítása az állapot térben leírt elegáns képleteinek, két Riccati-egyenlet gyökének függvényében (Glover 1988. 167–172; Doyle 1989. 831–847).

Az eddigi H_∞ elméletektől eltérően, amelyekben szükséges volt a rendszer függvény faktorizálása és a Nevanlinna–Pick interpoláció, ez a fajta megközelítés az idő függvényében tárgyalja a problémát, ami hozzásegít egy párhuzam felállításához a H_∞ elmélet és a jól ismert gaussi négyzetes lineáris (LQG) elmélet között. Ugyanúgy, mint az LQG vezérlés esetében, a kimenettől vett feedback problémája felbontható két feladatra: az állapo-

toktól vett reakció problémájára és az obszerver állapot-esztimálási problémájára. Az állapot térben való megfogalmazása esetében a H_∞ norma minimizálása zárt rendszerben úgy tekinthető, mint a „minmax” feladat a „differenciáljátékok” elméletében. A vezéregység úgy tekinthető, mint a játékos, aki minimalizál, a perturbáció pedig az a játékos, aki maximumra törekszik egy null összegű játékban.

Mivel a differenciáljátékok elméletét jóval tágabb körű rendszer-családokra fejlesztették ki, mint a lineáris differenciálegyenletekkel leírható rendszerek, természetes az az elvárás, hogy a fent említett elmélet megoldást adjon egy tág körű rendszer-család perturbáció-atenuálása feladatára. Így a lineáris négyzetes differenciáljátékok elméletében fontos szerepet játszó Riccati-egyenleteket helyettesítik a Hamilton–Jacobi típusú egyenletek. Van der Shaft (Van der Shaft 1991. 1–8) megfogalmaz egy általános értelmezést a nem lineáris H_∞ vezérlés feladatára: egy olyan feedback megtalálása, amely a rendszert diszipatívává változtatja és meghatározza a Hamilton–Jacobi-egyenletet, amely az állapotoktól vett reakció feladatához asszociálható. Természetesen az állapot utáni reakció szerint való H_∞ vezérlés problémájának megoldása csak az első fázisa azon komplex elmélet kifejlesztésének, amelyet a kimenet utáni reakció szerint való nem lineáris H_∞ vezérlés problémája jelent.

A jelen dolgozatban szeretnék bemutatni egy sorozat szükséges és/vagy elégséges feltételt a nem lineáris H_∞ probléma megoldásához, a kompenzátor (vezéregység) struktúráját, valamint gyakorlati alkalmazásként a (N^{15}) izotóp szétválasztási oszlopát.

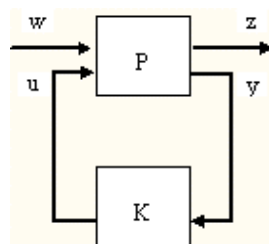
A H_∞ elméletnek megfelelő struktúra az 1.1. ábrán látható, ahol:

P – a nem lineáris rendszer két bemenetítípussal: parancsok (*u*) és perturbációk/referenciák (*w*), valamint két kimenetítípussal: mért kimenetek (*y*) és vezérelt kimenetek (*z*),

K – a tervezendő nem lineáris kompenzátor.

Szükséges, hogy ez a konfiguráció jól meghatározott legyen.

Legyen tehát az állapot egyenletekkel értelmezett rendszer:



1.1. ábra

A H_∞ elméletnek megfelelő vezérlési struktúra

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= f(x) + g_1(x) \cdot w + g_2(x) \cdot u \\
 z &= h_1(x) + k_{11}(x) \cdot w + k_{12}(x) \cdot u \\
 y &= h_2(x) + k_{21}(x) \cdot w + k_{22}(x) \cdot u,
 \end{aligned}
 \tag{1.2.1}$$

ahol: $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ az állapot, amely az \mathbb{R}^n -ből vett origó egy bizonyos környezetében van értelmezve,

$$w \in \mathbb{R}^{p_1}, u \in \mathbb{R}^{p_2}, z \in \mathbb{R}^{q_1}, y \in \mathbb{R}^{q_2}$$

$f(x)$, $g_1(x)$, $g_2(x)$, $h_1(x)$, $h_2(x)$, $k_{11}(x)$, $k_{12}(x)$, $k_{21}(x)$, $k_{22}(x)$ megfelelő dimenziójú, C^∞ típusú függvények, az \mathbb{R}^n -ből vett origó egy bizonyos környezetében értelmezve.

Legyen $f(0) = 0$, $h_1(0) = 0$, $h_2(0) = 0$, vagyis $0 \in X$ az (1.1) rendszer egy egyensúlypontja.

A K kompenzátor állapot egyenletekkel kifejezett alakja:

$$\begin{aligned}
 \dot{\xi} &= \eta(\xi, y) \\
 u &= \theta(\xi),
 \end{aligned}
 \tag{1.2.2}$$

ahol:

$\xi \in X_0 \subset \mathbb{R}^v$ -ből vett origó egy környezetében van értelmezve,

η és θ C^k ($k \geq 1$) típusú függvények, amelyek kielégítik a $\eta(0,0) = 0$ és $\theta(0) = 0$ feltételeket.

A H_∞ elmélet feladata: meghatározni azt a kompenzátort (ha létezik), amely kielégíti a következő két követelményt:

1. biztosítani a rendszer stabilitását zárt rendszerben,
2. a w exogén bemenetek z minőség változókra gyakorolt hatásainak csökkentése (az L_2 erősítési tényező legyen kisebb, mint γ , vagy azzal egyenlő).

Azt a kompenzátort, amely asszimptotikusan-lokálisan stabilizálja a zárt rendszer $(x, \xi) = (0, 0)$ egyensúlypontját, elfogadható kompenzátornak nevezzük.

1.1. Értelmezés: Adott $0 < \gamma < 1$ valós szám esetén mondhatjuk, hogy a külső jelek γ által mérsékelve vannak, ha létezik egy U környezete a $(x, \xi) = (0, 0)$ pontnak úgy, hogy bármely $T \geq 0$ és bármely $w \in L_2[0, T]$ függvény esetén, amelyre az (1.1), (1.2) zárt rendszer állapot irányvonala, elindulva az eredeti $(x(0), \xi(0)) = (0, 0)$ állapotból, U -ban marad, bármely $t \in [0, T]$ esetén, és a rendszer z válasza kielégíti a következő egyenlőtlenséget:

$$\int_0^T \|z(t)\|^2 dt \leq \gamma^2 \int_0^T \|w(t)\|^2 dt, \quad (1.2.3)$$

A lokális mérsékelés belső stabilitás által való biztosításának kérdése egy megengedhető kompenzátor meghatározásában áll, amely megteremti a külső jelek lokális mérsékelését.

Megjegyzés: A H_∞ norma úgy van meghatározva, mint egy rendszert leíró mátrix normája, következésképpen nem általánosítható közvetlen módon a nem lineáris rendszerek esetében. Mégis, amikor áttérünk az idősíkra, a H_∞ norma az indukált L_2 normát jelöli (a bemeneti függvényektől a kimeneteli függvényekig, zérus kezdeti állapotban), amely a nem lineáris rendszerek esetében is ugyanaz, a nem lineáris rendszer L_2 erősítési tényezője név alatt.

1.3. Kimenet szerinti feedback

A feladat egyszerűsítése érdekében, s hogy a kompenzátor alakja elfogadható legyen, a következő feltételezéseket kell bevezetni a rendszer együtthatóira vonatkozóan:

$$\begin{aligned} k_{11}(x) &= 0 \\ k_{22}(x) &= 0 \\ k_{12}^T(x) \begin{bmatrix} h_1(x) & k_{12}(x) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} g_1(x) \\ k_{21}(x) \end{bmatrix} k_{21}^T(x) &= \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.3.1)$$

Az első feltételezés kifejezi, hogy a külső bemenetek nem befolyásolják közvetlenül a minőségi mértékeket. A második feltételezés elégséges feltétele annak, hogy az 1.1. ábrán látható rendszer jól meghatározott legyen. A harmadik feltételezés azt fejezi ki, hogy a (z) minőségi változó normájába nem kerülnek összetett (kevert) szorzatok $h_1(x)$ és u között, valamint hogy a parancs súlyozott mátrixa az egységmátrix. Az utolsó feltételezés a harmadiknak a szimmetrikusa.

1.3.1. Értelmezés (Isidori 1992. 1283–1293): Legyen $f(0)=0$ és $h(0)=0$. Az (f,h) pár lokálisan detektálható, ha létezik egy U környezete az $x=0$ pontnak úgy, hogy bármely $x(t)$ integrálja az I 1.3.1. Emlékeztetőre igaz, hogy $x(0) \in U$, $h(x(t))$ értelmezve van bármely $t \geq 0$ és $h(x(t))=0$, $\forall t \geq 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$.

1.3.1. Tétel: Legyenek a következő feltételezések:

N1: Az (f, h_1) pár lokálisan detektálható.

N2: Létezik egy pozitívan értelmezett $V(x)$ függvény, az R^n -ből vett origó egy környezetében értelmezve, amely kielégíti a Hamilton–Jacobi–Isaacs-egyenletet:

$$V_x f(x) + h_1^T(x) h_1(x) + \gamma^2 \alpha_1^T(x) \alpha_1(x) - \alpha_2^T(x) \alpha_2(x) = 0, \quad (1.3.2)$$

ahol

$$\begin{aligned} \alpha_1(x) &= \frac{1}{2} \gamma^2 g_1^T(x) V_x^T \\ \alpha_2(x) &= -\frac{1}{2} g_2^T(x) V_x^T, \end{aligned} \quad (1.3.3)$$

N3: Létezik egy G , $n \times p$ dimenziójú mátrix úgy, hogy a $\xi=0$ egyensúly-pontja a

$$\dot{\xi} = f(\xi) + g_1(\xi) \alpha_1(\xi) - G h_2(\xi) \quad (1.3.4)$$

rendszernek lokálisan, aszimptotikusan stabil.

N4: Létezik egy pozitívan, részlegesen értelmezett $W(x, \xi)$ függvény, az $R^n \times R^n$ -ből vett origó egy környezetében értelmezve és úgy, hogy $W(0, \xi) > 0$ bármely $\xi \neq 0$ esetén, amely kielégíti a következő Hamilton–Jacobi- egyenletet:

$$(W_x \quad W_\xi) f_e(x, \xi) + h_e^T(x, \xi) h_e(x, \xi) + \gamma^2 \Phi^T(x, \xi) \Phi(x, \xi) = 0, \quad (1.3.5)$$

ahol:

$$f_e(x, \xi) = \begin{bmatrix} f(x) + g_1(x) \alpha_1(x) + g_2(x) \alpha_2(\xi) \\ f(\xi) + g_1(\xi) \alpha_1(\xi) + g_2(\xi) \alpha_2(\xi) + G(h_2(x) - h_2(\xi)) \end{bmatrix} \quad (1.3.6)$$

$$h_e(x, \xi) = \alpha_2(\xi) - \alpha_2(x) \quad (1.3.7)$$

$$\Phi(x, \xi) = \frac{1}{2} \gamma^2 (W_x g_1(x) + W_\xi G k_{21}(x))^T, \quad (1.3.8)$$

akkor a perturbáció hatása csökkentésének feladata, a belső stabilitás biztosításával egyetemben, a kimenet utáni feedbackkel megoldható:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= f(\xi) + g_1(\xi) \alpha_1(\xi) + g_2(\xi) \alpha_2(\xi) + G(y - h_2(\xi)) \\ u &= \alpha_2(\xi). \end{aligned} \quad (1.3.9)$$

A fenti tétel leírásához a következő jelöléseket használtam:

$$V_x = \frac{\partial V}{\partial x}, \quad W_x = \frac{\partial W}{\partial x}, \quad W_\xi = \frac{\partial W}{\partial \xi}.$$

Az 1.3.1. tétel elégséges feltételeket szab meg ahhoz, hogy a perturbáció hatása csökkentésének feladata, a belső stabilitás biztosításával egyetemben megoldható legyen, s egy megoldást szolgáltat e problémához.

Sajátos eset: lineáris rendszerek.

Feltételezve, hogy az (1.2.1) rendszer lineáris, az alábbi alakkal rendelkezik:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + B_1w + B_2u \\ z &= C_1x + D_{11}w + D_{12}u \\ y &= C_2x + D_{21}w + D_{22}u\end{aligned}\tag{1.3.10}$$

és kielégíti az (1.3.1.) feltételezéseket. A következő megoldás kapcsolatot teremt a H_∞ elmélet állapot térben való megoldása és az 1.3.1. tétel között.

Az alábbi feltételezésekkel:

L1: az (A, B_1) pár stabilizálható,

L2: az (A, C_1) pár detektálható,

L3: létezik egy X , pozitívan értelmezett, szimmetrikus megoldása a Riccati-egyenletnek:

$$A^TX + XA + C_1^TC_1 - XB_2B_2^TX + \gamma^2XB_1B_1^TX = 0, \tag{1.3.11}$$

L4: létezik egy Y , pozitívan értelmezett, szimmetrikus megoldása a Riccati-egyenletnek:

$$YA^T + AY + B_1B_1^T - YC_2^TC_2Y + \gamma^2YC_1^TC_1Y = 0, \tag{1.3.12}$$

$$L5: \quad \rho(XY) < \gamma^2$$

az N1) – N2) hipotézisek érvényesek a következő összefüggésekkel:

$$G = ZC_2^T, \quad V(X) = x^TXx \tag{1.3.13}$$

$$W(x, \xi) = \gamma^2 (x - \xi)^T Z^{-1} (x - \xi), \tag{1.3.14}$$

ahol

$$Z = Y (I - \gamma^2 XY)^{-1}. \tag{1.3.15}$$

Használva az 1.3.1 tételt, ellenőrizhető, hogy az (1.3.9) kontrollor lineáris rendszer esetén a következőképpen módosul:

$$\begin{aligned}\dot{\xi} &= (A + B_1F_1 + B_2F_2 - G C_2) \xi + Gy \\ u &= F_2 \xi,\end{aligned}\tag{1.3.16}$$

ahol

$$F_1 = -\gamma^2 B_1^TX, \quad F_2 = -B_2^TX, \quad G = Z C_2^T,$$

amely éppen a központi kompenzátor a H_∞ elmélet állapot térben való megoldása.

A lineáris rendszerek esetén az 1.3.1-es tételből a feltételek nemcsak elégségesek, hanem szükségesek is ahhoz, hogy létezzen megoldás a perturbációk hatásának csökkentése feladatára, a belső stabilitás biztosításával egyetemben.

Feltételezve, hogy (A, B_1) kontrollálható és (A, C_1) megfigyelhető, érvényes a következő kijelentés: ha létezik egy elfogadható kompenzátor, amely szigorúan teljesíti az 1.2.3 egyenlőtlenséget, akkor az $N_1 - N_4$ feltételezések biztosítva vannak.

A következő eredmény kapcsolatot teremt a linearizált rendszer H_∞ normája és a nem lineáris rendszer L_2 erősítési tényezője között.

Feltételezve, hogy a rendszer nem lineáris, s az $(x, w, u) = (0, 0, 0)$ egyensúlypontban a rendszer lineáris megközelítése teljesíti az $L_3 - L_5$ feltételeket, valamint az alábbiakat is:

L3*: az $A + (\gamma^{-2}B_1B_1^T - B_2B_2^T)X$ mátrix stabil,

L4*: az $A + Y(\gamma^{-2}C_1^TC_1 - C_2^TC_2)$ mátrix stabil.

Ugyanakkor feltételezve, hogy az (1.3.16) központi kompenzátor kontrollálható vagy megfigyelhető.

Ezekkel a feltételezésekkel az $N_2 - N_4$ hipotézisek (az 1.3.1 tételből) teljesülnek az (1.3.13) összefüggéssel értelmezett G által.

Feltételezve, hogy a rendszer nem lineáris, létezik egy kompenzátor, amely:

- i) lokálisan exponenciálisan stabilizálja a neki megfelelő zárt rendszert,
- ii) az (1.2.3) egyenlőtlenséget szigorúan teljesíti.

Ha az $(x, w, u) = (0, 0, 0)$ egyensúlypontban a rendszer lineáris megközelítésének tulajdonságai: (A, B_1) kontrollálható és (A, C_1) megfigyelhető, akkor az $L_3 - L_5$, valamint az L_3^*, L_4^* feltételek teljesülnek. Ha, ráadásul, az (1.3.16) központi kompenzátor kontrollálható vagy megfigyelhető, akkor az $N_1 - N_4$ feltételek az (1.3.1) tételből is teljesülnek.

Vagyis bizonyos hipotézisek mellett az $N_1 - N_4$ feltételek nemcsak elégségesek, hanem szükségesek is.

Következésképpen, használva egy nem lineáris rendszer lineáris megközelítését, meg lehet szerkeszteni az (1.3.9) nem lineáris kompenzátor az (1.3.2), (1.3.3) Hamilton–Jacobi-egyenlet megoldása függvényében. Az egyenlet pedig a következőképpen módosítható:

$$V_x f(x) + \frac{1}{4} V_x [\gamma^{-2} g_1(x) g_1^T(x) - g_2(x) g_2^T(x)] V_x^T + h_1^T(x) h_1(x) = 0. \quad (1.3.17)$$

Az alábbi módszerrel a Hamilton–Jacobi-egyenlet egy megközelítő megoldásához lehet jutni:

Feltételezem, hogy létezik egy $X > 0$ megoldása a linearizált rendszernek megfelelő (1.3.11) Riccati-egyenletnek, megoldás, amely teljesíti az L_3^* feltételt. Így írható:

$$V(x) = x^T X x + V_h(x) \quad (1.3.18)$$

$$f(x) = A x + f_h(x) \quad (1.3.19)$$

$$[\gamma^{-2} g_1(x) g_1^T(x) - g_2(x) g_2^T(x)] = [\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T] + R_h(x) \quad (1.3.20)$$

$$h_1^T(x) h_1(x) = x^T C_1^T C_1 x + \theta_h(x), \quad (1.3.21)$$

ahol $V_h(x)$, $f_h(x)$, $R_h(x)$ és $\theta_h(x)$ magasabb rendű tagokat tartalmaz (kezdve a 3, 2, 1 hatványokkal). Az (1.3.17) Hamilton–Jacobi-egyenletet két részre bontom: az első rész az (1.3.11) Riccati-egyenlet, a második pedig a következő egyenlet:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial V_h}{\partial x}(x) [A + (\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T) X] x &= V_x f_h(x) + \frac{1}{4} \frac{\partial V_h}{\partial x} [\gamma^{-2} B_1 B_1^T - \\ &B_2 B_2^T] \frac{\partial V_h^T}{\partial x} + \frac{1}{4} V_x R_h(x) V_x^T + \theta_h(x), \end{aligned} \quad (1.3.22)$$

A $V(x)$ m -ed rendű tagja, $V^{(m)}(x)$ indukcióval határozható meg $n = 3, 4, \dots$ -re.

Ha az (1.3.22) egyenlet jobb oldalán levő m -ed rendű tagokat $H_m(x)$ -szel jelölöm, akkor:

$$-\frac{\partial V^{(m)}}{\partial x}(x) A_* x = H_m(x), \quad (1.3.23)$$

ahol

$$A_* = A + (\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T) X \quad (1.3.24)$$

és mivel A_* stabil (lásd L_3^*), következik, hogy

$$V^{(m)}(x) = \int_0^\infty H_m(e^{A_* t} x) dt. \quad (1.3.25)$$

Így $V^{(m)}(x)$ $H_m(x)$ -en keresztül van meghatározva. De $H_m(x)$ csak $V^{(m-1)}$, $V^{(m-2)}$, ..., $V^{(2)}$ -től függ, tehát az (1.3.25) összefüggés rekurzívan határozza meg $V^{(m)}(x)$ -et, a $V^{(2)}(x) = x^T X x$ relációtól indulva.

2. A (N^{15}) izotóp szétválasztási oszlopa

2.1. A szétválasztási oszlop alapelmélete

Nagyon sok gyakorlati alkalmazás van, amelyben a nitrogén 15-ös izotóját alkalmazzák, de sajnos ez az izotóp természetes formában nagyon kicsi koncentrációban található. Ezzel magyarázható a (N^{15}) izotóp ipari mennyiségben való gyártásának szükségessége, különleges felszerelésekkel. A kolozsvári specializált kutatóintézetekben a szétválasztási oszlopokat választották az izotóp előállítására (Axente 1994).

A legtöbb kémiai elemnek több stabil izotópja van: egy túlnyomó izotóp és egy vagy több izotóp, amelyek jóval kisebb koncentrációban fordulnak elő. A nitrogén esetében az N^{14} izotóp természetben előforduló koncentrációja 99.635%, míg a (N^{15}) izotóp jóval kisebb koncentrációban van: 0.365%.

Egy lehetséges megoldás az izotóp előállítására az izotópcsere-reakció, amely a szétválasztási oszlopokban történik.

Ha (X) a túlnyomó izotóp és (X^*) a „keresett” izotóp, a kétatomos molekula esetén ez a reakció a következő egyenlettel jellemezhető:

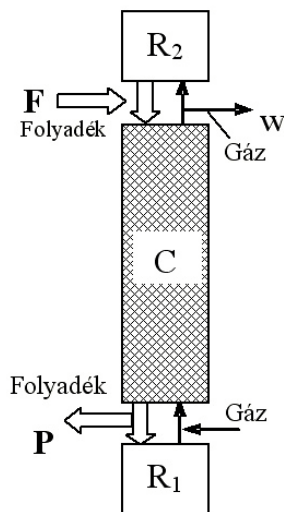


Egyensúlyban és az (AX^) vegyület folyékony halmazállapota, valamint a (BX) vegyület gázhalmazállapota esetén, a súlyosabb izotóp a folyadékban akkumulálódik, s a könnyebb izotóp gáz formájában távozik az oszlopból.*

A „keresett” (X^) izotóp természetes koncentrációját mennyiségileg az (α) elementáris szétválasztási faktossal lehet felmérni.*

A szétválasztási oszlop egy egyszerűsített változata a 2.1.1 ábrán látható, ahol:

- (C) a szétválasztási oszlop;
- (R_1) az alsó, (R_2) a felső visszafolyási edény;



2.1.1. ábra
A szétválasztási oszlop
egyszerűsített változata

- (F) a rendszer salétromsavval történő feltöltése (a salétromsav N^{15} izotópjának koncentrációja kicsi: $N_{in} \approx 0.365\%$);
- (P) a végső termék, magas N^{15} izotópkoncentrációval ($N_p \gg N_{in}$);
- (w) gáz melléktermék, amelyben az N^{15} izotópkoncentráció elenyészően kicsi (N_w).

2.2. A (N^{15}) izotóp szétválasztási oszlopának matematikai modellje

S. T. Babkov és társai kidolgoztak egy matematikai modellt az izotópok szétválasztási oszlopainak működésére (Babkov 1962. 219). Ezt a modellt ellenőrizték a (N^{15}) izotóp szétválasztásához szükséges ($NO - HNO_3$) izotópcserére, E. M. Monse, W. Spindel és társaik kísérletével (Monse 1960. 1579). Ezt a modellt használta G. Pompidor is, akinek kísérleti eredményei összecsengtek a Babkov-modell eredményeivel (Pompidor 1967; Mahenc 1968. 1137–1147).

A következőkben egy matematikai modellt szeretnék bemutatni az izotópcserén alapuló szétválasztási oszlop működésének tanulmányozására (Nielsen 1972), a (N^{15}) izotóp sajátosságaival.

A következő jelöléseket fogom használni:

- x_0 a szétválasztási oszlop táplálási (feltöltési) izotópkoncentrációja;
- x_k az oszlop k-adik tányérjában levő folyékony halmazállapot izotópkoncentrációja;
- x_p az oszlop legalsó tányérjában levő folyékony halmazállapot izotópkoncentrációja (gazdagítási fej);
- \bar{x}_k , \bar{x}_p az oszlop k-adik, illetve p-edik tányérjában levő maximális izotópkoncentráció, amelyet stacionárius állapotban, teljes visszafolyás esetén lehet elérni;
- (N^{15}) G_k az oszlop k-adik tányérjából kikerülő gáz halmazállapot izotópkoncentrációja;

Sp gazdagítás, amelyet az $Sp = \frac{x_p}{x_0}$ arány fejez ki;

\bar{S}_p gazdagítás, amelyet az $\bar{S}_p = \frac{\bar{x}_p}{\bar{x}_0}$ arány fejez ki;

\bar{S}_E E -vel megegyező kivonat (ürítés) esetén az „emelet”-nek megfelelő gazdagítás;

p az oszlop elméleti tányérjainak száma;

- α elemi szétválasztási faktor;
 t idő (órákban mérve);
 L az oszlop táplálási hozama (atom gramm / óra);
 X az oszlop táplálási volumetrikus hozama (l / h);
 R az oszlopban megtartott folyadékban levő izotópok atomszáma;
 Vo a szétválasztási oszlopon kívül levő berendezésben megtartott xp összetételű folyadékban levő izotópok atomszáma;
 HT az oszlop magassága (cm);
 Ho egy elméleti tányéron fenntartott izotópok atomszáma (a tányéron levő hold-up);
 $HETP$ egy elméleti tányérnak megfelelő magasság;
 Po a szétválasztási oszlop teljes visszafolyás esetén való „termelése” (atom / h);
 PS az oszlop stacionárius állapotban való termelése (atom / h);
 T az oszlop működésbe tételének időállandója (h): $T = \frac{U_1 L}{\alpha}$;
 TS az oszlop működésbe tételének időállandója extrakció (ürítés) esetén (h): $TS = \frac{T}{A}$;
 E az oszlop alapján kivont hozam (gazdagítási fej).

Az α szétválasztási faktor értelmezése alapján a k -adik tányérra, stacionárius állapot esetén érvényes:

$$\alpha = \frac{\bar{x}_k}{\frac{1 - \bar{x}_k}{(N^{15})G_k}}, \text{ illetve } (N^{15}) G_k = \frac{\bar{x}_k}{\alpha - \bar{x}_k(\alpha - 1)}. \quad (2.2.1)$$

A k -adik tányéron, stacionárius állapotban, érvényes a következő összefüggés:

$$L \cdot \bar{x}_{k-1} = L \cdot (N^{15}) G_k = L \cdot \frac{\bar{x}_k}{\alpha - \bar{x}_k(\alpha - 1)},$$

de mivel $(N^{15}) G_k = \bar{x}_{k-1}$, következik, hogy:

$$\bar{x}_k = \frac{\alpha \bar{x}_{k-1}}{1 + (\alpha - 1) \bar{x}_{k-1}}. \quad (2.2.2)$$

Kicsi (N^{15}) koncentráció esetén megközelítőleg igaz, hogy $1 + (\alpha - 1) \bar{x}_{k-1} = 1$, s így a fenti összefüggés átírható $\bar{x}_k = \alpha \bar{x}_{k-1}$ alakba, ami az alábbi relációkhoz vezet:

$$\bar{x}_1 = \alpha x_0, \text{ és } \bar{x}_k = \alpha^k x_0. \quad (2.2.3)$$

Ahhoz, hogy meghatározzam a fenti összefüggések érvényességi határait, kiszámítottam az oszlop legalsó tányérjában levő folyékony halmazállapot izotópkoncentrációját (x_p -t) egyszer a (2.2.2) összefüggéssel, s egyszer pedig a (2.2.3)-mal. Az összehasonlító eredmények a 2.2.1. táblázatban találhatók.

2.2.1. táblázat

A (2.2.3) egyenlet validitását meghatározó értékek táblázata

P	$\bar{S}_p = \alpha^p$	$\bar{S}_p = \frac{\bar{x}_p}{\bar{x}_0}$	$x_p = \alpha^p x_0$	\bar{x}_p
	(2.2.3) egyenlet	(2.2.2) egyenlet	(2.2.3) egyenlet	(2.2.2) egyenlet
10	1,63	1,63	0,0060	0,0060
20	2,65	2,64	0,0098	0,0098
30	4,32	4,27	0,0160	0,0158
40	7,04	6,89	0,0260	0,0255
50	11,5	11,0	0,0424	0,0408
60	18,7	17,5	0,0691	0,0649
70	30,4	27,4	0,1126	0,1015
80	49,6	42,0	0,1834	0,1554
90	80,7	62,3	0,2987	0,2307
100	131,5	88,7	0,4866	0,3281
110	-	119,7	-	0,4430
120	-	152,5	-	0,5644
130	-	183,4	-	0,6785
140	-	209,4	-	0,7749
150	-	229,3	-	0,8485
160	-	243,6	-	0,9012
170	-	253,2	-	0,9369
180	-	259,6	-	0,9603
190	-	263,6	-	0,9753
200	-	266,1	-	0,9847
210	-	267,7	-	0,9905
220	-	268,7	-	0,9942
230	-	269,3	-	0,9964
240	-	269,7	-	0,9970
250	-	269,9	-	0,9986
258	-	270,0	-	0,9991

A táblázatból kiderül, hogy a (2.2.3) összefüggés csak 6%-nál kisebb (N^{15}) izotópkoncentráció esetén használható. A két értéksorozat közötti relatív különbség 8% alatti.

Az adott modell esetén Babkov és társai a következő feltételezéseket tették:

1. A szétválasztási állandó $\alpha = 1,05$ a szétválasztási oszlop egész hosszában.
2. A gázhalmazállapotban levő nitrogén mennyisége elenyésző a folyékony halmazállapotban levőhöz képest.
3. Egy tányér H_0 hold-up-ja nitrogénatomokban ugyanaz a szétválasztási oszlop mindegyik tányérján.

4. Az $R_k = \frac{x_k}{1 - x_k}$ relatív koncentrációkkal értelmezett stacionárius állapothoz való közeledési fok ugyanaz az oszlop bármely szintjén.

Kis koncentráció esetén $x_k \ll 1$ és $R_k \approx x_k$. Ez a feltételezés az alábbi összefüggésekkel fejezhető ki:

$$\frac{x_1 - x_0}{\bar{x}_1 - x_0} = \frac{x_k - x_0}{\bar{x}_k - x_0} = \frac{x_p - x_0}{\bar{x}_p - x_0} \quad (2.2.4)$$

5. A (2.2.1) összefüggés érvényes tranzit (átmeneti) állapot esetén is:

$$(N^{15}) G_k = \frac{x_k}{\alpha - x_k (\alpha - 1)}. \quad (2.2.5)$$

Ez utóbbi feltételezést nem említi sem Babkov és társai, sem Pompidor, de számításaikban implicit ott található. A (2.2.5) összefüggés nem vezethető le az izotópegyensúly alapegyenleteiből, ez egy szuplementáris feltételezés.

A következőkben Babkov negyedik feltételezését fogom megváltoztatni, feltételezve, hogy a (2.2.4) összefüggés érvényes bármely (N^{15}) tartalom esetén.

A (N^{15})-re érvényes összegező egyenlet az alábbi alakban írható:

$$L \cdot dt \cdot x_0 - L \cdot dt \cdot \frac{x_1}{\alpha - x_1 (\alpha - 1)} = H_0 dx_1 + \dots \\ \dots + H_0 dx_k + \dots + H_0 dx_p + V_0 dx_p. \quad (2.2.6)$$

Teljes visszafolyással működő oszlop esetén a

$$P_0 = L \cdot x_0 - L \frac{x_1}{\alpha - x_1(\alpha - 1)} \quad (2.2.7)$$

tag az egységnyi idő alatt összegyűlt (N^{15}) mennyiségét jelöli, ami teljes visszafolyás esetén való „termelés”-nek is nevezhető.

A dt idő alatt összegyűlt (N^{15}) mennyiség a következő összeggel fejezhető ki:

$$dM = H_0 dx_1 + \dots + H_0 dx_k + \dots + H_0 dx_p + V_0 dx_p. \quad (2.2.8)$$

A negyedik feltételezésből, amely szerint a stacionárius állapothoz való közeledési fok ugyanaz az oszlop bármely szintjén, következik, hogy az összegyűlt nitrogénmennyiség kifejezhető egyetlen paraméter függvényében.

Következésképpen az

$$\frac{x_k - x_0}{\bar{x}_k - x_0} = \frac{x_1 - x_0}{\bar{x}_1 - x_0}$$

egyenletből

$$dx_i = \frac{x_k - x_0}{\bar{x}_k - x_0} dx_1 = K_1 dx_1,$$

ahonnan a dM összeg:

$$dM = \sum_{i=1}^p (H_0 K_i + V_0 K_p) dx_i = U_1 dx_1.$$

Az U_1 faktor kifejezhető, ha számításba vesszük a kis koncentrációjú (N^{15}) esetén tett feltételezést. E feltételezés nélkül U_1 -et nem lehet kifejezni, de minden nehézség nélkül numerikusan kiszámítható.

Feltételezve, hogy az oszlop mindig természetes koncentrációjú salétromsavval van feltöltve ($^{15}x_0 = 0,37\%$), igazak az alábbi összefüggések:

$$\alpha - x_1(\alpha - 1) \approx \alpha$$

$$\bar{x}_1 = \alpha x_0.$$

A (2.2.6) összefüggés új alakja:

$$(L x_0 - \frac{x_1 L}{\alpha}) dt = (H_0 \sum_{i=1}^p K_i + V_0 K_p) dx_1 = U_1 dx_1$$

vagy

$$d[\log(Lx_0 - \frac{x_1 L}{\alpha})] = - \frac{L}{U_1 \alpha} dt.$$

Az eredeti $x_i = x_0$ feltétel $t = 0$ esetén a következő összefüggéshez vezet:

$$x_1 = x_0 [\alpha - (\alpha - 1) \exp(-\frac{L}{U_1 \alpha} t)].$$

A (2.2.4) összefüggésből:

$$\frac{x_1}{x_0} = 1 + \left(\frac{x_p}{x_0} - 1 \right) \cdot \frac{\bar{x}_1 - x_0}{\bar{x}_p - x_0}.$$

Tudva, hogy $x_1 = \alpha$ és $S_p = \frac{x_p}{x_0}$, következik:

$$S_p - 1 = (\bar{S}_p - 1) [1 - \exp(-\frac{t}{T})], \quad (2.2.9)$$

ahol $T = \frac{U_1 \alpha}{L}$ a teljes visszafolyással működő szétválasztási oszlop rezsim-be kerülésének időállandója.

Használva a kis koncentrációjú (N^{15}) izotópokra érvényes megközelítést:

$$x_i = \alpha^i \cdot x_0$$

$$K_i = \frac{\alpha^i - 1}{\alpha - 1}$$

$$U_1 = H_0 \sum_{i=1}^p (K_i + V_0 K_p) = H_0 \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha - 1} + \frac{\alpha^2 - 1}{\alpha - 1} + \dots + \frac{\alpha^i - 1}{\alpha - 1} + \dots + \right.$$

$$\left. \frac{\alpha^p - 1}{\alpha - 1} + V_0 \frac{\alpha^p - 1}{\alpha - 1} = \frac{1}{\alpha - 1} \cdot H_0 (\alpha + \alpha^2 + \dots + \alpha^i + \dots + \alpha^p - p) + V_0 \frac{\alpha^p - 1}{\alpha - 1}, \right.$$

de

$$(1 + \alpha + \alpha^2 + \dots + \alpha^i + \dots + \alpha^p) = \frac{1 - \alpha^{p+1}}{1 - \alpha},$$

ami az alábbi összefüggéshez vezet:

$$U_1 = \frac{1}{\alpha - 1} \cdot [(\alpha^p - 1) (H_0 \frac{\alpha}{\alpha - 1} + V_0) - p \cdot H_0]$$

és

$$T = \frac{\alpha}{(\alpha - 1)L} \cdot [(\alpha^p - 1) (H_0 \frac{\alpha}{\alpha - 1} + V_0) - p \cdot H_0].$$

T egyenlő $K(\alpha)$ -val a G. Pompidor által meghatározott egyenletből. A fenti összefüggések a (2.2.9) kifejezés és G. Pompidor egyenletének azonoságát hangsúlyozzák kis koncentrációk esetén.

Észrevehető, hogy a szétválasztási oszlop, az adott feltételezés esetén, úgy viselkedik, mint egy első fokú rendszer, $S_p = 1$ kezdeti értékkel $t = 0$ időpillanatban, $S_p = \bar{S}_p$ aszimptotával $t = \infty$ -ben és $T = \frac{U_1 \alpha}{L}$ időállandóval.

Ahhoz, hogy megkapjam a szétválasztási oszlop egyenletét konstans E (N^{15} atom / h) ürités esetén, ugyanazokat az egyszerűsítő feltételezéseket használom, mint Babkov és társai.

Babkov negyedik feltételét, a stacionárius állapotegyenletre vonatkozót, kísérletileg ellenőrizte Pompidor és Guernier (Guernier 1969).

Guernier eredményeire alapozva feltételezem, hogy ez a hipotézis üritéses működéskor is érvényes marad.

Nagy hasonlóság van tehát a teljes visszafolyással való működés, illetve adott üritéssel való működés között.

A (N^{15}) izotóp állandó E üritéssel működő, szétválasztási oszlopára érvényes egyenlet:

$$[Lx_0 - (L - E) \frac{x_1}{\alpha - x_1(\alpha - 1)} - E x_p] dt = U_1 dx_1.$$

Használva az

$$\alpha - x_1(\alpha - 1) \approx \alpha$$

és

$$x_p = x_0 + (x_1 - x_0) \frac{\bar{x}_p - x_0}{\bar{x}_1 - x_0} = x_0 + (x_1 - x_0) \frac{\bar{S}_p - 1}{\alpha - 1}$$

egyenleteket, az egyenlet új alakja

$$(B - Ax_1) dt = T dx_1,$$

ahol

$$A = 1 + \frac{E}{L} \left[\frac{\alpha}{\alpha - 1} (\bar{S}_p - 1) - 1 \right]$$

$$B = \left\{ \alpha + \frac{E}{L} \left[\frac{\alpha}{\alpha - 1} (\bar{S}_p - 1) - \alpha \right] \right\} x_0$$

és

$$T = \frac{U_1 \alpha}{L}.$$

Az egyenlet átrendezhető a következő alakra is:

$$dt = - \frac{T}{A} d \log (B - Ax_1).$$

A kezdeti feltételek a következők:

- az oszlop alapján az \bar{S}_p gazdagítást a $t = 0$ időpillanatban érik el, $x = \bar{x}_1$ -ben,
- a $t = 0_+$ időpillanattól kezdődően az ürités állandó és E-vel egyenlő.

Integrálva a fentebbi összefüggést:

$$T = - \frac{T}{A} \log \frac{B - Ax_1}{B - A\bar{x}_1}$$

vagy

$$\exp \left(- \frac{t}{T} A \right) = \frac{\frac{B}{Ax_0} - \frac{x_1}{\bar{x}_1}}{\frac{B}{A\bar{x}_0} - \frac{x_0}{\bar{x}_0}}.$$

A (2.2.4) összefüggésből:

$$x_1 = x_0 + (x_p - x_0) \frac{\bar{x}_1 - x_0}{\bar{x}_p - x_0},$$

$$\frac{x_1}{x_0} = S_1 = 1 + (S_p - 1) \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1}$$

és

$$\frac{\bar{x}_1}{x_0} = \bar{S}_1 = 1 + (\bar{S}_p - 1) \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1}.$$

Behelyettesítve $\frac{x_1}{x_0}$ -t, illetve $\frac{\bar{x}_1}{x_0}$ -t az exponenciális egyenletbe:

$$\exp \left(- \frac{t}{T} A \right) = \frac{\frac{B}{Ax_0} - 1 - (S_p - 1) \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1}}{\frac{B}{A\bar{x}_0} - 1 - (\bar{S}_p - 1) \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1}} = \frac{F(\bar{S}_p - 1) - (S_p - 1)}{F(\bar{S}_p - 1) - (\bar{S}_p - 1)},$$

ahol

$$F = \left(\frac{B}{Ax_0} - 1 \right) \frac{1}{\alpha - 1} = \frac{1 - \frac{E}{L}}{1 + \frac{E}{L} \left[\frac{\alpha}{\alpha - 1} (\bar{S}_p - 1) - 1 \right]}. \quad (2.2.10)$$

Rendezve a tagokat a fenti összefüggésben:

$$\begin{aligned} (S_p - 1) &= (\bar{S}_p - 1) + [F (\bar{S}_p - 1) - (\bar{S}_p - 1)] [1 - \exp(-\frac{t}{T} A)] = \\ &= (\bar{S}_p - 1) + [(S_E - 1) - (\bar{S}_p - 1)] [1 - \exp(-\frac{t}{T} A)]. \end{aligned} \quad (2.2.11)$$

Ellenőrizhető, hogy $t = 0$ -ra $S_p = \bar{S}_p$

és $t = \infty$ -ben $S_p \rightarrow 1 + F (\bar{S}_p - 1) = \bar{S}_E$.

Így \bar{S}_E az E állandó üritéssel elért „emelet”.

Az oszlop gazdagítása úgy képzelhető el, mint egy első fokú rendszer \bar{S}_p

kezdeti értékkel, \bar{S}_E aszimptotával és $T_s = \frac{T}{A}$ időállandóval.

T_s mindig kisebb, mint T , mivel A nagyobb, mint 1.

Az

$$\bar{S}_E = 1 + F (\bar{S}_p - 1) = 1 + \frac{1 - \frac{E}{L}}{1 + \frac{E}{L} \left[\frac{\alpha}{\alpha - 1} (\bar{S}_p - 1) - 1 \right]} \cdot (\bar{S}_p - 1) \quad (2.2.12)$$

egyenlet segítségével kiszámítható az oszlop gazdagításának értéke stacionárius állapotban, E állandó ürités mellett, ismerve az \bar{S}_p emelet értékét teljes visszafolyás esetén.

Megoldva a (2.2.12) egyenletet E függvényében:

$$E = L \cdot \frac{\bar{S}_p - \bar{S}_E}{\frac{\alpha}{\alpha - 1} (\bar{S}_p - 1) (\bar{S}_E - 1) + (\bar{S}_p - \bar{S}_E)}, \quad (2.2.13)$$

illetve α függvényében:

$$\frac{\alpha}{\alpha - 1} = \frac{\left(1 + \frac{E}{L}\right) (\bar{S}_p - \bar{S}_E)}{\frac{E}{L} (\bar{S}_p - 1) (\bar{S}_E - 1)} = C$$

$$\alpha = \frac{C}{C-1}. \quad (2.2.14)$$

A (2.2.13) összefüggéssel kiszámítható az E ürítés, ismerve az \bar{S}_p , illetve \bar{S}_E értékeket. A (2.2.14) összefüggéssel pedig kiszámítható az α értéke, ürítési kísérletekből kiindulva, ahol E, L, \bar{S}_p , illetve \bar{S}_E -nek mért értékei vannak.

α különböző értékei nem változtatják meg az oszlop izotópprofilját a (2.2.9) összefüggés értelmében.

Az oszlop „profilja” $S_p = \alpha^p = e^{p \log \alpha}$ által értelmezhető kis koncentrációk esetén. α egy eltérő értéke megváltoztatja a tényérok számát, valamint magasságát, de nem a profilt.

Ez a tulajdonság igaz marad az x_k pontos kifejezése esetén is, amely érvenyes közepes, illetve magas koncentrációkra.

Az α elemi szétválasztási faktor csak a termelés egyenletében szerepel, vagyis az oszlop tetején bemenő és távozó (N^{15}) hozamában. A (2.2.14) összefüggéssel számított elemi szétválasztási faktor egy dinamikus α , amely kifejezi a szétválasztási oszlop felső részén bemenő, illetve távozó két hallmazállapot izotóptöltetének arányát.

Az oszlop termelése ürítés nélkül ($E = 0$)

A (2.2.7) kifejezés megadja a „termelést” teljes visszafolyás esetén:

$$P_o = L \cdot x_o - L \frac{x_1}{\alpha},$$

ahonnan, használva a (2.2.4) relációt:

$$x_1 = \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1} (x_p - x_o) + x_o,$$

$$\text{ahol} \quad P_o = L x_o - \frac{L}{\alpha} \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1} x_p + \frac{L}{\alpha} \frac{\alpha - 1}{\bar{S}_p - 1} x_o - \frac{L}{\alpha} x_o$$

$$P_o = L x_o \frac{\alpha - 1}{\alpha} \cdot \frac{\bar{S}_p - S_p}{\bar{S}_p - 1}. \quad (2.2.15)$$

P_o egy lineáris függvény S_p -ben, amely átmegy a $P_o = 0$ és $S_p = \bar{S}_p$ pontokon.

A P_0 maximális értéke a kísérlet elején: $P_0 = L \cdot x_0 \cdot \frac{\alpha-1}{\alpha}$, $S_p = 1$.

Az oszlop termelése ürítés esetén ($E > 0$)

Stacionárius állapotban az ürítési termelés a következőképpen írható:

$$P_S = E \cdot \bar{x}_E = E \cdot \bar{S}_E \cdot x_0.$$

Különbséget kell tenni a két tanulmányozott termelés között:

- P_0 az a (N^{15}) mennyiség, amely a teljes visszafolyással működő oszlopban egységnyi idő alatt összegyűl,
- P_S az a (N^{15}) mennyiség, amelyet egységnyi idő alatt ürítenek az oszlopból stacionárius állapotban.

P_S relatív könnyen kiszámítható, használva a (2.2.12) összefüggést:

$$P_S = \bar{S}_E \cdot E \cdot x_0 = \left[1 + \frac{1 - \frac{E}{L}}{1 + \frac{E}{L} \left[\frac{\alpha}{\alpha-1} (\bar{S}_p - 1) - 1 \right]} \cdot (\bar{S}_p - 1) \right] \cdot E \cdot x_0 \quad (2.2.16)$$

vagy használva a (2.2.11) összefüggést:

$$P_S = \bar{S}_E \cdot x_0 \cdot L \cdot \frac{\bar{S}_p - \bar{S}_E}{\frac{\alpha}{\alpha-1} (\bar{S}_p - 1) (\bar{S}_E - 1) + (\bar{S}_p - \bar{S}_E)}. \quad (2.2.17)$$

Az egyenletek validitásának ellenőrzése

A (2.2.12), (2.2.13), illetve (2.2.16) összefüggést a H_1 , H_2 , H_3 kísérletek segítségével Guernier ellenőrizte.

Az ürítések 3 m, illetve 4 m magas, 57%-os salétromsavval való 3–4 l/h feltöltési hozam mellett működő oszlopokon történtek.

Az E ürített nitrogén mennyisége az $E = V \cdot a$ relációval fejezhető ki, ahol „ V ” a volumetrikus hozam, „ a ” pedig az ürített sav titrálási értéke.

A főbb eredmények és a számított értékek a (2.2.2), illetve (2.2.3) táblázatban találhatók.

2.2.2. táblázat. A főbb eredmények

	Mértékegység	H ₁	H ₂	H ₃
Az oszlop magassága	M	4	4	3
Töltési hozam (X)	L / h	3,0	4,25	2,9
Moláris töltési hozam (L)	mol / l	36,0	51,5	35,4
Az „emelet” koncentrációja $\frac{N^{15}}{N^{14}} \cdot 100$		4,245	2,150	2,275
Az „emelet” gazdagítottsága $\bar{S}_p = \alpha^p$		11,35	5,66	5,98
Tálerek száma p		49,8	35,5	37,7
Volumetrikus retenció R	L	0,750	0,900	0,600
A retenció molaritása	Atom / l	10,7	10,9	11,0
Moláris retenció p-H = R x _m	Atom	0,03	9,81	6,60
Egy táler retenciója $H_u = \frac{pH}{p}$	Atom	0,61	0,276	0,175
Időállandó $T = \frac{U_1 \alpha}{L}$		34,2	14,2	12,2

2.2.3. táblázat. A főbb eredmények

Kísérlet										
H ₁	20	8,6	0,1720	0,00478	0,00500	2,20	6,10	5,96	0,00388	0,00388
	41,1	8,7	0,3560	0,00989	0,01030	1,57	4,28	4,24	0,00572	0,00564
	90	8,8	0,7920	0,02200	0,02100	1,04	2,78	2,86	0,00847	0,00815
H ₂	8,4	8,9	0,0747	0,00145	0,00100	1,96	5,10	(5,50)	0,00149	0,00141
	24,4	8,8	0,2147	0,00417	0,00360	1,69	4,30	4,51	0,00365	0,00342
H ₃	9,4	8,9	0,0837	0,00236	0,00175	1,93	5,01	5,21	0,00164	0,00155
	21,8	8,8	0,1920	0,00542	0,00533	1,55	4,21	4,19	0,00300	0,00299
	52,8	8,9	0,4700	0,01330	0,01210	1,18	3,12	3,19	0,00559	0,00543
	159	8,9	1,4150	0,04000	0,03540	0,75	2,01	2,03	0,01075	0,01052
	394	9,2	3,6250	0,10240	0,11200	0,50	1,47	1,35	0,01810	0,0197

A táblázatból megfigyelhető, hogy a H₂ kísérlet első üritésének megfelelő emelet kísérleti értéke nem felel meg a számított értéknek. Valószínű, hogy ez a nem megfelelő időintervallumnak tulajdonítható.

A (2.2.12), (2.2.13), (2.2.16) kísérleti összefüggések maximum 3–5%-os hibával működnek. Ez megfelel ugyanakkor a „V” és „a” mérési hibájának, s

következésképpen az E-nek is. A matematikai modell és a kísérleti értékek közelisége alátámasztják a számításához használt feltételeket.

A (2.2.14) összefüggéssel számított α értékek a (2.2.4) táblázatban találhatók.

Az elért átlagérték $\alpha = 1,055 \pm 0,008$, ami közel van a T. I. Taylor és W. Spindel által egyensúlyi állapotban meghatározott $\alpha = 1,055 \pm 0,005$ értékhez.

Az általuk meghatározott dinamikus érték, illetve a statikus α közötti elenyésző különbség nem meglepő, hiszen a (2.2.14) összefüggésbe a statikus α volt bevezetve.

Következésképpen a matematikai modell is pontos.

A továbbiakban a matematikai modellt az átmeneti üzemmódban fogom vizsgálni. Itt az egyenlet egy első fokú rendszernek felel meg. A fontos

paraméterek pedig a $T = \frac{U_1 \alpha}{L}$ időállandó, illetve az üritéses rezsimbe kerülés állandója: $T_s = \frac{T}{A} = \frac{U_1 \alpha}{LA}$. A szükséges értékek a (2.2.5), (2.2.6),

(2.2.7) és (2.2.8) táblázatokban vannak feltüntetve.

Észrevehető, hogy a mért, illetve számított értéksorozatok eléggé eltérőek.

A visszafolyási gáz oxidálási fokának hatásait ellenőrző kísérletek kimutatták, hogy ezek az értékek egyre kevésbé lineárisak, ahogy az oxidálási fok közelebb kerül a táplálási savval egyensúlyban levő gázéhoz.

A matematikai modell nem veszi figyelembe a kémiai reakciók izotópcserére való hatását. Ez a magyarázata annak, hogy a legközelebbi értékeket a táplálási savval egyensúlyban levő visszafolyási gáz esetén kapták.

Bebizonyítható, hogy a kísérleti, illetve számított értéksorozatok meg egyeznek $4T_s$ időnél.

Ily módon az időállandó hozzásegíthet a rezsimbe való kerülés idejének elég jó meghatározásához. A $4T_s$ idő 98%-os gazdagításnak felel meg.

A H_2 kísérlet első üritése csak $1,6T_s$ időt tartott. Ezzel magyarázhatók az eltérő értékek.

A teljes visszafolyással működő oszlopban egységnyi idő alatt összegyűlt (N^{15}) mennyisége:

$$\frac{dx}{dt} = K_1 \frac{dx_p}{dt},$$

ahol K_1 az oszlopban levő R hold-uppal arányos állandó.

Ezzel a következőképpen értelmezhető a szétválasztási potenciál:

$$T_G = R \frac{dx_p}{dt}.$$

Teljes visszafolyás és ürítés esetén való működés tanulmányozásával G. Guernier összehasonlította T_G -t és a p_{exp} termelést. Az eredmény arányosnak bizonyította a két paramétert:

$$P_{\text{exp}} = p_g T_G,$$

ahol p_g egy állandó.

P_o értelmezése alapján $P_o = U_p \frac{dx_p}{dt}$, ha a matematikai modell igaz, tehát T_g arányos a teljes visszafolyással működő oszlop P_o termelésével:

$$T_G = p_n P_o,$$

ahol p_n egy állandó. Ugyanakkor $P_{\text{exp}} = P_s$ a matematikai modell közelítésével:

2.2.4. táblázat. Az α paraméter számított értékei

	\bar{S}_p	$\frac{E}{L}$	\bar{S}_E	$1 - \frac{E}{L}$	$\bar{S}_p - \bar{S}_E$	$\bar{S}_p - 1$	$\bar{S}_E - 1$	C	$\alpha = \frac{C}{C-1}$
4 m H ₁ 3 l/h	11,35	0,00478	5,96	0,99522	5,39	10,35	4,96	21,860	1,048
		0,00989	4,24	0,99011	7,11		3,24	21,226	1,049
		0,02200	2,86	0,97800	8,49		1,86	19,605	1,054
4 m H ₂ 4 l/h	5,66	0,00145	5,30	0,99855	0,36	4,66	4,30	12,372	(1,088)
		0,00417	4,51	0,99583	1,15		3,51	16,789	1,063
3 m H ₃ 2,9 l/h	5,98	0,00236	5,21	0,99764	0,77	4,98	4,21	15,525	1,069
		0,00542	4,19	0,99458	1,79		3,19	20,677	1,051
		0,00542	3,19	0,98670	2,79		2,19	18,979	1,056
		0,01330	2,03	0,96000	3,98		1,03	18,482	1,057
		0,04000	1,35	0,89760	4,63		0,35	23,285	1,045

2.2.5. táblázat. A matematikai modell ellenőrzésére szolgáló adatok

Kísérlet	H ₁			H ₂		H ₃				
Az „emelet” koncentrációja: 10^4	428			215		228				
Az időállandó: $T = \frac{U_1 \cdot \alpha}{L}$	14,9			6,2		5,3				
$\frac{E}{L}$	0,00478	0,00989	0,02200	0,00145	0,00417	0,00236	0,00542	0,01330	0,04000	0,10240
A	2,01	3,12	5,70	1,13	1,42	1,24	1,55	2,40	5,10	11,4
$TS = \frac{T}{A}$	7,41	4,76	2,61	5,50	4,40	4,24	3,42	2,21	1,04	0,46
Az „emelet” kivonata: $t_E \cdot 10^4$	220	160	107	203	167	193	156	118	74	50
A kivonat kezdési ideje: h_0	0 – től 23 – ig	52 – től 58 – ig	81	30	39	43,3	60	76	93,3	105

2.2.6. táblázat. A matematikai modell ellenőrzésére szolgáló adatok

Kísérlet	H ₁															
Kivonat: E / L	0				0,00478				0,00989				0,02200			
T és T _s időállandók	14,9				7,41				4,76				2,61			
A kivonat kezdési ideje: h_0	0				0 – től 23 – ig				52 – től 58 – ig				81			
Kezdeti „emelet”: $t_1 \cdot 10^4$	0				428				220				160			
Végző „emelet”: $t_2 \cdot 10^4$	428				220				160				107			
Z	G	h	t	Δh	h	Δt	t	Δh	h	Δt	t	Δh	h	Δt	t	t
0,5	0,394	7,5	168	3,7	-	82	345	2,4	60,2	24	196	1,3	82,3	21	139	
1,0	0,632	14,9	270	7,4	30,4	130	296	4,8	62,8	38	182	2,6	83,6	34	126	
1,5	0,777	22,4	332	11,1	34,1	161	266	7,1	65,1	47	173	3,9	84,9	41	119	
2,0	0,865	29,8	370	14,8	37,8	180	247	9,5	67,5	52	168	5,2	86,2	46	114	
2,5	0,918	37,3	393	18,5	41,5	191	236	11,9	69,9	55	165	6,5	87,5	49	111	
3,0	0,950	44,7	406	22,2	45,2	197	230	14,3	72,3	57	163	7,8	88,8	50	110	
4,0	0,982	59,6	420	29,6	52,6	204	223	19,0	77,0	59	161	10,4	91,4	52	108	

2.2.7. táblázat. A matematikai modell ellenőrzésére szolgáló adatok

Kísérlet			H2									
Kivonat: E / L			0		0,00145				0,00417			
T és TS időállandók			6,2		5,5				4,4			
A kivonat kezdési ideje: h0			(-1)		30				39			
Kezdeti „emelet”: t1 ·104			0		215				203			
Végző „emelet”: t2 ·104			215		203				167			
Z	G	Δh	h	Δt	Δh	h	Δt	t	Δh	h	Δt	t
0,5	0,394	3,1	2,1	85	2,8	32,8	5	210	2,2	41,2	14	189
1,0	0,682	6,2	5,2	136	5,5	35,5	8	207	4,4	43,4	23	180
1,5	0,777	9,3	8,3	167	8,3	38,3	9	206	6,6	45,6	28	175
2,0	0,865	12,4	11,4	186	11,0	41,0	10	205	8,8	47,8	31	172
2,5	0,918	15,5	14,5	197	13,8	43,8	11	204	11,0	50,0	33	170
3,0	0,950	18,6	17,6	204	16,5	46,5	11,4	203,6	13,2	52,2	34	169
4,0	0,980	24,8	23,8	211	22,0	52,0	12	203	17,6	56,6	35	168

2.2.8. táblázat. A matematikai modell ellenőrzésére szolgáló adatok

Kísérlet			H3												
Kivonat: E/L			0			0,00236			0,00542			0,00133			
T és TS időállandók			5,3			4,27			3,42			2,21			
A kivonat kezdési ideje: h0			0			43,3			60			76			
Kezdeti „emelet”: t1 ·104			0			228			193			156			
Végző „emelet”: t2 ·104			228			193			156			118			
Z	G	H	t	Δh	h	Δt	t	Δh	h	Δt	t	Δh	h	Δt	t
0,5	0,394	2,7	89	2,1	45,4	14	214	1,7	61,7	15	178	1,1	77,1	15	141
1,0	0,632	5,3	144	4,3	47,6	22	206	3,4	63,4	23	170	2,2	78,2	24	132
1,5	0,777	8,0	177	6,4	49,7	27	201	5,1	65,1	29	164	3,3	79,3	30	126
2,0	0,865	10,6	197	8,5	51,8	30	198	6,8	66,8	32	161	4,4	80,4	33	123
2,5	0,918	13,3	209	10,7	54,0	32	196	8,6	68,6	34	159	5,5	81,5	35	121
3,0	0,950	15,9	217	12,8	56,1	33	195	10,3	70,3	35	158	6,6	82,6	36	120
4,0	0,982	21,2	224	17,1	60,4	34	194	13,7	73,7	36	157	8,8	84,5	37	119

2.2.9. táblázat. A $p_n = \frac{\alpha}{(\alpha-1) \cdot p} - \frac{I}{\bar{S}_p - I} + \frac{V_0}{R}$ kiszámítása

Kísérlet	$\bar{S}_p = \alpha^p$	p	$\bar{S}_p - 1$	$R = p \cdot H_0$	V_0 mol.	$\frac{\alpha}{(\alpha-1) \cdot p}$	$\frac{1}{\bar{S}_p - 1}$	$\frac{V_0}{R}$	p_n számított értékei	f_m bizony- talansága	f_m	P_n kísérleti értékei
H ₁	11,35	49,8	10,35	8,03	0,45	0,422	0,097	0,056	0,381	2,5 – től 2,7 – ig	2,60	0,40 – től 0,37 – ig
H ₂	5,66	35,5	4,66	9,81	0,45	0,592	0,215	0,046	0,427	2,8 – től 3,2 – ig	3,00	0,36 – től 0,31 – ig
H ₃	6,98	37,7	5,98	6,60	0,45	0,557	0,167	0,068	0,458	3,3 – től 3,5 – ig	3,40	0,30 – től 0,28 – ig
B ₃	17,3	58,4	16,30	11,20	0,45	0,360	0,061	0,040	0,339	2,6 – től 2,8 – ig	2,70	0,38 – től 0,36 – ig
B ₂	12,2	51,3	11,22	12,20	0,45	0,409	0,089	0,037	0,357	3,2 – től 3,5 – ig	3,35	0,31 – től 0,28 – ig
B ₅	6,97	39,8	5,97	13,40	0,45	0,528	0,168	0,034	0,394	3,3 – től 3,5 – ig	3,40	0,30 – től 0,28 – ig

$$p_g = \frac{P_{\text{exp}}}{T_G} = \frac{P_S}{p_n P_0}.$$

A valóságban P_S és P_0 értékei nem arányosak (2.2.15, 2.2.17 összefüggések), p_g tehát nem állandó. Az a feltételezés, hogy a termelés üritéses stationárius állapotban és a rezsim kezdeténél egyforma egy értékre: $S_p = S_E$, nem érvényes. A Guernier által kísérletileg meghatározott p_g faktor állandósága annak tulajdonítható, hogy P_S és P_0 összetéveszthető kis ürités esetén:

$$P_0 = L \times_0 \frac{\alpha - 1}{\alpha} \frac{\bar{S}_p - S_p}{S_p - 1}$$

és

$$P_S = \bar{S}_E \cdot x_0 \cdot L \cdot \frac{\bar{S}_p - \bar{S}_E}{\frac{\alpha}{\alpha-1} (\bar{S}_p - 1)(S_E - 1) + (\bar{S}_p - \bar{S}_E)}.$$

Kis E ürités esetén:

$$\bar{S}_E = S_p \approx \bar{S}_p.$$

Az $\bar{S}_p - \bar{S}_E$ érték ebben az esetben elhanyagolható az

$$\frac{\alpha}{\alpha-1} (\bar{S}_p - 1)(S_E - 1)$$

tag mellett, s így:

$$P_S \approx L \cdot x_0 \cdot \frac{\alpha-1}{\alpha} \cdot \frac{(\bar{S}_p - \bar{S}_E) \bar{S}_E}{(\bar{S}_p - 1)(\bar{S}_E - 1)}.$$

Ha $S_p \approx \bar{S}_E$ nagyobb, mint 1, a P_S , illetve P_0 kifejezései egyformák lesznek.

A (2.2.15) összefüggést, vagyis a teljes visszafolyással való működés termelését ellenőrzöm, összehasonlítva a P_0 számítási értékeit a G. Guernier fentebbi módszerével kapott T_G értékeivel.

A T_G szétválasztási potenciál és P_0 termelés közötti p_n arányossági állandó:

$$P_0 = \frac{dM}{dt}, \quad P_n = \frac{P_0}{T_G} = \frac{\frac{dM}{dt}}{R \frac{dx_p}{dt}}.$$

A kis (N^{15}) koncentrációra tett megközelítésekkel dM kifejezhető x_p függvényében. Feltételezve, hogy mindegyik tányér közel van a stacionárius állapothoz:

$$dx_i = \frac{\bar{x}_i - x_0}{\bar{x}_p - x_0} dx_p = J_i dx_p$$

$$dM = \left(\sum_{i=1}^p H_o J_i + V_o \right) dx_p$$

$$\begin{aligned} dM &= \left[\frac{\alpha-1}{\alpha^p-1} + \frac{\alpha^2-1}{\alpha^p-1} + \dots + \frac{\alpha^k-1}{\alpha^p-1} + \dots + \frac{\alpha^p-1}{\alpha^p-1} \right] H_o dx_p + V_o dx_p = \\ &= \left[\frac{H_\alpha}{\alpha-1} - \frac{H_p}{\alpha^p-1} + V_o \right] dx_p \end{aligned}$$

$$p_n = \frac{\frac{H_\alpha}{\alpha-1} - \frac{H_p}{\alpha^p-1} + V_0}{R}.$$

Értelmezés szerint $R = p H_0$, tehát

$$P_n = \frac{\alpha}{p(\alpha-1)} - \frac{1}{\bar{S}_p-1} + \frac{V_0}{R}. \quad (2.2.19)$$

Az összefüggés ellenőrzésére Guernier H_1 , H_2 , H_3 , valamint Koehret (Koehret 1969) B_1 , B_2 , B_3 kísérleti értékeit használtam. A 2.2.9 táblázatban található a p_n (2.2.19) összefüggéssel számított értékei, valamint a kísérleti értékek. A következtetések: T_g és P_0 közötti arányosság igazolva van, a p_n számított, illetve mért értékei közötti eltérés a sok egyszerűsítésnek köszönhető.

Az eddig meghatározott matematikai modellek a kísérleti paraméterek változási határain belül érvényesek.

A következőkben alkalmazni fogom ezeket a modelleket az NO-HNO_3 csere egy 5 m hosszú és 4 cm átmérőjű szétválasztási oszlopára, amely 57%-os salétromsavval van táplálva 20°C-on.

A 2.2.10. táblázatban található a teljes visszafolyás esetén való „termelés” értékei az 5 m magas oszlop különböző táplálási hozama esetén. Észrevehető, hogy létezik egy táplálási hozam, amely maximális termeléshez vezet adott gazdagítás esetén. Ez annak köszönhető, hogy az L táplálási hozam csökkenése az \bar{S}_p gazdagításhoz vezet.

2.2.10. táblázat. Teljes visszafolyás esetén való termelés

Kísérlet	Táplálási hozam x [l / h]	Moláris táplálási hozam L [mol / h]	$\bar{S}_p = \alpha^p$	$P_0 = L \cdot \frac{\alpha-1}{\alpha} \cdot x_0$ [atom N^{15}/h] $\cdot 10^3$
H_1	3,0	24,8	11,35	6,54
H_2	4,2	35,9	5,66	9,14
H_3	3,0	44,5	5,98	6,54
B_3	2,0	37,1	17,30	4,36
B_2	2,9	51,9	12,20	6,32
B_5	3,6	37,1	6,97	7,84

Megfelelően változtatva a táplálási hozamot, maximális termelést lehet biztosítani. Ehhez az optimalizáláshoz ismerni kell az \bar{S}_p és L közötti relációt.

Az \bar{S}_p L függvényében való változási görbéje (különböző oszlopmagasságra) B. Koehret szerint két szakasszal helyettesíthető, R. Bes szerint viszont logaritmikus formára hozható:

$$\bar{S}_p = A + B \log \frac{C}{x},$$

ahol $A = 1,3$; $C = 6$ és B függ az oszlop magasságától. Tehát:

$$\bar{S}_p = 1,3 + R K \log \frac{6}{X}, \quad (2.2.20)$$

ahol X a sav hozama [l / h], RK pedig az oszlop magasságának függvénye. A 2.2.11. táblázatban található ez utóbbi összefüggéssel az 5 m magas oszlopra számított \bar{S}_p értékek. Az X értékeit Koehret B_2 , B_3 és B_5 kísérleteiből vettem, RK -nak átlagérték van számítva.

2.2.11. táblázat. \bar{S}_p értékei

Kísérlet	Hozam X	\bar{S}_p	$\bar{S}_p - 1,3$	$R \cdot K = \frac{\bar{S}_p - 1,3}{\ln \frac{6}{X}}$	$R \cdot K$ átlaga	\bar{S}_p számított értékei
B_3	2,0	16,5	15,2	13,84	13,7	16,3
B_2	2,5	13,6	12,3	14,08		13,3
B_5	3,0	10,5	9,2	13,48		10,8

Ugyanezzel az összefüggéssel, de teljes visszafolyás esetén számított értékek a 2.2.12. táblázatban találhatóak.

2.2.12. táblázat. \bar{S}_p értékei teljes redukció esetén

X [l / h]	L [mol / l]	\bar{S}_p	$L \cdot X_0 \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha}$ [atom / h · 10 ³]
0,5	6,18	35,3	1,09
1,0	12,4	25,8	2,18
1,5	18,5	20,3	3,26
2,0	24,7	16,3	4,35
2,5	30,9	13,3	5,44
3,0	37,1	10,8	6,54
3,5	43,3	8,7	7,63
4,0	49,5	6,8	8,72
4,5	55,7	5,2	9,81
5,0	61,9	3,8	10,90

A (2.2.12), illetve (2.2.16) összefüggésekkel számított P_S értékek S_E függvényében a 2.2.13. táblázatban találhatók. $\frac{E}{L}$ közbeeső paraméter. Észrevehető, hogy létezik egy olyan táplálási hozam, amely adott S_E esetén maximális termelést biztosít.

2.2.13. táblázat. P_S számított értékei

\bar{S}_E E / L		P_S N^{15} atom / h $\cdot 10^3$	X / P_S $1 / N^{15}$ atom $\cdot 10^3$		P_S N^{15} atom / h $\cdot 10^3$	X / P_S $1 / N^{15}$ atom $\cdot 10^3$		P_S N^{15} atom / h $\cdot 10^3$	X / P_S $1 / N^{15}$ atom $\cdot 10^3$
X [l / h]	0,5			1,0			1,5		
0,0001	33,00	0,0754	6,630	24,30	0,111	9,000	19,60	0,134	11,200
0,0002	31,00	0,1420	3,520	23,20	0,212	4,720	18,90	0,258	5,820
0,0005	26,20	0,3000	1,620	20,50	0,470	2,130	17,10	0,583	2,570
0,0010	20,90	0,4770	1,048	17,20	0,784	1,280	14,70	1,010	1,490
0,0020	15,00	0,6850	0,720	13,10	1,200	0,833	11,70	1,590	0,943
0,0050	8,42	0,9250	0,541	7,83	1,790	0,559	7,36	2,520	0,595
0,0100	5,15	1,1770	0,425	4,95	2,260	0,443	4,79	3,280	0,457
0,0200	(2,00)		(0,246)						
0,0500	(1,50)		(0,170)						
X [l / h]	2,0			2,5			3,0		
0,0001	15,80	0,145	13,800	13,00	0,149	16,800	10,60	0,1460	20,500
0,0002	15,40	0,281	7,100	12,70	0,290	8,620	10,40	0,2866	10,500
0,0005	14,20	0,648	3,090	11,90	0,680	3,680	9,90	0,6790	2,420
0,0010	12,60	1,150	1,740	10,80	1,240	2,020	9,10	1,2500	3,530
0,0020	10,30	1,880	1,064	9,10	2,080	1,200	7,90	2,1700	1,380
0,0050	6,86	3,130	0,639	6,34	3,630	0,689	5,83	4,0000	0,750
0,0100	4,61	4,210	0,475	4,41	5,040	0,496	4,18	5,7300	0,524
0,0200	3,02	5,520	0,362				2,88	7,9200	0,379
0,0500	1,85	8,470	0,236				1,83	12,6000	0,238

2.3. A matematikai modell ortogonális kollokációval való „átírása”

Az oszlopban való ismételt, folyadék és gáz közötti izotópcserének köszönhetően a folyékony salétromsavban egyre több és több (N^{15}) izotóp gyűl össze, míg a gázban ez az izotópkoncentráció csökken. Azt a halmazállapotot, amelyben a keresett izotóp koncentrációja nő, kicsi betűkkel jelöltem, míg a folyékony halmazállapotot nagy betűkkel. Így H és h a „hold-up”-ok, L és l a hozamok folyékony, illetve gázhalmazállapotban. A „gazdagított” halmazállapot áramlási irányát vettem pozitívnak, így az oszlop mentén ebben az irányban mértem a hosszakat.

Ezekkel a jelölésekkel s a fenti összefüggésekből a szétválasztási oszlop alapegyenlete a következő:

$$(H + h) \frac{\partial N}{\partial t} = \frac{G^2}{K_{f1}} \cdot \frac{\partial^2 N}{\partial p^2} - \frac{\partial}{\partial p} [G(\alpha - 1)N(1 - N)], \quad (2.3.1)$$

ahol: N – N^{15} izotóp moláris frakciója folyékony halmazállapotban,

K_{f1} – össznyereség-együttható,

G – speciális hozam,

α – elementáris szétválasztási faktor,

t – idő [napokban],

p – térkoordináta (p_f – az oszlop hossza) [m].

Az eredeti és frontális feltételek a következők:

$$(IC) \quad N(p, 0) = IC(p)$$

$$(FC1) \quad N(0, t) = f_1(t) \quad (2.3.2)$$

$$(FC2) \quad N(p_f, t) = f_2(t),$$

ahol $t > 0$, $0 < p < p_f$.

A (2.2.1) s a kiegészítő (2.2.2) egyenletet az ortogonális kollokáció módszerével fogom megoldani. Ehhez szükségesek a következő helyettesítések:

$p \rightarrow x$, ahol $p \in [0, p_f]$ és $x \in [-1, 1]$ a (2.3.1) és (2.3.2) összefüggéseknek megfelelően:

$$x = \frac{2p}{p_f} - 1 \quad (2.3.3)$$

$$p = \frac{p_f}{2}(x+1) \quad (2.3.4)$$

A (2.3.1) egyenletet az alábbi alakban is írhatom:

$$(H+h) \frac{\partial N}{\partial t} = \frac{G^2}{K_{f1}} \frac{\partial^2 N}{\partial p^2} - G(\alpha-1) \left[\frac{\partial N}{\partial p} - 2N \frac{\partial N}{\partial p} \right]. \quad (2.3.5)$$

Használva a (2.3.3) és (2.3.4) összefüggéseket, az egyenlet így módosul:

$$(H+h) \frac{\partial N}{\partial t} = \frac{G^2}{K_{f1}} \left(\frac{2}{p_f} \right)^2 \frac{\partial^2 N}{\partial x^2} - G(\alpha-1) \frac{2}{p_f} \left[\frac{\partial N}{\partial x} - 2N \frac{\partial N}{\partial x} \right]. \quad (2.3.6)$$

Jelölöm:

$$a = \frac{G^2}{K_{f1}} \left(\frac{2}{p_f} \right)^2 \cdot \frac{1}{H+h}$$

és

$$b = -\frac{G(\alpha-1)}{H+h} \frac{2}{p_f}. \quad (2.3.7)$$

Így a (2.3.6) egyenlet a következőképpen változik:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = a \frac{\partial^2 N}{\partial x^2} + b \left[\frac{\partial N}{\partial x} - 2N \frac{\partial N}{\partial x} \right]. \quad (2.3.8)$$

A Gauss–Lobatto csomópontok: $x_j = \cos \frac{(j-1)\pi}{N-1}$, $j=1, \dots, N$, és $v_j(t)=u(x_j, t)$, $j=1, \dots, N$, a csomópontokon való megoldások közelítése. A $v_j(t)$ -re használva az interpoláció, a $p(x,t)$ megközelítő megoldás a következő formában lesz:

$$p(x,t) = \sum_{j=1}^N v_j(t) Q_j(x), \quad (2.3.9)$$

ahol $Q_j(x)$ a Lagrange-interpoláció polinomjai. Mivel a megoldás ismert a széleken:

$$v_1(t) = f_1(t) \quad (2.3.10)$$

$$v_N(t) = f_2(t). \quad (2.3.11)$$

Ezekkel a megközelítő megoldás alakja:

$$p(x,t) = f_1(t) Q_1(x) + f_2(t) Q_N(x) + \sum_{j=2}^{N-1} v_j(t) Q_j(x). \quad (2.3.12)$$

N-2 egyenlet szükséges, N-2 ismeretlen függvénnyel: $v_2(t)$, $v_3(t)$, ..., $v_{N-2}(t)$. Ezeket megkapom, ha feltételezem, hogy $p(x,t)$ kielégíti az egyenletet a belső pontokban. Bevezetve a parciális differenciál megközelítő összefüggéseit, az alábbi egyenletekhez jutok:

$$\frac{dv}{dt} = D1t \cdot v + f_1(t)Q'_1 + f_2(t)Q'_N \quad (2.3.13)$$

$$\frac{d^2v}{dt^2} = D2t \cdot v + f_1(t)Q''_1 + f_2(t)Q''_N, \quad (2.3.14)$$

ahol

$$v = [v_2 \ v_3 \ \dots v_{N-1}]^T \quad (2.3.15)$$

$$Q'_1 = [Q'_1(x_2) \ Q'_1(x_3) \ \dots \ Q'_1(x_{N-1})]^T \quad (2.3.16)$$

$$Q'_N = [Q'_N(x_2) \ Q'_N(x_3) \ \dots \ Q'_N(x_{N-1})]^T \quad (2.3.17)$$

$$Q''_1 = [Q''_1(x_2) \ Q''_1(x_3) \ \dots \ Q''_1(x_{N-1})]^T \quad (2.3.18)$$

$$Q''_N = [Q''_N(x_2) \ Q''_N(x_3) \ \dots \ Q''_N(x_{N-1})]^T \quad (2.3.19)$$

és ' jelöli az elsőrendű, '' pedig a másodrendű deriváltat (x függvényében).

$D1t$ és $D2t$ az első, illetve másodrendű differenciál mátrix:

$$D1t = \begin{bmatrix} Q'_2(x_2) & Q'_2(x_3) & \dots & Q'_2(x_{N-1}) \\ Q'_3(x_2) & Q'_3(x_3) & \dots & Q'_3(x_{N-1}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Q'_{N-1}(x_2) & Q'_{N-1}(x_3) & \dots & Q'_{N-1}(x_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (2.3.20)$$

$$D2t = \begin{bmatrix} Q''_2(x_2) & Q''_2(x_3) & \dots & Q''_2(x_{N-1}) \\ Q''_3(x_2) & Q''_3(x_3) & \dots & Q''_3(x_{N-1}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Q''_{N-1}(x_2) & Q''_{N-1}(x_3) & \dots & Q''_{N-1}(x_{N-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.3.21)$$

Ily módon a parciális differenciálegyenletet átalakítottam egy olyan rendszerré, amely N-2 normális (nem parciális) differenciálegyenletet tartalmaz:

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} = & a \cdot (D2t \cdot v(t) + f_1(t) \cdot Q'_1 + f_2(t) \cdot Q'_N) + \\ & + b \cdot (1-2 \cdot v) \cdot (D1t \cdot v + f_1(t) \cdot Q''_1 + f_2(t) \cdot Q''_N). \end{aligned} \quad (2.3.22)$$

Ehhez a rendszerhez még hozzájárulnak természetesen a kezdeti feltételek. E rendszer megoldása megkapható bármely nem lineáris egyenlet-rendszerre kidolgozott numerikus módszerrel.

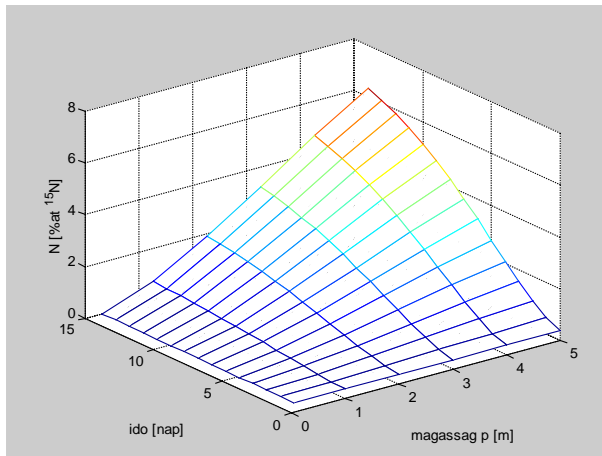
3. Szimulálások

A „Matlab” segítségével írt szimuláló programok eredményei az alábbi ábrákon láthatók. Amint az eredmények is mutatják, a valósághoz hűen az N^{15} izotóp kezdeti koncentrációja 0,365% (a természetben előforduló érték), míg a végső koncentráció 8,2%. Az inflexiós pont koordinátái: $t_i=3.5$ nap, $p_i=4.82$ m. Ennek a pontnak megfelelő izotópkoncentráció az oszlop végén, a t_i időpillanatban $y(t_i, p_f) = 4,82\%$, a p_i oszlopmagasságban pedig $y(t_f, p_i) = 3,235772\%$.

A 3.1. táblázatban néhány jellemző szimulálási érték van feltüntetve, a megfelelő valóságtól való eltéréssel együtt. Észrevehető, hogy az eltérés minden esetben ($2 \cdot 10^{-2}$ - $8 \cdot 10^{-4}\%$) között van, vagyis teljesen elhanyagolható.

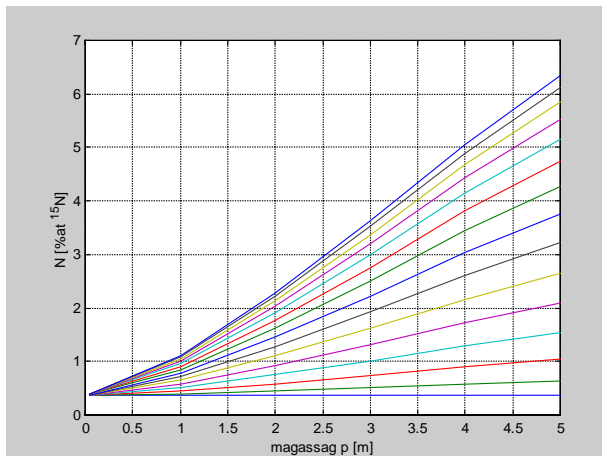
3.1. táblázat. Néhány jellemző szimulálási érték

idő	oszlop- magasság	0.05	1	3	4	6	7	eltérés
0		0.365	0.365	0.365	0.365	0.36	0.36	0.02
2		0.368	0.45	0.74	0.90	1.17	1.26	0.19
4		0.372	0.58	1.31	1.72	2.42	2.64	0.08
6		0.377	0.72	1.93	2.61	3.76	4.11	0.06
8		0.381	0.85	2.51	3.44	5.01	5.51	0.12
10		0.385	0.96	3.00	4.14	6.06	6.66	0.014
12		0.388	1.04	3.37	4.68	6.88	7.57	0.024
14		0.39	1.10	3.64	5.06	7.46	8.20	810^{-4}



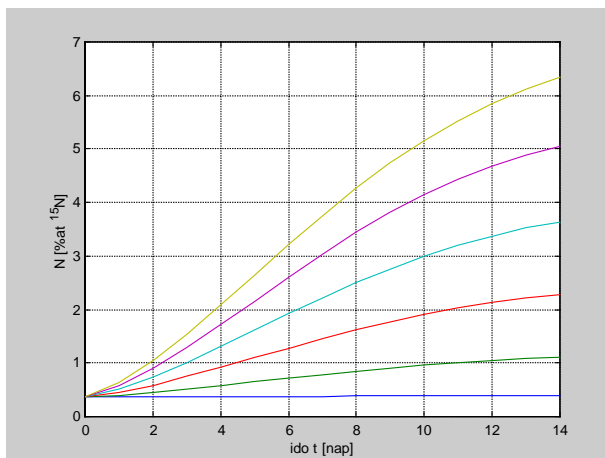
3.1. ábra

A (N^{15}) izotópkoncentráció növekedése az idő és az oszlop magasságának függvényében



3.2. ábra

A (N^{15}) izotópkoncentráció növekedése az oszlop magasságának függvényében, különböző időpillanatban mérve



3.3. ábra
A (N^{15}) izotópkoncentráció növekedése
az idő függvényében,
különböző oszlopmagasság esetén

4. Következtetések

A kutatási munka egyik legfőbb célja az izotópok szétválasztási folyamatainak (sajátosan az N^{15} izotópnak) a modellezése, matematikai modell keresése volt. E modellek szükségessége vitathatatlan, mivel jelen esetben, az ilyen irányú érdeklődés hiányában, a kutatóintézetekben nem alkalmaznak automatizált vezérlést, pedig anyagi megfontolások is szükségessé tennék az N^{15} izotóp ipari mennyiségben való gazdaságos előállítását. Ennek érdekében a technológiai folyamatban több tényezőt kell figyelembe venni.

Általában a rendszerek tértől függő, térben megoszló jellege nincs meghatározva vagy nincs figyelembe véve, s a klasszikus vezérlési módszerek az eredeti működést megközelítő, csak bemenet és kimenet szerint azonosított modellek alapján vannak kidolgozva. Mivel ezek a modellek csak megközelítők, az egyenletek szorosan függenek egymástól és látszólagos késséssel rendelkeznek, ami az ilyen típusú rendszereknél elkerülhetetlen diffúzióknak és konvekcióknak köszönhető. E kutatási munkában megpróbáltam ezeket a problémákat kiküszöbölni, olyan modellezési procedúrát kidolgozni, amely egy általános modellt biztosít a rendszer leírására, egy modellt, amely figyelembe veszi a térben változó struktúrákat, s amely egyszerű beme-

net/kimenet-kísérletekkel nyert adatokból van származtatva. Egy ilyen általános modellt kaphatunk, ha az ortogonális kollokáció módszerét használjuk. Az így nyert modell, illetve modellek biztos alapot jelentenek a rendszer vezérlési stratégiáinak tervezéséhez, majd alkalmazásához, mivel figyelembe veszik a térkoordinátát is.

A technológiai folyamat bonyolultsága, a rendszer különböző üzemmódban való használata nyilvánvalóvá tette, hogy nem elég egyetlen modellt kidolgozni e komplex folyamatra, hanem „modelleszaládot” kell létrehozni, vagyis bebizonyított a robuszt vezérlés alkalmazásának szükségessége.

A kidolgozott modellek minőségének szimulálással való ellenőrzése, a kísérleti eredményekkel való összehasonlítása volt az utolsó cél a kutatási terv szerint, amihez Matlab-ban írt programokat használtam. Észrevehető, hogy a valóságtól való eltérés minden esetben ($2 \cdot 10^{-2}$ – $8 \cdot 10^{-4}\%$) között van, vagyis teljesen elhanyagolható. A szimulálások bebizonyították, hogy a kidolgozott modellek nagyon közel állnak a valós folyamathoz, így adott esetben optimálisan működik a vezérlés, de rámutattak arra is, hogy jobban kellene ismerni a rendszer lehetséges perturbációit, a külső környezet hatásait, illetve szükségesnek bizonyul e perturbációk modellezése.

A bemutatott jó eredmények mellett azonban meg kell említeni a módszer fő hibáját is, ami nem más, mint a felszerelések magas ára.

SZAKIRODALOM

AXENTE, D.–ABRUDEAN, M.–BÁLBEA, A.

1994 Separarea izotopilor ^{15}N , ^{18}O , ^{10}B , ^{13}C prin schimb izotopic.

Cluj–Napoca, Casa Cărții de Știință, 69–104, 125–146

BABKOV, S.I. et alii

1962 Kernenergie 5, 219–230

BES, R.

A szerző nem publikált jegyzetei.

DOYLE, J.C. et alii

1989 State space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems. IEEE Trans. Automat. Contr. 34. 8. 831–847.

Glover, K.–DOYLE, J.C.

1988 State space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ norm bound and relation to risk sensitivity. Systems and Control Letters. 11. 167–172.

GUERNIER, G.

1969 Action de la température et étude de l'influence de soutirages sur les performances d'une colonne d'enrichissement isotopique.

These Docteur Ingenieur, Toulouse

ISIDORI, A.–ASTOLFI, A.

1992 Disturbance specification and H_∞ control via measurement feedback in nonlinear systems. IEEE Trans. Automat. Contr. 37. 9. 1283–1293.

KOEHRET, B.

1969 Etude sistematique de l'influence des parametres hidrodinamique et geometrique sur les performances des colonnes de separation isotopique. These Docteur Ingenieur, Toulouse

MAHENC, J.–POMPIDOR, G.

1968 Contribution a l'étude du fonctionnement des colonnes de separation isotopique par échange chimique. Chim. et Ind. Génie chimique 99, 8. 1137–1147.

MONSE, E. M. et alii

1960 J. Chem. Phys. 32. 1579–1591

NIELSEN, J.

1972 Automatisation et modélisation d'une colonne de separation isotopique d' azote–15. These docteur en sciences physiques, Toulouse

POMPIDOR, G.

1967 Etude des périodes transitoires de mise en regime des colonnes de separation isotopique. These Docteur Ingenieur, Toulouse

Van der Shaft, A. J.

1991 A state space approach to nonlinear H_∞ control. Systems and Control Letters 16. 1–8 .

A KORSZERŰ VERSENYKÉPES TERMÉK- FEJLESZTÉS MÓDSZEREINEK ALKALMAZÁSA AZ ERDÉLYI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGI VISZONYOKBAN

1. Bevezetés

A világ sikeres vállalatainak figyelme az utóbbi évtizedben a versenyképes és környezetbarát termékekre irányul.

Korszerű, jó minőségű, környezetbarát és versenyképes termékeket az integrált termékfejlesztés új módszertani megoldásaival lehetséges előállítani. Az új módszertan megoldásainak kutatásában napjainkban kiemelkedő eredményeket ért el az amerikai Rhode Islandi Egyetem szellemi bázisán álló Boothroyd-Dewhurst Inc. (B.D.I.), amely a nyolcvanas évek elejétől kezdve kifejlesztette a Design for Manufacture and Assembly (Gyártás- és szereléshe-lyes terméktervezés) és a Design for Environment (Környezetkímélő tervezés) módszereit, számítógépes tervezőrendszereit és tervezési törzsadattárait (Boothroyd 1991). Ezek a módszertanok a világ fejlett országainak vállalatainál a saját termékek költségsökkentési, gyártás- és szereléshelyességi, valamint környezetszennyező hatásai analízisének és áttervezésének új megoldásai.

Magyarországon az ipari termékek versenyképességének javítása érdeké-
ben már 1993-ban az OMFB és az Iparügyi Minisztérium támogatásával a Ver-
senyképes ipari termékek korszerű tervezési-fejlesztési módszereinek beve-
zetése című projekt valósult meg (Lőrincz 1993).

A budapesti Műszaki Egyetem és a kolozsvári Műszaki Egyetem együtt-
működési megállapodása keretében Kolozsvárról is részt vettünk négyen az
első, oktatókat, tudományos kutatókat kiképző tanfolyamon Budapesten, 1994
januárjában. Az ott szerzett és azután továbbfejlesztett ismeretek alapján első-
ként sikerült oktatni és bevezetni Romániában ezt a módszertant. Eredm-
nyeinkről beszámoltunk számos nemzetközi tudományos konferencián, a
Gépgyártástechnológia folyóiratban és részt vettünk több „Versenyképes ter-
vező” versenyen és konferencián (Gyenge 1994, 1994. 11., 1995. 311–318.,
1995. 125–126., 1996. 57–63., 2001. 32–37., Ros 1999. 428–431).

Az oktatásba való bevezetést ipari elemzések és gyakorlati alkalmazások követték. Az aránylag nagyszámú sikeres fejlesztés eredményeiről nemzetközi tudományos konferenciákon is beszámoltunk.

2001. május 24-én Dr. Matolcsi György gazdasági miniszter személyesen adta át Dr. Gyenge Csabának a Versenyképes Termékfejlesztési Különdíjat a „legújabb tudományos módszerek alkalmazásával a versenyképes termékfejlesztés terén végzett magas színvonalú kutatói és oktatói tevékenységéért” (idézet az Elismerő Oklevélből), (Gyenge 2001. 32–37). A Sapientia Alapítvány által támogatott kutatásainkat főleg az erdélyi gépipar termékeinek a fejlesztésére irányítottuk, és a gyakorlati alkalmazásokat, részletes felmérések alapján, két ipari egységben igyekeztünk bevezetni és alkalmazni: a székelyudvarhelyi MATPLAST-ban és a kolozsvári FORTPRES-ben. Ez irányú eredményeinkről a következőkben számolunk be.

2. Integrált terméktervezés és fejlesztés

A legutóbbi tíz év folyamán megváltozott a terméktervezés szemléletmódja. A hagyományos megközelítés csak funkcionális és tervezési követelményeket, tényezőket vett figyelembe, és az olyan szempont, mint:

- a versenytársak rendelkezésére álló technológia színvonala és a termelés költségei,
- a piac által megkövetelt minőség,
- szabványos megoldások használata

másodlagos volt.

A versenyképes termékekkel szemben támasztott növekvő és a termék teljes életciklusára kiterjedő, gyakran egymásnak ellentmondó követelmények egyidejű kielégítése és a versenyképességet biztosító újszerűség, minőség, alacsony költség és rövid fejlesztési idő egyre nagyobb kihívások elé állítják a fejlesztéssel és tervezéssel foglalkozó szakembereket. A korábbi, kvázi optimális tervezési szemléletmódot felváltó integrált termékfejlesztési koncepció megvalósítása megkívánja az egyes tevékenységek időbeli párhuzamosítását és a fejlesztéshez, döntéshez szükséges átfogó, valamint követelményspecifikus információk, szakmai ismeretek mielőbbi, a tervezés lehető legkorábbi szakaszaiban való rendelkezésre állását.

A korszerű felfogásban a terméktervezés egy többcélú, sokszor ellentmondó feltételek között végzett szellemi alkotómunka folyamata, amelyben a tervező a különféle követelmények, a peremfeltételek és a környezet által meghatározott problémát összeveti a rendelkezésére álló ismeretekkel, az ismert

megoldásokkal, és dönt, hogy ezek részben vagy teljesen kiindulásként felhasználhatók-e, vagy egészen új megoldást kell kifejlesztenie. Az új ötleteket, a részben vagy egészében ismert megoldásokat úgy kombinálja és változtatja, hogy azok a felállított követelményeket – ha lehet – optimálisan teljesítsék.

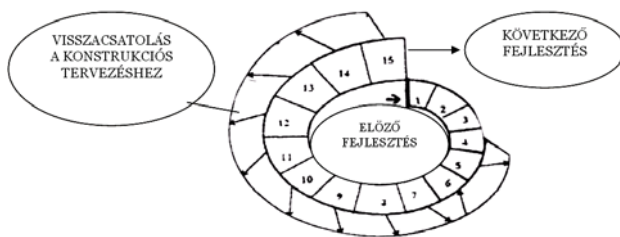
2.1. Az integrált tervezési folyamatmodell

A jövő termékeivel szemben támasztott egyre több, az eddigiektől részben eltérő követelmény (pl. új műszaki funkció, gazdaságos anyag- és energiafelhasználás, nagy fajlagos teljesítmény, automatizáltság, környezetbarátság stb.), valamint a tervezés erőforrásainak megváltoztatása és új termék-előállítási filozófiák megjelenése hatására kiszélesedett a gép- és technológiatervezés fogalma, átalakult a szerkezete, a szemléletmódja és a módszertana.

Ez azt jelenti, hogy a tervezési folyamat (2.1. ábra) egy permanens fejlődés, a folyamat egyes elemeinek magasabb szinten való ismétlődésével, ami végeredményben új terméket, új technológiát és újfajta felhasználást, majd pedig új vevői igényt eredményez, és ez magasabb szinten mindig újra ismétlődik.

Az ábrán jelzett számok értelmezése a következő:

1. Vevői igények meghatározása
2. Konstrukciós, technológiai, gyártási, kutatásfejlesztési eredmények és eddigi gyakorlati tapasztalatok feldolgozása
3. Konkurens termékek és piaci feltételek összehasonlítása
4. Gyártmánykonceptió kidolgozása
5. Szerelési és gyártási költségbecslések
6. Részletes gyártmány- és gyártási dokumentáció kidolgozása
7. Előzetes hibák és hibaokok analízise
8. Gyártási, minőségbiztosítási és javítási előírások kidolgozása
9. Felhasználási és újrafelhasználási költségbecslések
10. Prototípusgyártás és elemzése
11. Kísérletek, próbák
12. „O” sorozatgyártás és elemzése
13. Hatósági és forgalombahozatali engedélyek megszerzése
14. Sorozatgyártásra való felkészülés
15. Értékesítési lehetőségek felkutatása, eladások megkezdése



2.1. ábra
A termékfejlesztés folyamata

A mérnöki munkában a nyolcvanas évektől kezdődően új alapelvek érvényesülnek:

- több tudományterület megjelenése egy-egy feladatnál,
- csak egy objektum helyett rendszerben való gondolkozás,
- az ember, a környezet és az ezek által képviselt értékek előtérbe kerülése,
- a termék teljes életpályájának és a folyamatok egészének figyelembevétele,
- rendszerelemzés helyett rendszerszintézis.

A tervezési folyamat modellezésének egyik lehetséges irányzata az ún. evolúciós elmélet, melyet Bercsey Tibor ismertet (Lőrincz 1993).

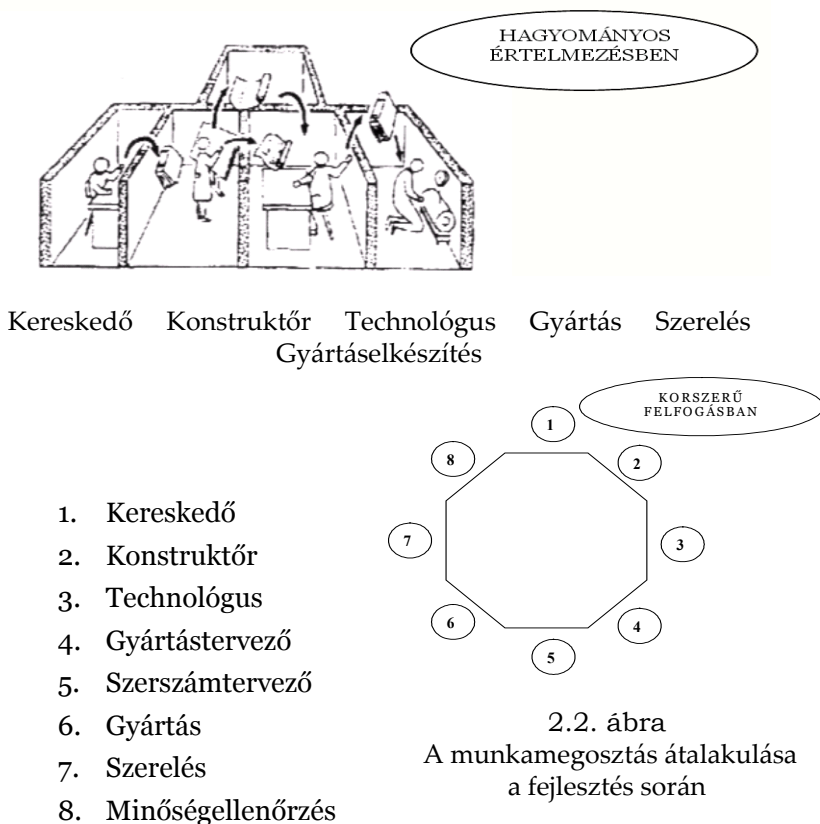
A kutatások alapján megállapítható, hogy az evolúciós elmélet alkalmazhatósága egy műszaki alkotás létrehozási folyamatára nemcsak a megfelelő kiindulási megoldások, hanem a folyamatra ható tényezők leírásának teljességétől és az alkalmazott módszerektől, eljárásoktól is nagymértékben függ. A probléma sajátosságaiból adódóan erre a célra – a mindenkori feladathoz illeszkedően – megválasztott mesterséges intelligenciamódszerek (pl. heurisztikus eljárások, szakértőrendszerek), a mintafelismerés és a genetikusan algoritmusok bizonyulnak a leghatékonyabb eszközöknek.

A konstrukciós és technológiai fejlesztés és az evolúció között fellelhető analógiák alapján elvileg fennáll annak a lehetősége, hogy a genetikusan algoritmusok a tervezési folyamat egészét támogassák.

2.2. Integrált konstruktív és technológiai tervezési módszertan kialakulása

A tervezésben bekövetkezett filozófiai változások, amelyek a komplexitás megjelenését hozták magukkal, együtt jártak új tervezésmódszerek és módszerek kialakulásával a kölcsönösen illeszkedő új eszközök és eljárások alkalmazásában és új együttműködési formák kialakulásával a tervezésben érintett szakterületek között (2.2. ábra).

Az integrált termékfejlesztés egyik alapvető elve az egész tervezői csoport tudásának felhasználása, hogy a fejlesztés során valamennyi szempont jelen legyen. Annak érdekében, hogy sikerüljön megtalálni az optimális megoldást, eszközöket, résztechnikákat kell felhasználnunk, melyek módszeressé teszik a megoldás keresését és ezen belül a változatok kialakítását és azok értékelését.

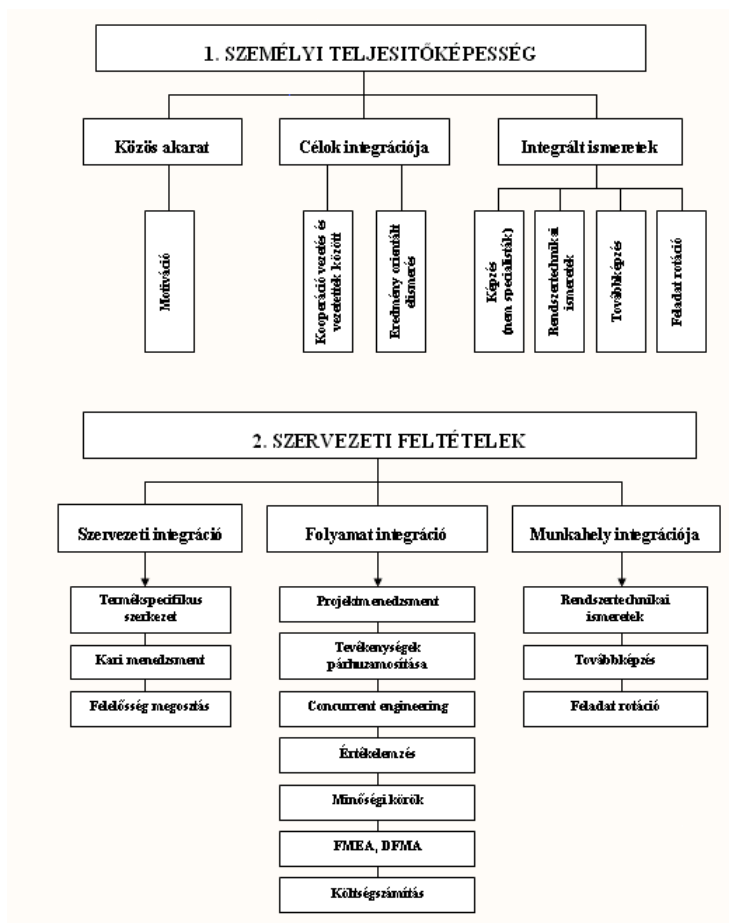


2.2. ábra

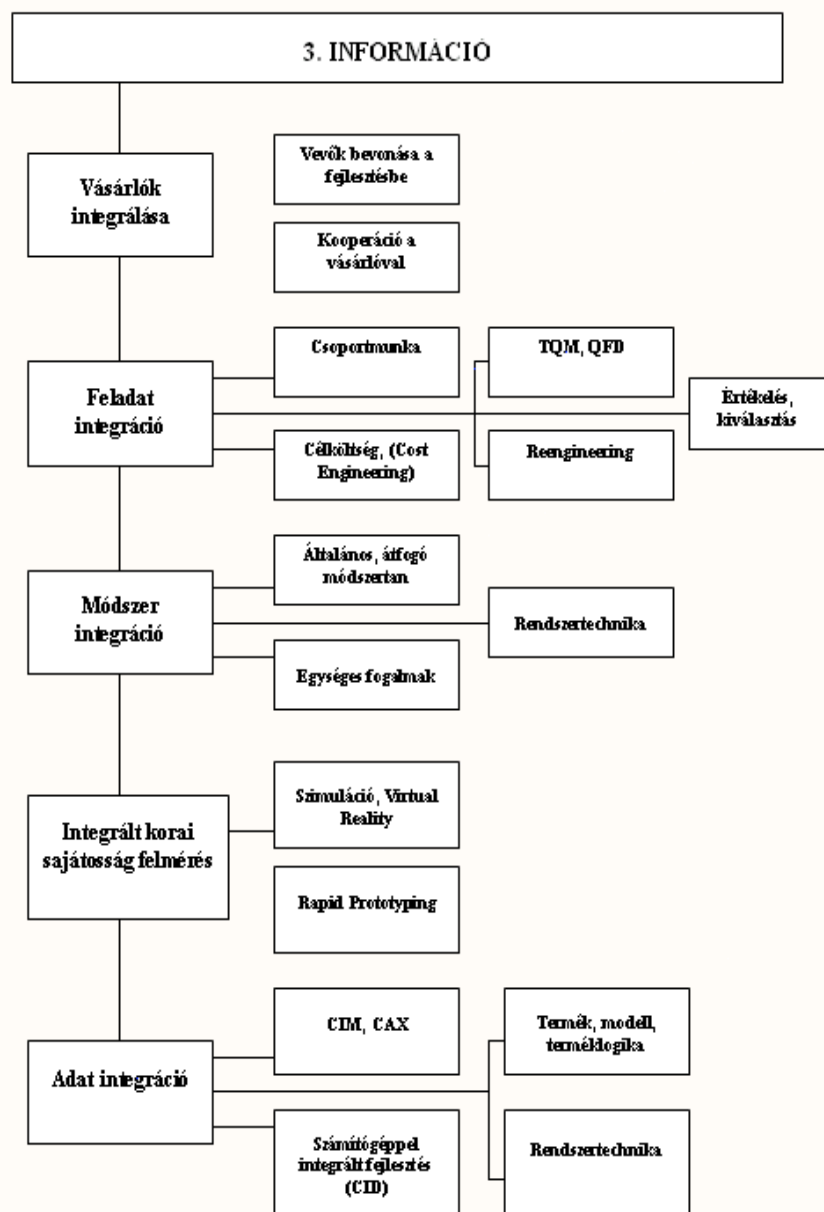
A munkamegosztás átalakulása
a fejlesztés során

Az integráció megvalósítása – a hagyományos tervezési folyamattal szemben – feltételezi az abban résztvevők közös, célorientált munkáját, kooperatív kreativitását, az integráció személyi, informatikai és szervezeti megvalósítását. Ennek több elemét a 2.3. ábrán foglaltuk össze.

Napjainkban a viszonylag nagy személyi és koordinációs munkát igénylő szervezői módszerek mellett a gyakorlati mérnöki munkához a legnagyobb támogatást a különböző tervezői értékelő rendszerek, a DfX (Design for X) technikák nyújtják (Gyenge 2001).



2.3.a ábra
Az integrált termékfejlesztés elemei és módszerei

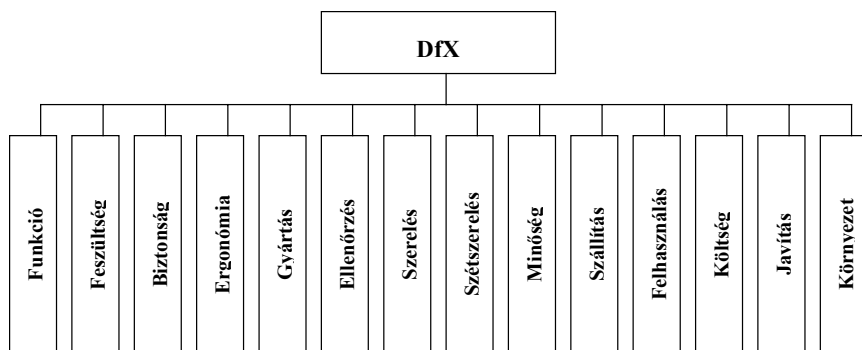


2.3.b ábra
Az integrált termékfejlesztés elemei és módszerei

2.3. A DfX technikák jellemzői

A tervezői döntéseknek a termék jellemzőit, költségeit, minőségét meghatározó nagy súlya elengedhetetlenné teszi, hogy a tervezési folyamat minden szakaszában a konstruktőr rendelkezésére álljon, rendezett és gyorsan hozzáférhető formában, a változatok megítéléséhez, a hibás fejlesztések elkerüléséhez szükséges, lehetőleg a termékfejlesztés minél több szempontját lefedő szaktudás.

A tervezői szaktudást prezentáló DfX technikák kezdetben elsősorban a termékek funkciójára és az előállítással összefüggő szempontokra irányulnak. Ezek főbb területeit a 2.4. ábra mutatja.



2.4. ábra

A DfX által lefedett szakterületek

A DfX technikák mindegyike strukturált szaktudást tételez fel, amely módszertanilag és informatikai eszközrendszerén keresztül támogatja a tervezési folyamatot. Moduláris felépítésükből adódóan szigetszerűen, egyedi felhasználásra is alkalmasak, de a működésükhöz szükséges termék- és felhasználóspecifikus alapadatokat a tervezési folyamatból, ill. az azt támogató tervezőrendszerből kapják.

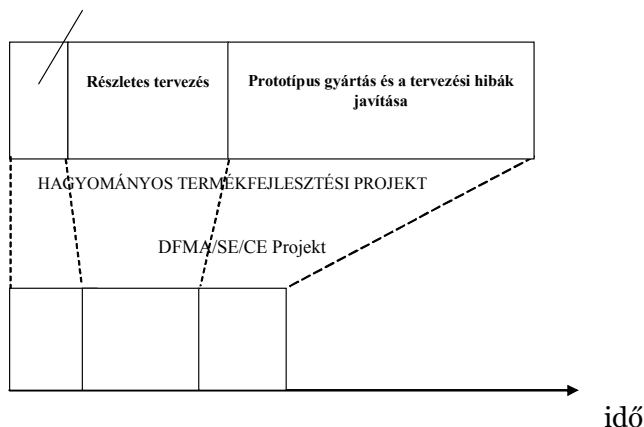
Bizonyított tény, hogy a gyártási költségek több mint 80 százaléka, valamint a termék minőségének legnagyobb része a koncepcionális tervezés szakaszában dől el. A mai világban versenyképes ipari terméket csak a tervezés optimális feltételrendszerével lehet tervezni, melyhez a térbeli modellezésen alapuló, számítógéppel segített termékfejlesztés és a DFMA elemzésekre alapuló előzetes (korai) költségbecslés egyidejű és együttes alkalmazása szükséges.

A DFMA eljárások a CAD/CAM rendszerek kifejlesztésével és a termékek értékelemzésével együtt jöttek létre. Ismert tény, hogy a CAD rendszerek alkalmazása önmagában nem vezet versenyképes termékhez (Gyenge 1998). A DFMA modulok ezért kiemelkedő fontosságúak és szorosan hozzátartoznak az integrált számítógépes tervezés eszköztárához.

A számítógéppel segített tervezés e módszerei egyre szélesebb körben kerülnek alkalmazásra a legjobb konstrukciós és technológiai megoldások megválasztásában, hiszen a fejlesztéstől a piacra jutásig tartó idő lerövidítése egyre égetőbb feladatot jelent a fejlődő országok, ill. a velük együttműködő más szervezeti egységek számára.

Ma már számos gyakorlati példa bizonyítja, hogy a DFMA módszertan használata lerövidíti a piacra jutási időt (2.5. ábra).

Konstruktív tervezés DFMA nélkül



2.5. ábra

A DFMA alkalmazása lerövidíti a piacra jutási időt

2.4. Új módszerek a DFMA-ban

Az amerikai vállalatok versenyképességének fokozása érdekében a nyolcvanas évek elején a Massachusettsi Egyetemen, majd pedig a Rhode Islandi Egyetemen az amerikai Nemzeti Tudományos Alap megbízásából kutatások kezdődtek G. Boothroyd vezetésével, melyek a különféle szerelési és gyártási folyamatok költségeivel és hatékonyságával foglalkoztak. A ku-

tatások alapján kifejlesztettek egy magas szintű adatbázist. Ennek eredménye a moduláris szoftvercsalád, a Design for Manufacture and Assembly (Boothroyd 1991), amellyel csökkenthető a termékfejlesztésre fordított idő és a gyártási költség, növelhető a termelékenység és javítható a termék minősége.

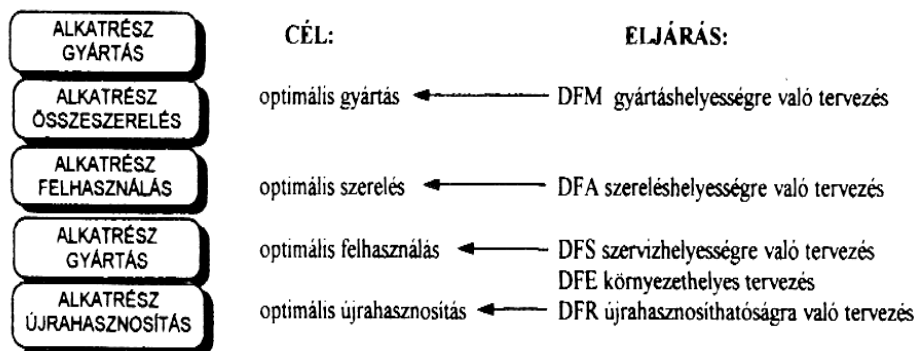
A tervezőrendszer fő modulja a DFA (Design for Assembly), mely a racionális gyártás- és szerelэшhelyes tervezés alapvető segédeszköze.

A tervező a számítógép segítségével már a meglévő vagy az elképzelt konstrukció gyártmánycsaládfáját építi fel, majd a konstrukciót – a programrendszer által felkínált szakértői szempontok alapján – értékeli.

A szerelési folyamaton végighaladva a számítógépes program a legegyszerűbb megoldási módokra vezeti rá a felhasználót. Az alkatrészkezelés és az illesztés-rögzítés speciális definíciók szerinti kódértékei közötti választással a DFA szempontokat ad az alkatrészek, illetve részegységek kialakításához. A szoftver értékeli a beépített alkatrészek szükségességét. Az elképzelt valóságos és lehetséges minimális alkatrészsorszám és szerelési idő alapján a szerelés hatékonysági mutatója is meghatározható.

Az elemzés eredményeként racionálisabb felépítésű, kevesebb alkatrészsorszámú műveletterveket kapnak a szerelvények legkisebb költségű szereléséhez.

Napjainkban számos DFMA modul került kifejlesztésre, amelyek a termék egész életpályáját lefedik (Gyenge 1994 151–152). Ezeket a 2.6., 2.7., 2.8. és 2.9. ábrákon ismertetjük.



2.6. ábra
A DFMA hatásterületei

A DFMA módszerek fejlődésének egy új fázisa a CAD rendszerekkel való integráció. Ennek érdekében az első jelentős eredmény a Design for Assembly modul hozzáillesztése a ProEngineer 3D-s gépészeti tervezőrendszerhez, és ezzel a tervezés és a költségelemzés gyorsabbá tétele (Gyenge 1996. 127–133).

A DFA/Pro eszköz az alkatrészterv általános használhatóságának értékelésére a gyártási és a szerelési folyamatban. A program önállóan vagy csoportban dolgozó mérnököknek készült. Fő célja az egyes alkatrészek viszonyának elemzése a teljes termék strukturális helyessége szempontjából. A terméket mint integrált alkatrészek és funkciók összegét vizsgálja. A szakértői rendszer segítségével csökkenthetjük az alkatrészek számát, egyszerűbb és könnyebb szerelési, szervizelési módokat tervezhetünk meg.

A DFA/Pro kimutatja, mely alkatrészeket lehet elhagyni, segíti a tervezőt a nagy integráltság mellett a gazdaságosan gyártható munkadarabok tervezésében.

2.5. DFA elemzési példa: kerti vízsóró

A kerti vízsórót (2.10. ábra) a kolozsvári S.C. Armatura vállalat gyártja, évi 80 000 darabos sorozatban. Amint az ábrán látható, az eredeti termék 17 különböző alkatrészből tevődik össze.

Az elemzést a következő lépésekben végeztük:

2.5.1. Az előző konstrukció átfogó tanulmányozása

- a) az alkatrészek részletes számítógépes leírása és meghatározása a következő szempontok szerint: alak, méret, anyag, szimmetria, funkcionális szerep és szükségszerűség, megfogási, pozicionálási és szorítási lehetőség stb.;
- b) a kézi szerelés műveletelemeinek meghatározása;
- c) a kézi szerelés munkaidejének meghatározása két csoportba osztva: megfogás, orientálás, helyzetmeghatározás, a többi alkatrészekhez való rögzítés;
- d) a szerelési költség meghatározása.

A fenti elemzések „dialóg” módszerrel végzendők a számítógép segítségével, de az operátor nagyon jó technológiai felkészültséggel kell rendelkezzen. Az elemzés eredményei az 2.1. táblázatban láthatók.

DESIGN FOR MANUFACTURE AND ASSEMBLY™
(TERMÉKEK GYÁRTÁS- ÉS SZERELÉSHELYES TERVEZÉSE)

DESIGN FOR ASSEMBLY
(SZERELÉSHELYES TERMÉKTERVEZÉS)

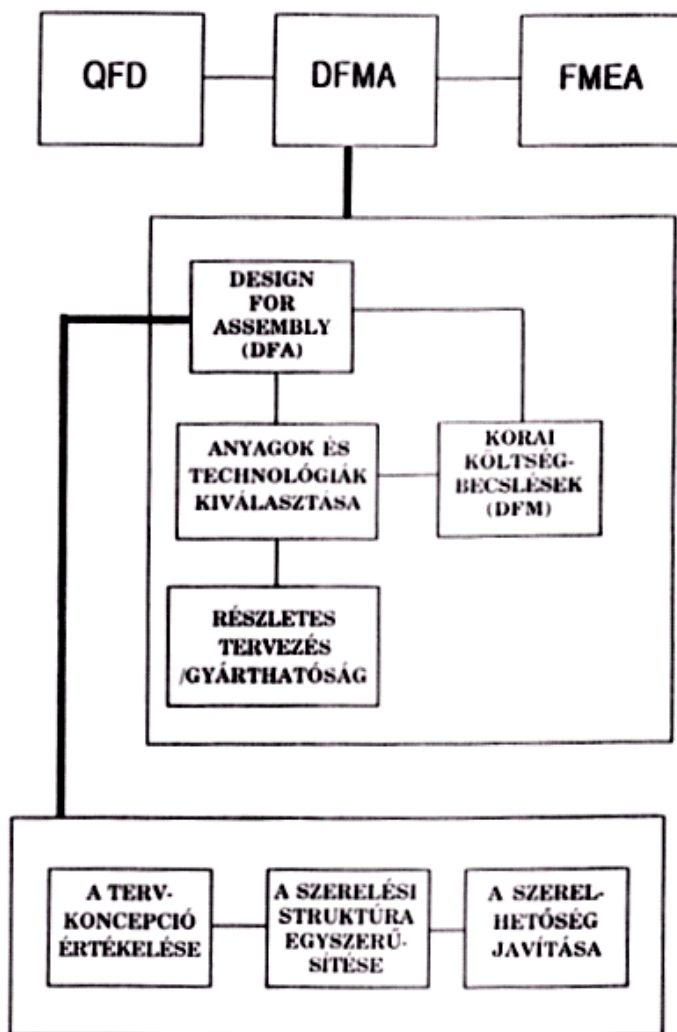
- **Design for Manual Assembly**
(Termékek manuális szerelésre alkalmas megtervezése)
- **Design for PCB Assembly**
(Nyomtatott áramkörök szerelészelyes tervezése)
- **Design for Automatic Assembly**
(Automatikus szerelésre való tervezés)
- **Design for Robot Assembly**
(Robotos szerelésre való tervezés)
- **Design of Parts for Automatic Handling**
(Alkatrészek automatikus adagolásra való tervezése)
- **Assembly System Economics and Simulation**
(Szerelőrendszerek gazdaságossági számításai és szimulációja)

DESIGN FOR MANUFACTURE
(GYÁRTÁSHELYES TERMÉKTERVEZÉS)

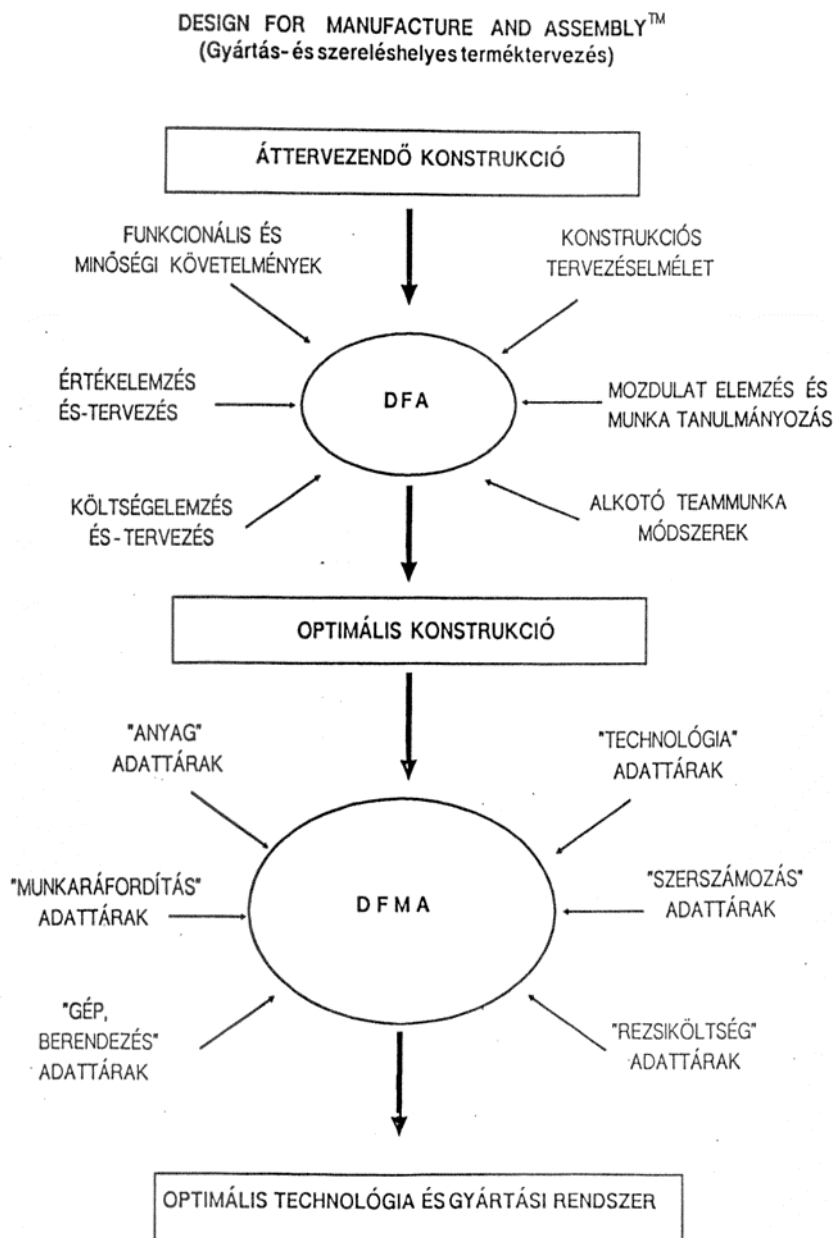
- **Design for Machining**
(Forgácsoló megmunkálások korai költség-
becsléses tervezése)
- **Design for Injection Molding**
(Fröccsöntés tervezése)
- **Design for Sheet Metallworking**
(Lemez megmunkálások tervezése)
- **Design for Diecasting**
(Présöntés tervezése)
- **Design for Powder Metal Parts**
(Porkohászati alkatrészek tervezése)

2.7. ábra
A DFMA szoftvercsomag

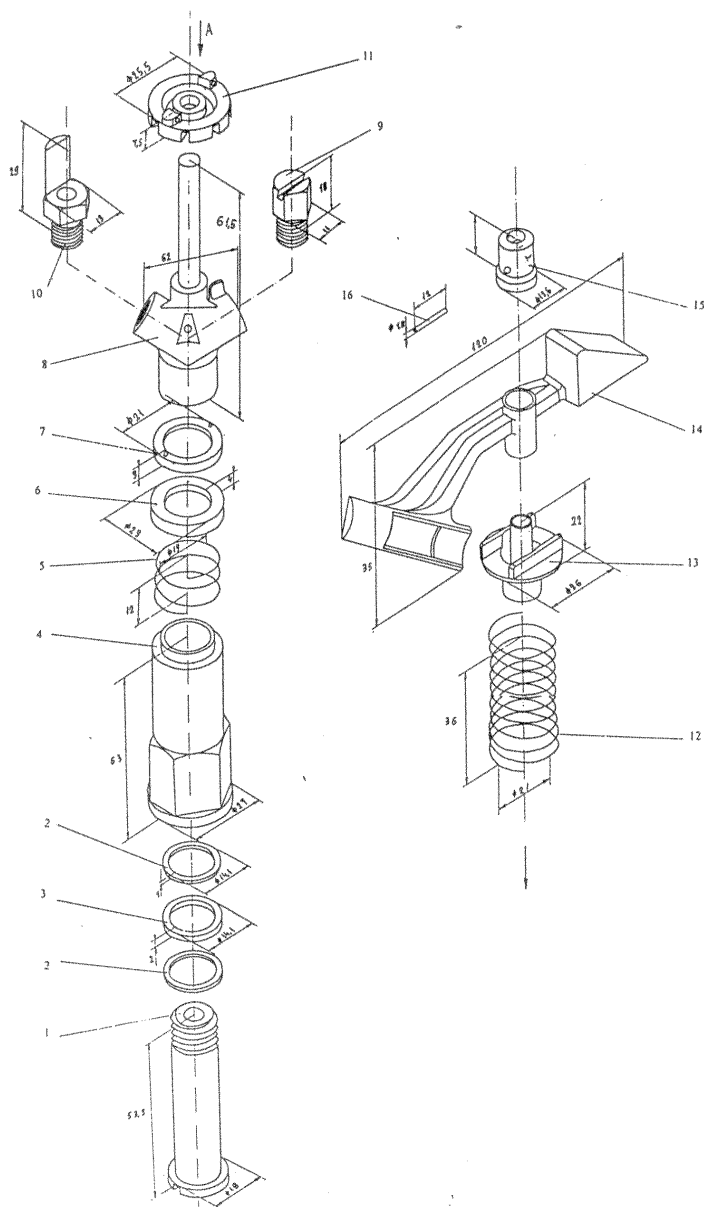
MIKOR ALKALMAZZUK A DFA-T?



2.8. ábra
A DFA alkalmazása a gyakorlatban



2.9. ábra
A DFA alkalmazása a gyakorlatban



2.10. ábra

Az előző konstrukciójú kerti vízsóró robbantott rajza

2.1. táblázat. A régi vízszóró kézi szerelésének
technológiai feldolgozása *

Manual –Bench Assembly Name of As- sembly- Asper									Assembly worker rate OP: 0.65\$/hr 0.02 c/s	Sub As- sembly or part costs	
Item Name: Part, Sub or Pcb assembly or operation	No. of items – RP	Manual Handling Code – HC	Handling time per item (s) - TI	Manual Insertion Code - IC	Insertion time per item (s) - TI	Total op'n time – RP (TH+TI)	Total op'n costs-cents TA*OP - CA	Figures for min. parts - NM	Description	Total item cost \$	Total tooling cost \$
1 oszlop	1	00	1.13	00	1.5	2.6	0.0	1	Place in fixture	0.0	0.0
2 alátét2	2	08	2.45	00	1.5	7.9	0.1	0	Add	0.0	0.0
3 alátét1	1	08	2.45	00	1.5	4.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
4 alsó rész	1	10	1.50	10	4.0	5.5	0.1	1	Add	0.0	0.0
5 rugó	1	05	1.84	00	1.5	3.3	0.1	1	Add	0.0	0.0
6 rugó alátét	1	10	1.50	00	1.5	3.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
7 alátét	1	15	2.25	00	1.5	3.8	0.1	0	Add	0.0	0.0
8 felső rész	1	20	1.80	00	1.5	3.3	0.1	1	Add	0.0	0.0
9 csavar becsa- varása	1	-	-	92	5.0	5.0	0.1	-	Standard op.	0.0	0.0
10 fűvóka d3	1	10	1.50	00	1.5	3.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
11 csavar be- csavarása	1	-	-	92	5.0	5.0	0.1	-	Standard op.	0.0	0.0
12 fűvóka d5.5	1	10	1.50	00	1.5	3.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
13 csavar be- csavarása	1	-	-	92	5.0	5.0	0.1	-	Standard operation	0.0	0.0
14 rugótartó	1	83	5.60	31	5.0	10.6	0.2	0	Add & press fit	0.0	0.0
15 visszameneti rugó	1	80	4.10	01	2.5	6.6	0.1	0	Add	0.0	0.0
16 behelyezés + hajlítás	1	-	-	99	10.0	10.0	0.2	-		0.0	0.0
17 rugótartó 2	1	10	1.50	01	2.5	4.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
18 behelyezés + hajlítás	1	-	-	99	10.00	10.0	0.2	-		0.0	0.0
19 lengőkar	1	15	2.25	31	5.0	7.3	0.1	1	Add & press fit	0.0	0.0
20 fedő	1	11	1.80	02	2.5	4.3	0.1	0	Add	0.0	0.0
21 csapszeg	1	18	3.00	10	4.0	7.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
22 csapszegvég lehajlítása	1	-	-	90	4.0	4.0	0.1	-	Standard operation	0.0	0.0

* A szoftver által kinyomtatott eredeti táblázat

(A kezelő csak az első oszlopba írhat be más nyelvű elnevezéseket.)

A 2.1. táblázatba foglalt adatok segítségével meghatározható a DFA felépítési és szerelési index (2.2. táblázat), az elméletileg legkisebb darabszám, amelyből összetevődhet a termék. Amint a táblázatból látható, a régi konstrukció DFA indexe nagyon alacsony (12%), és ez arra a következtetésre vezetett, hogy a versenyképesség növelése céljából át kell tervezni a terméket.

2.5.2. A termék áttervezése és újraelemzése

A fentiekben meghatározott, elméletileg legkisebb darabszám mellett a számítógépes elemzésből javaslatok is adódtak egyes alkatrészek mellőzésére vagy integrálására. Ezek alapján és újból alaposan átvizsgálva a termék valamennyi részének a funkcióit és felépítését, arra a következtetésre jutottunk, hogy az 1,2 rugótartók (2.10. ábra) és maga a csavarrugó is kiiktathatók, ha a tengelyben egy megfelelő, nagy menetemelkedésű elikoidális árkot képezünk ki (2.11. ábra), és ugyanakkor a szórófuratokat 90 fokra helyezzük el.

2.2. táblázat. A régi konstrukció összesített jellemzői *

Assembly efficiency (percent)	12
Total assembly time (seconds)	118
Total labor costs (dollars)	0.02
Number of different parts or sub-assemblies	16
Number of parts and sub-assemblies (inc. repeats)	17
Total number of operations (inc. repeats)	23
Theoretical minimum number of parts or or pre - assembled items	5
Labor rate (dollars/hour)	0.60
Summary of Part/Sub Cost	
Total number of parts and subs.....	17
Total parts/subs for which cost data available.....	0
Total tooling costs (thousands of dollars).....	0.0
Total part and sub costs (dollars).....	0.00

* A szoftver által kinyomtatott eredeti táblázat

A lengőkart is teljesen átalakítottuk úgy, hogy a két végére egy-egy bemélyedést képeztünk, amelyekbe beleütköznek a vízsugarak, és ezáltal forgómozgásba hozzák. A váltakozó forgómozgást a fűvóka szakaszos ütésével értük el. Így a 15-ös számú fedősapkát és a 9 és 10-es számú fűvókákat (2.10. ábra) teljesen ki tudtuk iktatni. A 7. alátéteket integráltuk a felső fedővel. A 2. és 3. tömítőgyűrűt egyesítettük úgy, hogy egy két rétegből álló, megfelelő összetételű lapból lesz kivágva (a lap egyik oldala egy alacsony nyomású polietilénből készül, a második F típusú celluláris gumiból).

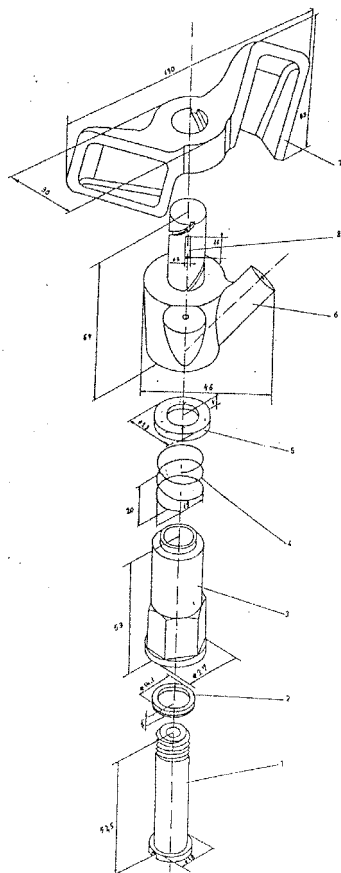
Amint a 2.11. ábrán látható, az átdolgozott termék alig 8 alkatrészből készül.

Az új konstrukciót hasonlóképpen elemeztük a DFA szoftverrel, és meghatároztuk a szerelési elemek időtartamát és a megfelelő költségeket (2.4. táblázat).

Az 2.2. és 2.3. táblázatok főbb adatait a 2.4. összesítő táblázatba foglaltuk össze. Ebből látható, hogy az új termék DFA indexe 36% és az összeszerelési idő alig 40 másodperc.

A DFA elemzésekkel való áttervezés hatékonyságának bizonyítására szolgálnak a 2.5. táblázatban feltüntetett összehasonlító adatok.

A táblázatból látható, hogy mindent figyelembe véve, a gazdasági hatékonyság több mint 2-szer nőtt. Meg kell jegyeznünk, hogy a DFA elemzéseket AutoCAD tervezéssel közösen végeztük. Az eredmények vitathatatlanul bizonyítják, hogy a korszerű termékfejlesztési módszerek számottevő gazdasági és minőségi eredményekhez vezetnek.



2.11. ábra
Az áttervezett kerti vízsóró
robbantott rajza

2.3. táblázat. Az átervezett vízszóró szerelési adatlapja *

Manual –Bench Assembly		No. of items – RP	Manual Handling Code – HC	Handling time per item (s) - TI	Manual Insertion Code - IC	Insertion time per item (s) - TI	Total op'n time – RP (TH+TI)	Total op'n costs-cents TA*OP - CA	Figures for min. parts - NM	Assembly worker rate OP: 0.65\$/hr 0.02 c/s	Sub Assembly or part costs	
Name of As-sembly- Asper	Item Name: Part, Sub or Pcb assembly or operation										Total item cost \$ CT	Total tooling cost \$ CC
1 oszlop		1	10	1.50	00	1.5	3.0	0.0	1	Place in fixture	0.0	0.0
2 alátét		1	00	1.13	00	1.5	2.6	0.1	0	Add	0.0	0.0
3 alsó lap		1	10	1.50	00	1.5	3.0	0.1	1	Add	0.0	0.0
4 rugó		1	05	1.84	10	4.0	3.3	0.1	1	Add	0.0	0.0
5 rugó alátét		1	10	1.50	00	1.5	3.0	0.1	0	Add	0.0	0.0
6 felső rész		1	10	1.50	38	6.0	7.5	0.1	1	Add	0.0	0.0
7 lengőkar		1	25	2.57	39	8.0	10.6	0.1	1	Add	0.0	0.0
8 csapszeg		1	03	1.69	31	5.0	6.7	0.1	0	Add	0.0	0.0

2.4. táblázat. Az átervezett vízszóró felépítményi paraméterei *

Assembly efficiency (percent)	36
Total assembly time (seconds)	40
Total labor costs (dollars)	0.01
Number of different parts or sub-assemblies	8
Number of parts and sub-assemblies (inc. repeats)	8
Total number of operations (inc. repeats)	8
Theoretical minimum number of parts or or pre - assembled items	5
Labor rate (dollars/hour)	0.60
Summary of Part/Sub Cost	
Total number of parts and subs.....8	Total tooling costs (thousands of dollars).....0.0
Total parts/subs for which cost data available.....0	Total part and sub costs (dollars).....0.00

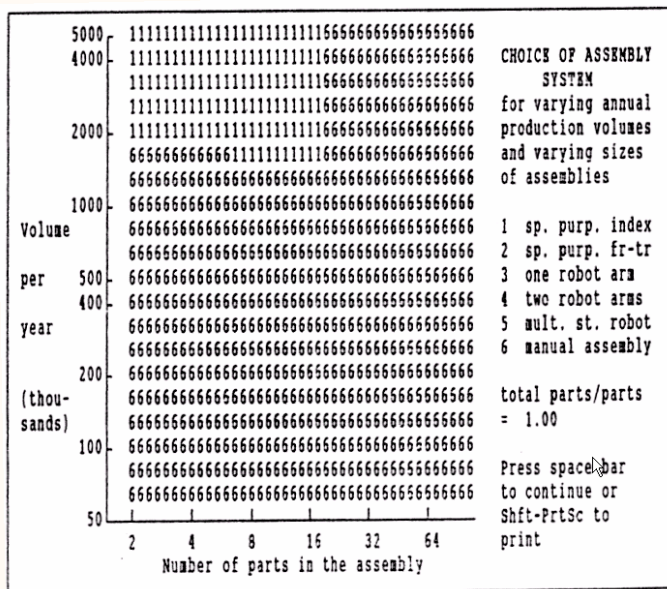
* A szoftver által kinyomtatott eredeti táblázatok

2.5. táblázat. Összehasonlító adatok

Elnevezés	Régi változat	Áttervezett változat
Alkatrészszám	17	8
Hatékonyági mutató	14 %	38%
Szerelési idő	152.8 sec.	67.2 sec.
Szerelési költség	6 cent	3 cent
Szükséges munkásszám	3	2

2.5.3. Az optimális szerelési módszer meghatározása

A szerelési költségeket, valamint a termelékenységet és a minőséget lényegesen befolyásolja a szerelési mód. Mivel a szerelés költségei nagyon sok együtthatótól függnnek, az optimális módszer meghatározása igen bonyolult művelet. A DFA szoftver segítségével ez a művelet nagyon gyorsan és pontosan elvégezhető az évi termelés, az alkatrészszám, a szerelési technológia és felszereltség függvényében (2.12. ábra).



2.12. ábra
Az optimális szerelési módszer
meghatározása (eredeti nyomtatás)

3. A Kolozsvári Műszaki Egyetem

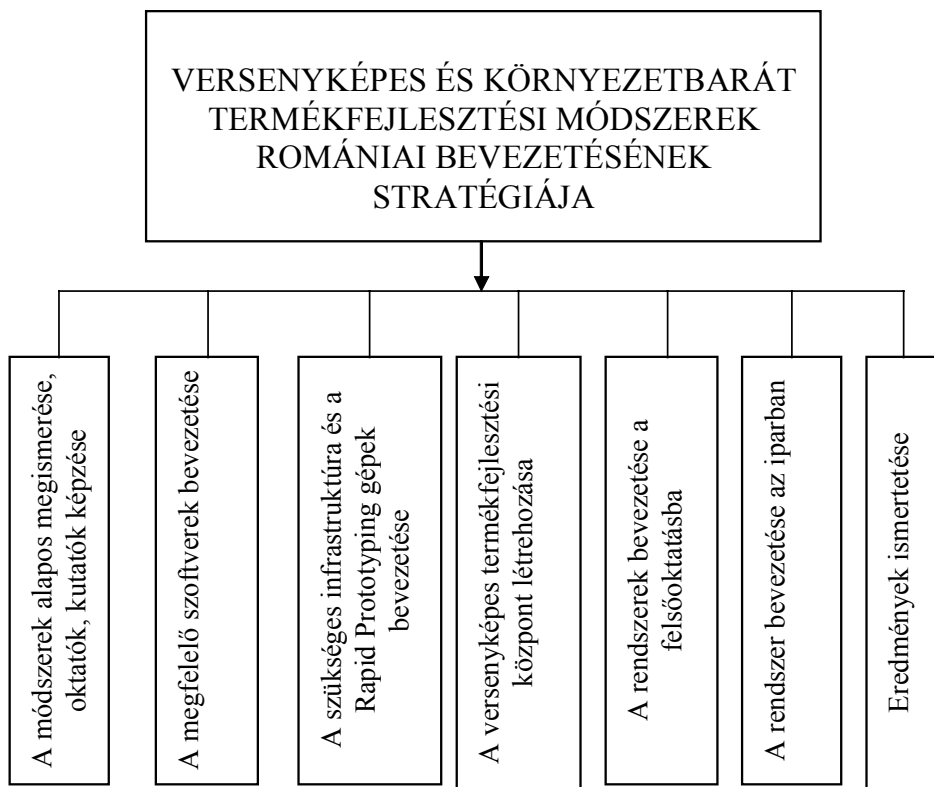
Gépgyártástechnológia Tanszékének megvalósításai

a versenyképes termékfejlesztési módszerek
bevezetése érdekében és alkalmazásában
az erdélyi műszaki-gazdasági viszonyok között

3.1. Bevezető

Amint a 2. pont bevetőjében említettük, tanszékünk már 1994 tavaszán beindított egy alapos programot a korszerű termékfejlesztések bevezetése érdekében. A bevezetésben lényeges segítséget kaptunk a székesfehérvári „K+F” Kutatás-Fejlesztési Központtól, a Budapesti Műszaki Egyetem Gépgyártástechnológia Tanszékétől, valamint a Zürichi ETH Egyetemtől (Gyenge 1994). A bevezetés stratégiáját a 3.1. ábrán ismertetjük. A szükséges magas szintű szoftvereket és a megfelelő gyors prototipizáló berendezéseket TEMPUS, Swiss National Science Foundation, valamint világbanki támogatásokból sikerült beszereznünk. Az így beszerzett DFMA, SolidWorks, ProEngineer szoftverek és Rapid Prototyping berendezések, valamint a több mint hétéves kitartó informálódási és kutatási munka eredményeként sikerült egy korszerű, hatékony termékfejlesztési központot létesítenünk a KME-en, amely lényegesen hozzájárul a versenyképes és környezetbarát termékfejlesztési módszerek oktatásához (mind egyetemi, mind posztgraduális szinten), az alkalmazott kutatásokhoz, valamint ipari bevezetésükhöz.

Miután már jól megalapozott szakismeretekkel gazdagodtunk és beszerztük a nélkülözhetetlen főbb szoftvereket, valamint a Bootroyd & Dewhurst Inc. Kelet-Európai Képviselőtének a jóváhagyásait, 1995. május 8-án megtartottuk a Kolozsvári Versenyképes Termékfejlesztési Központ hivatalos megnyitóját (Gyenge 2001. 32–37.), számos egyetemi és ipari szakember részvételével. A megnyitó alkalmával bemutatásra került a munkatársaimmal közösen írt Szerelészelyes tervezés a DFA módszerrel című könyv (Marcu 1995), amely az első ilyen célú hazai kiadvány.



3.1. ábra

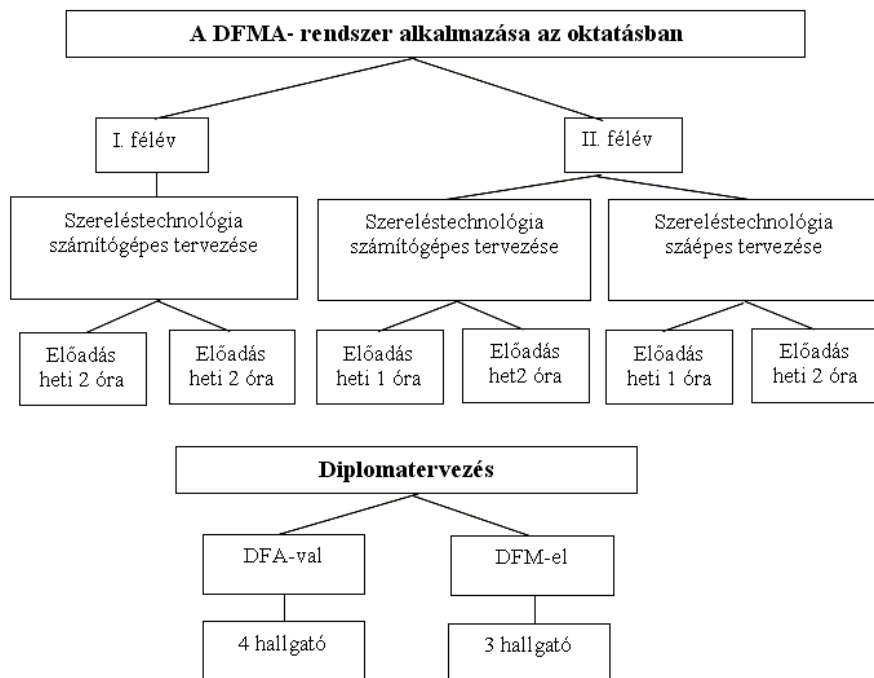
A korszerű termékfejlesztési módszerek bevezetésének stratégiája

Annak érdekében, hogy egyetemi hallgatóink, valamint a posztgraduális tanfolyamokon részt vevő szakemberek kellőképpen megismerhessék és elsajátíthassák a korszerű termékfejlesztés módszertanát, részletes munkatervet dolgoztunk ki oktatásának bevezetése érdekében. Ennek alapján már az 1994–1995-ös egyetemi év keretében sikerült beiktatnunk a gépgyártó szak 9. félévében 2+2 óra DFMA-val kapcsolatos előadást a gépgyártástechnológia tantárgy keretében, továbbá 3+3 órát a szereléstechológia tantárgy keretében (3.2. ábra).

Igen hasznosnak bizonyult a DFMA rendszerrel kapcsolatos diplomadolgozati és doktorandusképzési témák bevezetése (3.1. táblázat).

3.1. táblázat. A DFMA-rendszerek alkalmazása diplomadolgozatok, maszter- és Ph.D.-képzés keretében

	Diplomatervező DFA	Diplomatervező DFM	Posztgrad. DFA	Posztgrad. DFM	Doktorátusi témák
1993–94	8	-	-	-	1
1994–95	7	6	-	-	1
1995–96	4	3	4	2	2
1996–97	4	2	3	2	1
1997–98	1	1	1	-	1
1998–99	2	-	1	-	1
1999– 2000	1	1	1	-	2
2000– 2001	2	-	1	-	1



3.2. ábra

A DFMA termékfejlesztési rendszer oktatása
a Kolozsvári Műszaki Egyetemen

Az ipari bevezetés érdekében az elvégzett jellegzetes termékfejlesztési eredményeket bemutattuk azokban az ipari egységekben, ahonnan a téma származott, és a megvitatások, megbeszélések lényegesen hozzájárultak a módszer megismeréséhez és az eredmények gyakorlati kivitelezhetőségének a vizsgálatához. 1997. október 17-én megrendeztük az első romániai Korszerű termékfejlesztés című workshopot, melyen több mint 100 ipari, felsőoktatási szakember vett részt (Gyenge 2001. 32–37.).

A résztvevőket felkértük, hogy a kiosztott kérdőíveken vázolják fel vállalatuk termékfejlesztési gondjait és ismertessék véleményüket az elhangzottakról. A kérdőívek feldolgozásával igen érdekes és hasznos információkhoz jutottunk a további tevékenységünket illetően.

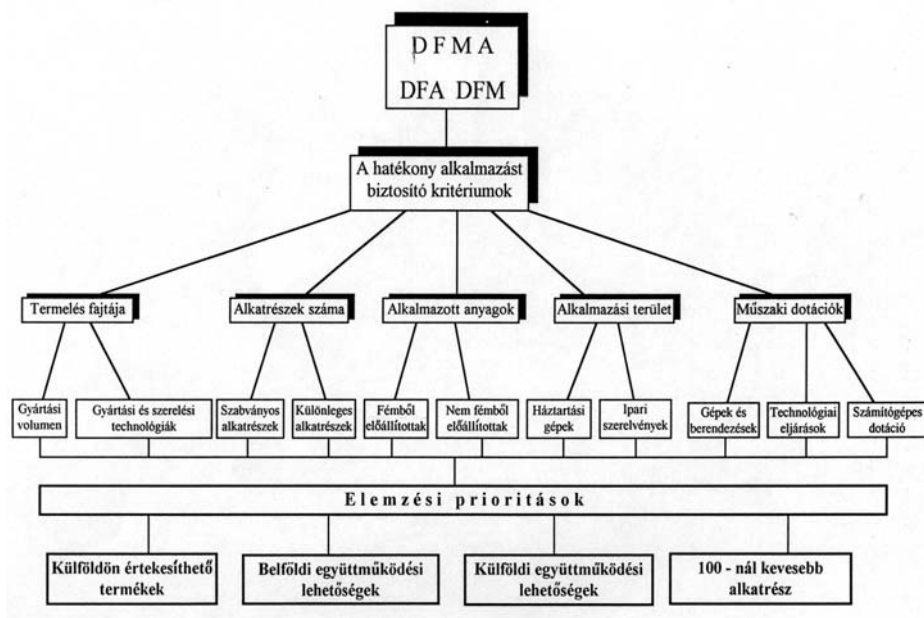
Eredményeink széles körű ismertetése érdekében, az előbb említett workshopon kívül több jellegzetes, sikeres termékfejlesztési munkánkat mutattuk be magas színvonalú nemzetközi konferenciákon (DAAAM, microCAD, Termékfejlesztési konferenciák, ICIT, IMS EUROPE stb.), valamint közzétük szakmai folyóiratokban (Gépgyártástechnológia, Construcția de Mașini, Automation und Messtechnik).

3.2. A korszerű termékfejlesztési módszerek gyakorlati alkalmazásában elért eredmények

Figyelembe véve a romániai ipar helyzetét és jellegzetességeit, valamint a szakirodalomban ismertetett eredményeket, kidolgoztunk egy sajátos stratégiát a korszerű termékfejlesztésre alkalmas és érdemes termékek kiválasztására, amely figyelembe vette a következőket: a termelés struktúráját, az alkatrészek számát, az alkalmazott anyagokat, az alkalmazási területet, a műszaki felszereltséget stb. (3.3. ábra).

Az eddig elvégzett jellegzetes DFMA-elemzéseket és a termékfejlesztések jellemző eredményeit a 3.2. táblázatban ismertetjük.

Miután a fenti stratégia alapján több mint hat reprezentatív romániai (főleg erdélyi) ipari vállalat termékeiből kiválasztottuk a legalkalmasabbakat, terméktípusok szerint négy csoportba osztottuk őket (3.4. ábra):



3.3. ábra

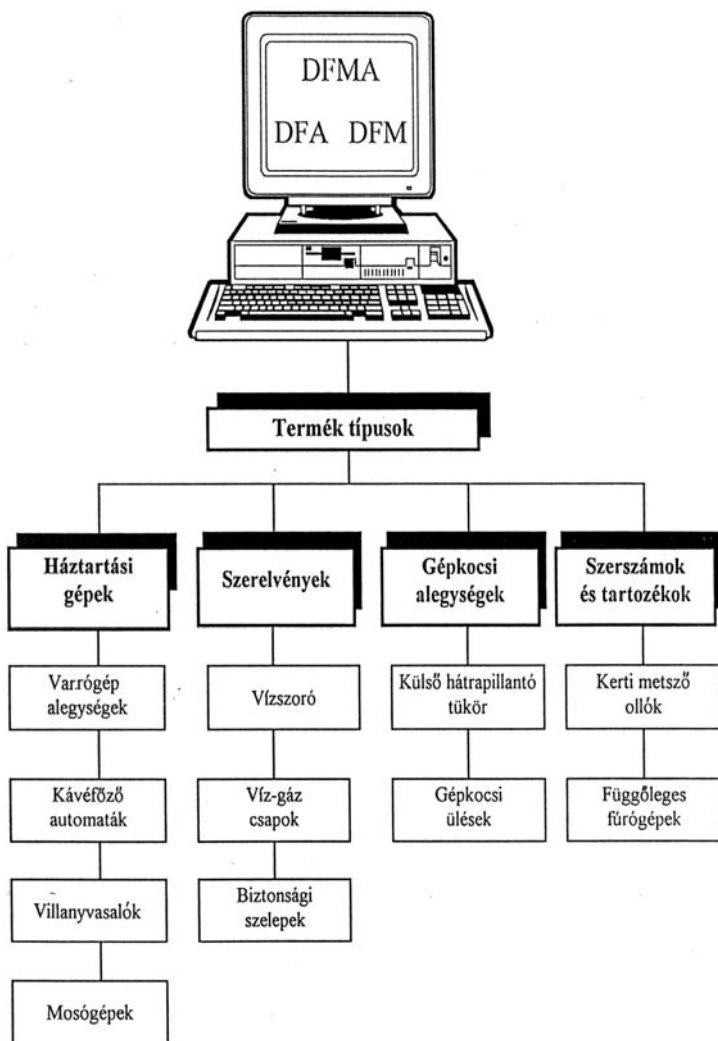
A fejlesztésre legalkalmasabb termékek
kiválasztásának stratégiája

- az első csoport a háztartási gépek csoportja, ebből a csoportból került ki a legtöbb termék korszerű fejlesztésre,
- a második csoport a fémszerelvényeké, ezekből is több került DFA-elemzésre és -fejlesztésre, mivel tanszékünknek igen jó kapcsolatainak vannak két erdélyi, szerelvényt gyártó ipari egységgel,
- a harmadik csoportba a gépkocsialkatrészek és alegységek tartoznak, például külső hátrapillantó tükör, klímaberendezések szerelvényei stb.

Később, amint tapasztalataink, valamint hard-, szoft- és laboratóriumi felszerelésünk gyarapodtak, összetettebb termékfejlesztési kutatásokba is bocsátkoztunk, mint: automata hidraulikus szelep (több mint 100 alkatrész), nagyméretű csapok, hegesztett fémszerkezetek stb.

Ez utóbbi fejlesztések keretében célszerűen egyeztetjük a DFMA szoftverek által nyújtott lehetőségeket a rapid Prototyping technológiákkal, va-

lamint a ProEngineer és SolidWorks által nyújtott 3D modellezési lehetőségekkel.



3.4. ábra

Az első termékfejlesztési program termékcsoportosítása

3.2. táblázat. A Kolozsvári Műszaki Egyetemen elvégzett jellegzetes termékfejlesztések

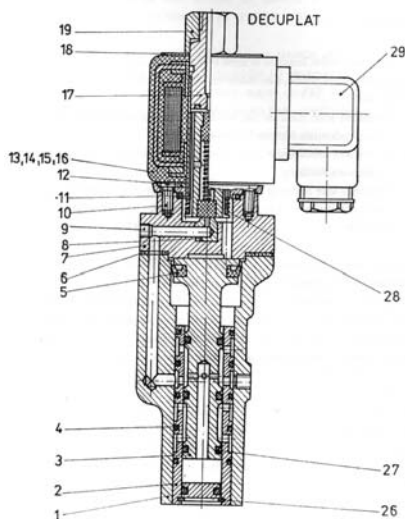
	A DFA/DFM analíziseinek alávetett szerelvények megnevezése	Alkatrészszám (db) Régi v./Új v.	Szerelési idő(s) Régi v./Új v.	Szerelési költségek (\$) Régi v./Új v.	Hatékonyági mutató(%) Régi v./Új v.
1	Hordozható zsákvarrógép MCS-01 Uzina Mecanica Cugir	120/95	1596/1028	0,21/0,14	15/20,6
2	Háztartási fagyaltgép S.C. ACIFRO S.R.L.Kolozsvár	49/44	289/219	0,6/0,5	32/42
3	Kerti vízszerelő S.C. ARMATURA S.A. Kolozsvár	17/8	152,8/67,2	0,6/0,3	14/38
4	Belső vezérlésű visszapillantó tükör S.C. UAMT S.A. Nagyvárad	22/19	289/133	0,04/0,02	39/41
5	Hidraulikus elosztó S.C. ARMATURA S.A.Kolozsvár	61/46	603/236	0,09/0,03	27/36
6	Fürdőszobai időzítő zároszelep S.C. ARMATURA S.A.	25/19	253/145	0,04/0,02	22/30
7	Nagyméretű áteresztő szelep S.C. ARMATURA S.A.	47/34	380/280	---	12/16
8	Kerti metszőolló Gyulafehérvári Szerszámgyár	13/9			16/26
9	Háztartási mérleg	39/30	419/336	0,08/0,07	14/18
10	Automata hidraulikus szelep S.C. ARMATURA S.A.	50/18	1717/176	0,48/0,05	15/29
11	Fűtőrendszer csap S.C. ARMATURA S.A. Kolozsvár	12/7	73/63		33/34

3.3. Gyakorlati alkalmazás

Így például a 3.5. ábrán látható, automata hidraulikus vezérlőszelep fejlesztésénél igen hasznosan egyeztetettük a fent említett három csoportba sorolható metodológiákat: konstrukciós és funkcionális kiértékelés a DFMA-val, áttekintés a korszerű 3D modellező szoftverekkel, gyors prototípus-megvalósítás és konstrukcióellenőrzés a Rapid Prototyping technológiákkal

Amint a 3.6. ábrán látható, a Pro/Engineer-rel való modellezés hozzájárult a konstrukció alaposabb szemléltetéséhez, valamint az elemzések hitelesebb elvégzéséhez.

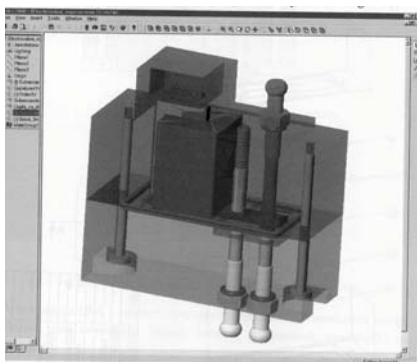
Amint a 3.2. táblázatban látható, az előző termék DFA-indexe igen alacsony volt. Alapos áttekintés után a 3.6. ábrán feltüntetett változat DFA-indexe 29, amely már elfogadható.



3.5. ábra
Az eredeti automata vezérlőszelep
nyitott állapotban
(S.C. Armatura, Kolozsvár)

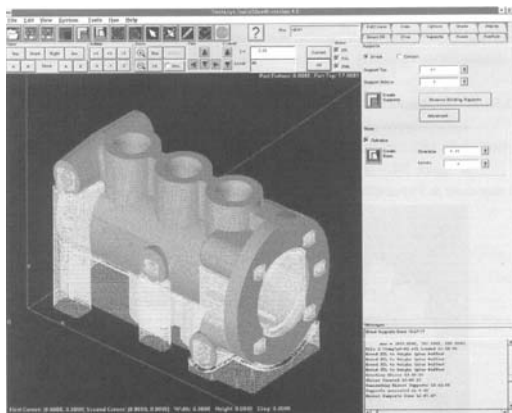


3.6. ábra
Automata vezérlőszelep
Pro/Engineer-modellje



3.7. ábra
Az SW 2000-rel áttekintett
vezérlőszelep modellje

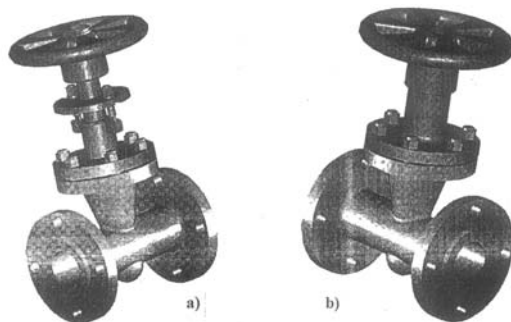
Az átervezett szelep házának a prototípusát az FDM-1650 gépen való-
sítottuk meg (3.8. ábra), ki tudtuk küszöbölni a bizonyos technológiában
nehezen megvalósítható felületeket, és pontosabban tudtuk kiértékelni a
működési összefüggéseket.



3.8. ábra

QuickSlice interface az FDM-1650 gépnek

A Pro/Engineer és a DFA rendszereket sikeresen alkalmaztuk együtt a
zilahi Armatura cég által gyártott nagyméretű áteresztőszelep (11. ábra)
3D-s modellezésében (Gyenge 1996. 57–63.), a szerelvény elemzésében, a
gyártási és szerelési folyamatok költségorientált optimalásakor, valamint a
termék komplex fejlesztése céljából.



3.9. ábra

Az eredeti a) és a fejlesztett, nagyméretű áteresztő szelep b)
(S.C. Armatura, Zilah)

Az eredeti szerelvény 21 alkatrészből állt, és az 51 szerelési művelet-elem összsidótartama 383 szekundum.

A fejlesztett változat 16 alkatrészből áll, a műveletelemek száma 37-re csökkent, és így a szerelés összsidótartama 280 szekundum.

4. A gyakorlatba ültetés eredményei

Annak érdekében, hogy a versenyképes és környezetbarát termék-fejlesztés korszerű módszereit minél sikeresebben és hatékonyabban tudjuk alkalmazni az erdélyi gépipari vállalatokban, először átfogó felméréseket végeztünk két jellegzetesen közepes méretű vállalatnál: a székelyudvarhelyi MATPLAST-nál és a kolozsvári FORTPRES-nél. A kérdőívekre alapozott felméréseket statisztikai módszerekkel dolgoztuk fel. A vállalatok szerkezeti és gyártási ismertetéseit a felmérések eredményei követik.

4.1. S.C. MATPLAST, Székelyudvarhely

A részben hazai, részben külföldi tőkével privatizált, alakító szerszámok gyártására szakosodott vállalat a következő termékeket gyártja és forgalmazza:

- Műanyagfröccsöntő és -fújó szerszámok
- Melegen alakító szerszámok
- Kovácsoló és hidegsajtoló szerszámok
- Színesfémöntő szerszámok
- Különböző cserealkatrészek a vegyipar és kőolajipar részére
- Reflex és áttetsző típusú szintérzékelők
- Fémszerelvények
- Hengeres és kúpfogaskerek

A fentiekén kívül a vállalat felajánl CAD-CAM szolgáltatásokat is.

A MATPLAST műszaki és informatikai felszereltsége

A vállalat műszaki felszereltsége aránylag korszerű és ezzel tudja biztosítani a nagy részben külföldi megrendelések minőségét és időre való szállítását.

A jellegzetes megmunkáló egységek a következők:

Marógépek:

MAHO-800	PHILIPS 432 vezérléssel	1 db
DMC 63V	SINNUMERIC 800 vezérléssel	1 db
SZIM(HU) 800x2500	VILLATI vezérléssel	1 db
SZIM(H) 800x 2500	SINNUMERIC 810D vezérléssel	1 db

Esztergagépek:

SD 610x1000	VHUNOR 721 vezérléssel	2 db
EEN 320	HUNOR 721 vezérléssel	2 db

Szikraforgácsoló gépek:

INGERSOLL C-313	1 db
ONA-SEI	1 db
ONA-BAT	1 db

A vállalat CAD/CAM felszereltsége:

AutoCAD R14, Mechanical Desktop (DXF, IGS, DWG)

CAMAX CAMMND (CMX, IGS)

EUCLID (IGS, VDA, DXF)

POWERMILL (IGS, VDA-FS, Direct communication with DUCT)

SOLIDWORKS (DXF, IGS, DWG)

CATIA (IGS)

A vállalat főbb kereskedelmi partnerei:

Külföldiek:

	Cég neve	Ország
1.	A.S.S. Stockheim	Németország
2.	Sermo	Franciaország
3.	D.M.E.	Belgium
4.	E. Kalman GmbH	Németország
5.	E.T.S. SA	Belgium
6.	European Moulds Co.	Lichtenstein
7.	Keter Plastics LTD	Izrael
8.	Lemmerz	Belgium
9.	Leventis Overseas LTD	Anglia
10.	Magnetec	Magyarország
11.	Mr. Beno Lavi	Izrael
12.	Pemű RT	Magyarország
13.	Philips A.G.	Hollandia
14.	Piroux Industrie	Franciaország

	Cég neve	Ország
15.	Polyform	<i>Belgium</i>
16.	Sitrag A.G.	<i>Svájc</i>
17.	Starplast LTD	<i>Izrael</i>
18.	I.P.W. Erembodegem	<i>Belgium</i>
19.	Plastexpress	<i>Magyarország</i>
20.	Valsir S.A.	<i>Olaszország</i>
21.	Wanner Technik	<i>Németország</i>
22.	Wopla SA	<i>Belgium</i>
23.	Wefoba	<i>Németország</i>
24.	Möller-Flex GMBH	<i>Németország</i>
25.	Georg Fischer GmbH	<i>Ausztria</i>
26.	Luxoplast A.G.	<i>Németország</i>
27.	Eurotec	<i>Franciaország</i>
28.	Sommer Allibert Industries	<i>Franciaország</i>

Hazai partnerek:

	Cég neve	Ország
1.	Harplast	<i>Csikszereda</i>
2.	Superplast	<i>Arad</i>
3.	3 P Romania	<i>Jászvásár</i>
4.	Subansamble	<i>Pitești</i>
5.	Formplast	<i>Szászváros</i>
6.	Relee	<i>Medgyes</i>
7.	Napochim	<i>Kolozsvár</i>
8.	Marshall Plastics	<i>Bukarest</i>
9.	Amplast	<i>Lerești</i>
10.	Daewoo	<i>Krajova</i>
11.	Munplast	<i>Bukarest</i>

Amint a fenti táblázatokból látszik, a MATPLAST 28 külföldi és 12 belföldi partnernek szállít főleg alakító szerszámokat. A versenyképesség biztosítása valamennyi terméknél lényeges feladat a piac megtartása és bővítése céljából. Ezért a vállalat vezetősége igen pozitívan fogadta tanulmányunkat, és igyekszik minél jobban hasznosítani az eddig átadott ismereteket és információkat. A VKTM betanítása és bevezetése érdekében elvégzett felmérést a következő oldalakon feltüntetett kérdőívek alapján végeztük (kérdőív 1/4–4/4). A válaszok feldolgozásának eredményei a 1/6–6/6 nyomtatványokon láthatók.

4.2 S.C. FORTPRES, Kolozsvár

A vállalat 1990-ben vált ki a Nehézipari Kombinátból (CUG) és főleg nehézipari technológiai berendezések gyártására szakosodott.

Jellegzetes termékek:

Kohászati berendezések

- technológiai rendszerek hengerművek részére;
- hengerek hengersorok részére, hengerállványok, transzfer vonalak;
- folyamatos öntővonalak, előmelegítő kemencék, nyújtóállványok;
- melegkovácsoló berendezések, manipulátorok, előmelegítő kemencék;
- segédberendezések melegmegmunkáló részlegek részére: öntőhidak, transzfer bugakocsik, öntőüstök.

Berendezések kovácsolt, öntött, hengerelt alkatrészek sorjázására

- reverzibilis homok- és acélhomok-sugaras tisztító berendezések;
- acélgolyós tisztító berendezések;
- alapozó festőberendezések.

Berendezések az energetikai ipar részére

- Hőerőművek részére
 - szénőrlő és fújó malmok (50t/óra)
 - szénporégető berendezések (420t ab/óra)
- áramfejlesztők, szivattyúk, ventillátorok meghajtására alkalmas turbinák;
- turbó-aggregátok a primér energia (gőz) átalakítására villamos energiává;
- turbó-aggregátok a villamos és hőenergia kombinált előállítására.

Berendezések a gépgyártó ipar részére

- mélyhúzó prések;
- odorkovácsoló prések.

A vállalatnak két fő részlege van : gyártó és szerelő. A felszereltség részben klasszikus gépekből áll, de vannak numerikus maró-fúró gépek, esztergák, megmunkáló központok is.

A főbb gazdasági partnerek : német, orosz, belorusz, olasz, kanadai, török vállalatok.

Az alkalmazottak száma 440 körül ingadozik, ezekből 60% közvetlenül a termelésben dolgozik.

Ennél a vállalatnál is elvégeztük a VKTM felméréseket, és ezeknek a feldolgozása ugyanarra a következtetésre vezetett, hogy igen időszerű és nagyon hasznos a korszerű termékfejlesztési módszerek betanítása és alkalmazása.

5. Következtetések

Az elvégzett tanulmány és a több mint nyolcéves tevékenység tapasztalatai a korszerű versenyképes termékfejlesztés oktatási, ipari alkalmazási és kutatási területein arra a következtetésre juttattak, hogy térségünkben a mai gazdasági és piaci helyzetekben csak ezekkel a módszerekkel van esélyünk, hogy az ipari és gazdasági fejlődést megvalósíthassuk. A korszerű versenyképes termékfejlesztési módszerek oktatásával nagyszámú egyetemi hallgatót és ipari szakembert képeztünk ki, és ezek közreműködésével a módszer az erdélyi iparban is széles körben kezd elterjedni. Annak érdekében, hogy a bevezetés minél hatékonyabb legyen, szükség van egy átfogóbb regionális programra megfelelő anyagi támogatással, aminek a segítségével be lehessen szerezni a nélkülözhetetlen szoftvereket, el lehessen végezni az adatbankok adaptálását és a szakemberek alapos felkészítését.

Ami a további terveinket illeti:

- tovább szándékozunk fejleszteni és bővíteni a versenyképes termékfejlesztési módszerek oktatását;
- az ipari gyakorlati alkalmazásokat kibővíteni és minél több termékfejlesztési munkát irányítani;
- újabb kutatásokat végezni a DFMA-RAPID PROTOTYPING-3D modellezési módszerek minél célszerűbb összekapcsolása és gyakorlati hasznosítása érdekében;
- hatékonyabban beszervezni a diplomatervezőket, doktorandusokat és fiatal ipari szakembereket, ezeknek a új módszereknek az alkalmazása és továbbfejlesztése céljából;
- nagyobb mértékben ismertetni eredményeinket tudományos konferenciákon és bővebb publikációs tevékenységet megvalósítani;
- tovább ápolni és fejleszteni ez irányú együttműködésünket a magyarországi és az EU-beli egyetemi és kutatási partnereinkkel.

KÉRDŐÍV

A korszerű versenyképes és környezetbarát
termékfejlesztési módszerek (VKTM)
bevezetése szükségességéről

A felmérés célja: pontos képet alkotni a felsőfokú műszaki és gazdasági tanulmányokat végzett alkalmazottakról, a munkahelyükön alkalmazott technikai-műszaki és informatikai módszerekről, a korszerű, versenyképes és környezetbarát termékfejlesztési módszerek bevezetésének szükségességéről, valamint a továbbképzés problémáiról.

Kérjük, töltsé ki nyíltan, minden tartózkodás nélkül a kérdőívet. Az opciók a saját reális véleményét és elképzelését tükrözzék.

A. A megkérdezett személy adatai

1. Foglalkozása
2. Kora ☒ ☒ ☒ ☒ ☒ ☒ ☒
25 év alatt 25–30 30–35 35–40 40–45 45–50 50 év felett
3. Neme ☒ ☒
nő férfi
4. A vállalati munkaköre
☒ konstrukciós tervezés
☒ technológiai tervezés
☒ gyártás
☒ műszaki ellenőrzés
☒ funkcionális osztályok (gyártási menedzsment, beszerzés, informatika, marketing)
5. Vállalati beosztása
☒ magas vezetői (Top-level Manager)
☒ operatív vezetői (Middle-level Manager)
☒ operatív

B. A kérdezett személy opciói a VKTM bevezetésének szükségességéről

6. Hasznosnak találja a továbbképzést?

☒ igen

☒ nem

Ha válasza IGEN, kérjük, töltsse ki a kérdőív következő részét is.

Ha válasza NEM, akkor kérjük, a kérdőív végére írja be a dátumot.

7. Milyen irányban érdekelt, hogy továbbképezze magát a VKTM keretében?

☒ abban az irányban, amelyben dolgoztam és van gyakorlatom

☒ a VKTM általános irányában

☒ a VKTM legújabb módszerei irányában

8. Nevezze meg azt a tematikát, amelyet pillanatnyilag leghasznosabbnak tart mind a saját továbbképzése céljából, mind a vállalat fejlődése érdekében

Kérjük, írja be a keretbe a 4/4 oldalon felsorolt tematikákból az ön által leghasznosabbnak találtnak a számát, vagy ha olyan témára gondol, amely nem szerepel a listán, nevezze meg azt alább.

.....

Melyik a másodrendű fontosságú téma? Ha olyan témára gondol, amely nem szerepel a listán, nevezze meg azt alább.

.....

9. Miért szeretné továbbképezni magát a fentnevezett témakörökben?

☒ Hogy áttekintő ismereteket szerezzek ezeken a területeken.

☒ Hogy megfelelően továbbképezsem szakismereteimet ezeken a területeken.

☒ Hogy újabb eredményeket ismerhessek meg a megnevezett területeken.

10. Milyen formában képzei el a szakmai továbbképzését a megnevezett irányokban?

szakmai előadások. %

szemináriumok/megbeszélések. %

gyakorlati bemutatók %
másfajta továbbképzési módszerek %

11. Nevezze meg, milyen célból lenne hasznos az ön szakmai továbbképzése a VKTM területén?

- ☒ A mindennapi munkaköri feladatok jobb elvégzése érdekében.
☒ A saját további szakmai karrierem érdekében.
☒ A munkahelyem megtartása végett.

12. Nevezze meg, milyen formában képzei el a továbbképzését?

- ☒ esti tanfolyamokon (a munkaidő után)
☒ nappali tanfolyamokon (munkaköri tevékenységként)

13. Szükségesnek tartja-e, hogy a tanfolyam elvégzésekor diplomát szerezzen?

- ☒ igen ☒ nem

14. Hogyan értékeli, milyen gyakran kell továbbképeznie magát?
..... -szer évente Egyszer év után

15. Vállalná a továbbképző tanfolyamok költségeit?

- ☒ igen ☒ nem

A KVTM elsajátítási tanfolyamok ajánlott tematikája

A. Anyagtudományok és gyártási technológiák

1. Komplex felületek megmunkálása
2. Kompozit anyagokból készült alkatrészek tervezése és gyártása
3. Műanyagból készült alkatrészek tervezése és gyártása
4. Nem konvencionális megmunkálási technológiák
5. Új anyagok a gépgyártásban
6. Hulladékok újrahasznosítása
7. Környezetbarát technológiák

B. Gyártási technológiák automatizálása

8. Robotizált szerelési rendszerek
9. Számítógépes adatfeldolgozás és folyamatvezetés
10. Számvezérlésű szerszámgépek programozása

C. Terméktervezés és -fejlesztés

11. Termékek fejlesztési ciklusai. Integrált termékfejlesztés
12. Korszerű minőséghelyes termékfejlesztés – QM (Quality Methods) – QFD (Quality function Deployment) – FMEA (Failure Modes and Effect Analysis)
13. Korszerű terméktervezés: gyártáshelyes tervezés (DfM – Design for Manufacturing)
14. Termékek konstruktív optimalítása
15. Korszerű szerelési rendszerek tervezése, szervezése és optimalítása
16. Gyártórendszerek modellezése és optimalítása
17. Számítógépes tervezés: CAD/CAM/CAPP (AutoCAD, ProEngineer, Catia stb.)

D. Gyártási menedzsment

18. Korszerű elméletek az előrehaladott gyártás irányításában (Advanced Manufacturing)
19. Számítógépes termelésirányítás (Computer Integrated Manufacturing)
20. Rugalmas gyártórendszerek
21. Gyártástervezés, -irányítás, -szervezés
22. Számítógépes termelésstervezés, -irányítás és -felügyelet (MRP – Manufacturing Resources Planning)
23. Minőségbiztosítási stratégiák
24. Ipari logisztika
25. Mérnöki gazdaságtan

E. Távközlés és információs technológiák

26. Információs rendszerek
27. Mesterséges intelligencia
28. Internetes kommunikációk
29. Multimédia



KOLOZSVÁRI MŰSZAKI EGYETEM

Gépgyártó Kar

Gépgyártástechnológia Tanszék

B-dul Muncii nr. 103-105, 3400 Cluj-Napoca, România

Tel: +40-64-415001

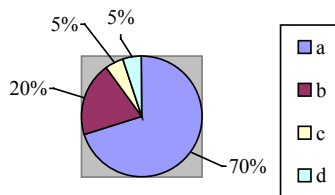
Fax: +40-64-415001

A székelyudvarhelyi S.C. MATPLAST S.A. vállalatnál készített felmérések elemzése a korszerű, versenyképes termékfejlesztési módszerek bevezetése célszerűségének meghatározása érdekében

A. A kérdezettek személyi adatai

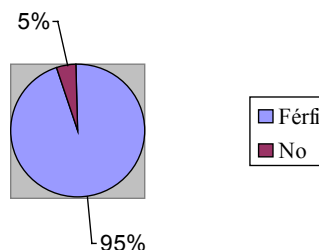
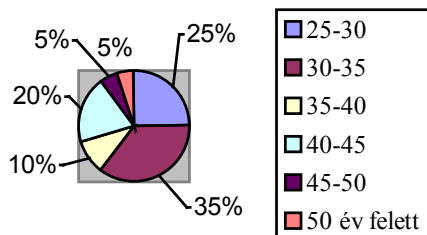
1. Foglalkozása

- a. mérnök
- b. almérnök
- c. műszaki informatikus
- d. közgazdász

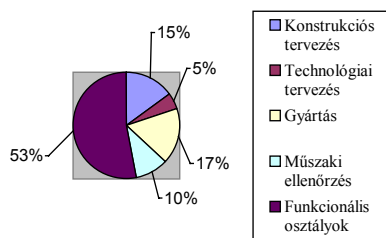


2. Kora

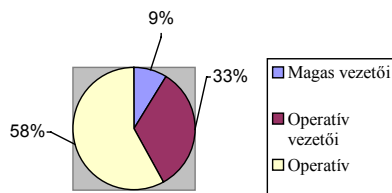
3. Neme



4. A vállalatnál betöltött munkakör

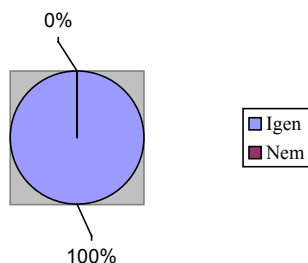


5. Beosztása a vállalatnál

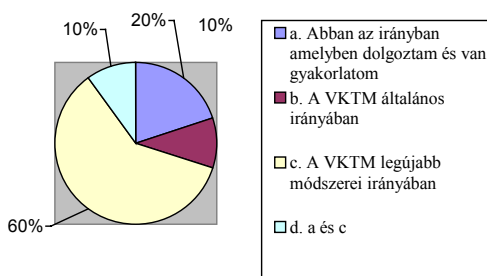


B. A kérdezett személy opciói a VKTM bevezetésének szükségességéről

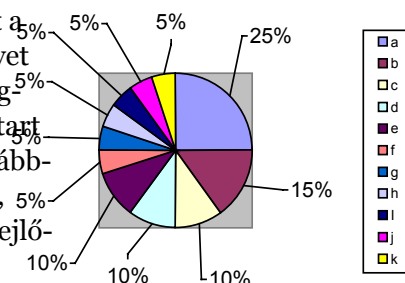
6. Hasznosnak találja a továbbképzést?



7. Milyen irányban érdekelt, hogy továbbképezze magát a VKTM keretében?



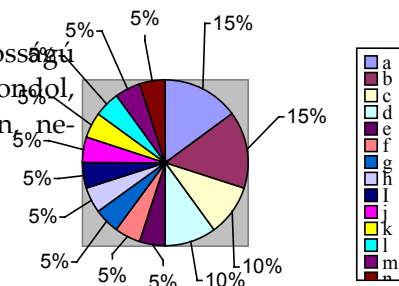
8. Nevezze meg azt a tematikát, amelyet pillanatnyilag leghasznosabbnak tart mind a saját továbbképzése céljából, mind a vállalat fejlődése érdekében.



- Számítógépes tervezés: CAD/CAM/CAPP (AutoCAD, ProEngineer, Catia stb.)
- Műanyagból készült alkatrészek tervezése és gyártása

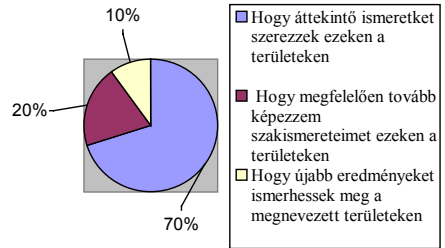
- c. Rugalmas gyártórendszerek
- d. Számítógépes termelés-tervezés, -irányítás és -felügyelet (MRP – Manufacturing Resources Planning)
- e. Korszerű minőség-helyes termék-fejlesztés – QM (Quality Methods) – QFD (Quality function Deployment) – FMEA (Failure Modes and Effect Analizys)
- f. Komplex felületek megmunkálása
- g. Robotizált szerelési rendszerek
- h. Számítógépes termelés-irányítás (Computer Integrated Manufacturing)
- i. Mérnöki gazdaságtan
- j. Mesterséges intelligencia
- k. Információs rendszerek

Melyik a másodrendű fontosságú téma? Ha olyan témára gondol, amely nem szerepel a listán, nevezze meg azt alább.

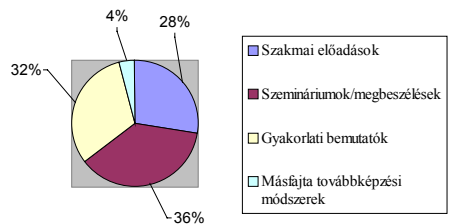


- a. Számítógépes tervezés: CAD/CAM/CAPP (AutoCAD, ProEngineer, Catia stb.)
- b. Internetes kommunikációk
- c. Műanyagból készült alkatrészek tervezése és gyártása
- d. Számítógépes termelés-tervezés, -irányítás és -felügyelet (MRP – Manufacturing Resources Planning)
- e. Számvetéses szerszámgépek programozása
- f. Termékek fejlesztési ciklusai. Integrált termék-fejlesztés
- g. Korszerű minőség-helyes termék-fejlesztés – QM (Quality Methods) – QFD (Quality function Deployment), FMEA (Failure Modes and Effect Analizys)
- h. Korszerű termék-tervezés: gyártáshelyes tervezés (DfM – Design for Manufacturing)
- i. Korszerű szerelési rendszerek tervezése, szervezése és optimalása
- j. Gyártástervezés, -irányítás, -szervezés
- k. Számítógépes termelés-tervezés, -irányítás és -felügyelet (MRP – Manufacturing Resources Planning)
- l. Minőségbiztosítási stratégiák
- m. Információs rendszerek
- n. Mesterséges intelligencia

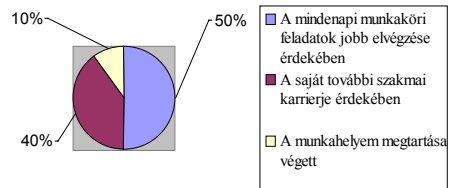
9. Miért szeretné továbbképezni magát a fentnevezett témakörökben?



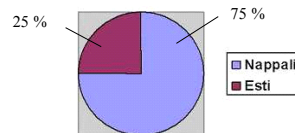
10. Milyen formában képzei el a szakmai továbbképzését a megnevezett irányokban?



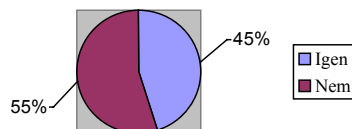
11. Nevezze meg, milyen célból lenne hasznos az ön szakmai továbbképzése a VKTM területén!



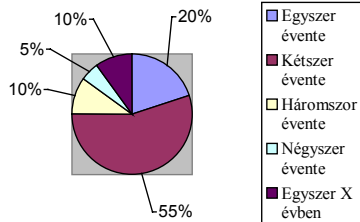
12. Nevezze meg, milyen formában képzei el a továbbképzését!



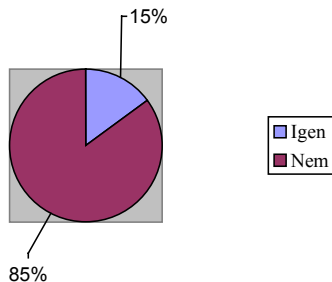
13. Szükségesnek tartja-e, hogy a tanfolyam elvégzésekor diplomát szerezzen?



14. Hogyan értékeli, milyen gyakran kell továbbképeznie magát?



15. Vállalná a továbbképző tanfolyamok költségeit?



SZAKIRODALOM

BOOTHROYD, George–DEWHURST, Peter

1991 Product Design for Assembly. Wakefield

BALC, Nicolae – GYENGE Csaba

1994 Assembly automation of the sprinklers using DFA. 5th International DAAAM Symposium, Maribor (SL). oct., 27–29., 31–32.

GYENGE Csaba–MARCUS, Vasile

1994 Beszámoló a DFMA módszer bevezetéséről a romániai felsőoktatásban. DFMA Felsőoktatási Fórum, Székesfehérvár, október 13.

GYENGE Csaba–MARCUS, Vasile–LŐRINCZ Sándor

1995 Az integrált számítógépes terméktervezési módszer romániai bevezetésének fél éves eredményei. Gépgyártástechnológia 35. 9. 311–318.

GYENGE Csaba–BALC, Nicolae

1994 Aspects of the DFA Methodology Using for Designing of the Assembly Technology of some home Appliance Products, 5th International DAAAM Symposium, Maribor (SL). oct., 27–29. 151–152.

GYENGE Csaba–MARCUS, Vasile–LŐRINCZ Sándor

1994 Az integrált számítógépes terméktervezési módszer romániai bevezetésének egy éves eredményei. Korszerű ipari termékek és technológiák. Magyar-amerikai együttműködési fejlesztési konferencia, Székesfehérvár, dec. 14., 18–24.

GYENGE Csaba–GERGELY István

1996 Fémszerelvények szerkezeti és gyártási fejlesztése a DFA és Pro/ENGINEER szoftverek segítségével. PROCEEDINGS of microCAD'96 International Computer Science Conference, febr. 29., Section F. 57–63.

GYENGE Csaba–MARCUS, Vasile–GLIGOR, Emil

1995 Analysis of the Assembling possibilities for Some Straight-way Valves of Large Dimension and Improvement of their Design by Using DFA System. Proceedings of 6. Internationales DAAAM Symposium, Krakow, 26–28 oct., 125–126.

GYENGE Csaba–MARCUS, Vasile–GLIGOR, Emil

1996 Analysis and Redesigning of some Scale Using DFA and AutoCAD Softwares. Proceedings of microCAD'96 International Computer Science Conference. Miskolc (H), febr. 29., Section F. 127–133.

GYENGE Csaba–VUȘCAN, Ioan–COMȘA, Sorin

1998 Achievements of the department of manufacturing engineering of the Technical University of Cluj-Napoca in the field of implementing the concurrent engineering principles in Romanian industry. Proceedings of the First International Workshop on Intelligent Manufacturing Systems, 15–17. april, Lausanne, 373–382.

GYENGE Csaba

2001 A versenyképes és környezetbarát termékfejlesztési módszerek oktatása és gyakorlati alkalmazása Romániában. Gépgyártás 2001. 4. 32–37. Budapest.

GYENGE Csaba,

2001 Ingineria Concurrentă și Proiectarea Fabricației și Asamblării, TEMPUS JEP 13578/98, Curs pilot.

LŐRINCZ Sándor–BERCSEY Tibor–DANYI László

1993 Implementation of the DFMA, Methodology in Hungarian Higher Education. Technical University of Budapest, National Committee for Technical development, Ministry of Industry & Trade Budapest.

MARCUS, Vasile–GYENGE Csaba

1995 Proiectarea cu DFA. Cluj–Napoca, Transilvania Press.

SZÁMÍTÓGÉPES VÁLTAKOZÓÁRAMÚ TELJESÍTMÉNYVEZÉRLÉS

1. Bevezetés

A mikroelektronika fejlődésével a számítógépek, különösen a személyi számítógépek átlépték a kimondottan számítástechnikai alkalmazásokat és behatoltak az emberi tevékenység legkülönbözőbb területeire. Az iparban olyan intelligens folyamatirányítási és önműködő szabályozási rendszerek megvalósítása vált lehetővé, amelyekkel egy üzem kevesebb munkással, jobb hatásfokkal, sokkal biztonságosabban működik.

A számítógépes váltakozóáramú teljesítményvezérlés egy különálló hardver- és szoftvermodul formájában beépíthető bármilyen bonyolult vagy kevésbé bonyolult önműködő szabályozási rendszerbe, a tudományos kutatás céleszközeibe, akár a háztartásbeli berendezésekbe is.

A váltakozóáramú teljesítményszabályozásnál a félvezetős kapcsolóelem többnyire triák (szimmetrikus tirisztor, szimisztor), de lehet tirisztor, teljesítmény MOSFET vagy akár IGBT is. Ez az ún. váltakozóáramú szaggató, amelyben a kapcsolóelem a hálózati feszültséget periodikus intervallumokban kapcsolja a terhelésre és a terhelésre jutó teljesítményt a be- és kikapcsolási intervallumok arányával változtatja. A kidolgozott vezérlési módszer az egyfázisú hatásos ellenállásos terhelés sajátosságos eseteire vonatkozik. Az elv kiterjeszthető háromfázisú hálózatokra, valamint induktív terhelésre is.

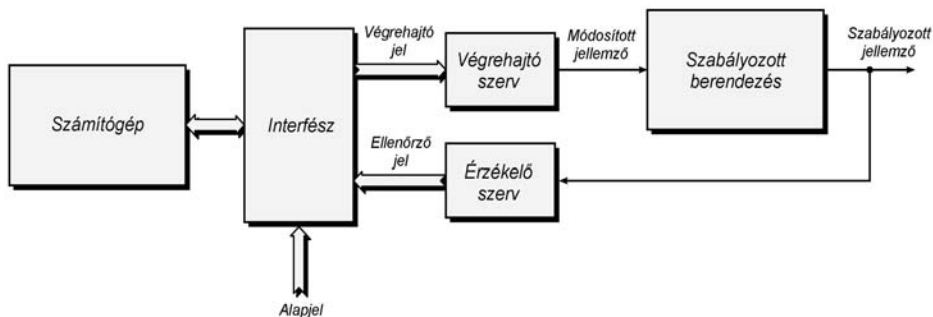
Három alapvető vezérlési módszert különböztetünk meg: fázisszög-, teljes félhullámú és kényszerkommutációs vezérlést. A fázisszög- és kényszerkommutációs vezérlésnél a teljesítménykapcsoló bekapcsolásakor, ill. kikapcsolásakor létrejövő nagyon meredek feszültségugrás széles frekvenciaspektrumú zajt hoz létre. A magasabb felharmonikusok rádiófrekvenciás tartományba kerülnek. Rádiófrekvenciás szűrőkkel a hálózatba jutó zavarjel csökkenthető, de teljesen nem küszöbölhető ki. A teljes félhullámú vezérlésnél a kapcsolóelemet közvetlenül a hálózati feszültség nullaátmenete után kapcsolják be és a rákövetkező félperiódus alatt vezet.

A meredek feszültségugrás kiküszöbölése gyakorlatilag a rádiófrekvenciás zavarjel teljes megszűnését vonja maga után. Ezért a fázisszög- és kényszerkommutációs vezérlésre jellemző költséges zavorszűrés nem szükséges.

A teljes félhullámú teljesítményszabályozás elve abban áll, hogy egy adott számú félperiódusból vagy akár teljes periódusból álló időintervallumban, amely a tulajdonképpeni vezérlési periódus, a terhelésre jutó félhullámok, vagy akár teljes hullámok számát megfelelőképpen változtatják. A teljes félhullámú vezérlés hátránya a terhelésen fellépő alacsony frekvenciás lüktetés. Ezért a teljes félhullámú vezérlés alkalmazása ajánlott közepes vagy nagy késleltetési időállandóval rendelkező berendezéseknél, amilyen például a termosztát, a villamos kemence vagy villamos fűtés, amelyeknél a berendezést nem zavarják az átlagértékre tevődő alacsony frekvenciás harmónikusok. A berendezés mint késleltető tag csillapítja a teljesítmény harmónikusait. Annál kisebb lesz a lüktetés, minél nagyobb a berendezés késleltetési időállandója és minél kisebb a vezérlési periódus. A vezérlési periódus csökkenthető, de sajnos, a vezérlési jelleggörbe kvantálási fokozatainak száma is csökken, ami rontja a szabályozás finomságát. A szerző által kidolgozott digitális vezérlési módszerrel a lüktetés a vezérlési periódus csökkentése nélkül az elérhető legalacsonyabb szintre szorítható le, ugyanakkor az elméletileg elérhető legnagyobb számú vezérlési fokozatot valósítja meg.

2. Váltakozóáramú teljesítményvezérlés a számítógépes szabályozási rendszerekben

A számítógépes szabályozási rendszerek elvileg a szakaszos működésű szabályozási rendszerek csoportjába tartoznak (Csáki 1970a. 591–604; 1970b. 371–529). A rendszerben felmerülő analóg jeleket digitális jelfeldolgozás előtt mintavételezni kell. A mintavételezési periódust a Shannon-féle mintavételezési tétel alapján kell meghatározni.



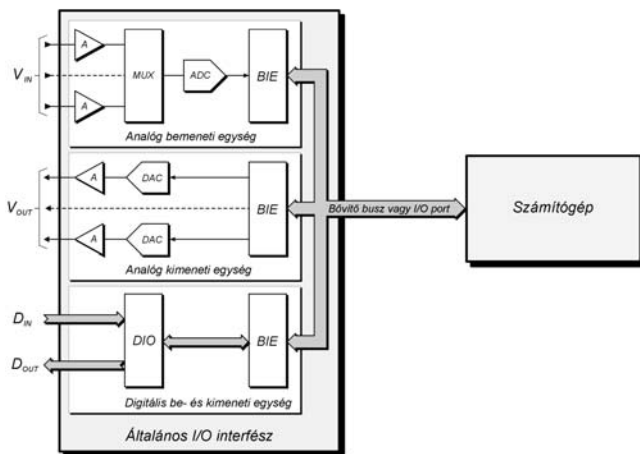
1. ábra
Számítógépes önműködő szabályozó
rendszer tömbvázlata

Az egyváltozós, egyhurkú, számítógépes önműködő szabályozási rendszer általános tömbvázlatát az 1. ábra mutatja be (Csáki 1970b. 23–27.; National Instruments – The Measurement and Automation Catalog 2001). A szabályozó szakasz a számítógép és az interfész együtteséből áll. A szabályozó feladata, hogy a szabályozott jellemző alapértéket olyan szinten tartsa, hogy az mindig arányos legyen az alapjellel. A szabályozott jellemzőről az érzékelő szerv által szolgáltatott ellenőrzőjel tájékoztat. Az alapjel és az ellenőrző jel a számítógéphez az interfészen keresztül jut el. A gépen futó szabályozási algoritmus az alapjel és az ellenőrző jel különbségéből először kiszámítja a hibajelet és ebből a végrehajtó jelet. A számítógép megfelelően gyors kell legyen ahhoz, hogy valós időben tudja futtatni a szabályozási rutinokat. A végrehajtó jel az interfészen keresztül jut a végrehajtó szerv bemenetére. A végrehajtó szerv által szolgáltatott módosított jellemző a szabályozott berendezés bemenőjele, amely meghatározza a szabályozott jellemzőt. Az olyan szabályozó rendszerekben, amelyekben váltakozóáramú teljesítményvezérlést alkalmaznak, ott a végrehajtó szerv az, amelynek a módosított jellemzőjét ez a teljesítmény határozza meg.

A korszerű számítógépek nemcsak számítási sebességük által, hanem multi-tasking lehetőségükkel is bonyolult, valós idejű vezérlési algoritmusok kifejlesztését tették lehetővé. A nagyon nagy sebességű szabályozási rendszereknél megtörténhet, hogy még a korszerű gyors számítógépek időbeni teljesítőképessége sem kielégítő, és ezeknél jelprocesszorokat (DSP – Digital Signal Processor) alkalmaznak (Beierke 1996).

3. Az interfész

Az interfész analóg vagy digitális jel formájában biztosítja a számítógép és a szabályozó rendszer többi része közötti információátvitelt. A 2. ábra egy általános rendeltetésű I/O interfész tömbvázlatát szemlélteti (Lesea–Zaks 1978, Gál 1996). Egy érzékelő vagy egy végrehajtó szerv általában olyan jelet szolgáltat, ill. kap, amely a működési elvével legjobban összeegyeztethető. Zavarvédetség tekintetében a digitális jelek átvitele sokkal előnyösebb, mint az analóg jeleké, ez különösen az ipari környezetben működő rendszereknél jelent nagy előnyt. Ezért az analóg ellenőrzőjelet szolgáltató érzékelők jelet helyben analóg-digitális átalakítóval kell digitálissá átalakítani, és az analóg végrehajtó jelet igénylő végrehajtó szervek jelet ugyancsak helyben digitális-analóg átalakítóval kell analóggá átalakítani. Ez a korszerű integrált áramkörti technológiának köszönhetően nem jelent különösebb erőfeszítést, ugyanis jelenleg nagy felbontóképességű, egyúttal olcsó analóg-digitális, ill. digitális-analóg átalakítók állnak a felhasználók rendelkezésére. A számítógépes szabályozó rendszerekben az alapjel általában digitális, de egyes rendszerekben lehet analóg.



2. ábra

I/O (Input/Output) interfész általános tömbvázlata

Az interfész felépítésében három funkcionális egységet különböztetünk meg: analóg bemeneti, analóg kimeneti, valamint digitális be- és kimeneti egységet. Az interfészt a számítógép szabványos bővítő buszára vagy a be-

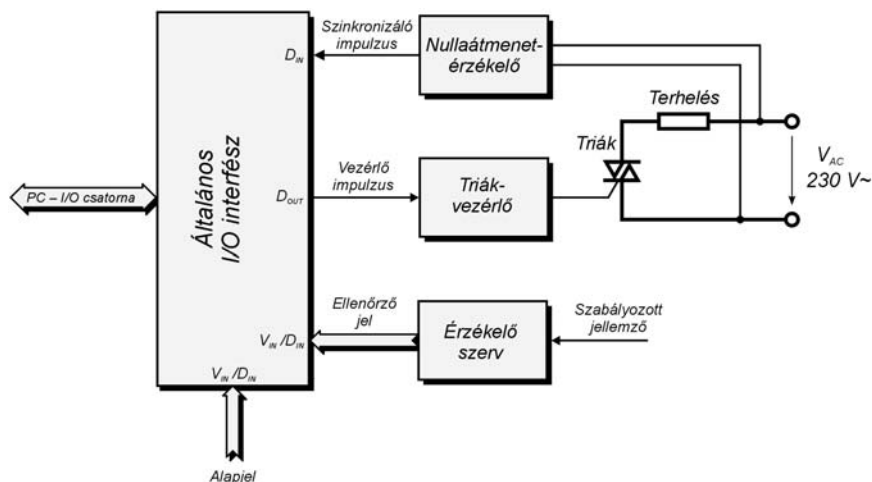
és kimeneti portjának egyikére csatlakoztatják. Ezért minden funkcionális egységben találunk egy busz-illesztő egységet (BIE), amely egy- vagy két-irányú adatátvitelt hajt végre, valamint különböző vezérlőjelet továbbít és generál. A szabványos bővítő buszok közül a régebbi és lassúbb ISA busz helyett megfelelőbb az újabb és gyorsabb PCI busz. Célzerű a PCI buszra csatlakoztatható interfészek alkalmazása, ugyanis a szabályozó rendszer valós idejű működése nemcsak a számítógép, hanem az interfész és számítógép közötti gyors adatátviteli kapacitáson is múlik (Abonyi 1996. 85–108.; Norton 1996. 62–81.; Markó 2000.). A számítógép portjai közül a párhuzamos LPT port gyorsabb adatátvitelre képes, mint a soros COM port, mivel a párhuzamos adatátvitel elvileg nagyobb sebességű. Az LPT port kétirányú adatátviteli üzemmódú alkalmazása csak az újabb típusú gépeknél jöhet szóba, amelyek LPT portja már működtethető EPP (Enhanced Parallel Port) vagy ECP (Enhanced Capability Port) üzemmódban (Warp Nine Engineering 2001, Microsoft 1993).

Az analóg bemeneti egység több bemeneti csatornával rendelkezik. A bemenő analóg jeleket digitálisan programozható precíziós erősítők (A) veszik át. Az erősítők bemenete (földreferenciájú vagy differenciális bemenet), valamint az erősítési tényezőjük is programozható. Az erősítési tényezőt a jel további feldolgozása által megkívánt jelszint határozza meg. A felerősített jelet az analóg multiplexer (MUX) meghatározott időrendi szekvencia szerint kapcsolja az analóg-digitális átalakító (ADC – Analog/Digital Converter) bemenetére. A jelet átalakítás előtt mintavételezni kell. Az újabb típusú átalakítók többnyire mintavételező áramkörrel is el vannak látva. Az analóg multiplexelt csatornák mintavételezését időosztásos módszerrel kell végezni. Különleges esetekben, amikor több bemenő csatornán érkező analóg jelet egyszerre kell mintavételezni és azonnal digitálissá átalakítani, nem alkalmazható az analóg multiplexelés, és digitális multiplexelést kell alkalmazni. Ez a követelmény a gyors szabályozó rendszereknél merülhet fel. Ebben az esetben az analóg bemeneti egység jelcsatornáit a bemenő erősítő, a mintavételező áramkör és az analóg-digitális átalakító lánc alkotja. A szabályozás finomságát az átalakító felbontóképessége határozza meg. Az ipari szabályozó rendszereknél általában a 12 bites felbontás a megfelelő. Nagy pontosságot igénylő rendszereknél a felbontóképességet 16 bitesre kell növelni.

Az analóg kimeneti egység több csatornán szolgáltatja az analóg jelet. A busz-illesztő egységére több kimeneti csatorna csatlakozik. Minden egyes kimeneti csatorna szerkezetileg azonos felépítésű, vagyis egy analóg-digitális átalakítóból áll, amelyet egy erősítő követ. Az erősítők kimenőjele

rendszerint a szokásos $-10 \div +10$ V-os intervallumú feszültségjel vagy az ipari szabályozó rendszerek szabványos $4 \div 20$ mA árama. A számítógép által előállított kimeneti információt a busz-illesztő egység veszi át és szabályos időintervallumonként továbbítja a digitális-analóg átalakítóknak. A kimenőjel lépcsőzetes jellegét nagyobb felbontású átalakítóval és aluláteresztő szűrővel lehet csökkenteni. Minél nagyobb frekvenciájú kimenőjelet szeretnénk előállítani, annál gyorsabb kell hogy legyen az átalakító és nagyobb felső határfrekvenciájú az erősítő.

A digitális be- és kimeneti egység segítségével párhuzamos és soros formátumú digitális adatokat vihetünk be, ill. olvashatunk ki a számítógépből. A párhuzamos adatátvitellel sokkal gyorsabb információátvitel valósítható meg, mint a sorossal. Nagyobb távolságra viszont a soros adatátvitel gazdaságosabb. Az egységet felépítő digitális áramkörök szabványos jelszintjét, a bemenetre érkező vagy a kimenetre kiküldött jel szintjével, szintáttevők illesztik. Ha digitális kimenetekkel kétállapotú végrehajtó szerveket kell meghajtani, akkor a megfelelő teljesítményről is gondoskodni kell. A bemenetek zavarvédelmsége Schmitt-triggeres kapukkal növelhető.



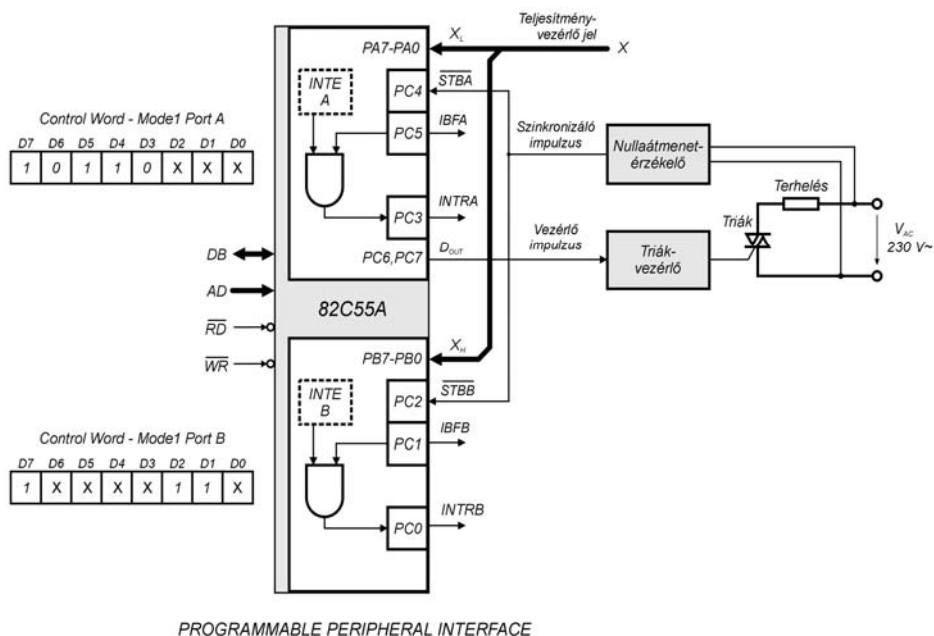
3. ábra

A váltakozóáramú teljesítményvezérlés interfésze

A szabályozási rendszer azon részét, amely az interfészt és a váltakozóáramú teljesítményvezérlésen alapuló végrehajtó szerv együttesét foglalja magába, részletesebben a 3. ábra mutatja be. Két alapvető funkcionális egységet különíthetünk el: az egyik a számítógép általános rendelteté-

sú be- és kiviteli interfésze (bővítő interfészkártyája), a másik pedig a triák teljes félhullámú vezérlését biztosító célorientált interfésze. Az utóbbit a nullaátmenet-érzékelő és a triákvezérlő áramkör alkotja. Ezek az interfész felé kizárólag logikai jelekkel tartják a kapcsolatot. Akár a fázisszög-, akár a teljes félhullámú vezérlés esetében a triákat begyűjtő impulzus időbeni helyzete a hálózati feszültség nullaátmenetéhez viszonyul. Ezért a nullaátmenet-érzékelő minden egyes nullaátmeneti időpontban egy-egy szinkronizáló impulzust generál, amelyet az interfész digitális bemenetére helyez. Ezeket az időponti információkat a szoftver a lehető legrövidebb késleltetéssel kell hogy átvegye. Ezt megszakításos üzemmódban lehet megvalósítani, a szinkronizáló impulzus lehető legmagasabb szintű megszakítás kérésével. A megszakítás prioritását rendszertervezés során kell magállapítanunk. A megszakítást kiszolgáló rutin a végrehajtó jel pillanatnyi értékéből határozza meg azt az időpontot, amikor a triákat be kell gyűjtani. Ekkor egy logikai jelszintű impulzust küld a triákvezérlő áramkörnek, amelyből ez egy megfelelő begyűjtő áramimpulzust állít elő.

Az interfészkártyákat gyártó cégek közül a National Instruments cég kártyái a legnagyobb teljesítőképességűek és széles körű támogatottságnak örvendenek. Említésre méltóak a cég PXI és SCXI modul felépítésű, nagyon rugalmas és könnyen konfigurálható számítógépes rendszerei, amelyeket kimondottan számítógépes mérés technikai és szabályozó rendszerek részére fejlesztett ki (National Instruments – The Measurement and Automation Catalog 2001). Mivel a teljesítményvezérlés célorientált áramkörei kizárólag logikai jeleket igényelnek, ezért elsősorban a digitális jeleket illesztő kártyák vagy modulok jönnek számításba és csak másodszorban az analóg jeleket is illesztő kártyák vagy modulok. A digitális jelek illesztésére a National Instruments jelenleg is széles körben alkalmazza az Intel cég 82C55A típusú perifériaillesztőjét (Programmable Peripheral Interface). Ezt találjuk az NI 6503-as család digitális jeleket illesztő kártyáiban (PC-DIO-24, PCI-6503 és DAQCard-DIO-24), valamint az E sorozatú multifunkcionális kártyákban (E Series Multifunction DAQ) is, amelyek nemcsak digitális, hanem analóg jelek illesztésére is alkalmasak.



4. ábra

A váltakozóáramú teljesítményvezérlés interfésze,
82C55A perifériaillesztővel

A 82C55A programozható perifériaillesztő és a teljesítményvezérlés specializált áramköreinek részletes összeköttetéseit a 4. ábra szemlélteti. A perifériaillesztő digitális adat be- és kivitelle specializált áramkör, amely három 8 bites porttal rendelkezik: A, B és C. Az utóbbit két 4 bites portra is fel lehet osztani. Így az A port a C port felső felével az A csoportot képezi, míg a B port a C port alsó felével a B csoportot. Az áramkör három üzemmódja közül a váltakozóáramú teljesítményvezérlés számára a legmegfelelőbb az 1-es üzemmód és ennek az a változata, amelyben az A és a B port strobe jellel vezérelt adatbeolvasásra van programozva. A C port felső helyi értékű két bitjét kivéve, a hátramaradó bitek az A és B kapu vezérlőjelei számára vannak fenntartva. A váltakozóáramú teljesítményszintet meghatározó X változó értékét az A és B port olvassa be, vagyis X_L -et, az alsó helyi értékű bájtot az A port (PA7–PA0), míg X_H -át, a felső helyi értékű bájtot a B port (PB7–PB0). Ezzel az X változó maximum 16 bites lehet. A strobe impulzus minimum 100 nsec szélességű kell hogy legyen, és a felfutó élével írja be az adatot a megfelelő port bemeneti pufferegiszterébe. A periféria-

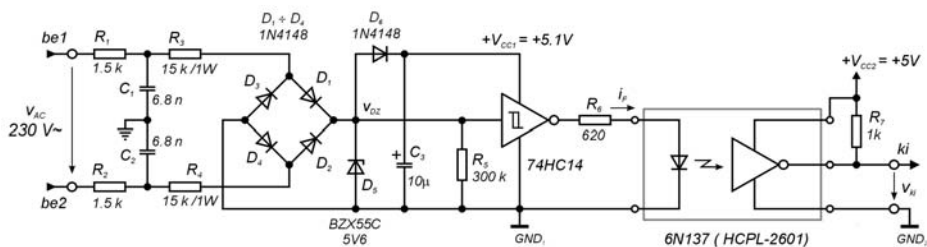
illesztő azon csatornája, amely strobe impulzust kapott, az impulzus felfutó élét követően legkésőbb 150 nsec után a rendszer processzorától megszakítást kér, de csak abban az esetben, ha adott csatorna megszakítás-engedélyező INTE flip-flopja 1-esre van állítva. Mindkét csatorna strobe impulzusát a nullaátmenet-érzékelő állítja elő. Ezáltal a hálózati feszültség minden egyes nullaátmeneténél egyidejűleg az A és a B port pufferregisztere átvesszi az X változó pillanatnyi értékét. A megszakításkérést csak az egyik port részéről kell engedélyezni, de az adatokat mindkét port regiszteréből ki kell olvasni, kivéve azt, amikor az adathossz csak 8 bites. Ilyenkor célszerű az A port használata, amelyre engedélyezni kell a megszakításkérést, függetlenül az adatszó hosszúságától. A triákvezérlő áramkör a C port 6. vagy 7. bit kimenetéről kapja a jelet.

3.1. Hálózati feszültség nullaátmenetét érzékelő áramkör

Az áramkör a hálózati feszültség minden egyes nullaátmeneténél küld egy szinkronizáló impulzust az I/O interfésznek, amelyet a hálózati feszültségből egy impulzusformáló Schmitt-trigger állít elő. A Schmitt-trigger segítségével, valamint egy egyszerű RC aluláteresztő szűrővel elkerülhető a hálózatra tevődő zavaró jelek nem kívánt hatása. Előnyös a CMOS integrált áramkörök alkalmazása, ugyanis nagy bemeneti impedanciájuknak köszönhetően keskeny szinkronizáló impulzusokat lehet generálni anélkül, hogy a hálózati bemenet felé nagy teljesítményű ellenállásokat kellene használni. Egy másik jó tulajdonsága a CMOS áramköröknek a kis tápáramfelvétel. A hálózati feszültséget a számítógéptől és egyúttal az I/O interfésztől is egy nagysebességű optocsatolóval kell leválasztani.

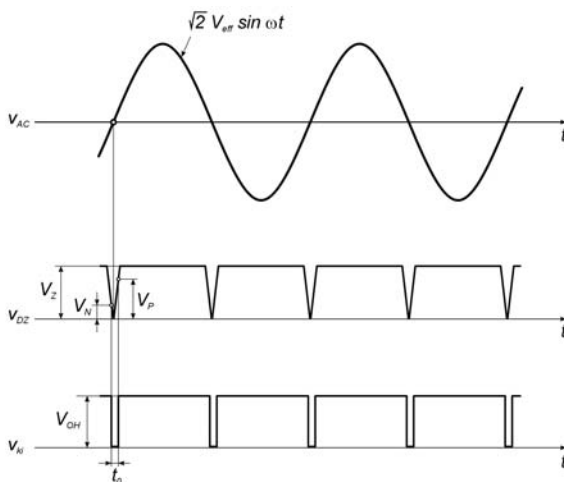
Az áramköri konfiguráció tervezésénél és az alkatrészek méretezésénél a következő fontosabb szempontokat kell figyelembe venni:

- minél keskenyebb szinkronizáló impulzust generálni, amelynek az élei lehető legközelebb kerüljenek a hálózati feszültség nullaátmeneti időpontjához;
- a hálózatra tevődő zavaró jelek miatt keletkezhető hamis nullaátmeneti időpontok elnyomása;
- az áramkör teljesítményfelvételének minimumra való csökkentése.



5. ábra

Hálózati feszültség nullaátmenet-érzékelő áramköre



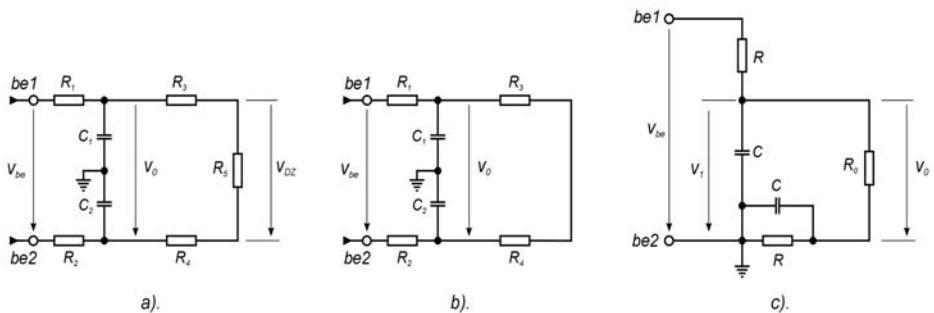
6. ábra

A nullaátmenet-érzékelő jellegzetes hullámalakjai

Az áramkör kapcsolási rajzát a 5. ábra, jellegzetes hullámalakjait pedig a 6. ábra mutatja be. A hálózati váltakozóáramú feszültséget a D_1 – D_4 diódákból álló Graetz-híd egyenirányítja, és a feszültségcsúcsokat a D_5 Zener-dióda vágja le. Az így kapott trapéz hullámalakú jel az impulzusformáló Schmitt-trigger inverter bemenetére kerül. Az inverter kimenetén a hálózati feszültség nullaátmeneteivel szinkronban levő keskeny pozitív impulzusokat kapunk. Az impulzus ideje alatt az R_6 ellenálláson keresztül az optocsatoló diódája áramimpulzust kap, és ezáltal a vevő inverter kimenetén negatív impulzus jelenik meg. A Graetz-híd diódáin és a Zener-diódán átmenő áramot R_3 és R_4 korlátozza. A hálózatra tevődő

nagyobb frekvenciás zavaró jeleket, így a túimpulzusokat is, attól függően, hogy melyik hálózati bemenet kerül földpotenciálra, az $R_1 C_1$ vagy az $R_2 C_2$ aluláteresztő szűrő vágja le. A CMOS áramkör tápfeszültsége a Zener-diódán levő feszültségből származik a D_6 dióda után kapcsolt C_3 szűrőkondenzátoron. Nullaátmenethez közel, amikor a hálózati feszültség nagyon kis értékű, az egyenirányító híd diódái közül egyik pár sem vezet, és ilyenkor R_5 gondoskodik az inverter bemenetének a lehúzásáról.

A felhasznált 74HC14 típusú CMOS Schmitt-trigger inverter megfelelően jó dinamikus és statikus áramkörüi tulajdonságokkal rendelkezik (kis terjedési idő: $t_{PLH}=t_{PHL}<32$ nsec, nagy kimeneti terhelhetőség, szimmetrikus kimeneti impedancia: $|I_{OH}|=I_{OL}=4$ mA, tág tápfeszültség-tartomány: $V_{CC}=2 \dots 6$ V, jó zavarvédeettséget biztosító átviteli karakterisztika: ($V_H=1,1$ V). A D_5 Zener-dióda olyan feszültségű kell legyen, hogy D_6 diódán leeső $V_D=0,6$ V-os feszültség figyelembevételével a CMOS áramkör által igényelt tápfeszültséget biztosítsa. Így a BZX55C 5V6 típusú diódával ($V_Z=5,6$ V) a tápfeszültség névleges értéke 5 V, amelynél a Schmitt-trigger alsó és felső billenési szintje: $V_N=1,9$ V, ill. $V_P=3,0$ V. Az alkatrészek szórása miatt a tápfeszültség $V_{CC1}=4,5 \dots 5,8$ V tartományban található, amely megfelel az áramkör által igényelt tápfeszültség-tartománynak.



7. ábra

Bemenőáramkör váltakozóáramú helyettesítő kapcsolása, amikor:

- a) a Zener-dióda nem vezet;
- b) a Zener-dióda vezet;
- c) az előző két állapot egységesítő kapcsolása

A kimenő impulzus időbeni paramétereit, vagyis a szélességét és a hálózati feszültség nullaátmenetéhez viszonyított elhelyezését, a Schmitt-

trigger billenési szintjei, valamint annak bemenetétől a hálózat felé eső kapcsolás paraméterei határozzák meg. A Graetz-híd és a Zener-dióda miatt ez a áramköri rész nem lineáris, de szakaszonként linearizálható. Működésében két tartományt lehet elkülöníteni:

1. ha $v_0 < V_Z + 2 V_D$, akkor a Zener-dióda nem vezet, differenciális ellenállása nagyon nagy, váltakozó áramú szempontból gyakorlatilag végtelennek tekinthető – ebben az esetben a 7a. ábra helyettesítő áramköre érvényes;
2. ha $v_0 > V_Z + 2 V_D$, akkor a Zener-dióda vezet, differenciális ellenállása nagyon kicsi, gyakorlatilag nullának vehető – ebben az esetben a 7b. ábra helyettesítő áramköre érvényes.

Fontos megjegyezni, hogy a fenti helyettesítő kapcsolásokban a Graetz-híd diódáit ideális kapcsolóelemeknek tekintettük. Figyelembe véve a kapcsolás szimmetriáját, valamint azt, hogy a két hálózati bemenet közül az egyik mindig földpotenciálra kerül, a fenti két helyettesítő áramkört a 7c. ábrán látható áramkör egységesíti. Ebben az áramkörben $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ és a Zener-dióda vezető vagy nem vezető állapotának függvényében $R_0=R_3+R_4$ ill. $R_0=R_3+R_4+R_5$. A C szűrő kondenzátor miatti tranziens jelenséget is figyelembe kell venni. Ez akkor lép fel, mikor a Zener-dióda jelleggörbéjének nem vezető szakaszából vezető szakaszába megy át. Ez természetesen érvényes fordítva is. A tervezés első szakaszában elhanyagolható a tranziens folyamat, és mindkét működési tartományt állandósult állapotúnak lehet tekinteni. Így a szűrő utáni v_0 feszültség:

$$V_0 = \frac{1}{1+2a+j\theta} V_{AC} = \frac{(1+2a)-j\theta}{(1+2a)^2+\theta^2} V_{AC}, \quad (1)$$

amelyben

$$\theta = \omega\tau, \quad \tau = RC, \quad a = R/R_0 \quad (2)$$

és

$$v_{AC} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \omega t, \quad \omega = 2\pi f \quad (3)$$

a hálózati feszültség. A v_0 feszültség effektív értéke és fázisa:

$$V_0 = \frac{1}{\sqrt{(1+2a)^2+\theta^2}} V_{\text{eff}}, \quad \varphi = -\arctg \frac{\theta}{1+2a} \quad (4)$$

A Schmitt-trigger bemeneti feszültsége:

ha

$$v_0 < V_Z + 2 V_D, \text{ akkor } v_{DZ} = \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} v_0, \quad (5)$$

$$\text{ha } v_0 > V_Z + 2 V_D, \text{ akkor } v_{DZ} = V_Z. \quad (6)$$

A szinkronizáló impulzus annál keskenyebb és a lefutó, valamint a felfutó éle annál közelebb kerül a hálózati nullaátmenethez, minél meredekebben változik v_{DZ} a hálózati feszültség nullaátmeneténél. A (4) és (5) kifejezésből láthatjuk, hogy ez akkor teljesül, ha $R \ll R_3 + R_4$ és ha $R_5 \gg R_3 + R_4$. R_5 ellenállás nem lehet túlságosan nagy értékű, mert a rajta fellépő feszültség miatt a Schmitt-trigger bemenő feszültsége még nulla hálózati feszültségnél is alig csökken $V_N = 1,9$ V alá. Ezt a feszültséget D_6 dióda záróárama és a Schmitt-trigger bemeneti veszteségi árama okozza. R_5 ellenállást egy olyan szélsőséges esetben kell méretezni, amelyben az előbbi áramnak egy része sem folyik át, sem a Zener-diódán, sem a Graetz-híd diódáin. Másrészt, $R_3 = R_4$ ellenállások értékét nem lehet nagyon csökkenteni, mert túlzottan megnő a rajtuk disszipált teljesítmény. A hálózati feszültség szűrése θ -val javul, viszont a fáziseltolódás növekszik, és ezzel a szinkronizáló impulzusok eltolódnak a hálózat nullaátmeneti időpontjaihoz képest. Tehát egy megfelelő kompromisszumot kellett találni.

A felsorolt megszorításokat az $a \ll 1$ és $\theta \ll 1$ egyenlőtlenségek fejezik ki, amelyekkel a (4) kifejezésben szereplő v_0 feszültség effektív értéke és fázisa így egyszerűsödik:

$$V_0 \cong \frac{1}{1+2a} V_{\text{eff}}, \quad \varphi \cong -\frac{\theta}{1+2a}. \quad (7)$$

Az áramköri alkatrészek méretezésénél $2a \leq 0,1$ és $t_F = \frac{\varphi}{\omega} \cong 10 \mu\text{sec}$ jó kompromisszum, amely az $R \leq 0,1(R_3 + R_4)$ és $RC \cong 10 \mu\text{sec}$ értékeket eredményezi. Az áramköri alkatrészek végleges értéke az 5. ábrán látható. A bemenő áramkör fontosabb paramétereit mindkét működési tartományra kiszámítva az 1. táblázat foglalja össze. A Zener-dióda akkor megy át a jelleggörbéjének az egyik tartományából a másikba, amikor:

$$\sqrt{2} V_0 \sin \omega t_Z = V_Z + 2 V_D. \quad (8)$$

ahol a szinuszhullám origópontja nem a hálózati feszültség nullaátmeneténél található, hanem a v_0 nullaátmeneténél (8. ábra). A fenti összefüggésből két t_Z érték származik, annak függvényében, hogy a Zener-dióda vezető vagy nem vezető állapotának megfelelő helyettesítő kapcsolást vesszük számításba.

1. táblázat

A bemenő áramkör fontosabb paraméterei

	$a = \frac{R}{R_0}$	$V_0 \cong \frac{1}{1+2a} V_{\text{eff}}$	$\varphi \cong -\frac{\theta}{1+2a}$	$t_F = \frac{\varphi}{\omega}$	t_Z
1. $v_0 < V_Z + 2 V_D$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	227,9 V	$3,18 \cdot 10^{-3}$	10,1 μsec	65,2 μsec
2. $v_0 > V_Z + 2 V_D$	$5 \cdot 10^{-2}$	209,1 V	$2,91 \cdot 10^{-3}$	9,3 μsec	71,1 μsec

A tranzien্স folyamat időállandója gyakorlatilag $\tau = RC$, amely azt jelenti, hogy 30 μsec után már az állandósult állapottal lehet számolni. Ezért a trigger billenési időpontjait az 1. állandósult szakasz adataival kell kiszámítani. A $V_N=1,9$ V és a $V_P=3,0$ V billenési szinteknek megfelelő t_{NF} , ill. t_{PF} időintervallumok először v_0 nullaátmenetéhez viszonyítva:

$$\begin{aligned} \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} \sqrt{2} V_0 \sin \omega t_{\text{NF}} &= V_N, \\ \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} \sqrt{2} V_0 \sin \omega t_{\text{PF}} &= V_P, \end{aligned} \quad (9)$$

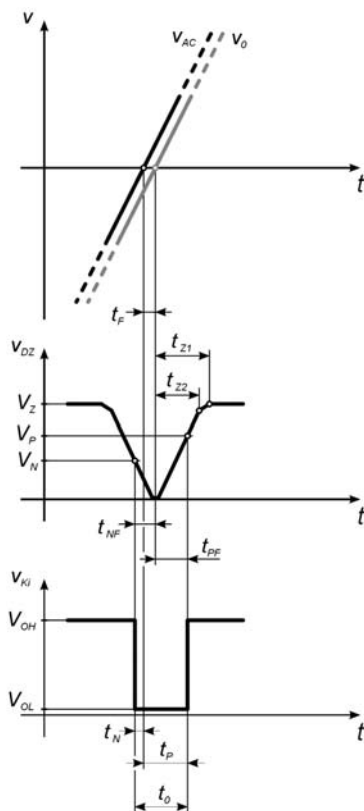
mivel a szinuszfüggvény argumentumai $\omega t_{\text{NF}} \ll 1$ és $\omega t_{\text{PF}} \ll 1$, ezért:

$$\begin{aligned} t_{\text{NF}} &\cong \frac{1}{\omega} \left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_5} \right) \frac{V_N}{\sqrt{2} V_0}, \\ t_{\text{PF}} &\cong \frac{1}{\omega} \left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_5} \right) \frac{V_P}{\sqrt{2} V_0}. \end{aligned} \quad (10)$$

Végül a hálózati feszültség nullaátmenetéhez viszonyított billenési időpontok és a szinkronizáló impulzus szélessége:

$$t_N = t_{\text{NF}} - t_F, \quad t_P = t_{\text{PF}} + t_F \quad \text{és} \quad t_0 = t_N + t_P. \quad (11)$$

Az 5. ábrán bemutatott kapcsolást jellemző időintervallumok a hálózati feszültség névleges értékénél a következők: $t_{\text{NF}}=18,8$ μsec , $t_{\text{PF}}=29,6$ μsec , $t_N=8,7$ μsec , $t_P=39,7$ μsec és $t_0=48,4$ μsec .



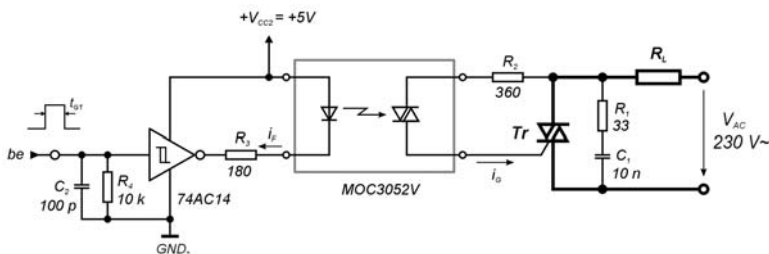
8. ábra

Hullámalakok a hálózati feszültség
nullaátmenete körül

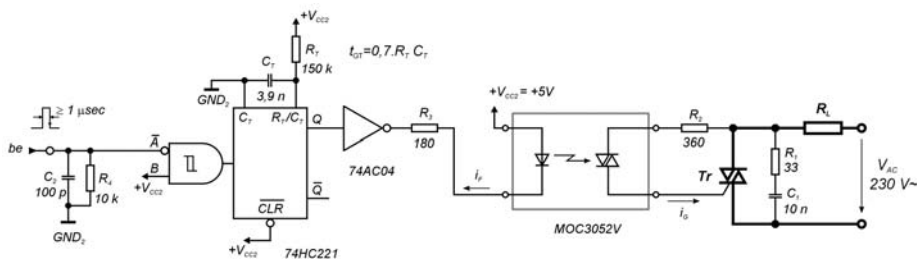
A hálózat leválasztását nyitott kollektoros logikai kapu kimenettel rendelkező 6N137 vagy HCPL-2601 típusú gyors optocsatoló valósítja meg, amely jó dinamikus és statikus tulajdonságokkal rendelkezik (szigetelése kibírja a $2500 V_{\text{eff}}$ értéket, $5 \text{ kV}/\mu\text{sec}$ közös módusú tranzienssel szembeni védelem, kis terjedési idő: $t_{\text{PLH}}=t_{\text{PHL}} < 75 \text{ nsec}$, előnyös átviteli karakterisztika: $I_F=4 \text{ mA}$ bemeneti áram már biztosítja a logikai 0-át). A nyitott kollektoros kapu kimenetét terhelő R_7 ellenállás értékét adatlapi ajánlás szerint kellett megválasztani, megfelelő kompromisszumot kötve az áramkör dinamikus és statikus tulajdonságai között. R_6 ellenállás az impulzus alatt még a legkedvezőtlenebb körülmények között is az optocsatoló fénydiódájában $I_F=4 \text{ mA}$ -es áramot biztosít.

3.2. Triákvezérlő áramkör

A triákvezérlő áramkör egy nagyteljesítményű triák begyújtását biztosító áramimpulzust generál a logikai jelszintű, pozitív bemenő impulzusból. Az áramkör fázisszög- és teljes félhullámú vezérlésre is alkalmazható. Két típusú triákvezérlő áramkör áll a felhasználó rendelkezésére: az egyiknél (9. ábra) a vezérlőimpulzus szélességéről a számítógép kell gondoskodjon, míg a másikonál (10. ábra) az áramkörben levő monostabil multivibrátor állítja elő a megfelelő szélességű impulzust. A nagyteljesítményű triák begyújtására szükséges vezérlő impulzust egy triák kimenetű optocsatoló állítja elő. Amikor az optocsatolóban levő triák bekapcsol, akkor R_2 ellenálláson keresztül a nagyteljesítményű Tr triák vezérlőelektródája áramot kap. Amikor Tr is bekapcsol, akkor a kapcsain levő feszültség azonnal leesik, és ezáltal a vezérlőárama megszűnik. Tr addig vezet, amíg a rajta átmenő áram nullára csökken, hatásos ellenállásos terhelésnél a hálózat azonnal következő nullaátmenetéig.



9. ábra
Triákvezérlő áramköre



10. ábra
Triákvezérlő áramkör monostabil multivibrátorral

Az optikai impulzusátvitel a hálózati feszültségen működő triákat galvanikusan leválasztja az I/O interfésztől és egyúttal a számítógéptől is. Az áramkörben a MOC3052V típusú optocsatolót alkalmaztuk, amely teljesíti a $230 V_{\text{eff}}$ hálózati teljesítményberendezések által támasztott vezérlési és szigetelési követelményeket is (megfelel a VDE 0884-as szabvány előírásainak). A fényvezérlésű triák 600 V-os csúcshőfeszültséget bír el, és 100 μsec -nál kevesebbet tartó, periódusos csúcsárama $I_{\text{TSM}} \leq 1 \text{ A}$. A triák fázisszögvezérlésnél van kitéve a legnagyobb áram-igénybevételnek, de akkor sem több ideig, mint 100 μsec , ugyanis bármely nagyteljesítményű triák jóval hamarabb bekapcsol. Az R_2 ellenállás elég nagy értékű kell legyen ahhoz, hogy a rajta áthaladó áram lehető legnagyobb értéke ne haladja meg I_{TSM} -et. Ez a hálózati feszültség pillanatnyi csúcserőértékénél történhet meg, vagyis 90° -os fázisszögvezérlésnél. Tehát:

$$R_2 \geq \frac{\sqrt{2} V_{\text{AC}}}{I_{\text{TSM}}}. \quad (12)$$

A teljes félhullámú vezérlésnél sem ajánlott kisebb értékű ellenállás, mivel megtörténhet, hogy egy nem kívánt véletlenszerű vezérlőimpulzus a hálózati feszültség pillanatnyi csúcserőértékénél begyújtja a fényvezérlésű triákat. Tehát az áramkör azonos a fázisszög- és a teljes félhullámú vezérlés számára, a különbség csak abban áll, hogy az utóbbinál a nagyteljesítményű triák szélesebb vezérlő áramimpulzust kell, hogy kapjon. A vezérlőimpulzust addig kell biztosítani, amíg a nullaátmenet után a nullától növekvő vezérlőelektroda-áram eléri az I_{GT} biztos begyújtási szintet, vagyis:

$$\sqrt{2} V_{\text{AC}} \sin \omega t_{\text{GT}} \geq R_2 I_{\text{GT}} + V_{\text{GT}} + V_{\text{TO}}, \quad (13)$$

ahol: t_{GT} – a vezérlőimpulzus szélessége, I_{GT} , V_{GT} – Tr biztos begyújtásához szükséges vezérlőáram, ill. vezérlőfeszültség, V_{TO} – a bekapcsolt fényvezérlésű triákban fellépő feszültségesés. A szinuszfüggvény argumentuma $\omega t_{\text{GT}} \ll 1$, ezért:

$$t_{\text{GT}} \geq \frac{1}{\omega} \frac{R_2 I_{\text{GT}} + V_{\text{GT}} + V_{\text{TO}}}{\sqrt{2} V_{\text{AC}}}. \quad (14)$$

A fenti kifejezésből látható, hogy annál szélesebb vezérlőimpulzust kell biztosítani, minél nagyobb teljesítményű triákat kell vezérelni. Ugyanis minél nagyobb teljesítményű a Tr , annál nagyobb a biztos begyújtásához szükséges vezérlőáram, valamint a vezérlőfeszültség is. Általában egy 25 A-es triák $t_{\text{GT}}=0,4$ msec impulzussal kapcsolható be, míg egy 40 A-es triák számára már $t_{\text{GT}}=0,55$ msec szükséges.

Az optocsatoló fénydiódájába, hogy a fényvezérlésű triák bekapcsoljon, minimálisan $I_F=10$ mA áramot kell bocsátani. Ezt az áramot a 9. ábrán látható kapcsolásban a 74AC14 típusú CMOS Schmitt-trigger szolgáltatja, amely jó bemeneti zavarvédeltséget biztosít. A trigger kimeneti impedanciája szimmetrikus és megfelelően nagy kimeneti terhelhetőséggel rendelkezik: $|I_{OH}|=I_{OL}=24$ mA. Amikor a Schmitt-trigger bemenete logikai 1, vagyis a kimenete logikai 0, akkor a fénydióda az R_3 ellenálláson keresztül áramot kap. Nyilvánvaló, hogy ez az áram azonnal megszűnik, miután a trigger bemenete logikai 0-ára esik vissza. A bemeneti pozitív impulzus addig kell hogy tartson, amíg a Tr bekapcsol, ezért a számítógép az interfészen keresztül megfelelő szélességű pozitív vezérlő impulzust kell hogy biztosítson. Ha az inverter bemenete véletlenül szabadon marad, akkor ezt R_4 ellenállás földpotenciálra húzza, és ezzel elkerülhető, hogy a fénydióda téves vezérlési áramot kapjon. A bemenetre kapcsolt kis értékű C_2 kondenzátor szűrő hatása levágja a magasabb frekvenciás zajt és így még tovább növeli az áramkör zavarvédeltségét.

Szoftver szempontjából egyszerűbben vezérelhető a 10. ábrán bemutatott kapcsolás, ugyanis

$$t_{GT} = 0,7 R_T C_T \quad (15)$$

szélességű impulzust a triákvezérlő áramkörében levő CMOS monostabil multivibrátor (74HC221) állítja elő. A Schmitt-trigger bemenetű multivibrátort egy nagyon keskeny, de legalább $1 \mu\text{sec}$ időtartamú pozitív impulzus negatív éle billenti. A multivibrátor kimenete nem képes 10 mA-t leadni, ezért a 24 mA-es kimeneti áramú 74AC04 típusú CMOS invertert kellett közbeiktatni.

4. Vezérlési elv

A vezérlési elv kidolgozásakor két fontos célkitűzést kellett szem előtt tartanunk. Az első a teljes félhullámú vezérlésre jellemző alacsony frekvenciás lüktetés minimumra való csökkentése, amelyet a terhelésre kapcsolt félhullámok lehető legegyszerűsebb időbeni disztribúciója által lehet elérni (Kaucsár 1975). Így a terhelésre jutó teljesítmény Fourier-sorában levő alacsony frekvenciás harmónikusok amplitúdója csökken, és ennek következményeként a lüktetés mértéke is csökken (Kaucsár 1980. 49–58.). A szabályozott berendezések késleltetési időállandói annál jobban csökkentik a váltakozóáramú teljesítmény harmónikusainak befolyását a szabályozott jel-

lemzőre, minél nagyobb a frekvenciájuk. Mivel az alapharmónikus frekvenciáját a vezérlési periódus reciprok értéke fejezi ki, a szabályozott jellemző lüktetése annál kisebb lesz, minél kisebb a vezérlési periódus a szabályozott berendezés késleltetési időállandójához képest. A vezérlési periódus csökkenthető, de ezzel az átviteli jelleggörbe kvantálási fokozatainak száma is csökken, ami viszont rontja a szabályozás finomságát. Ezért a második fontos szempont az átviteli jelleggörbére vonatkozik: olyan lineáris átviteli jelleggörbe megvalósítása, amely elméletileg maximális kvantált vezérlési fokozattal rendelkezik, azzal a megkötéssel, hogy a leghosszabb vezérlési periódus ne haladja meg a berendezés szabta felső határértéket.

4.1. Félhullámok egyenletes időbeni disztribúciója

Legyen T a vezérlési szekvenciát meghatározó periódus, amely N hálózati félperiódusból áll. Jelölje f_{AC} a hálózati frekvenciát, T_{AC} a hálózati periódust, $f_{2AC} = 2 f_{AC}$ a hálózati frekvencia kétszeresét és $T_{2AC} = T_{AC}/2$ az ennek megfelelő félperiódust, ekkor a vezérlési periódus:

$$T = N T_{2AC} \quad (16)$$

vagy

$$T = N \frac{1}{f_{2AC}}. \quad (17)$$

Az N félhullámból a triák a terhelésre csak $n \leq N$ félhullámot kapcsol, így a terhelőellenálláson disszipált átlagos teljesítmény:

$$P = \frac{n}{N} P_{\max}, \quad (18)$$

amelyben:

$$P_{\max} = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R_L} \quad (19)$$

a terhelésre jutó teljesítmény teljes kivezérlésnél.

A terhelésre kapcsolt n félhullámok egyenletes időbeni disztribúciója a hálózati feszültség nullaátmeneteivel szinkronban levő triákvezérlő impulzusok egyenletes disztribúcióján múlik. Ugyanis a triák a hálózati feszültség azon félperiódusában vezet, amelynek a kezdetén, tehát közvetlenül a hálózati feszültség nullaátmenete után, egy begyűjtást vezérlő impulzust kap. A vezérlő impulzusok egyenletes disztribúciója csakis a hálózati félperiódus kvantálási intervalluma által megszabott határon belül

történhet. Ebben az esetben definiálható az ún. átlagos impulzusismétlődési sebesség (average pulse-rate), amely alatt azt az f^* hányadost értjük, amelyet úgy kapunk meg, hogy az adott T időintervallumban levő impulzusok n számát az intervallummal osztjuk:

$$f^* = \frac{n}{T} \quad (20)$$

– a jelölés az átlagos impulzusismétlődési sebesség és a frekvencia közötti szoros összefüggésre utal. Ha kifejezzük n -et és N -et a (20), ill. (17) összefüggésekből és behelyettesítjük a teljesítmény (18)-as kifejezésébe, akkor:

$$P = \frac{f^*}{f_{2AC}} P_{\max} \quad (21)$$

vagy:

$$P = x P_{\max}, \quad (22)$$

amelyben a terhelésre jutó teljesítményszintet meghatározó x változó:

$$x = \frac{f^*}{f_{2AC}}. \quad (23)$$

Mivel $f^* \leq f_{2AC}$, a változó értéktartománya $x \in [0,1]$.

A vezérlő impulzusok egyenletes disztribúcióját ismétlődési sebesség-szorzási (pulse-rate multiplication) algoritmussal lehet biztosítani. Számlálós (counter rate multiplication) és akkumulátoros sebességszorzási algoritmust (accumulator rate multiplication) különböztetünk meg. A vezérlő algoritmus az utóbbit használja, mivel ez generálja a lehető leg-egyenletesebb időbeni disztribúciójú impulzusokat (Peatman 1972. 350–362.).

Az akkumulátoros ismétlődési sebességszorzás szerint a hálózati feszültség nullaátmeneteivel szinkronban generált impulzusok átlagos ismétlődési sebessége:

$$f^* = \frac{p}{q} f_{2AC}, \quad (24)$$

ahol $p \leq q$ nem negatív, egész számok. Jelölje A az akkumulátor tartalmát. Az akkumulátoros ismétlődési sebességszorzás algoritmus szerint a számítógép a hálózati feszültség minden egyes nullaátmeneténél:

$$A := A + p \quad (25)$$

összeadást végzi. Ha a művelet eredménye nem negatív szám, vagyis ha

$$A \geq 0, \quad (26)$$

akkor azonnal, vagyis ugyancsak ennél a nullaátmenetnél:

$$A := A - q \quad (27)$$

kivonást is elvégzi. Triákvezérlő impulzust csak az utóbbi esetben generál, vagyis akkor, miután egy kivonási műveletet is végrehajtott. A vezérelt teljesítményt meghatározó x változót (23)-ból lehet megkapni, a (24)-beni kifejezés behelyettesítésével:

$$x = \frac{p}{q} \quad (28)$$

és ezzel a teljesítmény:

$$P = \frac{p}{q} P_{\max} . \quad (29)$$

4.2. Kvantált teljesítményszintek számának megnövelése

A P teljesítményt legegyszerűbben úgy lehet változtatni, hogy a q nevezőt állandó értéken tartjuk, míg a p számlálónak, a $[0, q]$ intervallumon belül, a vezérelt teljesítményszintnek megfelelő értéket adjuk. Ekkor az x változó mindössze $1+q$ különböző diszkrét értéket vehet fel. Tehát a diszkrét vezérlési karakterisztika

$$Q_P = 1 + q \quad (30)$$

kvantálási fokozattal rendelkezik. Minél nagyobb a q nevező, annál finomabb a szabályozás mértéke, de sajnos annál kisebb lesz a teljesítmény Fourier-sorában levő alapharmónikus frekvenciája. Az utóbbi csökkenése a berendezés kimenő jellemzője lüktetését növeli. Ezért a nevező egy bizonyos határon túl nem növelhető. Az alapharmónikus frekvenciáját a félhullám-szekvencia T periódusának reciproké értéke adja meg. A hullámalakok tanulmányozásából megállapítható, hogy a fellépő legnagyobb félhullám-szekvencia periódusát q félperiódus teszi ki:

$$T = q T_{2AC} \quad (31)$$

vagyis (16) szerint:

$$N = q . \quad (32)$$

Kivételt képeznek az olyan sajátos esetek, amikor $x=p/q$ tört redukálható. Ilyenkor T kisebb lesz, mivel a redukált tört q -nál kisebb nevezőjével arányos.

Bármely szabályozott berendezésnél megállapítható az a T_{\max} megengedhető legnagyobb félhullám-szekvencia periódus, amelynél az alap-

harmónikus frekvenciája még nem csökkent olyan érték alá, melynél a lüktetés nagysága már zavaró lenne. Továbbá a fenti összefüggésből megkapjuk az N , ill. a q nevező legnagyobb megengedett értékét:

$$N_{\max} = q_{\max} = \frac{T_{\max}}{T_{2AC}} \quad (33)$$

és (30)-ból pedig $Q_{P_{\max}}$ értékét, a számláló változtatásán alapuló vezérléssel elért kvantálási fokozatok legnagyobb számát.

Az algoritmus másik alapvető részével a fenti egyszerűbb módszernél lényegesen több vezérelhető teljesítményszint megvalósítható az olyan nem redukálható p/q törtekből származó kimaradt szintek figyelembe vételével is, amelyeknél q és q_{\max} relatív prímek, de fennáll a $q < q_{\max}$ feltétel (Kaucsár 1975.; 1998. 23–30). A számelmélet szerint ennek a követelménynek eleget tevő p/q törtek egy Farey-sorozat elemei (Sárközy 1978. 51–89.; Niven–Zuckermann 1978. 119–126.). A Farey-sorozat egy olyan redukált törtszámokból álló sorozat, amelyben az ún. Farey-törtek nagyság szerinti sorrendben szerepelnek és a nevezőjük nem nagyobb a sorozat rendjét képviselő F számnál (2. táblázat).

2. táblázat Az első négy Farey-sorozat

F	A Farey-sorozat elemei						
1	$\frac{0}{1}$						$\frac{1}{1}$
2	$\frac{0}{1}$			$\frac{1}{2}$			$\frac{1}{1}$
3	$\frac{0}{1}$		$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$		$\frac{1}{1}$
4	$\frac{0}{1}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{1}$

A vezérlés alatt fellépő legnagyobb félhullám-szekvencia periódust a Farey-sorozat rendje határozza meg, tehát:

$$F = N. \quad (34)$$

A lüktetési követelményeket

$$N \leq N_{\max} \quad (35)$$

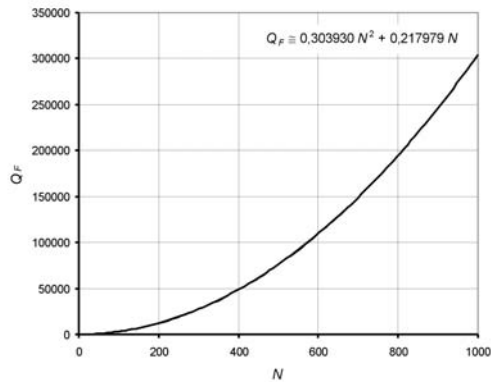
egyenlőtlenség fejezi ki. A vezérelhető teljesítményszintek száma egyenlő a Farey-sorozat elemeinek számával:

$$Q_F = 1 + \sum_{i=1}^N \varphi(i), \quad (36)$$

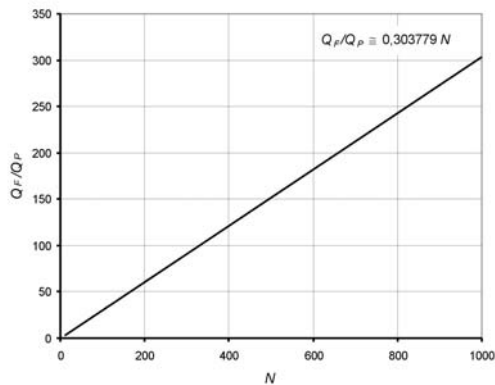
ahol $\varphi(i)$ az Euler-féle φ függvény, amely az i -nél nem nagyobb, de i -hez relatív prím pozitív egészek számával egyenlő. A 3. táblázatban a T vezérlési periódus által meghatározott N félhullám-szekvencia függvényében megtalálhatók: a Farey-törtes vezérléssel elérhető Q_F teljesítményszintek száma, kizárólag a számláló változtatásán alapuló vezérléssel elérhető Q_P teljesítményszintek száma, valamint a két vezérlési módszert összehasonlító Q_F/Q_P hányadosok száma. A Farey-sorozat elemeinek számát hozzávetőlegesen a 11. ábrán látható görbéből, valamint a négyzetes közelítő kifejezésből is meghatározhatjuk. A két vezérlési módszer összehasonlítását kifejező Q_F/Q_P hányados N -nel lineárisan növekszik (12. ábra).

3. táblázat A kvantált teljesítményszintek száma a vezérlési szekvencia függvényében

T [sec]	$F = N$	$Q_P = 1 + q$	$Q_F = 1 + \sum_{i=1}^N \varphi(i)$	$\frac{Q_F}{Q_P}$
0,1	10	11	33	3,000
0,2	20	21	129	6,143
0,5	50	51	775	15,196
1,0	100	101	3717	36,802
2,0	200	201	12233	60,861
5,0	500	501	76117	151,930
10,0	1000	1001	304193	303,889



11. ábra
Az N -ed rendű Farey-sorozat elemeinek száma



12. ábra
Farey-sorozatos vezérléssel
növekvő teljesítményszintek száma

A Farey-törtet kiszámító algoritmus szempontjából célszerű az x változót két fixpontos előjeles vagy előjel nélküli egész szám hányadosaként kifejezni:

$$x = \frac{X}{X_{\max}}, \quad (37)$$

amelyben X_{\max} az a legnagyobb szám, amely a teljes kivezérletet képviseli (ez többnyire a szabályozó rendszerben is a teljes kivezérletet képviseli). Mivel $x \leq 1$, ezért $X \leq X_{\max}$. A teljesítményt meghatározó X változót a számítógépben 16 vagy 32 bites fixpontos előjeles vagy előjel nélküli egész számmal lehet ábrázolni. Az általános alakú mbites előjel nélküli egész szám:

$$X = \sum_{i=0}^{m-1} b_i 2^i \quad (38)$$

és kettes komplementű előjeles egész szám:

$$X = b_{m-1} (-2^{m-1}) + \sum_{i=0}^{m-2} b_i 2^i \quad (39)$$

az előjel bit pozitív számokra $b_{m-1} = 0$ és negatív számokra $b_{m-1} = 1$.

A Farey-törtet kiszámító algoritmus az N -ed rendű Farey-sorozat azon p/q ($p \leq q$) törtjét határozza meg, amely a lehető legjobban megközelíti a (37) szerinti x -et. A Farey-sorozat rendjét a terhelésen fellépő lüktetés és a szabályozás finomsága (a vezérlési jelleggörbe kvantálási szintjeinek száma) közötti kompromisszum alapján kell meghatározni.

Bármely racionális szám, legyen az x , kifejezhető egy véges egyszerű lánc törttel (Niven–Zuckermann 1978. 132–154.; Maurer 1981. 126–150.):

$$x = a_0 + \frac{1}{a_1 + \frac{1}{a_2 + K + \frac{1}{a_i + \Lambda + \frac{1}{a_n}}}} \quad (40)$$

amelyben $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ pozitív egész számokat lánc törtjegyeknek nevezik. A fenti lánc törtet a rövidség kedvéért szimbolikusan is szokták jelölni:

$$x = \langle a_0, a_1, a_2, K, a_i, K, a_n \rangle. \quad (41)$$

A lánc törtjegyeket euklideszi algoritmussal számíthatjuk ki, amelyet az x -et kifejező X/X_{\max} tört számlálójára és nevezőjére kell alkalmaznunk. Ez tulajdonképpen egy maradékos osztás:

$$\frac{r_{i-1}}{r_i} = a_i + \frac{r_{i+1}}{r_i}, \quad 0 < r_{i+1} < r_i, \quad (42)$$

melyben r_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) egész számok az:

$$r_{-1} = X \quad \text{és} \quad r_0 = X_{\max} \quad (43)$$

kezdeti értékekkel.

A lánc törtjegyek meghatározását lánc törtbe fejtésnek nevezzük, amely az első maradék nélküli osztásnál fejeződik be:

$$r_{n+1} = 0. \quad (44)$$

A (41)-beni, eredeti lánc törtt első $i+1$ jegyéből, egy másik

$$z_i = \langle a_0, a_1, a_2, \dots, a_i \rangle \quad (45)$$

lánc törtt képezhető, amelyet részlet-lánc törtnek hívnak, ezt a

$$z_i = \frac{h_i}{k_i} \quad (46)$$

nem redukálható egyszerű törttel is ki lehet fejezni. A tört számlálóját és nevezőjét a

$$\begin{aligned} h_i &= a_i h_{i-1} + h_{i-2} \\ k_i &= a_i k_{i-1} + k_{i-2} \end{aligned} \quad (47)$$

rekurziós kifejezésekkel lehet megkapni a

$$h_{-2} = 0, \quad k_{-2} = 1, \quad h_{-1} = 1, \quad k_{-1} = 0 \quad (48)$$

kezdeti értékekkel.

A páros indexű z_i részlet-lánc törttek monoton növekvő sorozatot alkotnak, melynek felső határértéke az eredeti teljes x lánc törtt. A páratlan indexű z_i részlet-lánc törttek pedig monoton csökkenő sorozatot alkotnak, melynek alsó határértéke ugyancsak x lánc törtt. A z_i részlet-lánc törtt és az x teljes lánc törtt közötti különbség abszolút értékben i -vel csökken:

$$|x - z_i| \leq \frac{1}{k_i k_{i+1}}, \quad (49)$$

miközben a h_i számláló és k_i nevező is növekszik. Egy adott $i=j$ indexnél két egymást követő nevezőre a

$$k_j \leq N < k_{j+1} \quad (50)$$

feltétel teljesül és ekkor a keresett Farey-tört:

$$\frac{p}{q} = \frac{h_j}{k_j}. \quad (51)$$

Az olyan sajátos esetben, amikor az $x = X/X_{\max}$ tört redukálható, és a redukálás után kapott h_n/k_n tört nevezője nem nagyobb N -nél, akkor a keresett Farey-tört éppen:

$$\frac{p}{q} = \frac{h_n}{k_n}. \quad (52)$$

4.3. Dinamikus viselkedés

Az algoritmus harmadik része a dinamikus üzemmódban való helyes vezérlést biztosítja. Állandósult állapotban, amikor p és q állandóak, az ismétlődési sebességszorzás az akkumulátor számára:

$$A \in [-q, 0) \quad (53)$$

változási intervallumot határozza meg, amelyet ha a q nevezőhöz viszonyítunk, akkor:

$$\frac{A}{q} \in [-1, 0). \quad (54)$$

Tranziens (átmeneti) folyamat alatt p és q is megváltozhat. Amikor a q nevező megváltozik, akkor A értékét át kell számítani, hogy az továbbra is állandósult állapotnak megfelelő intervallumban maradjon. Ha az algoritmus ezt az átértékelést nem végzi el, akkor az átmeneti folyamat túl hosszúvá válik, és ami még zavaróbb, a teljesítmény túl- vagy alulvezérlése is előállhat.

Jelölje A_{t-1} az akkumulátor tartalmát $(t-1)$ -edik nullaátmenetnél és $x_{t-1} = p_{t-1} / q_{t-1}$ a teljesítményt meghatározó Farey-törtet. Ha a következő t -edik nullaátmenetkor az $x_t = p_t / q_t$ nevezője az előtte levőtől különbözik, akkor az akkumulátor A_t tartalmát még az ismétlődési sebességszorzási műveletei előtt az alábbi, hármasszabállyal nyert értékre kell átállítani:

$$A_t = \text{Round} \left(\frac{A_{t-1} q_t}{q_{t-1}} \right), \quad (55)$$

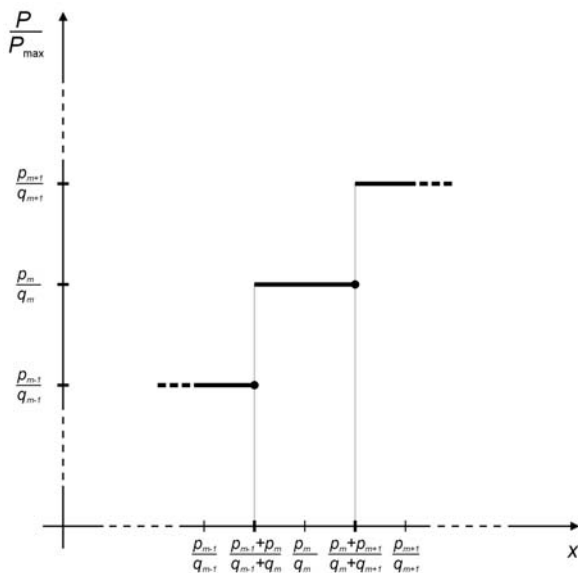
amelyben a Round függvény az argumentum legközelebbi egészhez kerekített értékét adja meg.

4.4. Átviteli jelleggörbe

Az átviteli jelleggörbe lineáris, amelyben a diszkrét teljesítményszinteket a Farey-sorozat törtjei határozzák meg (13. ábra). A jelleggörbe pontos meghúzásánál felvetődik a minden egyes Farey-törtszámhoz tartozó vezérlőjel értéktartományának a pontos meghatározása. Ezzel a Farey-sorozat rendje és az x változó legkisebb helyi értékű bitjének a súlyozása közötti összefüggést is meg lehet határozni.

Legyen $\frac{p_m}{q_m}$ és $\frac{p_{m+1}}{q_{m+1}}$ az N-edrendű Farey-sorozat két közvetlen szomszédos, növekvő sorrendben vett eleme. A közéjük eső összes racionális tört közül a $\frac{p_m + p_{m+1}}{q_m + q_{m+1}}$ törtnek van a legkisebb értékű nevezője. Ez a tört viszont már nem eleme az N-edrendű Farey-sorozatnak, mivel $q_m + q_{m+1} > N$. Vegyük a Farey-sorozat három, egymást követő, növekvő sorrendben vett elemét: $\frac{p_{m-1}}{q_{m-1}}, \frac{p_m}{q_m}, \frac{p_{m+1}}{q_{m+1}}$. Bebizonyítható, hogy a Farey-törtet kereső algoritmus a közbülső $\frac{p_m}{q_m}$ Farey-törtet akkor kapja meg, ha:

$$x \in \left(\frac{p_{m-1} + p_m}{q_{m-1} + q_m}, \frac{p_m + p_{m+1}}{q_m + q_{m+1}} \right]. \quad (56)$$



13. ábra
A teljesítményvezérlés átviteli jelleggörbéjének
általános részlete

A teljesítménykvantumokat a szomszédos Farey-törtek közötti nem egyenlő különbségek határozzák meg. Egy rövid elemzéssel könnyen belátható, hogy a legkisebb és a legnagyobb teljesítménykvantum:

$$\frac{(\Delta P)_{\min}}{P_{\max}} = \frac{1}{N(N+1)}, \quad (57)$$

illetve:

$$\frac{(\Delta P)_{\max}}{P_{\max}} = \frac{1}{N}. \quad (58)$$

Az (56) összefüggés szerint az x változó legkisebb és legnagyobb intervalluma, amely alatt P még nem vált át a mellette levő teljesítményszintre:

$$(\Delta x)_{\min} = \frac{4}{(2N-3)(2N-1)}, \quad (59)$$

illetve:

$$(\Delta x)_{\max} = \frac{1}{N+1}. \quad (60)$$

A diszkrét változású X -szel úgy kapható meg az adott Farey-sorozat minden egyes törtje, ha a legkisebb helyi értékű bit (1 LSB) súlyozása nem lépi túl $(\Delta x)_{\min}$ -ot.

5. A vezérlő és tesztelő szoftver

A program megírására a Borland cég Delphi fejlesztőrendszere ígért a legmegfelelőbbnek (University of Science and Technology in Manchester 1996). Ugyanis a Delphi fejlesztőrendszerrel könnyedén és gyorsan hozhatók létre igényes, bonyolult Windows-programok. A korszerű fordítótechnika eredményeként optimalizált és gyors futású programot lehet nyerni. A Delphi ugyanis a forráskód lefordítása után valódi, végrehajtható gépi kódot állít elő, ezzel szemben a Visual Basic interpreter típusú program, azaz a forráskódot futási időben értelmezi (Szabó 2000). Tehát a további programfejlesztés a Borland Delphi 4.0-ás verziójában készült.

A triákat begyűjtő impulzust meghatározó akkumulátoros ismétlődési sebességszorzás programbeli lehetséges megoldása az eljárás (procedure) vagy a függvény (function). Az eljárás lehet paraméteres vagy paraméter nélküli. Globális változókkal a paraméter nélküli eljárás:

```
var
  A,p,q: Integer;
```

```

    CtrlPulse: Boolean;
...
procedure TACPowerCtrl.RateMulti;
begin
    A:=A+p;
    if A>=0 then
        begin
            A:=A-q; CtrlPulse:=True
        end
    else CtrlPulse:=False
end;

```

amely a továbbiakban a CtrlPulse logikai változó (boolean) igaz (true) értékénél engedélyez egy begyűjtő impulzust. A program másik változata az A, p és q egész típusú paraméteres függvény, amely a triákat begyűjtő impulzus logikai értékét adja meg:

```

function TACPowerCtrl.CtrlPulse(A,p,q: Integer): Boolean;
begin
    A:=A+p;
    if A>=0 then
        begin
            A:=A-q; CtrlPulse:=True
        end
    else CtrlPulse:=False
end;

```

A fenti RateMulti eljárást vagy CtrlPulse függvényt a hálózati feszültség minden egyes nullaátmeneténél futtatni kell. Nyilvánvaló, hogy előtte, az adott nullaátmenetnek megfelelő p/q tört számlálóját és nevezőjét meg kell határozni. Ezt a program másik eljárása végzi, az alábbi Farey-eljárás, amely a teljesítményszintet meghatározó $x = X/X_{\max}$ törtet közelítő F-edrendű Farey-sorozat p/q ($p \leq q$) elemét számítja ki:

```

procedure TACPowerCtrl.Farey;
    type IntArray=array [0..30] of Integer;
    var i,u,v: Integer; dp,dq: Integer; dx: real;
        a,r,h,k: IntArray;
begin
    i:=-1;
    r[0]:=X; r[1]:=Xmax;
    repeat                                     {euklideszi algoritmus}
        i:=i+1;
        a[i]:=r[i] div r[i+1];
        r[i+2]:=r[i] mod r[i+1];
    until r[i+2]=0;

```

```

u:=i;
i:=-1;
h[0]:=0; h[1]:=1; k[0]:=1; k[1]:=0;
repeat                                {Farey-tört:=részlet-lánc-tört}
    i:=i+1;
    h[i+2]:=a[i]*h[i+1]+h[i];
    k[i+2]:=a[i]*k[i+1]+k[i];
until (k[i+2]>F) or (i=u);
if (i=u) and (k[i+2]<=F) then v:=i+2 else v:=i+1;
dp:=p*Xmax-q*X; dq:=q*Xmax; dx:=dp/dq;
end;

```

Az eljárás először is az x törtet euklideszi algoritmussal lánc-törtbe fejti. A lánc-tört jegyeit kiszámító euklideszi algoritmusban az $a[i]$ és $r[i]$ lokális tömbváltozók indexeit nem $i=-1$ -től, hanem $i=0$ -tól kell kezdeni, ezért a programban használt összefüggések indexelése egy kissé eltér a (42) és (43)-ban foglalt összefüggésektől. A továbbiakban az eljárás az eredeti teljes lánc-törtből a közelítő részlet-lánc-törtet határozza meg. A $h[i]$ és $k[i]$ részlet-lánc-tört számlálóját, ill. nevezőjét tároló tömb indexelése is $i=0$ -tól kezdődik és nem $i=-1$ -től, amint a (47)-beni rekurziós kifejezésben lehetett látni. Az ismételd (repeat) addig (until) ciklus akkor fejezi be az iterációt, amikor a részlet-lánc-tört nevezője először lépi túl F -et, vagy amikor az X/X_{\max} tört redukálható és a redukálás utáni tört nevezője nem nagyobb F -nél (lásd a (50), (51) és (52) összefüggéseket). Az eljárás a végén:

$$\Delta x = \frac{p}{q} - \frac{X}{X_{\max}} \quad (60)$$

vezérlési eltérést számítja ki.

Mielőtt a Farey-eljárás végrehajtásra kerülne, az x változó X számlálójának akkori értékét kell beolvasni. Az X -et beolvasó rutin hardverfügő. Az alábbi programrészek a National Instruments cég PC-DIO-24 típusú (24 bites digitális ki- és bemeneti kártya ISA buszra) interfészére vonatkoznak, valamint az Intel cég 82C55A típusú programozható perifériaillesztőjére. Ez több interfész alapvető áramköre, amelyet assembly nyelvben ajánlatos programozni, mivel rendszerközeleli tulajdonságai által az áramkör sajátosságai könnyebben kihasználhatók (The Intel Architecture Software Developers Manual Vol. 1–3 1999, The Art of Assembly Language 2000, Yuong–Podgoretsky 1997). A személyi számítógépek 80X86 processzor-család assembler utasításait a Pascal-utasítások közé `asm` kulcsszóval kell beiktatni. Az áramkört működésének kezdetén inicializálni kell, vagyis az üzemmódregiszterét az 1-es mód azon változatába kell beprogramozni,

amelyben A és B port strobe jellel vezérelt bemeneti port. Továbbá az A port megszakításkérését engedélyezni kell, míg a B port megszakításkérését tiltani. Mivel a teljesítményvezérlési program futtatását a 82C55A programozható perifériaillesztő inicializálásával kell kezdeni, ezért a vezérlő ablak feltöltésével, ahogyan ez aktívvá válik, azonnal futtatni kell az inicializáló programot:

```

const PPI_ADDRESS=$180;      {interfész és 82C55A alapcíme}
const PortAOffset=0;         {A port offszetcíme}
const PortBOffset=1;         {B port offszetcíme}
const PortCOffset=2;         {C port offszetcíme}
const ConfigOffset=3;        {üzemmód-regiszter
offszetcíme}

...
procedure TACPowerCtrl.FormActivate(Sender: TObject);
const Model=$B6;
const InteASet=$09;
const InteBRes=$04;
begin
    PortA:=PPI_ADDRESS+PortAOffset;      {A port címe}
    PortB:=PPI_ADDRESS+PortCOffset;      {B port címe}
    PortC:=PPI_ADDRESS+PortCOffset;      {B port címe}
    Config:=PPI_ADDRESS+ConfigOffset;     {üzemmód-
                                           regiszter címe}
asm                                     {82C55A inicializálása}
    push dx
    push ax
    mov dx,Config
    mov al,Model      {1-es üzem mód, A és B bemeneti port}
    out dx,al
    mov al,InteASet    {A port megszakítás engedélyezése}
    out dx,al
    mov al,InteBRes    {B port megszakítás tiltása}
    out dx,al
    pop ax
    pop dx
end;
...
end;

```

Az assembler rutinban használt ax és dx processzorregisztereket a program elején a veremtárban kell lementeni és a végén innen visszaállítani. A Mode 1-et beprogramozó szót, valamint a megszakítást engedélyező és tiltó szót is az üzemmmód-regiszterbe kell beírni. A megszakítást engedélyező és tiltó flip-flopok állapotát a C regiszter bitenkénti programozásá-

val lehet vezérelni: 1-esre állítani vagy 0-ra törölni. Az A port megszakítás-kérését engedélyezi a beállított INTE A flip-flop, amelyet a C port 4. bitjébe írott 1-es állít be. A B port megszakításkérését letiltja a törölt INTE B flip-flop, ezt a C port 2. bitjébe írott 0 törli.

Az X változó értékét az alábbi assembler program olvassa be:

```

const Xmax=10000;           {X maximális értéke}
...
asm                         {X beolvasása}
    push dx
    push eax
    mov eax,0
    mov dx,PortB
    in al,dx
    mov ah,al                 {ah:=X-High}
    mov dx,PortA
    in al,dx                  {al:=X-Low}
    mov X,eax
    pop eax
    pop dx
end;
if X>Xmax then X:=Xmax;
Xn:=X/Xmax;

```

A 16 bites változót a processzor 32 bites eax regiszterének a két alsó helyi értékű bájta veszi át. Először a regisztert nullázni kell, utána pedig a B és az A portról sorra be lehet olvasni X_H -t, ill. X_L -et. Az eax regiszter két legnagyobb helyi értékű bitje nulla marad, és ezzel a pozitív X változó kettes komplementesű ábrázolásnak is megfelel. A Delphi az előjeles egész számokat ebben a formátumban kezeli. A változó legnagyobb megengedett értékét, X_{\max} -ot a program elején mint állandót kell megadni. Ha X túllépi az X_{\max} értékét, akkor az utóbbival határolni kell. A hardver az X változót az $X_{\max} = 65535$, a legnagyobb 16 bites előjel nélküli értékre határolja.

Az olyan alkalmazás részére, amely kézi vezérlést igényel, az alábbi egyszerű gördítősávós változó beolvasás ajánlott:

```

procedure TACPowerCtrlSimB.ScrollBarPowLevelChange(Sender:
TObject);
begin
    with ScrollBarPowLevel do
        begin
            Xmax:=Max;
            X:=Position
        end
    end;

```

A gördítősáv (scroll bar) maximumát a tulajdonságok ablakában is meg lehet adni.

A triákvezérlő áramkör a C port 7. bitjére van kapcsolva. A következő programban a Delphi időzítője (TimerPulse) gondoskodik a triák vezérlő-impulzus szélességéről. Az impulzus logikai 1 szintjét egy rövid assembler program biztosítja a PC7 kimenet 1-re való állításával, amellyel együtt az impulzusszélesség időzítése is beindul:

```

const PulseOn=$0F;           {PC7 = 1}
...
asm                           {gyűjtőimpulzus kiküldése}
    push dx
    push ax
    mov dx,Config
    mov al,PulseOn
    out dx,al
    pop ax
    pop dx
end;
TimerPulse.Enabled:=True; {impulzusszélesség időzítése}

```

Miután az impulzusszélességet meghatározó idő letelt, az időzítő futtatja az alábbi eljárást, amely elsősorban leállítja az időzítő további működését, és ezután a fentihez hasonló assembler programmal a PC7 logikai 0-ra való állításával az impulzusnak véget vet:

```

procedure TACPowerCtrl.TimerPulseTimer(Sender: TObject);
const PulseOff=$0E;           {PC7 = 0}
begin
    TimerPulse.Enabled:=False;
    asm                           {gyűjtőimpulzus megszüntetése}
        push dx
        push ax
        mov dx,Config
        mov al,PulseOff
        out dx,al
        pop ax
        pop dx
    end
end;

```

A következő egyszerűbb program a saját időzítésű triákvezérlő áramkörében levő monostabil multivibrátort billenti. Ezt a PC7 kimeneten megjelenő nagyon keskeny impulzus végzi:


```

const PulseOn=$0F;           {PC7 = 1}
const PulseOff=$0E;          {PC7 = 0}
...
asm
    push dx
    push ax
    mov dx,Config
    mov al,PulseOn             {triákvezérlő impulzus:=1}
    out dx,al
    mov al,PulseOff            {triákvezérlő impulzus:=0}
    out dx,al
    pop ax
    pop dx
end;

```

A fenti eljárások és assembler rutinok alkotják a váltakozóáramú teljesítményvezérlési HCycleCtrl eljárást. Ezt valós időben, megszakításos üzemmódban, a hálózati feszültség minden egyes nullaátmeneténél futtatni kell. A nullaátmenet-érzékelő, a 82C55A programozható perifériaillesztő A portján keresztül megszakítást kér a számítógép processzorától. Legyen ez a t -edik nullaátmeneti pillanat, amelyben HCycleCtrl megszakításkiszolgáló eljárás a következő műveleteket végzi:

- azonnal, tehát közvetlenül a nullaátmenet után egy assembler rutinnal triákvezérlő impulzust generál, de csak akkor, ha a Run és CtrlPulse logikai változók ezt engedélyezik; a Run hamis értékével a terhelésre kapcsolt hálózati feszültséget bármikor le lehet állítani; CtrlPulse az előző, $(t-1)$ -ik nullaátmenetnél futtatott sebességszorzási művelet eredménye;
- beolvassa az interfész regisztereiből a változó új X_t értékét és X_{\max} -ra határolja;
- összehasonlítja X_t -ét az azelőtti megszakításban beolvasott X_{t-1} -gyel, a továbbiakban:
 - ha $X_t = X_{t-1}$, akkor Farey-tört p_{t-1}/q_{t-1} értékével sebességszorzást végez és ezzel a következő nullaátmeneti ciklus számára a vezérlőimpulzus generálását engedélyező CtrlPulse változót határozza meg;

- ha $X_t \neq X_{t-1}$, akkor tárolja a változó új X_t értékét, megkeresi az ennek megfelelő újabb p_t/q_t Farey-törtet, ezt is tárolja, a továbbiakban:
- átállítja az akkumulátort a nevező új q_t értéke által megkívánt legújabb A_t értékre;
- sebességszorzást végez, amellyel a következő nullaátmeneti ciklus számára a vezérlőimpulzus generálását engedélyező CtrlPulse változót határozza meg.

```

procedure TACPowerCtrl.HCycleCtrl;           {megszakítást
                                                kiszolgáló rutin}
const PulseOn=$0F; PulseOff=$0E; {PC7 = 1, PC7 = 0}
type IntArray=array [0..30] of Integer;
var i,u,v: SmallInt;
      b,r,h,k: IntArray;
begin
  if Run and CtrlPulse then
    asm                                     {gyűjtő impulzus}
      push dx
      push ax
      mov dx,Config
      mov al,PulseOn
      out dx,al
      mov al,PulseOff
      out dx,al
      pop ax
      pop dx
    end;
  asm                                     {X beolvasása}
      push dx
      push eax
      mov eax,0
      mov dx,PortB
      in al,dx
      mov ah,al
      mov dx,PortA
      in al,dx
      mov X,eax
      pop eax
      pop dx
    end;
  if X>Xmax then X:=Xmax;
  Xn:=X/Xmax;
  F:=StrToInt(EditF.Text);                {F beolvasása}

```

```

if X<>X1 then
  begin
    X1:=X;
    i:=-1;
    r[0]:=X; r[1]:=Xmax;           {Farey-tört kiszámítása}
    repeat
      i:=i+1;
      b[i]:=r[i] div r[i+1];
      r[i+2]:=r[i] mod r[i+1];
    until r[i+2]=0;
    u:=i;
    i:=-1;
    h[0]:=0; h[1]:=1; k[0]:=1; k[1]:=0;
    repeat
      i:=i+1;
      h[i+2]:=b[i]*h[i+1]+h[i];
      k[i+2]:=b[i]*k[i+1]+k[i];
    until (k[i+2]>F) or (i=u);
    if (i=u) and (k[i+2]<=F) then v:=i+2 else v:=i+1;
    p:=h[v]; q:=k[v]; Xr:=p/q;
    OutPower.Caption:=FormatFloat('0.000000',
Xr*100)+'%';
    with ProgressBarOutPower do           {teljesítményszint
                                              analóg kijelzése}
      begin
        Min := 0;
        Max :=100;
        Position :=Round(100*Xr);
      end;
      A:=Round(A*q/q1);           {az akkumulátor átértékelése}
      p1:=p; q1:=q;
    end;
    A:=A+p;                       {ismétlődési sebességszorzás}
    if A>=0 then
      begin
        A:=A-q; CtrlPulse:=True
      end
    else CtrlPulse:=False;
  end;

```

A számítógép akkor kezeli helyesen a PC-DIO-24 interfész megszakításkérését, ha az operációs rendszernek ugyanazt a ki/beviteli címet (Base I/O Address) adjuk meg, mint a lemez inicializálásánál használt cím (PPI_ADDRESS). Az interfésztől érkező megszakításkérés kiszolgálásakor a processzor az aktív megszakításkérés-vonal sorszámanak (IRQn) megfelelő vektor által megcímezett kiszolgáló rutint hívja meg. Ebben az esetben ez a

HCycleCtrl eljárás, amelynek a címét az Addr utasítással az eljárás ^TProcedure mutatója kapja meg:

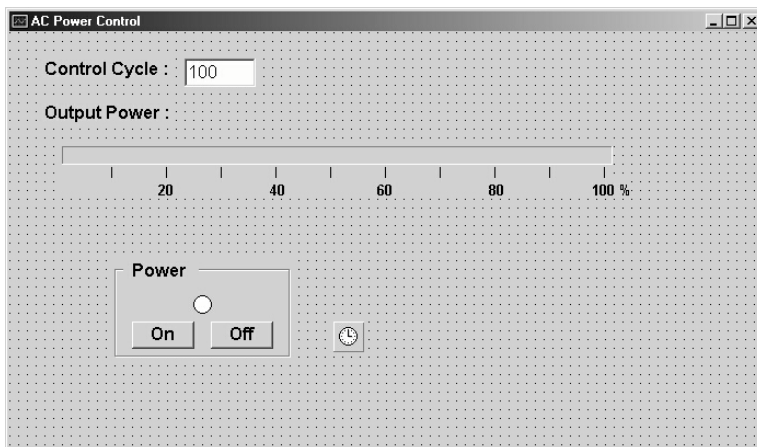
```

type TProcedure = procedure;
...
procedure TACPowerCtrl.TimerHCycleTimer(Sender:
TObject);
var
    w: ^TProcedure;
begin
    w:=Addr(TACPowerCtrl.HCycleCtrl);
    asm
        pushad
        pushfd
        call w
        popfd
        popad
    end;
end;

```

Az eljárás címe alkalmazható bármilyen megszakítást kiszolgáló assembler programrészben. Ezt bizonyítja a vezérlőprogram helyes működése a HCycleCtrl eljárás fenti call assembly utasítással való meghívásával. A számítógép megszakítás-kezelésének részletezését megtalálhatjuk a szakirodalomban (The Art of Assembly Language 2000. 1005-1023.; Hayles–Potter 1991.).

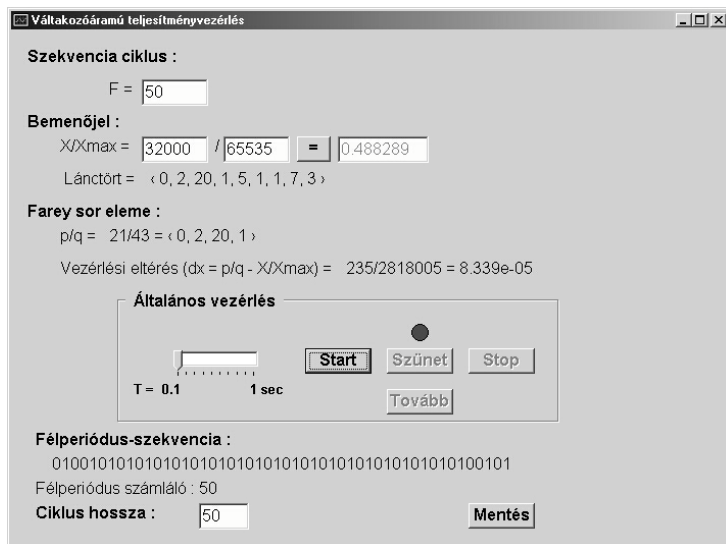
A Windows alatt futó vezérlés felhasználói ablaktervei a 14. ábrán láthatók. Indítás után meg kell adni a rendszer lüktetése által megszabott maximális vezérlési ciklust (Control Cycle), amely tulajdonképpen a Farey-sorozat rendjét határozza meg. Ezt a program az egysoros szövegmezőből (Edit) olvassa be. A terhelésre jutó hálózati feszültség bármikor fel- és lekapcsolható az On, ill. Off nyomógombokkal (Button), amelyek az állapot-kijelzés alakzatával (Shape) a Power feliratos csoportablakban (ControlBox) helyezkednek el. A vezérelt teljesítményszintet a műveletek időbeli lefolyását szemléltető sáv (ProgressBar) jelzi ki. A sáv által kijelzett értéket a mellette elhelyezett megfelelő léptékes szövegmegjelenítési címkek (Label) segítségével lehet leolvasni. A program futtatásában a hálózati nullaátmeneteket az időkapcsoló (Timer) helyettesíti, amellyel a megszakítási szubrutin állítható időközönkénti meghívását lehet szimulálni. A Delphi fejlesztőrendszer előnye, hogy az alábbi megtervezett felhasználói ablaktervet bárki a saját igényének és ízlésének megfelelően áttervezheti.



14. ábra
Az űrlapon megtervezett
teljesítményvezérlés felhasználói felülete

A továbbiakban nyomon követhető a vezérlő rutinok fokozatos fejlesztése és tesztelése. A 15. ábrán a vezérlés elvét tesztelő program futási eredményének egyike látható. A Farey-sorozat F rendjét, az X változót, az X_{\max} határértékét egysoros szövegmezőkbe (Edit) kell beírni. Az egyenlőség jelével ellátott nyomógomb működtetésével a tesztelő program a következőket végzi: kiszámítja az x változót, lánc törtbe fejtí az, a lánc tört szöveg megjelenítési címkéjében kiírja, megkeresi az értékben legközelebb álló Farey-törtet, a megfelelő szöveg megjelenítési címkében a Farey-törtet a részlet lánc törttel együtt kiírja, végül kiszámítja és kiírja az eredeti változó, valamint a Farey-tört közötti eltérést. Az Általános vezérlés felirattal ellátott csoportablakban helyezkednek el a szimulálás üzemmódját vezérlő nyomógombok, a tolócsúszka (TrackBar) és a köralakzatú kijelző. A hálózati nullaátmeneteket szimuláló időkapcsoló időintervalluma a tolócsúszkával állítható. A szimulálást indítani és leállítani a Start, ill. a Stop gombbal lehet. A Szünet és Tovább gomboknak a dinamikus viselkedés tesztelésénél lehet hasznát venni. Ugyanis a változó átállítása több időt vehet igénybe, ezért ideiglenesen le kell állítani a program futtatását, vagyis szünetet kell beiktatni, és utána tovább lehet futtatni. A tesztelési eredményt, vagyis a félhullámok szekvenciáját 0 és 1 sorozat formájában kapjuk meg. A „0” azt a félperiódust képviseli, amelyben a triák nem vezet és a terhelés nem kap hálózati feszültséget. Az „1” azt a félperiódust képviseli, amelyben a be-

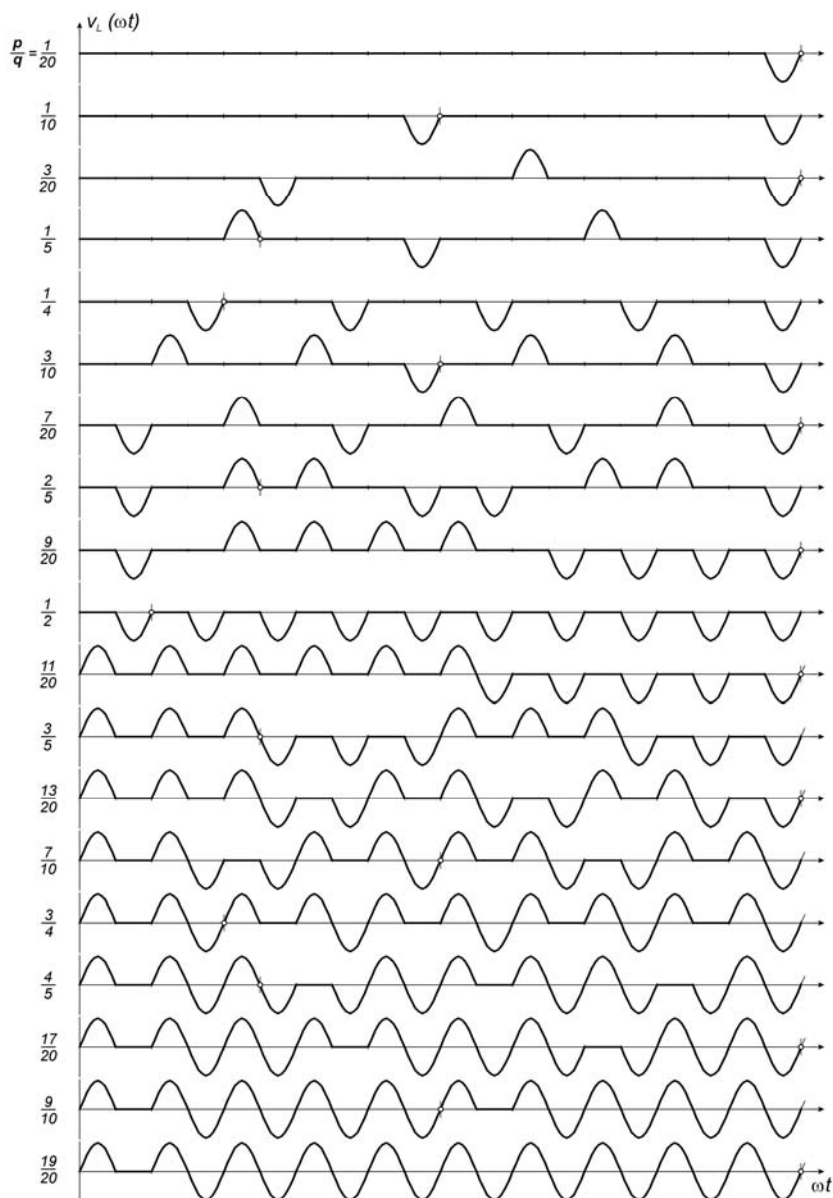
gyűjtött triák hálózati feszültség megfelelő polaritású félhullámát a terhelésre kapcsolja. Amikor a tesztelési ciklus eléri a beállított értékét, magától leáll. A tesztelés eredményét a további feldolgozás céljából szövegállomány formájában le lehet menteni.



15. ábra

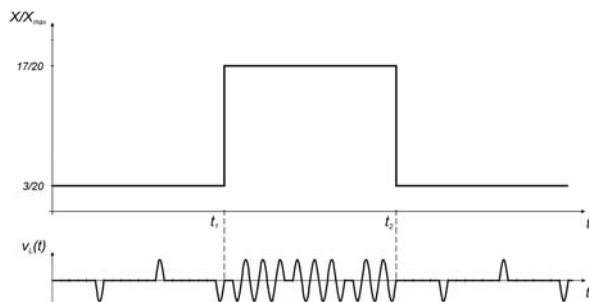
A vezérlés elvét tesztelő program
felhasználói felülete futtatás alatt

A statikus és dinamikus tesztelés folyamán kapott jelentősebb hullám-alakokat a 16., ill. 17. ábra mutatja be. A 0 és 1 szekvenciából a szinuszos félhullámok megfelelő grafikus ábrázolása Microsoft Excel programmal történt. Állandósult állapot tesztelési eredményei közül egy rövidebb vezérlési ciklust ábrázoltunk. A vezérlés rendkívül jól viselkedik tranziens körülmények között. Az egyik vezérelt szintről a másikra való kapcsolás során maximálisan egy félperiódus eltéréssel lehet számolni.

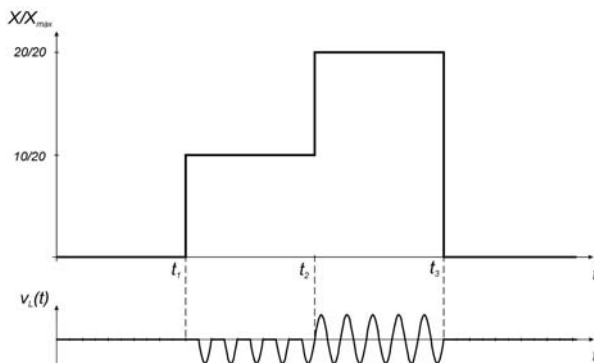


16. ábra

A terhelésen fellépő feszültség hullámalakjai
 állandósult állapotban – az $F=20$ vezérlési ciklusnak megfelelő
 $Q_F=129$ teljesítményfokozat egyes esetei



a).



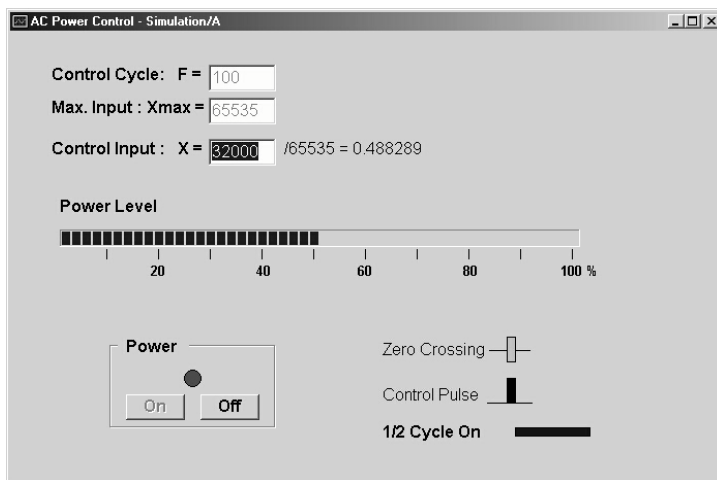
b).

17. ábra

A vezérlés dinamikus tesztelésének eredménye

A teljesítményvezérlést szimuláló programok közül a 18. és 19. ábrán két jellemzőbb program felhasználói ablakát láthatjuk. Az egyik szimuláló program 18. ábrán bemutatott felhasználói felülete több olyan elemet tartalmaz, amelyet a vezérlés elvét tesztelő programból örökölt át. Az F és X_{\max} értékeinek az egysoros szövegmezőkbe való bevitele után azonnal beindul a nullaátmeneteket szimuláló programrész. Két időkapcsoló lép működésbe: az egyik a nullaátmenetek időzítését valósítja meg, míg a másik egy nagyon rövid időintervallummal a Zero Crossing kijelzést vilantja fel. A program működését csakis úgy lehet könnyen nyomon követni, hogy az időkapcsolók körülbelül 1000-szeresen hosszabb időintervallumokat állítanak elő. Az X változót ebben az esetben is egy egysoros szövegmezőbe kell beírni. A program minden nullaátmenet után

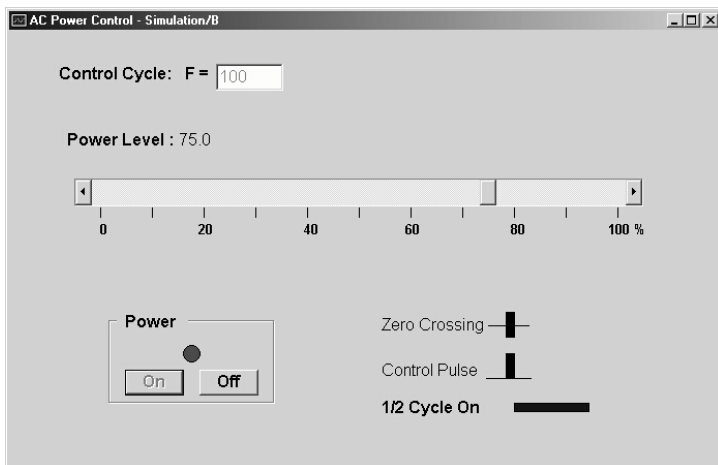
kiszámítja és kiírja x értékét. A terhelésre jutó hálózati feszültség bármikor fel- és lekapcsolható az On, ill. Off nyomógombokkal. Ezek az állapotkijelzés alakzatával a Power feliratos csoportablakban helyezkednek el. A vezérelt teljesítményszint értéke egy analóg típusú kijelzésről olvasható le. A kijelzőt a műveletek időbeli lefolyását szemléltető sáv és a mellé helyezett léptékes szöveg megjelenítési címkék együttese valósítja meg. A triákat begyűjtő impulzus időtartamát egy harmadik időkapcsoló biztosítja. Az impulzus megjelenését a Control Pulse kijelzésen lehet megfigyelni. Az 1/2 Cycle On a triák bekapcsolt állapotát jelzi ki. Ezzel nyomon követhetők azok a félperiódusok, amikor a triák terhelésre kapcsolja a hálózati feszültséget.



18. ábra

A vezérlést szimuláló tesztelőprogram
futtatás alatt

A másik szimuláló program felhasználói felületét a 19. ábrán láthatjuk. Ez eltér az előző programoktól, mivel a teljesítményt egyszerű gördítősávos kézi vezérléssel lehet változtatni, tehát nem szabályozó rendszerekben való alkalmazások számára fejlesztettük ki. Egyedül csak az F vezérlési ciklust kell a megfelelő egysoros szövegmezőbe beírni. Ezután beindul a nullaátmeneteket szimuláló programrész. A csúszka elmozdításával vezérelt teljesítmény számértéke egy megfelelő címkeablakban azonnal leolvasható. Az felhasználói ablak többi eleme az előbbivel.



19. ábra
Gördítősávos kézi vezérlést szimuláló tesztelőprogram
futtatás alatt

6. Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretném megköszönni a Sapientia Alapítványnak a lehetőséget és támogatást, amelyet a jelen dolgozat kutatási és fejlesztési eredményeihez nyújtott.

SZAKIRODALOM

1993 Extended Capabilities Port: Protocol and ISA Interface Standard, Revision: 1.14. Microsoft Co., Redmond, WA.

1993 Extended Capabilities Port: Specifications, Revision: 1.06. Microsoft Co., Redmond, WA.

1996 Computing with Delphi. The University of Science and Technology in Manchester, <http://www.me.umist.ac.uk/delphi.htm>

1998 PC-DIO-24/PNP User Manual. 24-bit digital I/O Board for ISA Computers. National Instruments Co., Austin, TX.

1999 The Intel Architecture Software Developer's Manual, Volume 1: Basic Architecture, Volume 2: Instruction Set Reference, Volume 3: System Programming. Intel Co., Santa Clara CA., <http://www.intel.com>

2000 The Art of Assembly Language. University of California, Riverside, <ftp.cs.ucr.edu>

2001 Parallel Port Background. Warp Nine Engineering-The IEEE 1284 Experts, <http://www.fapo.com>

2001 The Measurement and Automation Catalog 2001. National Instruments Co., Austin, TX.

ABONYI Zsolt

1996 PC hardver kézikönyv. Budapest, Computer Books

BEIERKE, Stefan, Dr. et alii

1996 Enhanced Control of an Alternating Current Motor Using Fuzzy Logic and a TMS 320 Digital Signal Processor. Freising, Texas Instruments Deutschland GmbH.

CSÁKI Frigyes, Dr.

1970a Korszerű szabályozáselmélet. Budapest, Akadémiai Kiadó

1970b Szabályozások dinamikája. Budapest, Akadémiai Kiadó

GÁL Tibor, Dr.

1996 Interfésztechnika. Budapesti Műszaki Egyetem,
<http://avalon.aut.bme.hu/gal/interface/main>

HAYLES, T.–POTTER, D.

1991 Programming Interrupts for Data Acquisition on 80x86-
Based Computers. Application Note 010. National Instruments
Co., Austin, TX., <http://www.ni.com>

KAUCSÁR Márton, Dr.

1975 AC Power controlled by frequency of half cycles.
Electronic Engineering, 5.

1986 A mikroprocesszorok és mikroszámítógépek világa.
Kolozsvár, Dacia Könyvkiadó

1980 Comanda puterii în c.a. prin controlul frecvenței
semiperioadelor de conducție și aplicații. Teză de doctorat,
Institutul Politehnic București

1998 Mikroprocesszoros váltakozóáramú teljesítményszabályozás.
Műszaki Szemle 1. 1–2. 23–30.

LESEA, Austin–ZAKS, Rodnay

1978 Microprocessor Interfacing Techniques. Second Edition,
Sybex, Berkeley, CA.

MARKÓ Imre

2000 PC Hardver. Budapest, LSI Oktatóközpont

MAURER I. Gyula

1981 Tizedes törtek és lánctörtek. Kolozsvár, Dacia Könyvkiadó

NIVEN, Ivan–ZUCKERMANN, Herbert S.

1978 Bevezetés a számelméletbe. Budapest, Műszaki Könyvkiadó

NORTON, Peter–EGGEBRECHT, Lewis C.–CLARK, Scott H. A.

1996 Secrete PC. București, Editura Teora

PEATMAN, John B.

1972 The Design of Digital Systems. New York, Mc Graw-Hill Book Co.

SÁRKÖZY András, Dr.

1978 Számelmélet és alkalmazásai. Budapest, Műszaki Könyvkiadó

SZABÓ László, Dr.

2000 A Delphi 2.0-ról röviden. Miskolc, Budapest,

Magyar Elektronikus Könyvtár, <http://www.mek.iif.hu>

YOUNG, Alan–PODGORETSKY, Anatoly

1997 How to Write To Hardware Ports in Windows Using Delphi.
The Delphi Hardware Programmers's Archive. Johvi, Estonia

KORSZERŰ EGYÜTTDOLGOZÓ ACÉL–BETON HÍDSZERKEZETEK

1. Előszó

Ez a tanulmány összefoglalja az elmúlt másfél évtized kutatási és tervezési tevékenységének eredményét a vasúti öszvérhídszerkezetek kifejlesztésének terén.

Bemutatja azokat a öszvérlemez-szerkezeteket, amelyeket első ízben a Kolozsvári Műszaki Egyetemen képzeltek el és a Kolozsvári Vasúti Igazgatóság területén helyeztek üzembe. Továbbá egy végeselem számítási modell segítségével igazoljuk a kifejlesztett szerkezetek helyes kialakítását, összehasonlítva az eredményeket az üzemi kísérletekkel.

A vasúti sebesség növelése szükségszerűvé teszi a felépítmény ágyazatának átvezetését a kis és középvesztávú hidakon. Így olyan hídszerkezetek válnak szükségessé, amelyek megfelelnek az új követelményeknek.

Ebből a felismerésből kiindulva az elmúlt tíz évben olyan együttdolgozó acél–beton hídszerkezeteket igyekeztünk megalkotni, amelyek lehetővé teszik a vasútvonalak korszerűsítésekor a kis és középvesztávú hidak korszerű ágyazatátvezetéses hídszerkezetekkel való kicserélését.

Az ilyen szerkezetek legfontosabb előnyei a hagyományos acél- és vasbeton vagy feszítettbeton szerkezetekkel szemben a következők:

- a vasúti pálya korrekciója (oldalirányú eltolása, emelése stb.) nem ütközik nehézségbe;
- a hidakon történő kisiklás általában nem jár súlyosabb következményekkel, mint folyópályán;
- a hídszerkezetek kisebb szerkezeti magasságúak a szokásos acélszerkezeteknél, a szerkezet viszont merevebb és dinamikus hatások szempontjából kedvezőbb;
- könnyebbek és a szerkezeti magasságuk kisebb, mint a vasbeton és feszítettbeton szerkezeteké;

- építésük kevesebb zsaluzatot igényel és gyorsabb, mint a vasbeton szerkezeteké;
- az ágyazat átvezetése lehetővé teszi a feszítettbeton keresztaljak használatát a faaljak helyett;
- az ilyen típusú felépítmény lehetővé teszi nagyteljesítményű vasúti felépítmény-karbantartó géplánc folyamatos használatát;
- fáradás szempontjából kedvezőbb viselkedés

$$\varphi_{\text{össz}} = \frac{\sigma_{\text{min}}}{\sigma_{\text{max}}} \geq \varphi_{\text{acél}}; \quad (1)$$

- az átvezetett ágyazat miatt a környezetre kisebb zajterhelés jut.

A következőkben az utóbbi tíz évben az általunk megalkotott (megtervezett) és megvalósított vasúti hídszerkezeteket fogjuk bemutatni, ezeket két nagy csoportra osztva:

- a) tömör lemezszerkezetek,
- b) üreges lemezszerkezetek.

2. Öszvérhídszerkezetek

2.1. A szerkezet méretezésével kapcsolatos egyszerűsítő feltevések

A rugalmasságtani alapon készülő feszültségszámítás alkalmával általánosan elfogadott feltevések a következők:

- az anyagok rugalmasak és követik a Hooke-törvényt,
- az eredetileg sík együttl dolgozó keresztmetszetek a hajlítás után is síkon maradnak (Bernoulli-Navier),
- a kapcsolat az acéltartó és a vasbeton lemez között folytonos,
- a tartót a vasbeton lemez jelentős keresztirányú kiterjedése ellenére is síkbeli tartóként lehet kezelni.

E feltevésekkel az öszvértartó keresztmetszeteiben ébredő feszültségeket formailag az alábbi kétféle módon lehet kimutatni:

1. a vasbeton lemez redukálásával;
2. az igénybevételek szétosztásával.

A következő feszültségszámításoknál a vasbeton keresztmetszet redukálásának a módszereit fogjuk használni. A számításokban az együttdolgozó tartó inhomogén keresztmetszetét az acélra redukált ún. ideális keresztmetszettel kell helyettesíteni. Ennek meghatározása során a beton keresztmetszeti részek geometriai jellemzőit „n” tényezővel csökkentve vesszük figyelembe:

$$n = \frac{E_{acél}}{E_{beton}} = \frac{E_a}{E_b}. \quad (2)$$

Az esetleg húzottnak adódó vasbeton lemezrész nem vehető számításba. Az n redukáló tényezőt differenciálva kell alkalmazni, figyelembe véve a lassú alakváltoztatást, valamint a rövid ideig ható terheket és ezek frekvenciáját (tartós terhek, rövid ideig tartó terhek, fáradást előidéző terhek).

Figyelembe kell venni, hogy az öszvértartóknál a beton alakváltozása majdnem olyan feszültségátrendezést eredményez, mintha a beton rugalmassági tényezője csökkenne (Fritz-eljárás).

Ezen az alapon a lassú alakváltozást szenvedett tartókat a lassú alakváltozás nélküli állapotra vonatkozó képletekkel kell számítani, csak valószínűségi E_b helyett egy kisebb E_{bt} rugalmassági tényezővel kell dolgozni.

$$E_{bt} = \frac{E_b}{1 + \psi \cdot \varphi(t)} \quad (3)$$

$$\varphi(t) = \varphi_{\infty} \cdot (1 - e^{-t}),$$

ahol: $\varphi(t)$ a kúszás lefolyását leíró függvény;

ψ a korrekciós tényező: a keresztmetszet adatainak és az igénybevételi számnak a függvénye.

Tervezéskor, tehát az állandó tehernél:

$$E_{bt} = \frac{E_b}{k}; k > 1. \quad (4)$$

Az EUROCODE 4 szerint $k = 3 \Rightarrow n_t = 3n$, ahol n a rövid ideig tartó terhelés redukáló tényezője (2).

Ha a rövid ideig ható terhek nagy frekvenciával ismétlődnek (tehát a fáradás jelenségével állunk szemben), akkor ebben az esetben is csökkentett rugalmassági modulust alkalmazunk a betonnál:

$$E_{bf} = \frac{E_b}{k_f}. \quad (5)$$

A k_f értékének meghatározása még nem eldöntött tény. Sok kutató javasolja: $k_f = 2$.

2.2. Lemezszerkezetek

Vasútvonalainkon, különösképpen a domb- és hegyvidéki vonalainkon gyakran alkalmazhatók az ú.n. teknőhidak 1–10 m-es nyílásig.

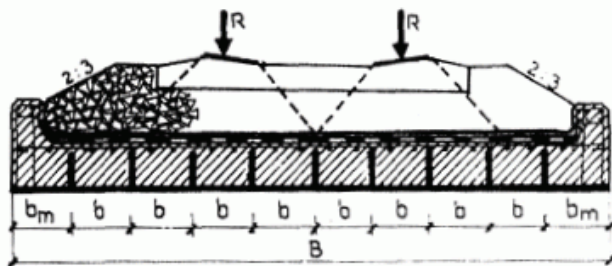
Nagy előnyük, hogy az ágyazatot rajtuk átvezetik, és így a vasúti felépítmény szerkezetében nem igényelnek változtatást.

E hídszerkezetek előnye a hagyományos vasbeton teknőhidakkal szemben – a kisebb szerkezeti magasság, a nagyobb teherbíró-képesség és a szerkezet merevsége miatt – a dinamikus hatások szempontjából kedvezőbb viselkedés.

A következőkben két együttdolgozó acél–beton lemezszerkezetet mutatunk be, egy tömör keresztmetszetű (A) és egy üreges keresztmetszetű lemezt (B), mindkét típust a Kolozsvári Műszaki Egyetem vasútépítő tanszékén fejlesztették ki, megtervezve az 1-es ábrán látható (A) típust, amelyet először a Kolozsvári Vasútigazgatóság vonalain helyeztek üzembe.

A. Tömör keresztmetszetű acél–beton lemezek

Az acél–beton öszvérlemez-híd keresztmetszeti elrendezését az 1. ábra szemlélteti.



1. ábra

A lemezszerkezet egy vízszintes, folytonos, 8–12 mm vastag acéllemezből áll, amelyre 400–600 mm távolságra merevítő acéllemezek (12 mm vastag) vannak hegesztve, amelyek hossza megegyezik a vízszintes lemez hosszával.

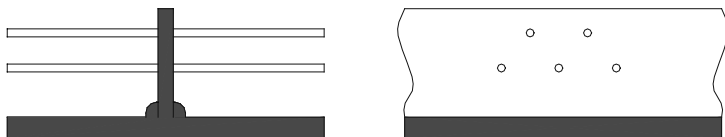
Ezeknek a függőleges hosszlemezeknek az oldalára vannak felhegesztve a kapcsolóelemek, amelyek biztosítják az együttlalozást az acélszerkezet és a beton között (2. ábra).

Bizonyos távolságra ezek a kapcsolóelemek (szögvas) nagyobb keresztmetszetűek és összekapcsolják a hosszlemezeket.



2. ábra

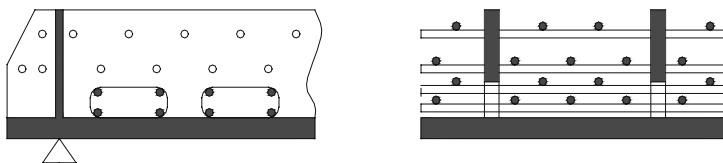
Az együttlalozást biztosítani lehet az acéllemezen átvezetett betonvas segítségével is (3. ábra).



3. ábra

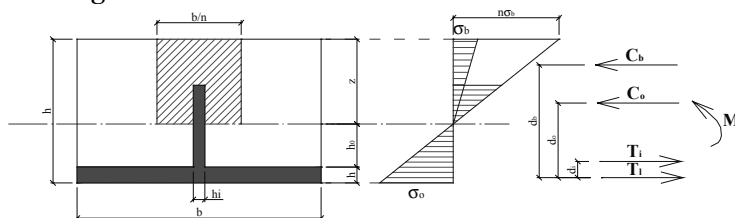
A 2-es és 3-as ábrán bemutatott együttlalozást együtt is lehet alkalmazni.

Jobb együttlalozás biztosítása érdekében a lemez felfekvése közelében üreges, függőleges merevítő elemek alkalmazhatók (4. ábra).



4. ábra

A lemez méretezésére a következő számítási modellt használjuk (5. ábra), megállapítva a lemez méreteit, majd számítással ellenőrizzük a maximális feszültségeket.



5. ábra

Az egyensúlyi feltételekből felírható egyenletek:

$$C_b + C_a = T_i + T_p \quad (6)$$

$$C_b \cdot d_b + C_a \cdot d_a - T_i \cdot d_i + M = 0 \quad (7)$$

A (6) egyensúlyi feltételt kifejtve, egy z-ben másodfokú egyenletet kapunk (8), amelynek a megoldása éppen a súlyvonal helyzetét adja meg (9):

$$(b - b_i)z^2 + 2[b_i(n-1)(h_0 - h) + nb_i(h - h_0) + nbh_p]z + [b_i(n-1)(h - h_0)^2 - nb_i(h - h_p)^2 - nbh_p(2h - h_p)] = 0$$

↓

$$\alpha \cdot z^2 + \beta \cdot z + \gamma = 0 \quad (8)$$

$$z = \frac{1}{2\alpha} \cdot \left[\sqrt{\beta^2 - 4\alpha\gamma} - \beta \right] \quad (9)$$

Ismerve a súlyvonal helyzetét, „z”-t, és kiszámítva (Ic) a redukált ideális keresztmetszetű tehetetlenségi nyomatékát, a beton és az acél legjobban

igénybe vett szintjén a normál feszültség a következő képletekkel számítható:

$$\sigma_a = \frac{M \cdot (h - z)}{I_c} \begin{matrix} \nearrow \sigma_a(n_t) \\ \rightarrow \sigma_a(n_r) \\ \searrow \sigma_a(n_f) \end{matrix} \quad (10)$$

$$\sigma_b = \frac{M \cdot z}{n \cdot I_c} \begin{matrix} \nearrow \sigma_b(n_t) \\ \rightarrow \sigma_b(n_r) \\ \searrow \sigma_b(n_f) \end{matrix} \quad (11)$$

A nyíróerőből származó feszültségek:

$$\tau = \frac{T \cdot S_c}{b \cdot I_c} \quad (12)$$

a Zsuravszki-képlettel számíthatók,

ahol: M a keresztmetszetet igénybe vevő nyomaték,

T a keresztmetszetet igénybe vevő nyíróerő.

A (10), (11) és (12) képletben a Z, I_c és S_c , a keresztmetszet geometriai adatain kívül, függ a redukálási tényezőtől (n):

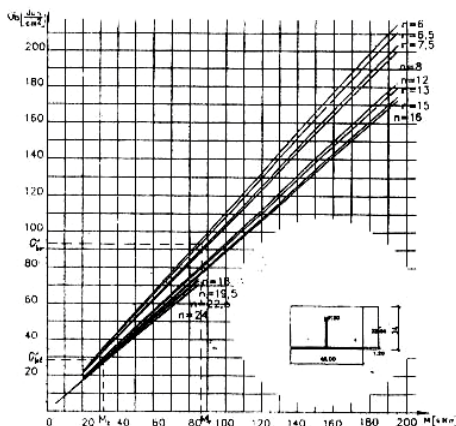
$$n = \begin{Bmatrix} n_t \\ n_r \\ n_f \end{Bmatrix} \Rightarrow \begin{Bmatrix} z(n_t) & z(n_r) & z(n_f) \\ I_c(n_t) & I_c(n_r) & I_c(n_f) \\ S_c(n_t) & S_c(n_r) & S_c(n_f) \end{Bmatrix}. \quad (13)$$

A beton felső övében a normál feszültség a következő képlettel határozható meg:

$$\sigma_b = \frac{2zM}{nb_t\eta^2\left(\frac{1}{3}\eta + 0.5h_t\right) + bz^2\left(\eta + 0.5h_t + \frac{2}{3}z\right)}, \quad (14)$$

ahol $\eta = h - z - h_t$, $h_t = h_p$.

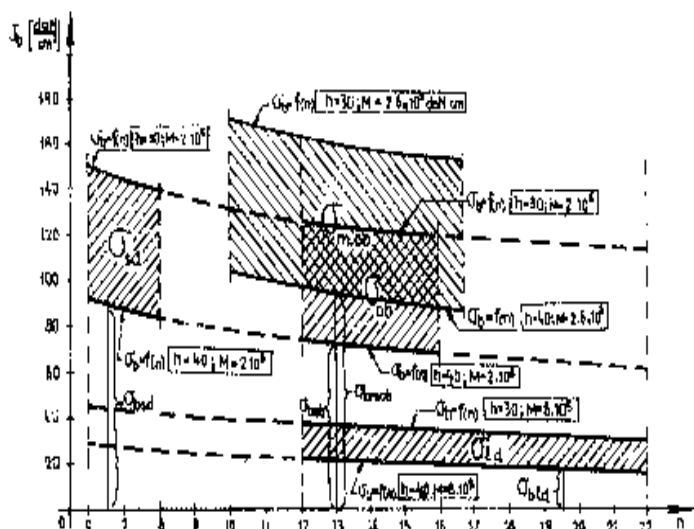
A 6. ábrán levő diagramok segítségével különböző osztályú betonok esetén (n) leolvasható a különböző értékű forgatónyomaték $M(\text{kNm})$ által létrehozott nyomófeszültség (σ_b) a keresztmetszet legjobban igénybe vett betonövében.



6. ábra

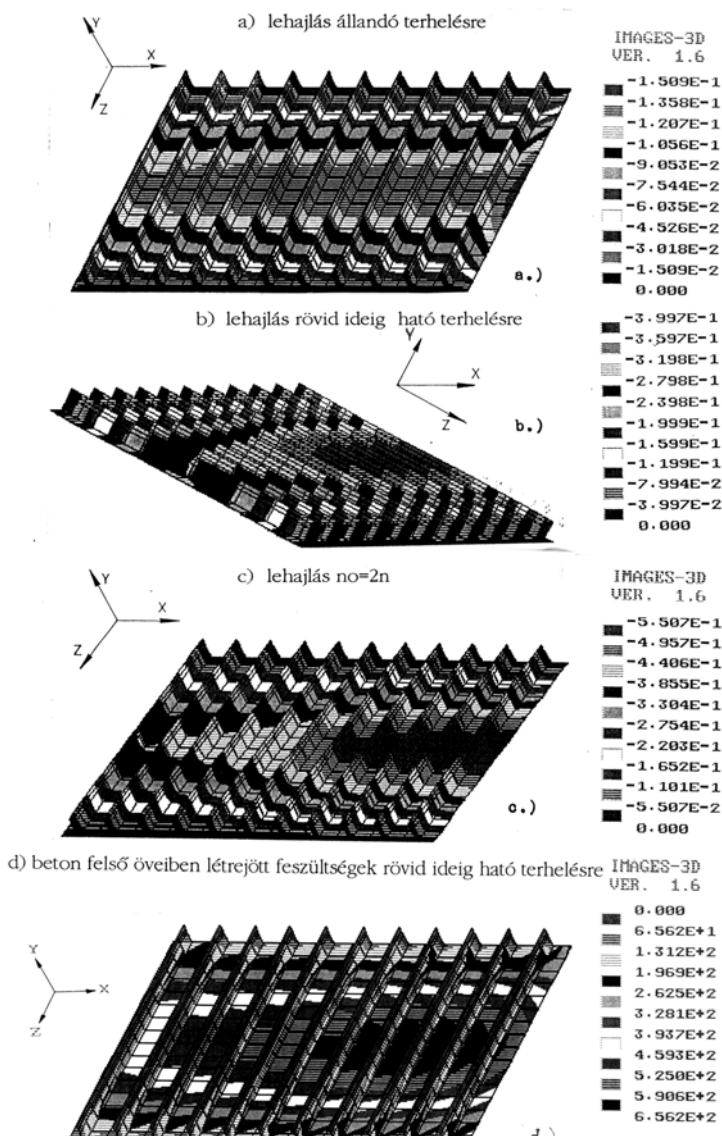
$\sigma_b = f_{(n)}$ egy üreges merevítő lemezzel rendelkező lemezelemnél (4. ábra), ahol ($h = \{30, 40\}$; $b = 75$).

Figyelembe véve a tartós teher, valamint a rövid ideig tartó teher által létrehozott nyomatékot (M) egy megválasztott lemezvastagság (h) mellett, a 7. ábra a beton osztálya (n) és a legjobban igénybe vett betonövben létrehozott normálfeszültség összefüggését szemlélteti.



7. ábra

A 8. ábra egy 5,40 m nyílású, aszimmetrikusan terhelt ($5 \times 250 \text{ kN} +$ centrifugális erő $R=400 \text{ m}$) lemez számítását szemlélteti az IMAGES számítógépes program segítségével, bemutatva a lemez felső síkjában a feszültségek, valamint a lehajlások eloszlását.

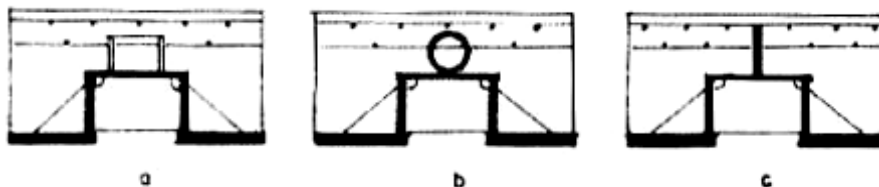


8. ábra

Mivel a húzottbeton részt nem vettük figyelembe, a számításainkban olyan elképzelést próbáltunk megvalósítani, hogy a húzottbeton részbe üregeket alakítottunk ki, csökkentve így a szerkezet önsúlyát. Így alakultak ki az üreges együttmőködő lemezek.

B. Üreges együttdolgozó öszvérlemezek

Az acélszerkezetet hegesztett acéllemezekből állítják elő. Az alsó és a gerinclemezek vastagabbak (≈ 12 mm), a felső vízszintes lemez vékonyabb, (≈ 6 – 8 mm), ennek az a fő szerepe, hogy rá lehessen hegeszteni a kapcsolóelemeket, amelyek lehetnek merev vagy rugalmas kapcsolóelemek (9. ábra).



9. ábra

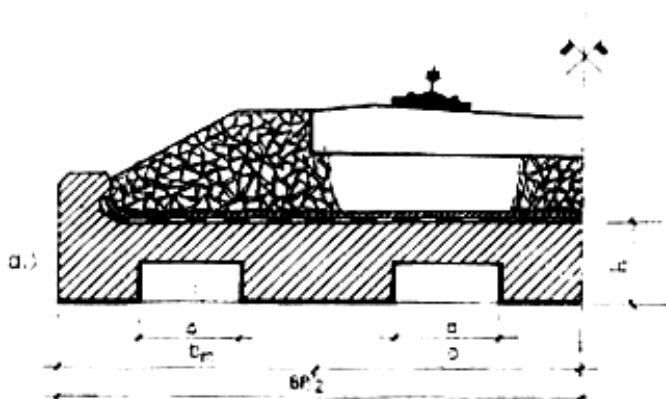
9/a ábra – merev kapcsolóelemek (U idomacél)

9/b ábra – rugalmas kapcsolóelemek (spirál kapcsolóelem)

9/c ábra – rugalmas kapcsolóelemek

(folytonos acéllemez, amelyen betonacél van átvezetve)

A hídszerkezet keresztmetszeti elrendezése a 10. ábrán látható, majd a hídszerkezet keresztmetszete és az acélszerkezet, merev kapcsolóelemekkel, a 11. ábrán van feltüntetve.



10. ábra

$$\text{I.} \quad C_b = T_i + T_i + T_p \Rightarrow Z_I \quad (15)$$

$$\text{II.} \quad C_b + C_t + C_i = T_i + T_p \Rightarrow Z_{II} \quad (16)$$

A súlyvonal helyzetét meghatározó egyenletek (17),(20):

$$bz^2 + 2n[t_i(a + 2t_b) + 2h_it_b + h_p(b - a)]z - \\ - n \left[t_i(a + 2t_b)(2h - 2h_p - 2h_i - t_i) + \right. \\ \left. + 2h_it_i(2h - 2h_p - h_i) + h_p(b - a)(2h - h_p) \right] = 0 \quad (17)$$

Jelölve

$$\beta = 2n[t_i(a + 2t_b) + 2h_it_b + h_p(b - a)] \\ \gamma = n[t_i(a + 2t_b)(2h - 2h_p - 2h_i - t_i) + \\ + 2h_it_b(2h - 2h_p - h_i) + h_p(b - a)(2h - h_p)] \quad (18)$$

$$\Delta = \beta^2 + 4b\gamma \Rightarrow z = 0.5(\sqrt{\Delta} - \beta)/b \quad (19)$$

$$z = \frac{b(h - h_0)^2 + 2nt_b(2h - h_0 - h_p - t_i)(h_0 - h_p - t_i) + nh_p(b - a)(2h - h_p) +}{2b(h - h_0) + 2mt_i(a + 2t_b) + 4nt_b(h_0 - h_p - t_i) + 2nh_p(b - a) + nt_i(a + 2t_b)(2h - 2h_0 + t_i)} \quad (20)$$

A méretezési számítások megkönnyítése érdekében a 12. ábrán bemutatott két esetre (I, II) és a 13. ábrán látható jelölésekkel egy program segítségével meghatározhatjuk azokat az elemeket, amelyekre a méretezési és feszültségellenőrzési számítások elvégzésekor szükségünk van. A 13-as ábra jelölései a következők:

AC = az „ideális” homogén keresztmetszet területe (cm²);

IC = az „ideális” homogén keresztmetszet tehetetlenségi nyomatéka (cm⁴);

WI, WS = az „ideális” homogén keresztmetszet keresztmetszeti modulusa (cm³);

AB = a nyomott beton keresztmetszet területe (cm²);

AO = acélkeresztmetszet területe (cm²);

IO = acélkeresztmetszet tehetetlenségi nyomatéka (cm⁴);

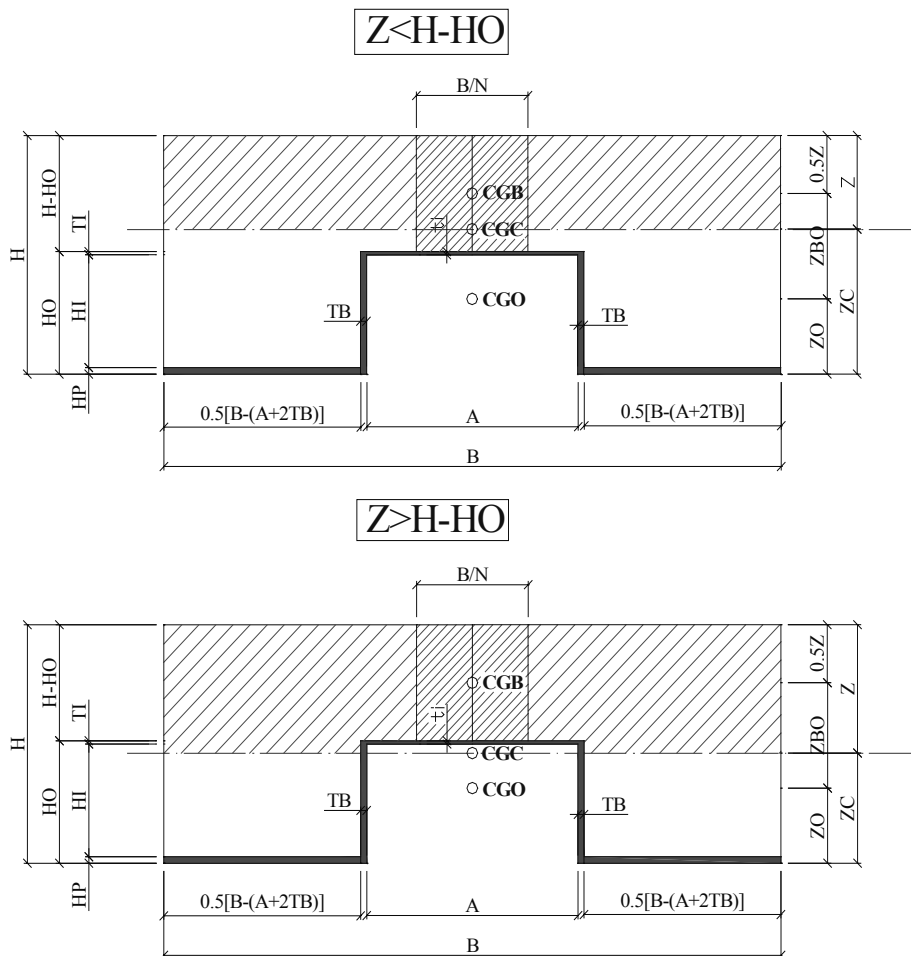
SM = a nyomott betonkeresztmetszet statikai nyomatéka (cm⁴);

ICT = a keresztmetszet csavarási másodrendű nyomatéka (cm⁴);

AN = semleges vonal, z semleges tengely helyzetét határozza meg (cm);

CGC = az ideális keresztmetszet súlypontja.

Ezen elemek kiszámítása a következő, 13. ábra jelölései szerint, egy számítógépes program segítségével történik. Az eredményeket az 1. és 2. táblázat tartalmazza.



13. ábra

A semleges tengely (AN) a beton keresztmetszetet metszi
 $z < h-h_0$

1. táblázat

<i>Z</i>	<i>AC</i>	<i>IC</i>	<i>WS</i>	<i>WI</i>
<i>AB</i>	<i>ZB</i>	<i>AO</i>	<i>ZO</i>	<i>IO</i>
<i>ZC</i>	<i>ICT</i>	<i>ZCO</i>	<i>SM</i>	<i>CT</i>
<i>H</i> = 30 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
13.74938	416.3499	42897.71	3119.975	2639.758
1649.925	23.12531	153.12	4.432288	4923.508
16.25063	32224.52	11.81834	1809.623	2.203443E-03
<i>H</i> = 32 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
14.4286	431.7536	50423.43	3494.686	2869.631
1731.432	24.7857	155.52	4.757408	5718.105
17.5714	33814.4	12.81399	1992.832	2.064363E-03
<i>H</i> = 34 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
15.09688	446.9477	58680.14	3886.905	3104.257
1811.626	26.45156	157.92	5.087842	6581.239
18.90312	35378.68	13.81528	2181.709	1.942018E-03
<i>H</i> = 36 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
15.7553	461.953	67690.46	4296.362	3343.614
1890.636	28.12235	160.32	5.423353	7514.524
20.2447	36919.88	14.82135	2376.159	1.833563E-03
<i>H</i> = 38 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
16.40478	476.7873	77476.71	4722.813	3587.679
1968.574	29.79761	162.72	5.763717	8519.55
21.59522	38440.2	15.8315	2576.103	1.73676E-03
<i>H</i> = 40 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
17.04614	491.466	88061.01	5166.039	3836.436
2045.537	31.47693	165.12	6.108721	9597.882
22.95386	39941.5	16.84514	2781.469	1.649827E-03
<i>H</i> = 42 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
17.68008	506.0027	99465.26	5625.837	4089.868
2121.61	33.15996	167.52	6.458166	10751.07
24.31992	41425.46	17.86175	2992.201	1.571329E-03
<i>H</i> = 44 <i>cm</i>	<i>B</i> = 120 <i>cm</i>	<i>A</i> = 40 <i>cm</i>	<i>TI</i> = .6 <i>cm</i>	<i>N</i> = 6.268
18.30723	520.4094	111711.2	6102.029	4347.963
2196.867	34.84639	169.92	6.811864	11980.64
25.69277	42893.52	18.88091	3208.244	1.500093E-03

<i>H = 46 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 6.268</i>
18.92813	534.6964	124820.5	6594.448	4610.71
2271.375	36.53393	172.32	7.169638	13288.09
27.07187	44346.98	19.90224	3429.553	1.435156E-03
<i>H = 48 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 6.268</i>
19.54327	548.8732	138814.7	7102.941	4878.097
2345.192	38.22837	174.72	7.531319	14674.93
28.45673	45786.96	20.92541	3656.088	1.375717E-03
<i>H = 50 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 6.268</i>
20.15309	562.9481	153715.1	7627.371	5150.116
2418.37	39.92346	177.12	7.896748	16142.62
29.84691	47214.5	21.95017	3887.813	1.321103E-03
<i>H = 30 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
16.77339	313.6821	31823.69	1897.272	2406.036
2012.807	21.6133	153.12	4.432288	4923.508
13.22661	4968.519	8.79432	1346.586	4.420396E-03
<i>H = 32 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
17.65255	324.4978	37572.98	2128.474	2618.791
2118.305	23.17373	155.52	4.757408	5718.105
14.34745	5226.717	9.590046	1491.444	4.146761E-03
<i>H = 34 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
18.51852	335.1873	43904.73	2370.855	2835.951
2222.222	24.74074	157.92	5.087842	6581.239
15.48148	5481.061	10.39364	1641.363	3.905451E-03
<i>H = 36 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
19.37253	345.7623	50838.36	2624.249	3057.493
2324.704	26.31373	160.32	5.423353	7514.524
16.62747	5731.909	11.20411	1796.243	3.691062E-03
<i>H = 38 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
20.21566	356.233	58393.02	2888.504	3283.395
2425.879	27.89217	162.72	5.763717	8519.55
17.784343	5979.572	12.02062	1955.996	3.49933E-03
<i>H = 40 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = .6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
21.04882	366.6084	66587.59	3163.483	3513.638
2525.858	29.47559	165.12	6.108721	9597.882
.....

A semleges tengely (AN) az acélszerkezetet metszi

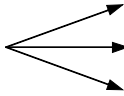
$$z > h - h_0$$

2. táblázat

<i>Z</i>	<i>AC</i>	<i>IC</i>	<i>WS</i>	<i>WI</i>
<i>AB</i>	<i>ZB</i>	<i>AO</i>	<i>ZO</i>	<i>IO</i>
<i>ZC</i>	<i>ICT</i>	<i>ZCO</i>	<i>SM</i>	<i>CT</i>
<i>H</i> = 30 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
13.78338	440.2929	42909.68	3113.146	2646.031
1705.59	22.88148	153.12	4.432288	4923.508
16.21662	1804.417	35149.77	1769.794	1.718526E-02
<i>H</i> = 32 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
14.47978	461.8378	50446.98	3483.96	2879.358
1802.031	24.47396	155.52	4.757408	5718.105
17.52022	1984.873	37489.95	1943.961	1.605614E-02
<i>H</i> = 34 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
15.1686	483.3827	58721.64	3871.262	3118.284
1897.884	26.06792	157.92	5.087842	6581.239
18.83139	2170.382	39830.13	2123.253	0.0150658
<i>H</i> = 36 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
15.85082	504.9275	67758.03	4274.733	3362.819
1993.224	27.66313	160.32	5.423353	7514.524
20.14918	2360.845	42170.3	2307.607	1.419024E-02
<i>H</i> = 38 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
16.52724	526.4724	77580.37	4694.091	3612.967
2088.114	29.25938	162.72	5.763717	8519.55
21.47276	2556.176	44510.49	2496.967	1.341065E-2
<i>H</i> = 40 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
17.19855	548.0173	88212.75	5129.082	3868.734
2182.607	30.85651	165.12	6.108721	9597.882
22.80145	2756.304	46850.67	2691.287	0.0127121
<i>H</i> = 42 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
17.86532	569.5621	99679.23	5579.481	4130.125
2276.749	32.45438	167.52	6.458166	10751.07
24.13468	2961.17	49190.85	2890.529	1.208263E-02
<i>H</i> = 44 cm	<i>B</i> = 120 cm	<i>A</i> = 40 cm	<i>TI</i> = , 6 cm	<i>N</i> = 6.268
18.52806	591.107	112003.8	6045.089	4397.143
2370.577	34.05288	169.92	6.811864	11980.64
25.47194	3170.72	51531.03	3094.659	1.151248E-02

<i>H = 46 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 6.268</i>
19.18719	612.6519	125210.3	6525.724	4669.792
2464.125	35.65193	172.32	7.169638	13288.09
26.81281	3384.912	53871.21	3303.65	1.099367E-02
<i>H = 48 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 6.268</i>
19.84307	634.1967	139322.6	7021.222	4948.075
2557.422	37.25144	174.72	7.531319	14674.93
28.15693	3603.708	56211.39	3517.477	1.051958E-02
<i>H = 50 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 6.268</i>
20.49603	655.7416	154364.6	7531.439	5231.994
2650.492	38.85136	177.12	7.896748	16142.62
29.50397	3827.072	58551.57	3736.119	1.008467E-02
<i>H = 30 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
16.82412	296.7065	31805.13	1890.448	2413.891
1941.552	21.88671	153.12	4.432288	4923.508
13.17588	1338.818	4450.018	1379.39	1.807085E-02
<i>H = 32 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
17.69489	308.6789	37558.03	2122.535	2625.497
2051.523	23.43279	155.52	4.757408	5718.105
14.30511	1484.859	4743.548	1521.783	1.688258E-02
<i>H = 34 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
18.55294	320.6513	43893.17	2365.834	2841.522
2160.508	24.98258	157.92	5.087842	6581.239
15.44706	1635.928	5037.079	1668.892	1.584237E-02
<i>H = 36 cm</i>	<i>B = 120 cm</i>	<i>A = 40 cm</i>	<i>TI = 6 cm</i>	<i>N = 12.536</i>
19.39964	332.6238	50829.86	2620.144	3061.974
2268.612	26.53561	160.32	5.423353	7514.524

A feszültségeket a (10,11) képletek segítségével határozzuk meg, figyelembe véve a tartós terheket, a rövid ideig ható terheket, valamint a fáradásra használt redukáló tényezőt.

$$\sigma_a = \frac{M \cdot (h - z)}{I_c}$$


$$\begin{aligned} &\sigma_a(n_t) \\ &\sigma_a(n_r) \\ &\sigma_a(n_f) \end{aligned}$$

$$\sigma_b = \frac{M \cdot z}{n \cdot I_c} \begin{cases} \rightarrow \sigma_b(n_t) \\ \rightarrow \sigma_b(n_r) \\ \rightarrow \sigma_b(n_f) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \sigma_{b \max} &= \max\{\{\sigma_b(n_t) + \sigma_b(n_r)\}, [\sigma_b(n_t) + \sigma_b(n_f)]\} \\ \sigma_{a \max} &= \max\{\{\sigma_a(n_t) + \sigma_a(n_r)\}, [\sigma_a(n_t) + \sigma_a(n_f)]\} \end{aligned} \quad (21)$$

A (7,8) képletek segítségével határozzuk meg a legnagyobb feszültségeket a beton és az acél legjobban igénybe vett öveiben.

A 9/a ábrán látható lemezelem kapcsolóelemeinek a számítását mutatjuk be a következő példánkban.

Tolóerő (csúszóerő) számítását a következő képlettel végeztük el:

$$V_{lr} = \frac{V_{\max} \cdot Sc}{I_c} \quad (22)$$

ahol: V_{\max} = maximális nyíróerő.

A legnagyobb tolóerőt az alátámasztásnál és a lemezelem közepén kell meghatározni $\{V_{lr}; V_{lm}\}$.

A tolóerőt, amire a kapcsolóelemet méretezzük, a következő képlettel számítjuk ki (EUROCODE 4 szerint):

$$P_{Rd} = \frac{1}{\gamma_c} A_{f1} \sqrt{\frac{A_{f2}}{A_{f1}}} \cdot f_{ck} \cdot \quad (23)$$

Az A_{f1} , A_{f2} a 14. ábra jelölései szerint határozható meg. $\gamma = 1.5$

$$V_T^* = \frac{V_{lr} + V_{lm}}{2} \cdot \frac{1}{2} \quad (24)$$

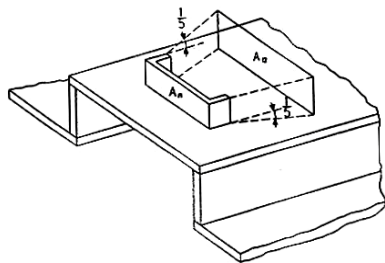
V_T^* – a fél lemez hosszra jutó teljes tolóerő, ahol l = a lemez hossza.

A kapcsolóelemek száma:

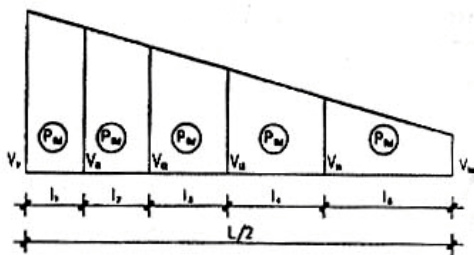
$$N = \frac{V_T}{P_{Rd}} \cdot \quad (25)$$

A merev kapcsolóelemek elosztását a lemez hosszában a 15. és 16. ábrák szerint végezzük, a következő összefüggés segítségével:

$$2 \frac{V_{lr} - V_{lm}}{l} l_i^2 - 2 V_{lr} l_i + 2 P_{Rd} = 0 \Rightarrow l_i \cdot \quad (26)$$

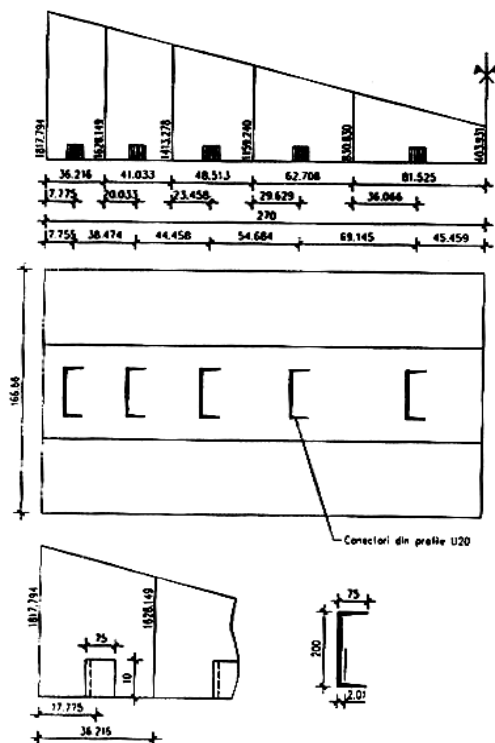


14. ábra



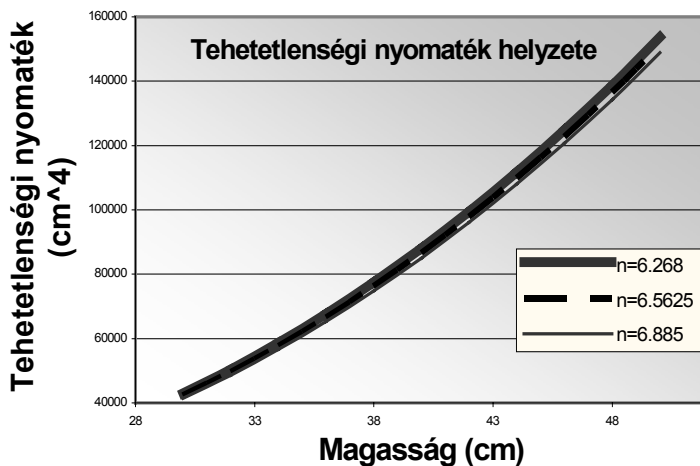
15. ábra

A számításokat egy számpéldával szemléltetjük: ($l = 5,40$ m vonatrehelés EUROCODE 1 MODEL 71: $V_{tmax} = 94,50$ kN, $V_{rmax} = 470,037$ kN, $V_{rl/2} = 125,626$ kN).

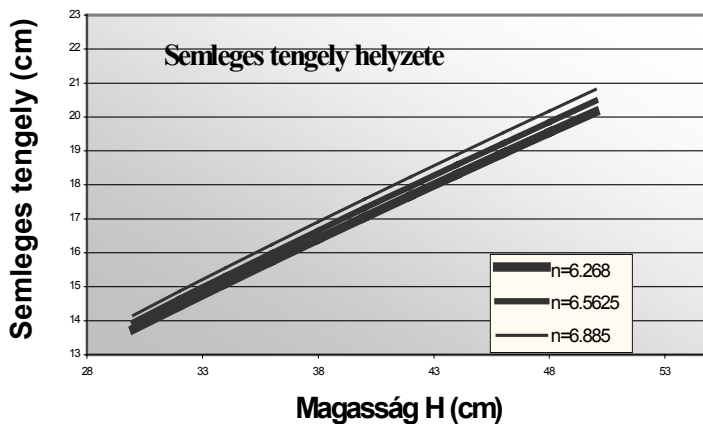


16. ábra

A 17. ábrán a tehetetlenségi nyomaték és a semleges tengely helyzetének, és változását szemléltetjük a magasság függvényében különböző osztályú betonok esetén (n).



17/a. ábra



17/b. ábra

3. A végeselem módszerének alkalmazása az öszvérszerkezetekre

3.1. Bevezetés

A végeselem módszer a mérnöki feladatok megoldásában egyre nagyobb teret hódít. Az öszvértartók számításában is az utóbbi évtizedben a leginkább alkalmazott módszer a végeselemek módszere (The Finite Element Method).

A módszer lényege az, hogy a tartószerkezetet egy megválasztott hálózattal elemekre (végeselem) szabjuk fel, és az elemeket csak a csomópontokban illesztjük egymáshoz.

Az új típusú programrendszerek (ROBOT, ANSYS, MARK) a hálózatot automatikusan választják meg, míg a még sok ideig használatban levő programrendszereknél ez a mérnök feladata.

De mint minden statikai feladatnál, a gépiessé válás aggodalmakat okoz, és ez nem alaptalan, mert a modellfelvétel örök kérdés (Kopenetz 1985).

Minden adott feladatnál nagyon fontos a statikai modell és a numerikus eljárás megválasztása.

A kutatási program keretében a célunk az, hogy olyan végeselemeket alkalmazzunk, amelyeknek az eredménye a kevés elemszám mellett a nagy pontosság, különös tekintettel arra, hogy tartórendszerekről van szó.

Figyelembe véve ezeket a követelményeket, a szerzők egy felületszerkezetekre írt programrendszert használtak, a SUMO1-et (Kopenetz 1989, Cătărig–Kopenetz 1998, Cătărig–Kopenetz 1994), amelybe egy 4 csomópontú tárcsaelemet építettek be (Zienkiewicz–Irons típusút). Az így nyert javított SUMO1 programrendszer lehetővé teszi mind a klasszikus (Klingenberg 1952), mind az új elgondolású öszvértartók (Köllő 1998) egyszerű végeselem-kezelését.

3.2. A SUMO1 programrendszer

A SUMO1 programrendszer nem lineáris térbeli membrán- és kábel-szerkezetek megoldására készült.

A kontinuum-mechanika tenzorfogalmazásával a kinematikai és anyagtörvényeket olyan formában használjuk, hogy a statikai és dinamikai kérdéseket egységes megfogalmazásban írassuk.

Az egységes megfogalmazás alapja, hogy a tetszőleges mértékű „nagy” alakváltozásokat is figyelembe vevő Lagrange-féle leírási móddal, a II. Piola–Kirchhoff-féle feszültségtenzorral dolgozunk.

Mivel a programrendszer a végelem elmozdulásmódszerére támaszkodik, a globális merevségi mátrix mindig összeállítható a szerkezetet alkotó sík felületek merevségi mátrixaiból és az egyes felületek rétegrésztartományaiból (Kopenetz 2000).

A nem lineáris végelem-feladat jellegénél fogva az egyensúlyi megoldási módszert, a Newton–Raphson-féle eljárást használja, amely független az elemcsaládtól. A mozgási egyenletek integrálásához a Newmark és Wilson eljárást használjuk.

Az öszvérszerkezetek modellezéséhez a programrendszerben a 12 szabadságfokú térbeli négyszögelemet és a 6 szabadságfokú rúdelemet használjuk.

A szabadságfok megállapítása egy kompromisszum eredménye, mert a pontosság növelése érdekében kívánatos minél több bázisfüggvény felvétele, de ezáltal nő az ismeretlen paraméterek száma és bonyolódik a numerikus eljárás.

Mindezeket figyelembe véve, mivel a négyszögelemet tárcsaszerű feladatok megoldására használjuk, a tapasztalatok szerint az izoparametrikus alak a legalkalmasabb.

A végeselemes modellezésben az ilyen elemeknél egy elemen belül fekvő pont globális koordinátáit és elmozdulásjellemzőit ugyanazokkal a bázisfüggvényekkel lehet kifejezni.

3.2.1. Négy csomópontú tárcsaelem

A szerkezet geometriáját a csomópontok koordinátáival írjuk le, ahol N csomópontot jelent ($N=1,2,3,4$). A szabadságfokokat i -vel jelöljük ($i=1,2,3$).

Egy P pontot a lokális hálózathoz a θ^α -val ($\alpha=1,2$) jelöljük. A θ^α a peremen ± 1.0 értéket kap. A P pont koordinátái a globális rendszerben legyenek x^i és az elmozdulásai u^i . Ezeket ki lehet fejezni a csomóponti koordinátákkal (x^{Ni} , θ^α) és a Φ bázisfüggvényekkel.

$$x_P^i(\theta^\alpha) = \theta^N x^N, \quad (N=1,2,3,4; i=1,2,3), \quad (27)$$

ahol a Φ^N bázisfüggvények a következő alakban írhatók:

$$\Phi^1(\theta^1, \theta^2) = \frac{1}{4}(1 + \theta^1)(1 + \theta^2), \quad (28.a)$$

$$\Phi^2(\theta^1, \theta^2) = \frac{1}{4}(1 - \theta^1)(1 + \theta^2), \quad (28.b)$$

$$\Phi^3(\theta^1, \theta^2) = \frac{1}{4}(1 - \theta^1)(1 - \theta^2), \quad (28.c)$$

$$\Phi^4(\theta^1, \theta^2) = \frac{1}{4}(1 + \theta^1)(1 - \theta^2). \quad (28.d)$$

Az elmozdulások az izometrikus elem meghatározásából:

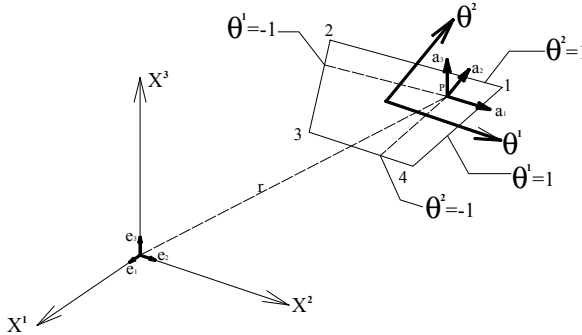
$$u^i = \Phi^N u^{N_i} \quad (29)$$

A P pont helyzetét az r vektorral írhatjuk:

$$r = x^i e_i \quad (30)$$

vagy:

$$r = x^1 e_1 + x^2 e_2 + x^3 e_3 \quad (31)$$



18. ábra

Felhasználva a (27) összefüggést, a (30)-ból kapjuk:

$$r = \Phi^N x^{N_i} e_i \quad (32)$$

A P pont bázisvektorjait megkapjuk könnyen:

$$a_a = \frac{\partial \Phi^N}{\partial \theta^a} x^{N_i} e_i = a_a^i e_i \quad (33)$$

vagy:

$$\begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \eta = T \eta, \quad (34)$$

ahol:

$$a_1 = \begin{Bmatrix} a_1^1 \\ a_1^2 \\ a_1^3 \end{Bmatrix}, \quad a_2 = \begin{Bmatrix} a_2^1 \\ a_2^2 \\ a_2^3 \end{Bmatrix} \quad (35)$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^4}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^4}{\partial \theta^1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^4}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^4}{\partial \theta^1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^4}{\partial \theta^1} & 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^4}{\partial \theta^1} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^2}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^2}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^2}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^2}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & \frac{\partial \Phi^2}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^2}{\partial \theta^2} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Phi^1}{\partial \theta^2} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\eta = \{x_1^1 \quad x_1^2 \quad x_1^3 \quad x_2^1 \quad x_2^2 \quad x_2^3 \quad x_3^1 \quad x_3^2 \quad x_3^3 \quad x_4^1 \quad x_4^2 \quad x_4^3\}^T \quad (38)$$

$\frac{\partial \Phi^N}{\partial \theta^\alpha}$ értékeit a 3. táblázatban adjuk meg.

3. táblázat

N függvény	1	2	3	4
$\Phi^N(\theta^1, \theta^2)$	$\frac{1}{4}(1+\theta^1)(1+\theta^2)$	$\frac{1}{4}(1-\theta^1)(1+\theta^2)$	$\frac{1}{4}(1-\theta^1)(1-\theta^2)$	$\frac{1}{4}(1+\theta^1)(1-\theta^2)$
$\frac{\partial \Phi^N}{\partial \theta^1}$	$\frac{1}{4}(1+\theta^2)$	$-\frac{1}{4}(1+\theta^2)$	$-\frac{1}{4}(1-\theta^2)$	$\frac{1}{4}(1+\theta^2)$
$\frac{\partial \Phi^N}{\partial \theta^2}$	$\frac{1}{4}(1+\theta^1)$	$\frac{1}{4}(1-\theta^1)$	$-\frac{1}{4}(1-\theta^1)$	$-\frac{1}{4}(1+\theta^1)$

Ezekkel a jelölésekkel fel lehet írni a bázisvektorokat:

$$a_\alpha = T_\alpha \eta. \quad (39)$$

A felület kovariáns mértéke:

$$a_{\alpha\beta} = \eta^T T_\alpha^T T_\beta \eta = \eta^T T_{\alpha\beta} \eta, \quad (40)$$

ahol:

$$T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{12} \\ T_{13} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1^T & T_1 \\ T_2^T & T_2 \\ T_3^T & T_3 \end{bmatrix}. \quad (41)$$

A tárcsaelemek számításánál megjelennek a következő típusú integrálok:

$$I = \iint_s \Phi(\theta^1, \theta^2) \sqrt{ad} d\theta^1 d\theta^2 = \int_{\theta^1=-1}^{+1} \int_{\theta^2=-1}^{+1} \Phi(\theta^1, \theta^2) \sqrt{ad} d\theta^1 d\theta^2. \quad (42)$$

Ezeknek a megoldására a Gauss-féle kvadraturát alkalmazzuk. Így a (40) típusú integrálokat a következő formában kapjuk:

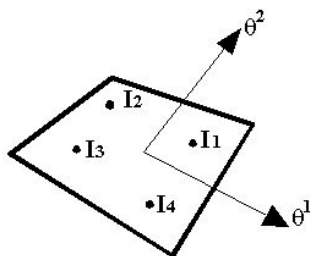
$$\sum_{I_i=1}^{INT} \Phi(\theta_{I_i}^a) \sqrt{a_{I_i} W_{I_i}}, \quad (43)$$

ahol:

- INT Gauss-féle kvadraturapontok,
- W_I súlyok.

Négy integrálási pontra (19. ábra) a (42) alapján fel lehet írni:

$$\begin{aligned} I = & W_{I_1} \Phi(\theta_{I_1}^1, \theta_{I_1}^2) \sqrt{a_{I_1}} + W_{I_2} \Phi(\theta_{I_2}^1, \theta_{I_2}^2) \sqrt{a_{I_2}} + \\ & + W_{I_3} \Phi(\theta_{I_3}^1, \theta_{I_3}^2) \sqrt{a_{I_3}} + W_{I_4} \Phi(\theta_{I_4}^1, \theta_{I_4}^2) \sqrt{a_{I_4}} \end{aligned} \quad (44)$$



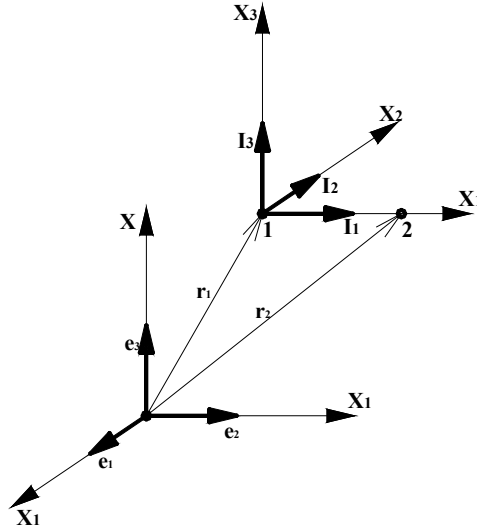
19. ábra

4. táblázat

Integrálási pontok	θ^1	θ^1	W_{I_i}
I_1	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	l
I_2	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	l
I_3	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	l
I_4	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	l

3.2.2. Két csomópontú csuklós rúdelem

Mivel a vasalás a betonelemek csomópontjainál csatlakozik, elégséges 6 szabadságfokú rúdelemeket használni (20. ábra).



20. ábra

A 20. ábrán feltüntetett rúdelemet az \mathbf{r}_1 és \mathbf{r}_2 pozícióvektorok írják le, és a globális koordinátákat a következő alakban írhatjuk:

$$\eta = \begin{Bmatrix} \eta_I \\ \eta_J \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} X_1^1 \\ X_1^2 \\ X_1^3 \\ X_2^1 \\ X_2^2 \\ X_2^3 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \\ \eta_4 \\ \eta_5 \\ \eta_6 \end{Bmatrix}. \quad (45)$$

A lokális rendszerben az i_1 a következő alakú lesz:

$$i_1 = \frac{l}{|l|} = \frac{\Delta X^1 e_1 + \Delta X^2 e_2 + \Delta X^3 e_3}{\sqrt{(\Delta X^1)^2 + (\Delta X^2)^2 + (\Delta X^3)^2}} = \frac{\Delta r}{\sqrt{\Delta r \Delta r}}, \quad (46)$$

ahol:

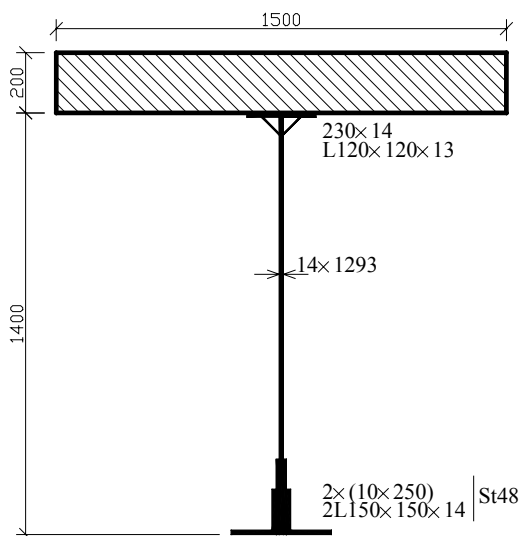
$$\begin{aligned} \Delta X^1 &= X_2^1 - X_1^1 \\ \Delta r &= l. \end{aligned}$$

3.3. A SUMO1 programrendszer öszvértartókra való alkalmazása

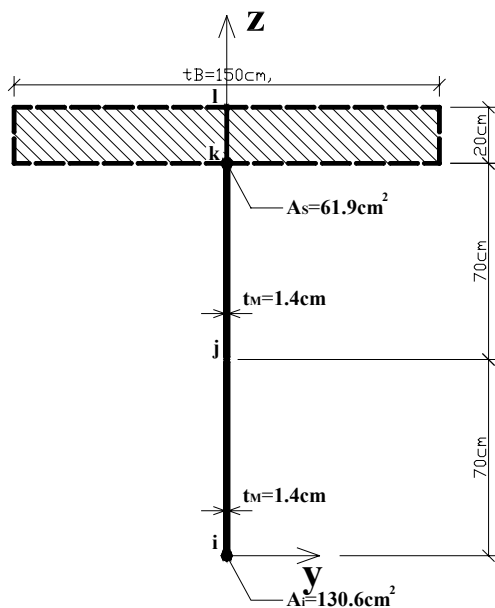
Egy programrendszer felhasználhatóságánál a legfontosabb kérdés a pontosság elemzése. A legbiztosabb út az ilyen feladat megoldására az olyan szerkezetek vizsgálata, amelyeknél az eredményeket kísérleti úton kapták.

3.3.1. Példa

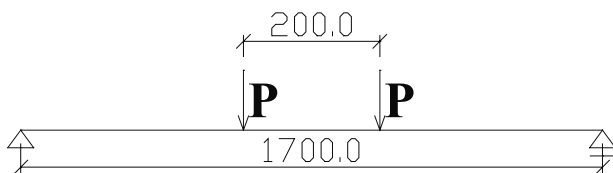
Egy állandó keresztmetszetű klasszikus öszvértartó (21/a/b/c. ábra) törési terhet kísérleti úton határozták meg (Klingenberg 1952).



21/a. ábra

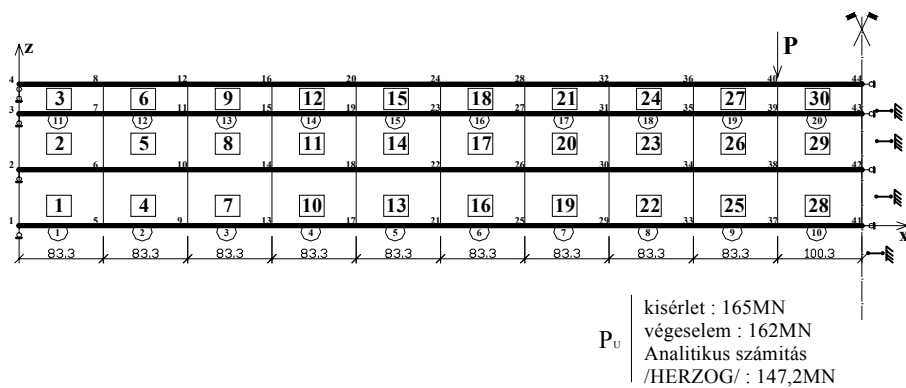


21/b. ábra



21/c. ábra

A SUMO1 programrendszerrel, a 21/d. ábrán látható hálózattal a kapott eredmény ($P = 162.0\text{ MN}$) 1,8%-kal közelíti meg a kísérleti értéket ($P = 165.0\text{ MN}$) (5. táblázat).



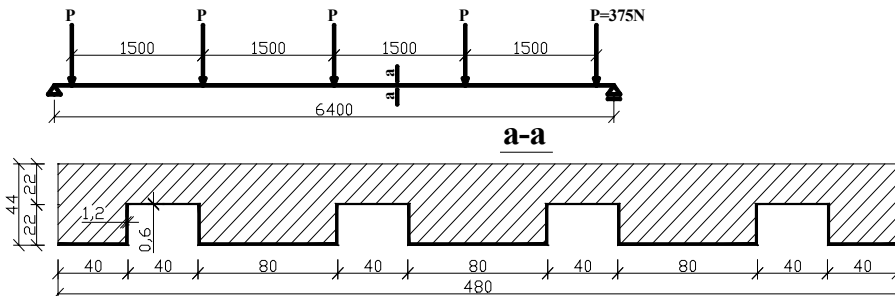
21/d. ábra

5. táblázat

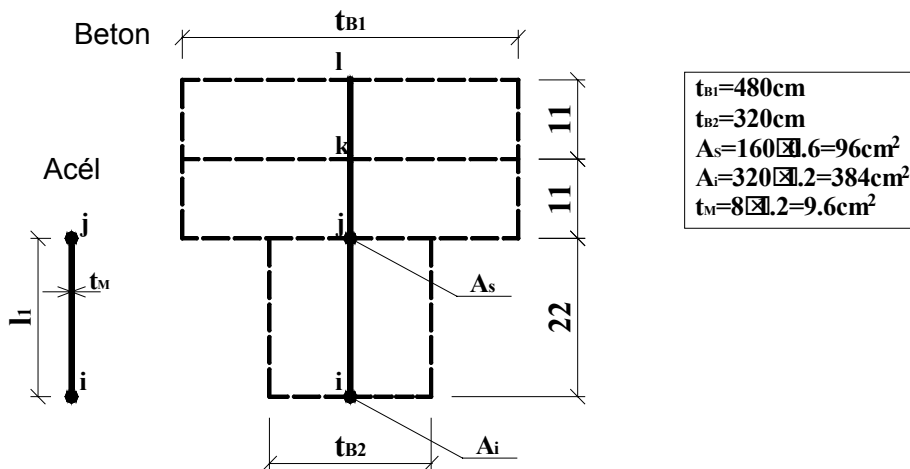
A szerkezet jellemzői						
Anyag	Young Tény.	Poiss. Tény.	Vast.	Dil. Tény.	Sűrűség	Codsol
1	0.210E+07	0.000E+00	0.140E+01	0.120E-04	0.780E-05	0.000E+00
2	0.210E+06	0.000E+00	0.150E+03	0.120E-04	0.250E-05	0.000E+00
3	0.210E+07	0.000E+00	0.131E+03	0.120E-04	0.780E-05	0.000E+00
4	0.210E+07	0.000E+00	0.619E+02	0.120E-04	0.780E-05	0.000E+00
eset	ACC.X nyomás	ACC.Y Hőmérséklet	ACC.Z feszített	PR.X	PR.Y	PR.Z
1	0.000E+00	0.000E+00	- 0.981E+03	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00			
Csomóponti erők:						
Csp.	FX	FY	FZ	MX	MY	MZ
40	0.0000E+00	0.0000E+00	-0.1620E+00	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
Iterációk száma 1						
Csomóponti max. elmozdulás=-0.88175755E+01 csomópontban 41 a 3-as globális irányba						
Iterációk száma 2						
Csomóponti max. elmozdulás=0.22440221E+01 csomópontban 41 a 3-as globális irányba						
Iterációk száma 3						
Csomóponti max. elmozdulás=0.45293275E-01 csomópontban 41 a 3-as globális irányba						
(TOLERANCIA 0.10000E+00)						
Koordináták, elmozdulások, elfordulások a 3. iteráció után						
Csp.	X-COORD.	Y-COORD.	Z-COORD.	X- Elmozd. DX- Elmozd.	Y- Elmozd. DY- Elmozd.	
40	0.749852E+03	0.000000E+00	0.153572E+03	0.151561E+00 -0.8726E-03	0.000000E+00 0.0000E+00	
41	0.850000E+03	0.000000E+00	-0.652826E+01	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00	
42	0.850000E+03	0.000000E+00	0.634682E+02	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00	
43	0.850000E+03	0.000000E+00	0.133463E+03	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00	
44	0.850000E+03	0.000000E+00	0.153463E+03	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00	
..REZ. rúd...//						
rúd	csomó- pont I	csomó- pont J	MAT CAB	erő	nem feszített hossz	valós hossz
9	33	37	103	0.53446344E+06	0.83299988E+02	0.83462318E+02
10	37	41	103	0.55899181E+06	0.10029999E+02	0.10050442E+03

3.3.2. Példa

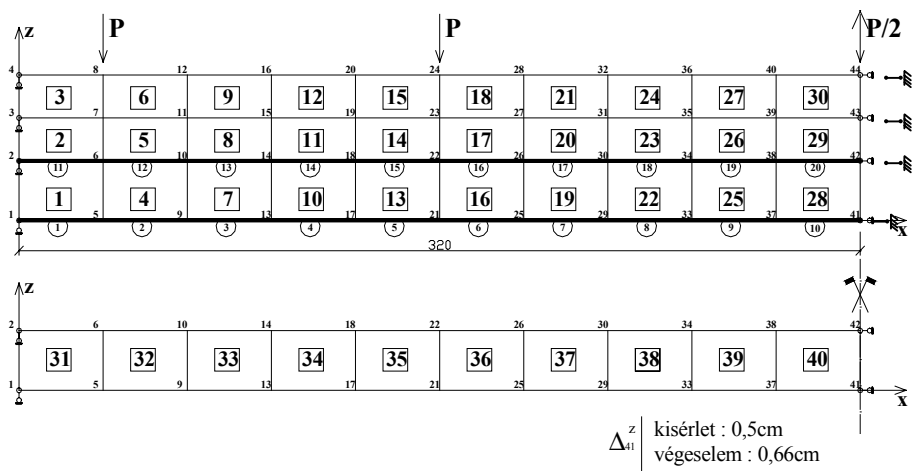
Egy új típusú öszvértartónak (Köllő 1998)(22/a. ábra) kísérleti úton kapott lehajlása ($w=0.5$ cm) jól egyezik a SUMO1 programrendszerrel számított értékkel (22/b/c. ábra,6. táblázat).



22/a. ábra



22/b. ábra



22/c. ábra

6. táblázat

A szerkezet jellemzői						
Anyag	Young Tény.	Poiss. Tény.	Vast.	Dil. Tény.	Sűrűség	Codsol
1	0.210E+07	0.000E+00	0.480E+03	0.120E-04	0.250E-05	0.000E+00
2	0.210E+06	0.000E+00	0.320E+03	0.120E-04	0.250E-05	0.000E+00
3	0.210E+07	0.000E+00	0.960E+01	0.120E-04	0.780E-05	0.000E+00
4	0.210E+07	0.000E+00	0.384E+03	0.120E-04	0.780E-05	0.000E+00
5	0.210E+07	0.000E+00	0.960E+02	0.120E-04	0.780E-05	0.000E+00
eset	ACC.X nyomás	ACC.Y hőmérséklet	ACC.Z feszített	PR.X	PR.Y	PR.Z
1	0.000E+00	0.000E+00	-0.981E+03	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00			
Csomóponti erők:						
Csp.	FX	FY	FZ	MX	MY	MZ
8	0.0000E+00	0.0000E+00	-0.375000E+05	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
24	0.0000E+00	0.0000E+00	-0.375000E+05	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
44	0.0000E+00	0.0000E+00	-0.187500E+05	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00

Iterációk száma 1					
Csomóponti max. elmozdulás = -0.65914893E+00 csomópontban 41 a 3-as globális irányba					
Iterációk száma 2					
Csomóponti max. elmozdulás = 0.17942430E-02 csomópontban 41 a 3-as globális irányba					
Koordináták, elmozdulások, elfordulások a 3. iteráció után					
Csp.	X-COORD.	Y-COORD.	Z-COORD.	X-ELMOZD. DX- ELMOZD.	Y- ELMOZD. DY- ELMOZD.
41	0.320000E+03	0.000000E+00	-0.656857E+00	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00
42	0.320000E+03	0.000000E+00	0.213431E+02	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00
43	0.320000E+03	0.000000E+00	0.323429E+02	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00
44	0.320000E+03	0.000000E+00	0.433426E+03	0.000000E+00 0.0000E+00	0.000000E+00 0.0000E+00
Membránfeszültségek helyi koordináta-rendszerben					
El. Sz.	NSS NXX	NST NXY	NTT NYX	NNSS NMAX	NNST NMIN
28	0.264868E+02 0.678110E+04	-0.212520E+01 -0.374047E+03	-0.142572E+01 -0.172512E+03	0.678110E+04 0.680117E+04	-0.374047E+03 -0.192575E+03
29	-0.451654E+02 -0.115603E+05	-0.489786E+01 -0.430971E+03	-0.168085E+02 -0.508454E+03	-0.115603E+05 -0.491674E+03	-0.430971E+03 -0.115770E+05
30	-0.874773E+02	-0.542574E+01	-0.219445E+02	-0.223863E+05	-0.477379E+03

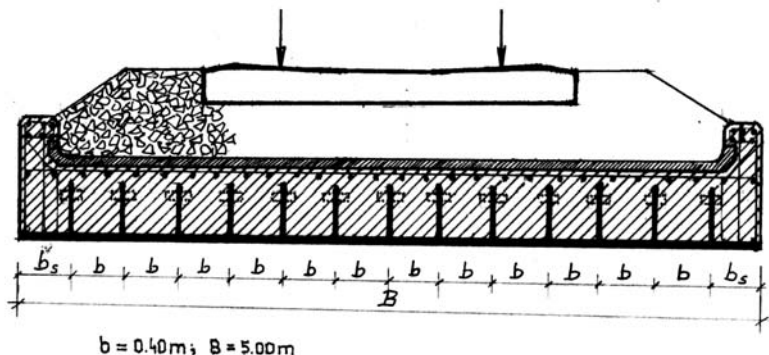
4. Hídszerkezetek fáradásvizsgálata

A vasúti felépítmény és a vasúti hidak olyan mérnöki szerkezetek, amelyeknek fő igénybevételeit a különböző sebességű és tengelyterhelésű vasúti járművek okozzák.

Ezen szerkezetek élettartamuk alatti terhelése sztohasztikus (időben véletlenszerűen változó) folyamat, amelyet elvileg csak valószínűségi módszerekkel lehet tárgyalni, s emellett még minden esetben egy elfogadható károsodási hipotézist is kell alkalmazni. A vasúti felépítmény és

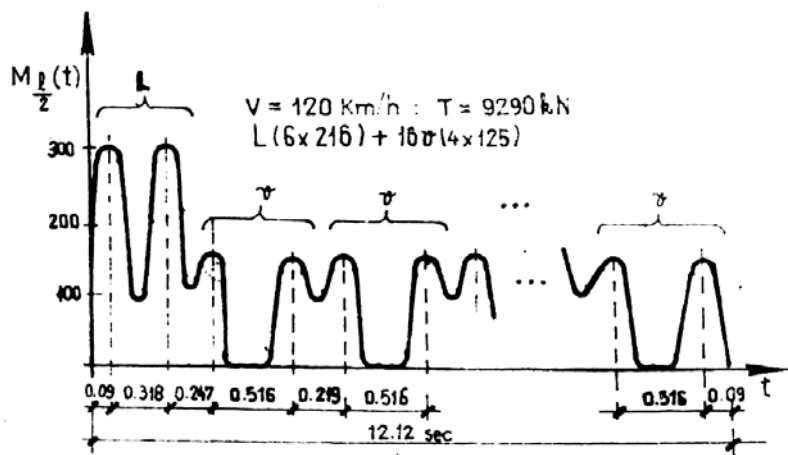
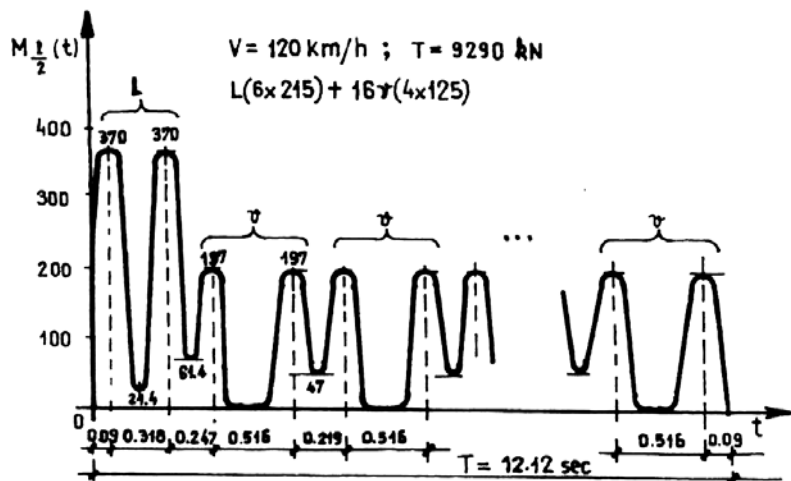
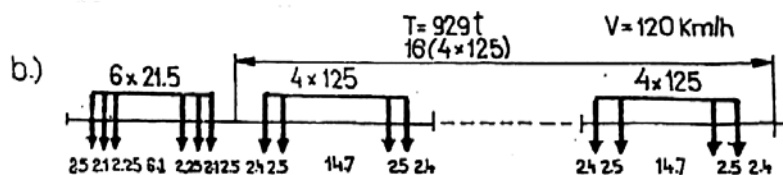
hidak tönkremenetele nagymértékben összefügg a fáradás jelenségével. A következőkben a vasúti kisfeszítávú hidakkal foglalkozunk, a legjobban igénybe vett keresztmetszetben fellépő nyomaték változását tanulmányozva. Azért választottuk a vizsgálataink tárgyául a kis nyílású hidakat (3–10 m), mert ezeknél minden áthaladó tengelyterhelés egy terhelési ciklust jelent, a nagy nyílású hidaktól eltérően, ahol minden szerelvény jelent egy-egy terhelési ciklust. A következőkben az utóbbi 10 évben Köllő Gábor által tervezett és a Kolozsvári Vasúti Igazgatóság területén kísérleti jelleggel beépített, együttműködő acél–beton lemezszerkezetekkel foglalkozunk, meghatározva $M = f(t)$ függvényeket, amelyeket az általuk leírt ergodikus, sztohasztikus folyamat jellemzőinek a meghatározására használunk fel.

Az $M(t)$ sokaságán értelmezett átlagolást idő szerinti (t) átlagolással helyettesítjük. Az 23. ábrán bemutatjuk azokat a lemezszerkezeteket, amelyekkel foglalkozunk. A 24. és 25. ábrán a nyomaték változását mutatjuk be az 23. ábrán látható lemez legjobban igénybe vett keresztmetszetében, egy gyorsvonat, illetve egy tehervonat terhelése alatt. A lemez hossza 6,0 m, fesztávolsága 5,40 m. Mindkét esetben (24. és 25. ábrákon) a nyomaték változása különböző, mivel a) esetben egy tengelyterhelés három keresztaljra (49. típusú sínt használtunk), míg b) esetben egy tengelyterhelés öt keresztaljra (65. típusú sínt használtunk) tevődik át (26. ábra).



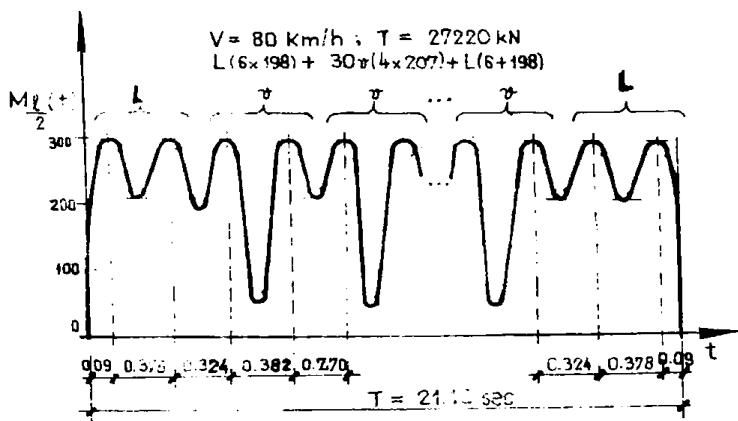
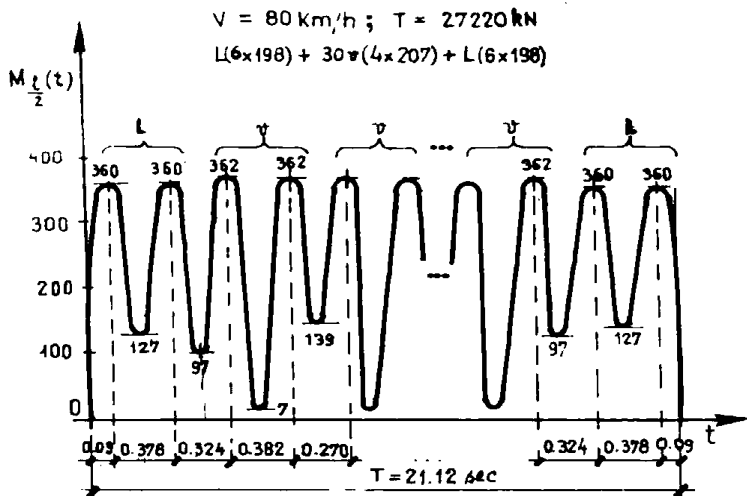
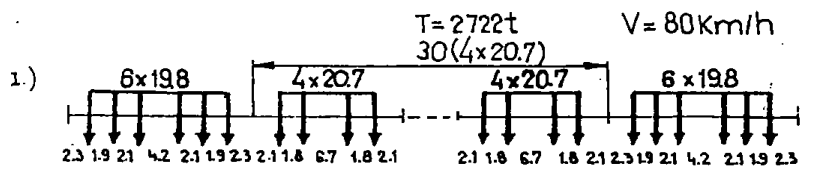
23. ábra

gyors vonat

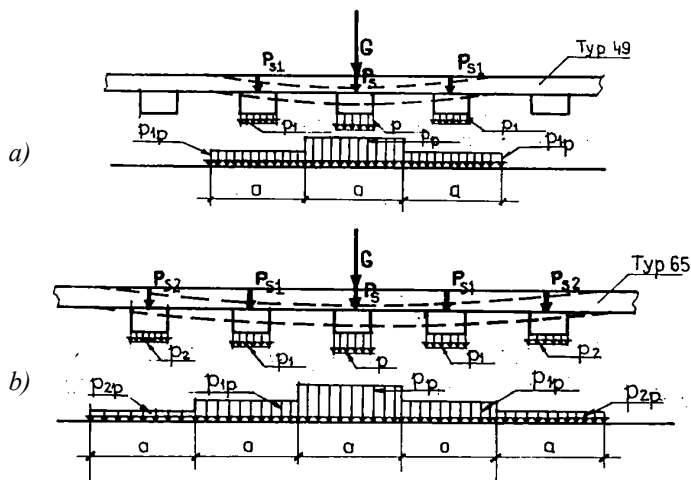


24. ábra

Vasérc szállító sz.



25. ábra

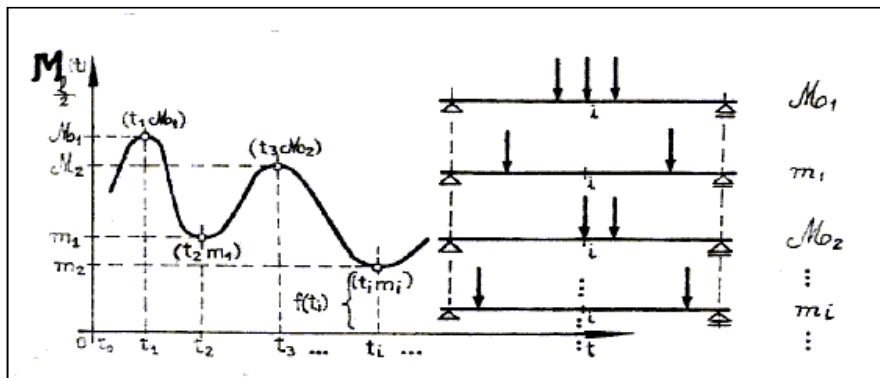


26. ábra

$$L = \sqrt[4]{\frac{4(EsIs + EtIt)}{b_0 C}} \quad (45)$$

L = a vasúti felépítmény merevségi hossza, $L_a < L_b$

A nyomaték változását, a lemez középső, legjobban igénybe vett keresztmetszetén (amit a 24. és 25. ábrák mutatnak be) mint pontthalmazt határoztuk meg a 27. ábra szerint. Ezeken az ábrákon a pontthalmazt már mint Lagrange-polinommal aproximált pontthalmazt mutatjuk be.



27. ábra

Ismerve a $\{(t_0, M_0); (t_1, M_1); \dots (t_n, M_n)\}$ pontthalmazt, a Lagrange-polinom explicit alakban a következő:

$$L_{M,n(t)} = \sum_{i=0}^n \frac{(t-t_0)\dots(t-t_{i-1})(t-t_{i+1})\dots(t-t_n)}{(t_i-t_0)\dots(t_i-t_{i-1})(t_i-t_{i+1})\dots(t_i-t_n)} M_i. \quad (46)$$

A híd szerkezetek fáradásvizsgálatánál a következő két paramétert kell meghatározni:

$$\rho = \frac{\sigma_{\min}}{\sigma_{\max}} \quad \text{és} \quad \Delta\sigma = \sigma_{\max} - \sigma_{\min}, \quad (47)$$

ezek ismeretében meghatározhatók a megengedett feszültségek (pl. a legjobban igénybe vett betonövben).

$$\sigma_{bmf} = (0.6 + 0.5\rho)\sigma_{bms} \quad (48)$$

vagy a valószínűségi elméleteket és a Wöhler-görbéket figyelembe véve:

$$\sigma_{bm/p} = \Delta\sigma \left(\frac{N_n}{N_0} \right)^{\frac{1}{k}} \quad (49)$$

– p az élettartam-túlélés valószínűsége (pl. $p=50\% \rightarrow K=3,75$; $N_0=2 \cdot 10^6$; N_n tervezett ciklusszám).

A híd szerkezet élettartamának a meghatározásakor szükségünk van a fajlagos károsodások adataira, amelyeket a híd nyílásának függvényében határozunk meg, személy- (sz) és tehervonatokra (t).

$$S_{sz} = \frac{8000 + 270(L-2)^{1.15}}{1 + 0.35(L-2)^{1.15}} 10^{-12} \quad (50)$$

$$S_t = \frac{11000 + 55(L-2)^2}{1 + 0.35(L-2)^2} 10^{-12} \quad (51)$$

Ismerve a személy- és teherforgalom nagyságát, T_{sz} és T_t , valamint az összforgalmat, T :

$$t_{sz} = \frac{T_{sz}}{T} \quad t_t = \frac{T_t}{T}. \quad (52)$$

Elfogadva egy bizonyos túlélési valószínűséget ($p\% \Rightarrow K$), a híd élettartama:

$$\left\{ D_e = \left[\frac{1}{\Delta\sigma(S_{sz}t_{sz} + S_t t_t)T} \right]^{\frac{1}{K}} \right\}. \quad (53)$$

Visszatérve a nyomatékot, valamint a feszültségeket leíró függvényekre $(\sigma(t) = \alpha M(t), L_{M,n}(t), L_{\sigma,n}(t))$ és feltételezve, hogy ezek ergodikus-sztohasztikus folyamatok, amelyeknek fontos sajátossága, hogy jellemzőiknek kiszámításakor a realizáció sokaságán $\{M(t)\}$ értelmezett átlagolást idő szerinti átlagolással lehet helyettesíteni, ha a realizáció időtartama elég nagy, és ismerve az $L_{M,n}(t)$ idő szerint változó függvényt, kiszámíthatjuk $[L_{M,n}(t) = M_n(t)]$ a következő jellemzőket:

középérték:

$$m_M(n) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T M_n(t) dt, \quad (54)$$

másodrendű korrelációs függvény:

$$R_M(\Theta, n) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T M_n(t) M_n(t + \Theta) dt. \quad (55)$$

T = az ergodikus stacionárius folyamat realizációjának időtartama.

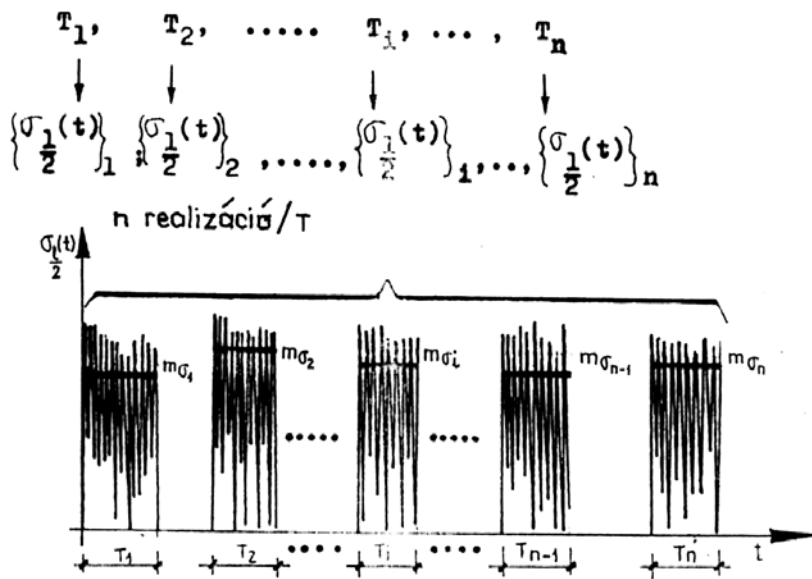
Négyzetes középérték:

$$\psi_M^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T M_n^2(t) dt. \quad (56)$$

Szórásnégyzet (diszperzió):

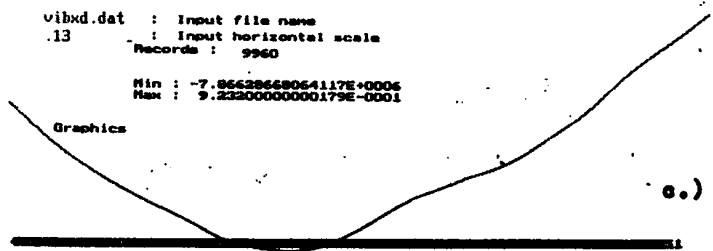
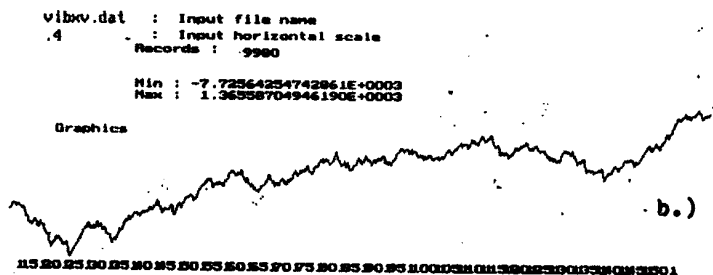
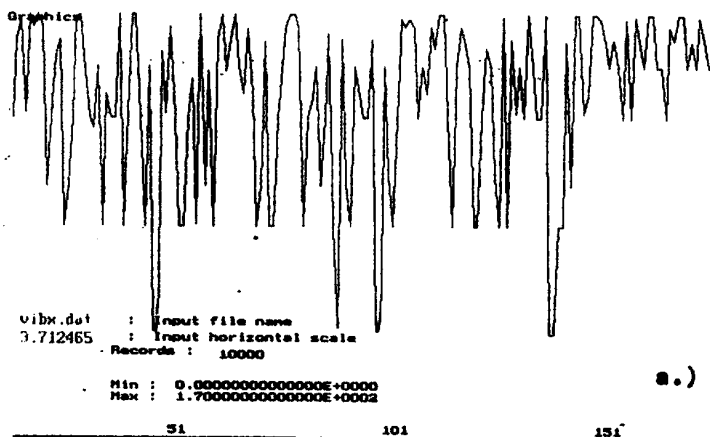
$$d_M^2 = \int_0^T [M_n(t) - m_M(n)]^2 dt. \quad (57)$$

A különböző szerelvények által létrehozott átlagfeszültségek is véletlenszerűen változnak (a középérték is sztohasztikus változó) (28. ábra).



28. ábra

Azért, hogy a hídszerkezetek élettartamát megnöveljük, szükséges a dinamikus hatás csökkentése. Ez elérhető az ágyazatátvezetéses hídszerkezetek alkalmazásával, amelyek jelentős mértékben csökkentik a dinamikus hatást. Példaként egy 5,40 méteres hídszerkezet dinamikus tényezőjének a kísérleti meghatározását mutatjuk be a 29. ábrán. A mért dinamikus tényező $\psi = \frac{f_{din}}{f_{st}} = 1.065$, amit egy négytengelyű, LDH típusú (4x175 kN, $V=60$ km/h) mozdony terhelése alatt mutattunk ki.



29. ábra

Következtetésül: a kis- és középvesztávú vasúti hidak esetén az ágyazatátvezetési hídszerkezetek alkalmazása előnyös, mivel a valós dinamikus hatás nagymértékben csökken ($1,65 \rightarrow 1,065$).

Ágyazatátvezetési öszvérlemezek kivitelezése előregyártási technológiákkal megkönnyíthető.

SZAKIRODALOM

KLINGENBERG, K.

1952 Verbundbauweise im Strassenbrückenbau, gegenwertiger Stand und Überblick über laufende Versuche. Bauingenieur 27. 186–194.

KOPENETZ Ludovic, Dr. – IONESCU, Anton

1985 Lightweight Roof for Dwellings. International Journal for Housing and its Application IX.3. Miami, Florida, U.S.A., 213–220.

KOPENETZ Ludovic, Dr.

1989 Contribuții la calculul structurilor portante cu cabluri. Teză de doctorat. Universitatea Tehnică, Cluj-Napoca.

CĂTĂRIG, Alexandru – KOPENETZ Ludovic, Dr.

1994 Thin Walled structures 20 ed. J. Rhodes. Elsevier Applied Sciences Publishers, England.

1998 *Structuri ușoare alcătuite din cabluri și membrane*. Ed. U.T.Pres, Cluj-Napoca.

KÖLLŐ Gábor, Dr.

1998 Vasúti együttdolgozó acél–beton hídszerkezetek. Műszaki Szemle 3–4. 12–21.

KOPENETZ Ludovic, Dr. – CĂTĂRIG, Alexandru

2000 Probleme de analiză structurală pentru consolidarea podurilor. *Conferința Drumuri Poduri*. Cluj-Napoca, 235–242

AVRAM, C. – BOTA, V.

1975 *Structuri compuse oțel-beton*. Ed. Tehnică, București

KÖLLŐ Gábor, Dr.

2000 *Suprastructuri de tip dală*. Ed. U.T.Pres, Cluj-Napoca

MODULÁRIS FELEPÍTÉSŰ SÍKMOZGÁSÚ MOTOR TERVEZÉSE ÉS SZIMULÁCIÓJA

1. Bevezető

A haladó mozgás (egyenes vonalú vagy lineáris mozgás) gyakori mozgásforma mind ipari, mind laboratóriumi környezetben. Haladó mozgás klasszikusan forgó mozgásból valósítható meg az erre tervezett sajátos gépészeti berendezések segítségével (pl. csigaorsó). Ezek fő hátránya, hogy többletveszteség forrásai, és az egész rendszer dinamikáját lerontják.

Lineáris motorok alkalmazásával hatékonyabb villamos hajtásokat lehet megvalósítani. Különösképpen hasznosak azok a típusok, amelyeknél a terhelés közvetlenül a motor mozgó részéhez csatlakozhat (Wavre 2000).

Nagyszámú haladó mozgású motor ismeretes a szakirodalomban (Henneberger 2001, Nasar 1976 és McLean 1998). Elvileg valamennyi „klasszikus” villamos gép átalakítható haladó mozgásúvá, ha elvágjuk sugár iránt és egy síkra terítjük ki. Mindezek mellett számos, kimondottan haladó mozgásra tervezett motor létezik.

E villamos gépek kategóriájába tartoznak a síkmozgású motorok is (angol elnevezésük változó: surface, 2D, XY vagy planar motors). Összetettebb felépítésük lehetővé teszi a motor mozgó részének a síkban való tetszőleges irányú haladását. Ezeknek is számos konstrukciós típusa ismeretes a szakirodalomban (Melkote 1999 vagy Yoshiyuki 1995).

A síkmozgású motorokat számos ipari és laboratóriumi alkalmazási területen használják előszeretettel, mivel a síkbeli mozgást a legközvetlenebbül, legegyszerűbben, a legnagyobb hatásfokkal valósítják meg. Segítségükkel kitűnően lehet a rájuk helyezett munkadarabokat nagy – akár nanométeres – pontossággal a megadott helyzetbe állítani, ahol valamilyen munkaeszköz (például robotkar) elvégzi rajtuk a megadott műveleteket. Emiatt gyakran használatosak elektronikai alkatrészek beültetésénél (Hoffman 1990) és számos más területen (Soltz 1996).

A legtöbb esetben a síkmozgású motort két hagyományos felépítésű lineáris motor összekapcsolása révén kapjuk (Viorel 1998). Vannak kimondottan síkmozgásúra tervezett motorkonstrukciók is, mint a már klasszi-

kusnak számító Sawyer-féle motor (Sawyer 1969). Ezek sorába tartozik az ismertetendő motortípus is.

A javasolt motor kiindulási pontja a moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotor (Szabó 1999 és 2000). Ezt az új motorkonstrukciót a Kolozsvári Műszaki Egyetem egyik kutatócsoportja dolgozta ki (amelynek részvevői e tanulmány szerzői is). A több konferencián is bemutatott motor egyértelmű elismerést váltott ki, mivel kiküszöböli az igen elterjedt hibrid lineáris léptetőmotor számos hátrányát.

A moduláris felépítésű síkmozgású motor szerkezeti alapelemei hasonlóak a fentebb említett moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotoréhoz. Ez a motor is két fő részből, az álló és a mozgó armatúrából áll. A motor álló része kellő vastagságú, hidegen hengerelt acéltömbből készül. A hornyokat hossz- és keresztirányú sáncok bemarásával alakítják ki. A motor mozgó armatúrája több modulból áll. Ezek fele valósítja meg az x irányú elmozdulást, a többi pedig az y irányút. Ekképp több modul egyetlen egységbe integrálásával egy tömör mozgó részt kapunk, amire közvetlenül helyezhetjük a mozgatni kívánt terhet. Megfelelő vezérléssel a motor nagy pontosságú síkmozgásra képes.

Jelen tanulmányunkban ismertetjük a moduláris felépítésű síkmozgású motor konstrukcióját, különböző szerkezeti variánsait. Részletesen ismertetjük ennek a motornak a tervezési algoritmusát. A tervezési módszer alkalmazását egy példa segítségével mutatjuk be. A megtervezett motor számítógépes analízise kellőképpen bizonyítja a villamos gép felépítésének helyességét, valamint a tervezési algoritmus célszerűségét.

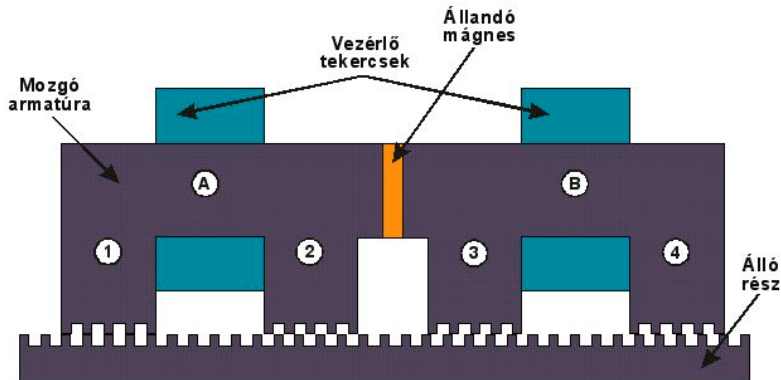
A továbbiakban a moduláris felépítésű síkmozgású motor intelligens vezérlőegységét ismertetjük. Ez hangolja össze a motor pontos működését. Bemutatjuk a motor vezérlőáramának optimális fázisváltását, amely segítségével számottevő hatékonyságnövelés érhető el. Ugyanitt levezetjük a kívánt mozgásformát előíró sebességprofilok számításának pontos menetét.

A megtervezett motort a kidolgozott vezérlési stratégiával együtt szimuláció segítségével vizsgáljuk. Az általunk kidolgozott igen rugalmas, MATLAB–SIMULINK környezetben megírt szimulációs program segítségével valamennyi alkalmazási módját tanulmányozhatjuk a síkmotornak. Az itt kapott eredmények ugyancsak megerősítik a tervezett motor hasznosságát és nagy hatékonyságú működését.

A kutatói munka során összegyűjtött tapasztalatokat és észrevételeket a tanulmány végén ismertetjük. Gazdag irodalomjegyzék egészíti ki a dolgozatot.

2. A hibrid lineáris léptetőmotor

A hibrid lineáris léptetőmotor gyakorlatilag egy állandó mágnesű lineáris szinkrongép. A hibrid jelző arra utal, hogy működési elve egyesíti a reluktanciamotorok és az állandó mágnesű villamos gépek működési elvét. Legelterjedtebb felépítése a 2.1. ábrán látható.



2.1. ábra
A hibrid lineáris léptetőmotor
klasszikus felépítése

Két fő részből, az álló és a mozgó armatúrából áll. Az álló rész egy egyszerű, finom fogazású, hidegen hengerelt acélrúd (sín). Hosszúságának csak előállítási határai vannak. A motor aktív része a mozgó armatúra. Ez két elektromágnesből áll, amelyek közrefognak az állandó mágnest. Az elektromágneseknek két fogazott pólusuk és egy vezérlő tekercsük van. Valamennyi póluson azonos számú fog található. A fogak mérete megegyezik mindkét armatúrán. A horonylépés mérete határozza meg a motor lépéstávolságát (a motor lépéshossza a horonylépés egynegyede). A mozgó rész kerekeken halad egy sínen. Az igényesebb változatoknál légpárna segítségével biztosítják a nagy húzóerőhöz szükséges állandó és kicsi légrést.

A motor működési elve a következő: a vezérlőtekercsek az állandó mágnes gerjesztette mágneses fluxust valamelyik pólusba összpontosítják. A minimális mágneses energia elvének alapján a mozgó rész abba a helyzetbe fog beállni, amelyben annak a pólusnak a fogazata, amelybe a fluxust összpontosítottuk szemtől szembe kerül az álló rész fogazatával (ekkor lesz

a legalacsonyabb a légrésben felhalmozott mágneses energia). A 2.1. ábrán látható helyzetéből a motor egy lépést fog megtenni jobbra, ha a B elektromágnesen levő vezérlőtekercset úgy tápláljuk, hogy az általa gerjesztett mágneses fluxus az állandó mágnes fluxusát a 4-es pólusba összpontosítsa. Az ezt követő nyugalmi helyzetben a 4-es pólus fogai lesznek szemtől szemben az álló rész fogaival. Megfelelő polaritású és sorrendű vezérlő impulzusok segítségével folyamatos haladó mozgást lehet elérni mindkét irányba (Viorel 1998).

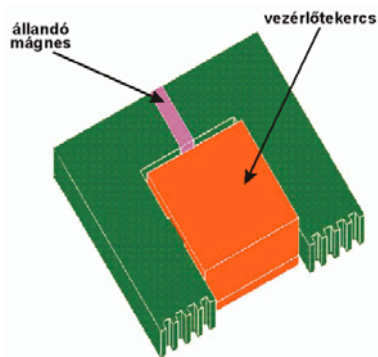
A hibrid lineáris léptetőmotor számtalan előnye (egyszerű felépítés, könnyű karbantartás, nagy teljesítmény/térfogat-arány, nyílt hurkú vezérléssel is működik stb.) mellett néhány hátránya is van. A legfontosabb ezek közül onnan ered, hogy a mozgó részt alkotó két elektromágnes mágneses szempontból nem teljesen független. Amikor a fluxust egyik pólusba összpontosítjuk, akkor a másik elektromágnes pólusain keresztül fog a mágneses kör bezárulni. Ezek egyike mindig olyan helyzetben van, hogy a rajta áthaladó fluxus hatására a haladás irányával ellentétes irányú fékezőerő keletkezik. Mindemellett a mozgó rész bármelyik helyzetében a két armatúra között számottevő normális irányú vonzóerő létezik. Ennek mértéke kb. egy nagyságrenddel nagyobb, mint a hasznos tangenciális irányú húzóerő. Ez feleslegesen terheli a mozgó rész gépészeti elemeit és alaposan megnöveli a súrlódási erőt.

A hibrid lineáris léptetőmotor legfőbb hátrányait kiküszöbölendő a Kolozsvári Műszaki Egyetem egyik kutatócsoportja (amelynek résztvevői e tanulmány szerzői is) kifejlesztett egy moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotort. A több nemzetközi konferencián (Szabó 1999 és 2000) is bemutatott motorkonstrukció egyértelmű elismerést váltott ki.

3. A moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotor

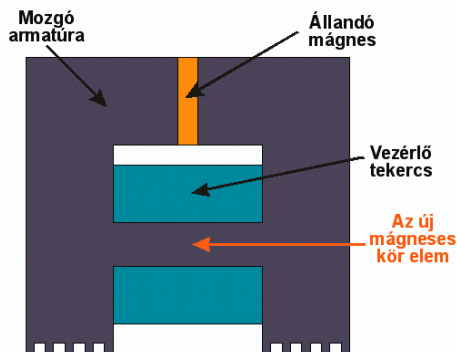
A moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotor fő alkotóeleme egy mozgó armatúramodul, amit tetszőleges számban építhetünk egybe. A motor álló része azonos a klasszikus hibrid lineáris léptetőmotoréval.

A 3.1. ábrán látható mozgó rész modul egyszerű felépítésű: a két finom fogazású pólus közrefogja az állandó mágnest, amely gerjeszti a modulon és az alatta levő álló részen átfolyó mágneses fluxust.



3.1. ábra

A mozgó armatúramodul

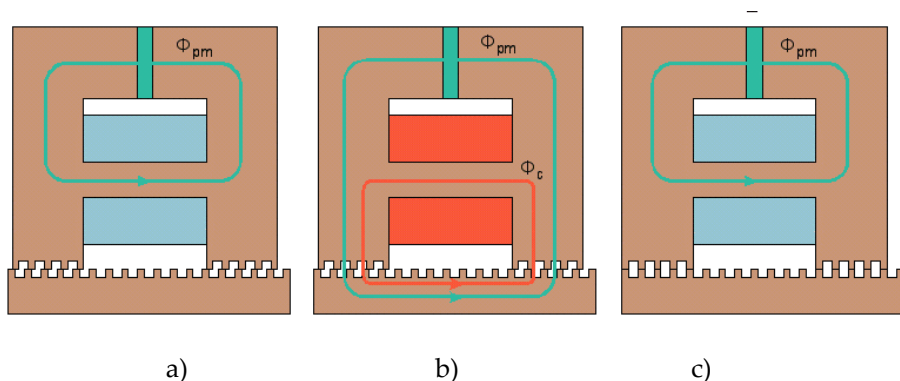


3.2. ábra

A mozgó armatúramodul metszete

Az új típusú szerkezet kulcsa az állandó mágnes alá, vele párhuzamosan beépített mágneses körű ágban rejlik (lásd a 3.2. ábrát). Erre helyezik el a modul vezérlőtekercsét.

Ezt a mágneses körű elemet úgy kell méretezni, hogy amennyiben a modul nem aktív (a vezérlőtekercs nincs táplálva), az állandó mágnes gerjesztette fluxus teljes mértékben ezen haladjon át és záródjon be és ne haladjon át a légrézen (lásd a 3.3.a ábrát).



a)

b)

c)

3.3. ábra

A moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotor működésének alapelve

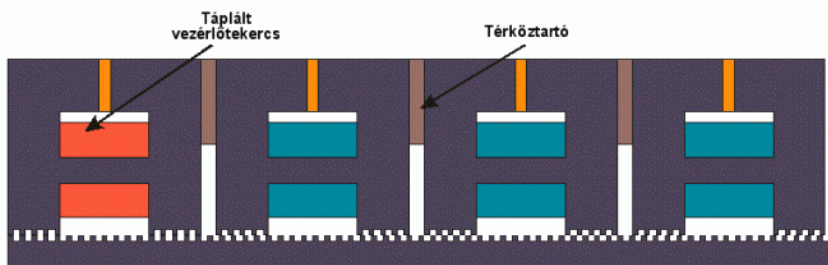
Ekkor természetszerűleg nem keletkezik se vonzó (normális irányú), se tangenciális (húzó) erő. Amennyiben tápláljuk a vezérlőtekerccset (3.3.b ábra), az állandó mágnes gerjesztette fluxust gyakorlatilag „kényszerítjük”, hogy a két pólus alatti légrésen át záródjon. Csak ekkor keletkezik a hasznos húzóerő, valamint a lineáris motoroknál sajnos elkerülhetetlenül fellépő vonzóerő. A minimális mágneses energia elvének alapján a mozgó rész abba a helyzetbe fog beállni, amelyben a modul két pólusának fogazata szemtől szembe kerül az álló rész fogazatával (3.3.c ábra), mivel ekkor lesz a legalacsonyabb a légrésben felhalmozott mágneses energia.

Mindig azt a modult kell aktiválni, amelynek fogait az álló rész fogjaival szeretnénk szembeállítani. Ekkor a vezérlőtekerccsen átfolyó áram által generált mágneses fluxus a mágnes fluxusát erősíti, és a légrésen átirányítja, átkényszeríti. Ekképp nagy húzóerő érhető el.

Mint láthattuk, ennél a motorkonstrukciónál jól elkülöníthető az aktív és a passzív állapotú modul, ami nagymértékben segíti a motor vezérlési stratégiájának kidolgozását és megnöveli hatásfokát. Mivel mindig csak egy modul aktív a motorban, nem keletkezik a hatékonyságot lerontó fékezőerő, valamint csak egyetlen modul esetében lép fel vonzóerő az álló és mozgó rész között (Szabó 2000).

A bemutatott modulból tetszőleges húzóerejű és lépésszámú motor szerelhető össze. A modulok száma a teljes rendszer húzóerejét, míg a modulok egymástól való távolsága a motor lépéshosszát határozza meg.

A motor egy lehetséges négymodulú változata a 3.4. ábrán látható. Az első modul vezérlőtekerce táplálása nyomán jutott a motor az ábrán látható helyzetbe.

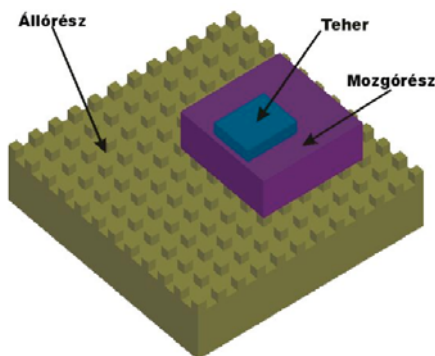


3.4. ábra

A moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotor
egyik lehetséges változata

4. A moduláris felépítésű síkmozgású motor

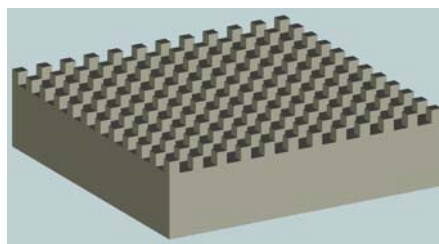
A moduláris felépítésű síkmozgású motor szerkezeti alapelemei hasonlóak a fentebb említett moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotoréhoz. Ez a motor is két fő részből, az álló és a mozgó armatúrából áll (lásd a 4.1. ábrát).



4.1. ábra

A moduláris felépítésű síkmozgású motor

A motor álló része kellő vastagságú, hidegen hengerelt acéltömbből készül. A hornyokat hossz- és keresztirányú sáncok bemarásával alakítják ki (lásd a 4.1. ábrát). A keletkezett fogak téglatest, illetőleg sajátos esetben kocka alakúak. A keletkezett hornyokat ki kell tölteni (például epoxigyantával), majd a teljes felületet minél simábbra megmunkálni.



4.2. ábra

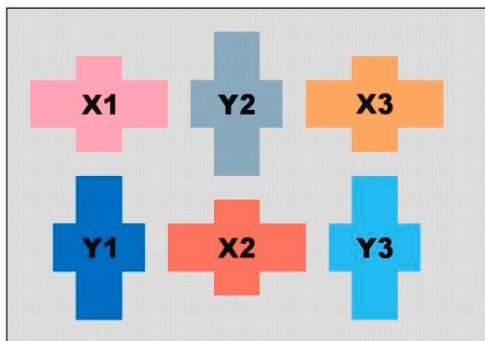
A síkmozgású motor álló része

Az álló rész méreteinek (hosszának és vastagságának) csak előállítási határai vannak. A motor alkalmazási területe szabja meg általában az álló rész szükséges méreteit.

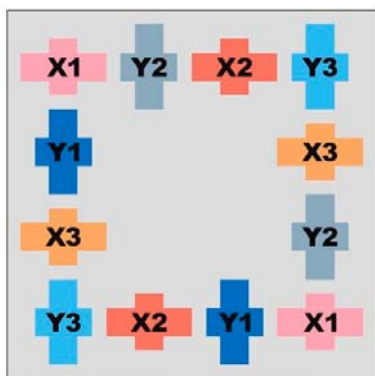
A motor aktív része a mozgó armatúra, amely az előzőekben ismertetett modulokból áll. A motor mozgó részébe beépítendő modulok fele valószínűleg az x irányú elmozdulást, míg a többi az erre merőleges, y irányú mozgást biztosítja. A modulokat olyan módon kell elrendezni, hogy a mozgó rész, amely összeszerelése után egyetlen szerkezeti egységet alkot majd, minél tömörebb legyen. A mozgó rész egészének tervezése is a motor felhasználásának függvényében történik. A moduláris felépítésű síkmozgású motor egyik legjellemzőbb felhasználása esetében a mozgató munkadarabokat közvetlenül a mozgó részre helyezik.

A fentebb ismertetett modulokból számtalan szerkezetet lehet megépíteni. A beszerelt modulok száma függ a motor fázisszámától, valamint a megvalósítandó lépéshossztól (pontosságtól). A modulok számát, illetve az egymástól való viszonylagos helyzetüket változtatva, a legkülönbözőbb karakterisztikájú síkmotort építhetjük meg.

Az elkövetkezőkben az ismertetett modulokból felépíthető néhány lehetséges mozgórészszerkezetet mutatunk be. Csak a háromfázisú változatokat mutatjuk be, mert ezeknek nagy előnyük, hogy könnyen táplálhatók az igen elterjedt háromfázisú statikus frekvenciaváltókról.



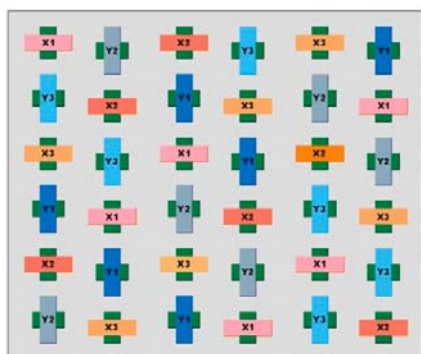
4.3. ábra
6 modul tartalmazó mozgó rész



4.4. ábra
12 modul tartalmazó mozgó rész

A legegyszerűbb felépítésű háromfázisú mozgó rész csak 6 modul tartalmaz (3–3-at mindkét elmozdulási iránynak). Ennek fő hátránya, hogy a modulok nem helyezkednek el szimmetrikusan, ami miatt forgatónyomatok keletkezhet, ami letérítheti a motort az ideális pályáról. Ennél jobb megoldásnak tűnik a 4.4. ábrán látható, 12 modul tartalmazó mozgó armatúra. Ennél már kisebb az elfordulás veszélye, mivel a modulok kiegyensúlyozottabban vannak elhelyezve.

Teljesen szimmetrikus elrendezést 36 modul egybeépítésével érhetünk el. Ezt a szerkezeti egységet a 4.5. ábrán láthatjuk.



4.5. ábra
36 modul tartalmazó mozgó rész

Teljes szimmetriája ellenére hátránya is van: mivel nagyon sok modult tartalmaz (minden irányhoz és fázishoz 6–6 modul tartozik), csak akkor érdemes megépíteni, ha számottevő húzóerő szükségeseltetik.

Mint láthattuk, a moduláris felépítésű síkmozgású motor gyakorlatilag két egybeépített moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotorból áll. Mindkét motorrész egymástól függetlenül működik, emiatt külön vezérlést igényel. Természetesen a két irányban való elmozdulást megfelelően össze kell hangolni. Ez az intelligens vezérlőegység feladata.

A mozgó résznek az álló rész felett kell majd lebegnie befűjt sűrített levegővel megvalósított légpárnán. Ezáltal biztosítjuk a szükséges igen kicsiny és állandó légrést, a gyakorlatilag súrlódásmentes mozgást és ellensúlyozzuk a két armatúra között fellépő számottevő vonzási erőt.

Az ismertetett moduláris felépítésű síkmozgású motornak számos előnye van. Rendelkezik a hibrid lineáris motor számtalan hasznosságával, valamint az ezt feljavító moduláris lineáris motor előnyeivel. Ugyanakkor meg kell említenünk, hogy igen tömör felépítése van, mivel a mozgó rész egyetlen szerkezeti egységet alkot. A terhet közvetlenül a mozgó armatúrára is helyezhetjük. Mindez azt jelenti, hogy semmilyen pontatlanságot és veszteséget okozó áttételt nem tartalmaz a szerkezeti egysége.

5. A moduláris felépítésű síkmozgású motor tervezési algoritmusa

Mivel a moduláris síkmozgású motor szerkezete eltér a klasszikus villamos gépek felépítésétől, e motor tervezésekor nem lehet a klasszikus villamos gépek tervezésénél használt (egyébként kipróbált és jól bevált) módszereket alkalmazni. Továbbá a tervezés során feltétlenül figyelembe kell venni az adott motor néhány sajátosságát, mint például a ferromágneses anyagok nem lineáris jellegét, a munkapont változását az állandó mágnes karakterisztikáján, valamint az ekvivalens légrés módosulását a mozgó armatúra helyzetének függvényében.

Mindezek miatt a moduláris síkmozgású motor tervezésére egy sajátos, modern tervezési algoritmust dolgoztunk ki, amely a motor ekvivalens mágneses áramkörén alapuló analitikus modelljére épül. A tervezési módszer kifejlesztésekor a fő hangsúlyt az elektromágneses számításokra helyeztük.

A moduláris síkmozgású motor tervezése természetesen követi valamennyi villamos gép tervezésének fő lépéseit:

1. a kezdeti tervezési adatok megadása,

2. a tulajdonképpeni méretezés és a felhasználandó anyagok kiválasztása,
3. a tervezés ellenőrzése (ami után véglegesítik a motor méreteit és paramétereinek értékét).

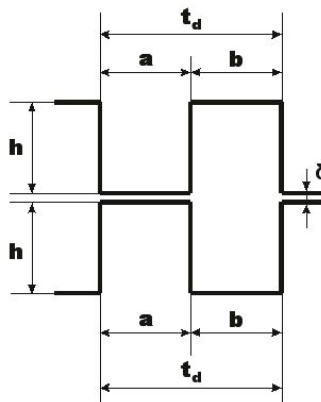
5.1. A kezdeti tervezési adatok megadása

A tervezés első fázisában meg kell határozni a bemenő (kezdeti) tervezési adatokat:

- az egy iránynak megfelelő beépítendő modulok számát (N),
- a motor húzóerejének csúcstértékét ($F_{t_{\max}}$),
- a lépéshosszúságot (x_i),
- valamint az álló rész szélességét és hosszát (w_s , illetve l_s).

5.2. A fogazott légrés méreteinek meghatározása

A tervezés második része a legfontosabb, mivel ekkor számítjuk ki a motor alkotóelemeinek méretét. A moduláris síkmozgású motor tervezésekor először meg kell határozni a két armatúra közötti légrést, a fogak és a hornyok méretét, valamint formáját. A motor helyes működése érdekében ez utóbbiaknak meg kell egyeznie a két armatúrán.



5.1. ábra
A fogazott légrés struktúrája

A légrést a mozgó armatúrát továbbító gépészeti rendszer sajátosságait figyelembe véve kell meghatározni. Lehetőleg annyira kicsinek kell választani, amennyire a motor előállítási technológiája (a megmunkálás pontossága és a felületek simaságának biztosítása) megengedi. Minél kisebb a légrés és minél nagyobb a lépéshosszúság és a légrés közötti arány, annál nagyobb lesz a motor által kifejtett húzóerő és vonzóerő. Mindezt figyelembe véve, ajánlatos a légrést a következő értékek között megválasztani:

$$0,05\text{ mm} \leq \delta \leq 0,1\text{ mm} . \quad (5.1)$$

Az x_i lépéshosszúságból számítjuk ki a fogak és a hornyok méreteit (lásd az 5.1. ábrát). Ismert az alábbi összefüggés a horonylépés (t_d), a motor fázisainak száma (ami megegyezik az egy iránynak megfelelő beépített modulok számával, N -nel) és a lépéshosszúság között:

$$t_d = N x_i \quad (5.2)$$

A fog szélességét (a) úgy kell meghatározni, hogy teljesítse a következő feltételeket:

$$0,32t_d \leq a \leq 0,5t_d \quad (5.3)$$

$$8 \leq \frac{a}{\delta} \leq 15 \quad (5.4)$$

Mint már említettük, a légrés mérete, valamint a fogak és hornyok mérete és alakja nagymértékben befolyásolja a kifejtett tangenciális és normális erőt. Ezek optimalizálásával megnövelhetjük a tervezett motor hatékonyságát. Egy hasonló felépítésű motor esetében elvégeztük már ezt az optimalizálást (Szabó 1998). Az ott kapott eredményeket ebben az esetben is felhasználhatjuk. Ennek megfelelően a következő arányt írtuk elő:

$$\frac{a}{t_d} = \frac{a}{a+b} = 0,42 , \quad (5.5)$$

ahol b a horony szélessége.

A fog szélességét ekkor az alábbi összefüggésből számíthatjuk ki:

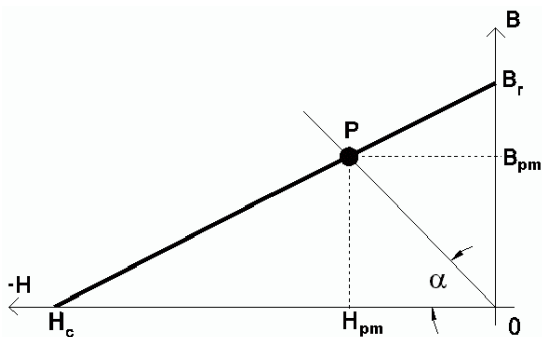
$$b = t_d - a \quad (5.6)$$

A horony mélységét (h) az alábbi határok között kell megválasztani:

$$0,32t_d \leq h \leq 0,5t_d \quad (5.7)$$

5.3. A felhasználandó ferromágneses anyagok kiválasztása

A következőkben ki kell választani az adott követelményeknek legjobban megfelelő anyagokat. Nagyon fontos az állandó mágnes kiválasztása, mivel ez az egész motor legdrágább és legérzékenyebb alkotóeleme. Az állandó mágnest úgy kell megválasztani, hogy minél jobb mágneses tulajdonságokkal rendelkezzen, a lehető legkisebb legyen a hőállandója, és mechanikailag ellenálló legyen. Az állandó mágnes kiválasztásakor és méretezésekor különösen nagy figyelmet kell szentelni a mágnes melegeedésének pontos számítására, mivel mágneses tulajdonságai már relatív alacsony hőfokon drasztikusan csökkenhetnek. Az állandó mágnes méreteinek optimalizált számításával kettős kedvező hatás érhető el: egyrészt a motor előállítási költsége alaposan lefaragható, másrészt csökkenthető a mozgó rész tömege, ami hozzájárul a hajtás dinamikájának növeléséhez. Az elvárt teljesítmény csak valamilyen ritkaföldfém alapú mágnes alkalmazásával érhető el.



5.2. ábra

Az állandó mágnes karakterisztikája

Az 5.2. ábrán látható az állandó mágnes karakterisztikája. Ezen a (B_{pm}, H_{pm}) koordinátájú munkapontot úgy kell beállítani, hogy a mágnes által gerjesztett mágneses fluxus biztosítani tudja a motor különböző részeire előírt mágneses indukciót. Ideális esetben a munkapontot úgy kell megválasztani, hogy B_{pm} és H_{pm} szorzata maximális legyen. Azonban ebben az esetben az indukció értéke túl alacsony lesz, ami kedvezőtlen ennél a motornál. Emiatt az állandó mágnes indukcióját itt úgy választottuk meg,

hogy ennek értéke minél magasabb legyen, hogy minél jobban megközelítse az állandó mágnes remanens indukcióját:

$$B_{pm} = 0,9B_r \quad (5.8)$$

Ezáltal a mágneseskör többi részében is magas indukciót tudunk biztosítani.

Az Sm-Co, Nd-Fe-B alapú mágneseknek, melyeknek a mágneses karakterisztikájuk majdnem lineáris, a B_{pm} értéke a következő egyenes függvényének felel meg:

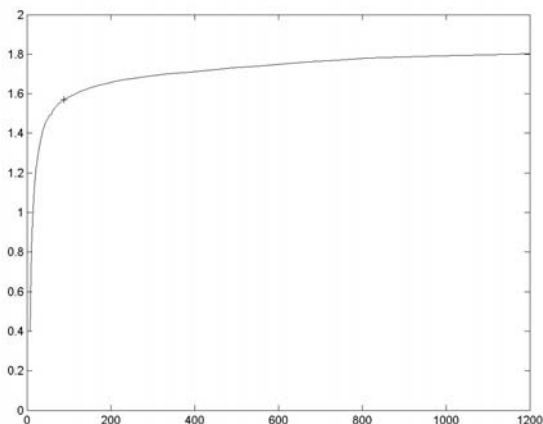
$$B_{pm} = B_r \left(1 - \frac{H_{pm}}{H_c} \right). \quad (5.9)$$

Ebből az egyenletből számítjuk ki a H_{pm} értékét:

$$H_{pm} = H_c \left(1 - \frac{B_{pm}}{B_r} \right). \quad (5.10)$$

Az 5.2. ábrán a PO egyenes által bezárt szög (α) tangense adja meg az állandó mágnes reluktivitását:

$$\nu_{pm} = \frac{H_{pm}}{B_{pm}} = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}. \quad (5.11)$$



5.3. ábra
A mozgó armatúra anyagának
mágnesezési görbéje

A következőkben kiválasztjuk azokat a ferromágneses anyagokat, amelyeket a két armatúra gyártására használunk.

Ezeknek az anyagoknak mágneses szempontból minél jobb minőségűnek kell lenniük. Minél jobb minőségű anyagokat használunk, az armatúra méretei annál kisebbek lesznek.

A moduláris felépítésű síkmozgású motor mozgó armatúráját szilíciummal ötvöztött, hidegen hengerelt vaslemezről (transzformátorlemezről) készíthetjük. Ismerve az anyag mágnesezési görbét (lásd az 5.3. ábrát), úgy választjuk meg a B_t [T] és H_t [A/m] koordinátájú munkapontot, hogy elkerüljük a pólusok fogainak telítettségét. Emiatt a munkapontot a mágnesezési görbe könyöke környékén választjuk meg.

A motor álló részét legcélszerűbb lágy acélból készíteni. A munkapontot, amelyet itt a B_s [T], valamint a H_s [A/m] határoz meg, a fennebb ismertetett módon írjuk elő.

A felhasználandó anyagok kiválasztása után a motor különböző részeinek méretezése következik. Ezek kiszámításakor az aktív modullal dolgozunk, és a motort a lehető legkedvezőtlenebb helyzetében tekintjük (amikor a vezérlőáramot átkapcsoljuk egyik mozgó részi modulról egy másikra).

5.4. Az állandó mágnes méretezése

A mozgó armatúra méretezését az állandó mágnes három méretének meghatározásával kezdjük. Először a mágnes minimális aktív felületét ($S_{pm_{min}}$) kell meghatároznunk. Ez akkora kell legyen, hogy a motor ki tudja fejteni a számára előírt maximális tangenciális erőt.

Tudva azt, hogy az aktív modulban mindkét pólus hozzájárul a tangenciális erő kifejtéséhez, a teljes tangenciális erőt a következő összefüggés adja (Viorel 1998):

$$F_t = 2K_{F_t} \frac{\Phi^2 \sin \alpha}{(1 + m \cos \alpha)^2}, \quad (5.12)$$

ahol m a motor együtthatója:

$$m = \frac{\lambda[1 + \lambda(2Z - 1)]}{2(2Z + \lambda - 1)}, \quad (5.13)$$

valamint K_{F_t} a tangenciális erő együtthatója:

$$K_{F_t} = \frac{2\pi}{t_d} \frac{Z \delta' m}{\mu_0 S_p (2Z + \lambda - 1)}. \quad (5.14)$$

Az (5.21) egyenletben μ_0 a vákuum mágneses permeabilitása ($\mu_0=4\pi\cdot 10^{-7}$ H/m), Z a pólusok fogainak száma, S_p pedig a pólusok keresztmetszetének területe. A λ együtthatót és a helyettesítő légrést (δ') az alábbi összefüggések segítségével számíthatjuk ki (Viorel 1998):

$$\lambda = \frac{5}{\pi} \beta k_c \sin\left(\frac{\gamma}{\beta} \frac{\delta}{t_d} \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.15)$$

ahol:

$$\gamma = \frac{3,2}{\pi} \left[\frac{b}{2\delta} \arctg\left(\frac{b}{2\delta}\right) - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\delta}\right)^2} \right] \quad (5.16)$$

$$f = \frac{b}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\delta}\right)^2} \quad (5.17)$$

$$\beta = \frac{(1-f)^2}{2(1+f^2)}. \quad (5.18)$$

A Carter-tényezőt a következőképpen számíthatjuk ki:

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma\delta}, \quad (5.19)$$

aminek a segítségével megkapjuk a pólusok alatti helyettesítő légrés egyenletét:

$$\delta' = k_c^2 \delta. \quad (5.20)$$

Az (5.12) egyenletből ($\alpha=-90^\circ$ -kal számolva) megkaphatjuk a tangenciális erő csúcscértékét:

$$F_{t_{\max}} = \frac{2\pi}{t_d} \frac{Z\delta' m}{\mu_0 S_p (2Z + \lambda - 1)} \Phi^2. \quad (5.21)$$

Tudjuk, hogy az állandó mágnes által gerjesztett mágneses fluxus megegyezik a pólusokon áthaladó mágneses fluxussal. Ekkor az alábbi összefüggést írhatjuk fel:

$$\Phi = \Phi_{pm} = B_t S_p = B_{pm} S_{pm}, \quad (5.22)$$

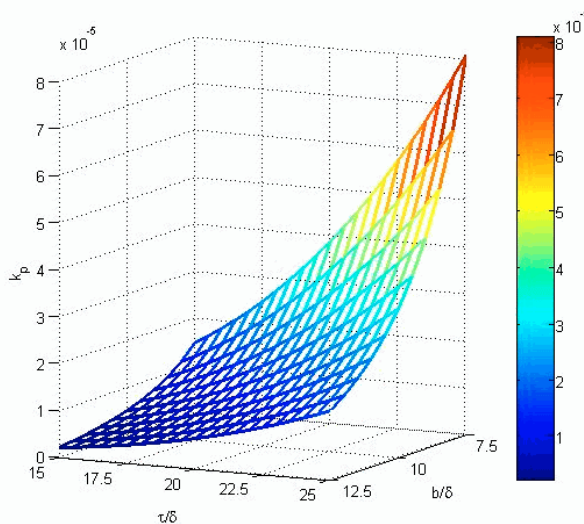
ahol S_{pm} az állandó mágnes keresztmetszetének területe.

Amint már említettük, az aktív modul állandó mágnesese által gerjesztett teljes fluxus az elérhető legnagyobb tangenciális erőt kell hogy kifejtse. Az utolsó két egyenletből meghatározhatjuk az állandó mágnes méretezésére

szükséges összefüggést. Az állandó mágnes minimális aktív felületének a következőnek kell lennie:

$$S_{pm_{\min}} = k_{sig} \frac{t_d}{2\pi} \frac{\mu_0 (2Z + \lambda - 1)}{Z\delta' m} \frac{F_{t_{\max}}}{B_t B_{mp}} = k_{sig} k_p \frac{F_{t_{\max}}}{B_t B_{mp}}, \quad (5.23)$$

ahol k_{sig} egy biztonsági (túlméretezési) állandó, melynek értéke 1,1 és 1,2 között van. A k_p méretezési állandó a fogak és hornyok méreteitől és a légrés nagyságától függ. Ezeket a tervezésnek ebben a fázisában még nem ismerjük. Emiatt k_p állandó értékének meghatározására az 5.4. ábrán látható térbeli diagramot használhatjuk. Az ábrán a k_p tervezési állandó változását láthatjuk a horonylépés és a légrés arányának függvényében. Paraméterként a fogszélesség és a légrés arányát használtuk.



5.4. ábra

A k_p tervezési állandó értékének meghatározására szolgáló térbeli diagram

A tervezésnek ebben a fázisában az állandó mágnes szélességét (l_{pm}) tetszőlegesen állapíthatjuk meg. Pontos méretét az állandó mágnes méreteinek optimalizálásakor fogjuk meghatározni.

Az állandó mágnes magasságát a mágnes minimális aktív felületéből számítjuk ki:

$$h_{pm} = \frac{S_{pm_{\min}}}{l_{pm}}. \quad (5.24)$$

A következő lépésben az állandó mágnes hosszúságát (x_{pm}) számítjuk ki. Ennek elérésére behelyettesítjük az állandó mágnes indukciójának alábbi egyenletébe:

$$B_{pm} = \frac{\theta_{pm}}{S_{pm}} \frac{S_p (2Z + l - 1)}{2\nu_0 Z \delta'} \quad (5.25)$$

az állandó mágnes gerjesztésének (mágneses feszültségének) értékét:

$$\theta_{pm} = H_{pm} l_{pm} = H_c \left(1 - \frac{B_{mp}}{B_r} \right) l_{pm}. \quad (5.26)$$

A következő összefüggést kapjuk:

$$x_{pm} = \frac{B_{pm} S_{pm} B_r}{H_c (B_r - B_{pm})} \frac{2\nu_0 Z \delta'}{S_p (2Z + \lambda - 1)}. \quad (5.27)$$

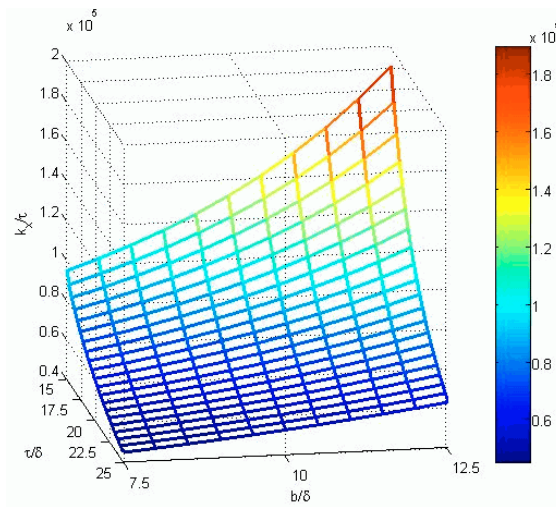
Mivel még nem számítottuk ki a pólus felületét (S_p), csak az (5.22) egyenletből becsült értékkel számolhatunk:

$$S_p = \frac{B_{pm} S_{pm}}{B_t}. \quad (5.28)$$

Az (5.27) és (5.28) egyenletből megkaphatjuk az állandó mágnes hosszúságát:

$$x_{pm} = \frac{B_t B_r}{H_c (B_r - B_{pm})} \frac{2\nu_0 Z \delta'}{S_p (2Z + \lambda - 1)} = k_x \frac{B_t B_r}{H_c (B_r - B_{pm})}. \quad (5.29)$$

A k_x méretezési állandó (akárcsak a k_p) a fogak és a hornyok méreteitől, valamint a légrés nagyságától függ. Ennek meghatározására az 5.5. ábrán látható térbeli diagramot használhatjuk. Az ábrán a k_x tervezési állandó és a légrés mérete arányának változását láthatjuk a horonylépés és a légrés arányának függvényében. Paraméterként ebben az esetben is a fog-szélesség és a légrés arányát használtuk.



5.5. ábra

A k_x tervezési állandó értékének meghatározására szolgáló térbeli diagram

5.5. A mozgó rész mágneses körének méretezése

A mágneses kör további alkotóelemeit úgy kell méretezni, hogy az állandó mágnes gerjesztette fluxus ne hozzon létre olyan indukciókat, amelyek meghaladnák a motor különböző részeire előírt értékeket.

A pólusok hosszúságának méretezésekor feltételezzük, hogy ezeken az állandó mágnes gerjesztette fluxus folyik át. Ekkor a pólus hosszúságának kezdeti, becsült értékét az alábbi összefüggéssel számolhatjuk ki:

$$l'_p = \frac{\Phi_{pm}}{B_t l_{pm}}. \quad (5.30)$$

Azonban a pólus hosszúsága függ a fogak és hornyok méreteitől is:

$$l_p = Za + (Z - 1)b. \quad (5.31)$$

A pólus hosszúságának becsült értékéből kiszámítható a pólus fogainak kezdeti (becsült) száma (Z'):

$$Z' = \frac{l'_p}{t_d}. \quad (5.32)$$

Mivel a fogak száma csak egész szám lehet, a kapott értéket az első ennél nagyobb egész számra kerekítjük ($Z' \rightarrow Z$). A póluson levő fogak számának pontos ismeretében az (5.31) összefüggés segítségével meghatározzuk a pólus valós hosszúságát.

A mozgó rész járma keresztmetszetének felülete ($S_j = h_j l_{pm}$) azonos kell hogy legyen a pólus keresztmetszetének felületével ($S_p = l_p l_{pm}$), mivel mindkét részen azonos mágneses fluxus halad át. Innen adódik az alábbi összefüggés:

$$h_j = l_p. \quad (5.33)$$

A pólus magassága és a járom hosszúsága a vezérlőtekerces méreteitől függ. Emiatt számításukkal csak a tekercs pontos méretezése után foglalkozunk.

5.6. A vezérlőtekerces számítása

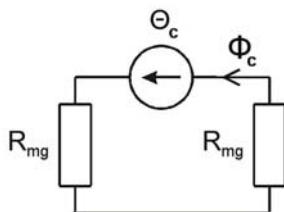
A vezérlőtekerces gerjesztésének számítását egy egyszerű megfontolás alapján végezzük el: akkora mágneses fluxust kell gerjesztenie, hogy amikor a vezérlési áramot átkapcsoljuk az egyik tekercsről a másikra, az állandó mágnes gerjesztette fluxust a légrésbe kényszerítse.

A vezérlési áram kommutációja a mozgó rész egy jól meghatározott helyzetében (x_{komm}) történik. Ez függ a horonylépéstől, valamint a fázisok (a mozgó részi modulok) számától:

$$x_{komm} = \frac{t_d}{N}. \quad (5.34)$$

Mint a fentebbi összefüggésből is kitűnik, minél több modul van a mozgó részen összekapcsolva, a vezérlőtekerceseknek annál kisebb gerjesztésre van szükségük.

A vezérlőtekerces gerjesztésének kiszámítása a moduláris síkmozgású motor 5.6. ábrán látható egyszerűsített helyettesítő mágneses áramköri modelljére épül.



5.6. ábra
Egyszerűsített helyettesítő
mágneses áramkör

A mágneses áramkörben ekkor csak a vezérlőtekerces gerjesztése (θ_c), valamint a pólusok alatti légrés mágneses ellenállásai (R_{mg}) szerepelnek. Ez utóbbiak nagysága számottevően meghaladja a mágneses kör többi részének itt elhanyagolt mágneses ellenállását, így az egyszerűsítés nem okoz durva hibát a számításokban.

Ha alkalmazzuk a mágneses körre felírt Ohm-törvényt az egyszerűsített helyettesítő mágneses áramkörre, akkor az alábbi összefüggést kapjuk:

$$\theta_c = 2\Phi_c R_{mg} = 2\Phi_{pm} R_{pm}. \quad (5.35)$$

A motor pólusa alatti ekvivalens légrésnek a mágneses ellenállását az alábbi összefüggés segítségével számolhatjuk ki (Viorel 1998):

$$R_{mg} = \frac{2\nu_0 Z \delta'}{S_p (2Z + \lambda - 1)}, \quad (5.36)$$

ahol $\nu_0 = 1/\mu_0 = 1/4\pi \cdot 10^{-7}$ m/H. Ennek értéke függ a légrés méretétől, valamint a mozgó rész viszonylagos helyzetétől.

A vezérlőtekerces gerjesztése:

$$\theta_c = wI, \quad (5.37)$$

ahol w a tekeres menetszáma és I az ezen keresztülhaladó vezérlőáram csúcsértéke.

A gerjesztés egyenletét megkapjuk az (5.35) és (5.36) összefüggésből:

$$\theta_c = \Phi_{pm} \frac{4\nu_0 Z \delta'}{S_p (2Z + \lambda - 1)}. \quad (5.38)$$

Miután kiszámítottuk a vezérlőtekerces gerjesztését, meg kell határoznunk az ezt létrehozó két alkotóelemét (w és I). Ezt úgy kell megszabnunk, hogy a menetszám ne legyen se túl nagy (mert akkor sokat nőne a vezérlőtekerces térfogata és az elhasznált réz tömege), se túl kicsi (mert akkor a vezérlőáramok értéke lenne nagy, ami drágább vezérlőáramköröket feltételezne). Kezdetben a két alkotóelem arányát (w/I) 300 és 500 között határozzuk meg.

A menetszám kezdeti értékét a következőképpen számíthatjuk ki:

$$w' = \sqrt{\frac{w}{I}} \theta_c. \quad (5.39)$$

A pozitív megoldást választjuk ki, és ezt a legközelebbi egész számra kerekítjük (w). Ugyanakkor a gerjesztésből kiszámíthatjuk a szükséges vezérlési áramot (I) is.

A vezérlési áram csúcserőssége és a J áramsűrűség (melynek értékét $2,5 \div 4 \text{ A/mm}^2$ közt kell vennünk) meghatározzák a tekercselési huzal szükséges keresztmetszetét, amelynek függvényében választhatjuk ki, hogy milyen szabványosított átmérőjű (d) zománcszigetelésű rézhuzalt használjunk a vezérlőtekercs elkészítéséhez.

A vezérlőtekercs külső méreteinek megválasztásakor figyelembe kell venni a következőket:

- A tekercs hosszának (l_{tek}) biztosítani kell a két pólus közti szükséges távolságot, azaz a horonyhossz egész számú többszörösének kell lennie:

$$l_{\text{tek}} = k t_d, \quad k \in \mathbf{N}; \quad k \geq 2; \quad (5.40)$$

- a vezérlőtekercs magassága (h_{tek}) és hosszúsága közti arány legyen minél kisebb, hogy a tekercsnek kicsi legyen a szórási induktivitása;
- a vezérlőtekercs magassága és hosszúsága közti arányt úgy kell megválasztanunk, hogy a tekercs térfogata és a felhasznált rézhuzal tömege minél kisebb legyen.

Ezeknek a feltételeknek a betartásához az $l_{\text{tek}}/h_{\text{tek}}$ arány értéke 1,5 és 4 között kell hogy legyen. A pontos arányt optimalizálás segítségével véglegesíthetjük.

A vezérlőtekercsek méretezése követi egy transzformátor tekercseinek klasszikus méretezési lépéseit. Először kiszámítjuk a tekercs felületét:

$$S_{\text{tek}} = k_u N \frac{\pi d^2}{4}, \quad (5.41)$$

ahol k_u a tekercs kitöltési tényezője, amelynek 1,6 és 1,9 között kell lennie.

A tekercs hosszúságának számítására az alábbi összefüggést használjuk:

$$l_{\text{tek}} = \sqrt{k_{\text{tek}} S_{\text{tek}}}. \quad (5.42)$$

A kapott értéket úgy kell kerekítenünk, hogy tartsa be az (5.40) feltételt.

Ha már ismerjük a vezérlőtekercs hosszúságát, kiszámíthatjuk a menetek számát egy réteg tekercselésben:

$$N_{\text{menet,réteg}} = \frac{l_{\text{tek}} - 2g_{\text{ház}}}{1,05 \cdot d}, \quad (5.43)$$

ahol g_{haz} a tekercsház falának vastagsága. A tekercselési huzal átmérőjét 5 százalékkal nagyobbra kell vennünk, hogy fedezzük a tekercselési pontatlanságból eredő hibát. A kapott értéket fel kell kerekítenünk a legközelebbi egész számra.

A továbbiakban ki kell számítani a szükséges rétegek számát:

$$n_{réteg} = \frac{w}{N_{menet_{réteg}}} \cdot \quad (5.44)$$

Az itt kapott értéket is fel kell kerekítenünk a legközelebbi egész számra, aminek segítségével kiszámíthatjuk a tekercs vastagságát is:

$$h_{tek} = n_{réteg} (d + 2g_{haz}) + 2g_{szig} + d_{\sigma}, \quad (5.45)$$

ahol g_{szig} a tekercs rétegei közötti szigetelés vastagsága és d_{σ} egy kiigazítási érték, mely figyelembe veszi a tekercselés pontatlanságait. Ennek az értékét a következőképpen számíthatjuk ki:

$$d_{\sigma} = (0,2 \div 0,3) n_{réteg} d. \quad (5.46)$$

Miután mindezt kiszámítottuk, nem marad más hátra, mint meghatározni a vezérlőtekercs ellenállását. Ehhez ki kell számítani a felhasznált tekercselési huzal hosszúságát:

$$l_{huzal} = \sum_{i=0}^{n_{réteg}-1} [2(l_{pm} + h_j) + 4g_{szig_{haz}} + i(d + g_{szig})]. \quad (5.47)$$

Ismerve a huzal egységnyi ellenállását (R_0), most már könnyen kiszámíthatjuk a vezérlőtekercs ellenállását:

$$R_{tek} = l_{tek} R_0. \quad (5.48)$$

5.7. A mozgó rész többi alkotóelemének méretezése

Az egész tervezési folyamat egyik legkényesebb része a tekercset tartó (és a modul passzív állapotában a mágnes fluxusát elvezető) mágneses köri elem méreteinek helyes meghatározása. Amikor a modul nem aktív, az állandó mágnes gerjesztette fluxus ezen kell áthaladjon (ekkor gyakorlatilag minimalizálni kell a légréven áthaladó fluxust).

Hossza (l_c) természetesen egyenlő kell legyen a járom hosszával:

$$l_c = l_j \quad (5.49)$$

Magasságára (h_c) nagyon nehéz pontos analitikus összefüggést találni, mivel nagyszámú tényezőt kell figyelembe venni. Ebben az esetben célszerű itt is egy optimalizálási eljárást alkalmazni, amelynek eredményeképpen

megkaphatók ennek a mágneses köri elemnek a méretei. Kiindulásképpen az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki a magasság kezdeti értékét a pólus hosszából:

$$h_c = (0,4 \div 0,6) l_p. \quad (5.50)$$

Ennek ismeretében immár meghatározhatjuk a pólusok magasságát:

$$h_p = h_j + 2 h_{tek} + h_c + (3 \div 5) \text{ mm}. \quad (5.51)$$

A pólus magasságát megnöveltük $3 \div 5$ milliméterrel annak elkerülése végett, hogy a tekercs szórási fluxusa ne záródhasson se a jármon, se az álló részen át.

Ezzel a moduláris síkmozgású motor mozgó részét alkotó modulok valamennyi alkotóelemét sikerült méretezni.

5.8. A mozgó részt alkotó modulok közötti távolságok meghatározása

A moduláris síkmozgású motor mozgó részét a fennebb ismertetett módon tervezett modulok alkotják. Mint a 4. fejezetben is láthattuk, ezeket számtalan módon kombinálhatjuk össze a szükséges lépéshossz, illetve az elérendő teljes húzóerő függvényében. Elrendezésükkor csak két megszorítást kell figyelembe vennünk. A legfontosabb az azonos irányú mozgást megvalósító modulok közötti távolságra vonatkozik. E távolságot biztosító térköztartót nagyon pontosan kell méretezni, mivel ettől függ az egész gép helyes működése, precíz haladása mindkét irányban. Ugyanakkor biztosítani kell az elégséges távolságot két szomszédos modul között annak megakadályozása érdekében, hogy a szórt fluxusok bezáródhassanak a szomszédos modul pólusain. Mindezek figyelembevételével a modulok közötti távolságot az alábbi összefüggésből számíthatjuk ki:

$$l_{tk} = k t_d + \frac{2 t_d}{N}, \quad k \in \mathbf{N}, k \geq 2. \quad (5.52)$$

Mint látható, ez a távolság függ az összekapcsolt modulok számától.

A másik megkötés a különböző irányú mozgást megvalósító modulok közötti távolságra vonatkozik. Ezeket ajánlatos egymástól legalább $4 \div 5$ milliméterre elhelyezni, hogy szórt fluxusai ne záródhassanak be másik modul vastestén.

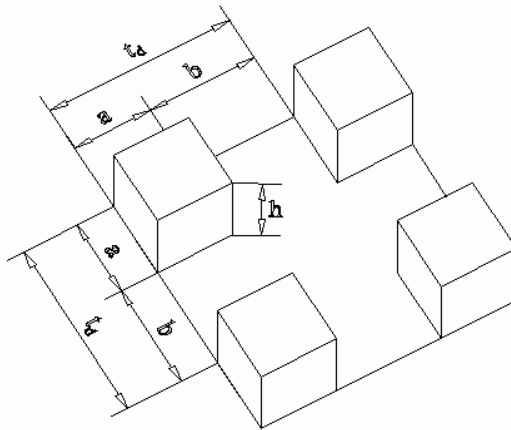
5.9. Az álló rész méretezése

A moduláris síkmozgású motor álló része keresztmetszetének területét a rajta áthaladó mágneses fluxus (az állandó mágnes gerjesztette fluxus) és az álló rész ferromágneses anyagának kiválasztásakor előírt indukció aránya adja:

$$S_s = \frac{\Phi_{pm}}{B_s}, \quad (5.53)$$

amiből könnyen kiszámíthatjuk teljes magasságát:

$$h_s = \frac{S_s}{l_{pm}}. \quad (5.54)$$



5.7. ábra
Az álló armatúra fogazása

Az álló armatúra fogazásának (l. 5.7. ábra) méretei (mind az x , mind az y irányban) azonosak kell hogy legyenek a mozgó részi modulok fogazásának méreteivel.

Az álló armatúra külső méreteit, szélességét és hosszát (w_s , illetve l_s) a kezdeti tervezési adatok megadásakor rögzítettük. Ezeket csak akkor kell igen csekély mértékben módosítani, ha a fogak és hornyok nagysága nem adja ki pontosan a kívánt méretet.

Egy rutinszerű ellenőrzést is el kell végezni (főleg kicsi méretű álló részek esetében). Meg kell vizsgálni, hogy a mozgó armatúra szélessége és hossza kisebb-e, mint az álló rész szélessége, illetve hossza. Ellenkező esetben a mozgó rész nagyobb, mint az álló rész, és természetesen a gép így nem működhet.

A moduláris síkmozgású motor összes mértani méretének meghatározásával a tervezési folyamat végére értünk. A továbbiakban egy konkrét példán keresztül bemutatjuk az ismertetett tervezési módszer alkalmazását.

6. Példa a moduláris felépítésű síkmozgású motor tervezésére

Az előző fejezetben ismertetett tervezési algoritmus segítségével példaként megtervezünk egy moduláris síkmozgású motort. A számítások és optimalizálások elvégzésére több programot írtunk. A MATLAB programozói környezet 6-os verzióját használtuk, mivel úgy véljük, hogy ez a számítási környezet a legalkalmasabb és a legkönnyebben alkalmazható erre a célra, mivel a tervező munkáját nagyszámú függvény segíti és kitűnő grafikai lehetőségeket is kínál (Mathworks 2001).

6.1. A tervezendő motor bemenő adatai

A tervezendő motor bemenő (tervezési) adatai a következők:

- az egy iránynak megfelelő beépítendő modulok száma:

$$N = 3 \quad (6.55)$$

- a motor húzóerejének csúcértéke:

$$F_{t_{\max}} = 300 \text{ N} \quad (6.56)$$

- a lépéshosszúság:

$$x_i = \frac{2}{3} = 0,66 \text{ mm} \quad (6.57)$$

- az álló rész szélessége és hossza

$$w_s = 5 \text{ m} \quad (6.58)$$

$$l_s = 5 \text{ m} \quad (6.59)$$

6.2. A motor szerkezeti felépítésének meghatározása

Mivel a tervezendő moduláris síkmozgású motornak igen nagy erő kifejtése mellett jelentősen pontosnak is kell lennie, feltétlenül szükséges volt, hogy megtöbbszörözzük az azonos relatív helyzetben levő modulok számát. Ezt 6-ban állapítottuk meg. Ez azt jelenti, hogy a 4.5. ábrán látható mozgó armatúrájú motort választottuk.

Ekkor az egy irányú mozgást 6×3 , azaz 18 modul valósítja meg. Tehát a motor mozgó része összesen 36 modulból fog állni.

Mindegyik modulnak

$$F'_{t_{\max}} = \frac{F_{t_{\max}}}{6} = 50 \text{ N} \quad (6.60)$$

maximális tangenciális erő kifejtésére kell majd képesnek lennie. A továbbiakban ezzel az értékkel fogunk a modulok tervezésekor számolni.

6.3. A tervezés menete

A tervezés második részében meghatároztuk a két armatúra közötti légrést, a mozgó rész és álló rész fogainak és hornyainak méretét, valamint formáját. A légrés vastagsága

$$\delta = 0,1 \text{ mm.} \quad (6.61)$$

A horonylépés:

$$t_d = 2 \text{ mm.} \quad (6.62)$$

A téglalap keresztmetszetű fogak szélessége:

$$b = 0,84 \text{ mm.} \quad (6.63)$$

A hornyok szélessége:

$$a = 1,16 \text{ mm,} \quad (6.64)$$

illetve mélysége:

$$h = 1 \text{ mm.} \quad (6.65)$$

A következőkben kiválasztottuk a felhasználandó anyagokat.

A kiválasztott állandó mágnes egy nagyon jó minőségű, Nd-Fe-B alapú mágnes (Magnetic Materials Producers Association 2000), típusa VACODYM-230. Főbb adatai:

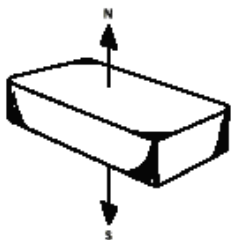
Mágnesezése hosszanti irányú kell hogy legyen (l. a 6.1. ábrát).

A motor álló része lágy acélból készül majd. A mozgó részi modulokat szilíciummal ötvözött, hidegen hengerelt vaslemezről (transzformátorlemezről) kell készíteni. Ennek ajánlott típusa USS Motor. Telítési indukciója 2,2 T. Ezen anyag mágnesezési görbéje a 6.2. ábrán látható.

A ferromágneses anyagok munkapontjait a 6. fejezetben ismertetett módon határoztuk meg.

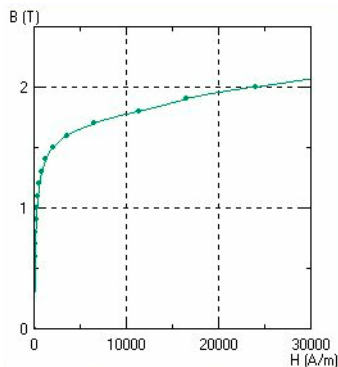
$$B_r = 1,2 \text{ T} \quad (6.66)$$

$$H_c = 820 \text{ KA/m} \quad (6.67)$$



6.1. ábra

Az állandó mágnes
mágnesezési iránya



6.2. ábra

A használt transzformátorlemez
mágnesezési görbéje

A mozgó részi modulok méretezését az állandó mágnes három méretének meghatározásával kezdtük. A kiszámított értékeket oly módon kerekítettük, hogy a katalógusokban szereplő méreteket kapjuk meg. A lehetséges variánsokat sorra próbáltuk egy egyszerű optimalizáló program segítségével, kiválasztva azt, amelyiknél a felhasználandó állandó mágnes térfogata a legkisebb. Az alábbi méreteket kaptuk:

$$h_{pm} = 8,8 \text{ mm} \quad (6.68)$$

$$l_{pm} = 80 \text{ mm} \quad (6.69)$$

$$x_{pm} = 2 \text{ mm} \quad (6.70)$$

Híven nyomon követve az 5. fejezetben leírt tervezési algoritmus valamennyi lépését, kiszámítottuk a mozgó részi modul összes méretét. A tervezésnek ebben a fázisában is alkalmaztunk egy egyszerű optimalizáló

számítást. A vezérlőtekercs hossza (l_{tek}) és magassága (h_{tek}) arányának valamennyi lehetséges értékére kiszámítottuk a felhasznált tekercselési rézhuzal tömegét, valamint a modul vastestének tömegét. Megvizsgáltuk, hogy melyik esetben lesz a két tömeg a legkisebb. Az optimális arány:

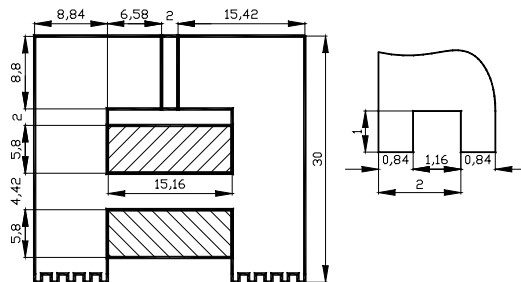
$$\frac{l_{tek}}{h_{tek}} = 2,61. \quad (6.71)$$

A vezérlőtekercset tartó mágneses köri elem végső magasságát:

$$h_c = 4,42 \text{ mm} \quad (6.72)$$

is optimalizálás útján kaptuk meg. Ebben az esetben egy, a végelemek módszerén alapuló elektromágneses mezőszámító programcsomagot, a MagNet 6.1-est használtuk (Infolytica 2001). Különböző h_c magasságokra elvégeztük a motor elektromágneses számítását. A több kiszámított változat közül azt választottuk ki, amelyik a legjobban megfelelt az előírt követelményeknek (amelyiknél túlnyomórészt ezen az áramköri elemen haladt át az állandó mágnes gerjesztette mágneses fluxus).

A megtervezett mozgó részi modul méreteit a 6.3. ábrán láthatjuk. Ugyanezen az ábrán látható kinagyítva a fogak és hornyok mérete is.



6.3. ábra

A megtervezett mozgó részi modul főbb méretei

A modul külső méretei a következők: hosszúsága 32,84 mm, szélessége 100 mm és magassága 30 mm.

A vezérlőtekercs fontosabb adatai a következők:

– menetszám: $w = 400$ (6.73)

– névleges
vezérlőáram: $I = 1 \text{ A}$ (6.74)

A moduláris síkmozgású motor álló része keresztmetszetének területét a rajta áthaladó mágneses fluxus alapján számítottuk ki. Ezen armatúra magasságának az alábbi értéket kaptuk:

$$h_s = 11 \text{ mm.} \quad (6.75)$$

Ezek szerint az álló armatúra külső méretei a következők:

5000×5000×11 milliméter.

A moduláris síkmozgású motor összes mértani méreteinek meghatározásával a tervezési folyamat számítási részének végére értünk. Következik a tervezés utolsó lépése, a számítások ellenőrzése.

6.6. A tervezés ellenőrzése

A tervezés ellenőrzését a jelenlegi egyik legmodernebb és legpontosabb módszerrel végeztük el (Hamayer 1999, Salon 1995, Zombory 1979 és Szabó 2001). A motor mágneses mezejének kiszámítására a MagNet 6-os elektromágneses mezőszámító programcsomagot használtuk. Ez a végelemek módszerén alapuló programcsomag (a kanadai Infolytica Corporation terméke) az egyik legmodernebb a maga nemében és az egész világon elterjedten használatos (Infolytica 2000).

Több konstrukciós variánst számítottunk ki ezzel a programcsomaggal. Változtattuk – többek között – az állandó mágnes alatti mágneses köri elem (amin a vezérlőtekercsek vannak elhelyezve) keresztmetszetét és a vezérlő áram értékét.

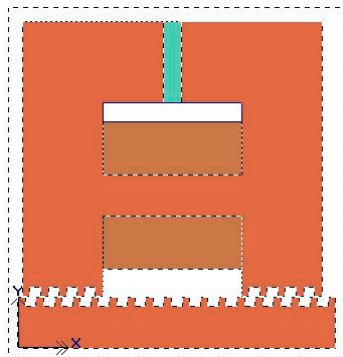
A továbbiakban csak a legjobbnak tartott (és a végsőnek tekintett) változatra vonatkozó eredményeket mutatjuk be.

A mezőszámítás első lépéseként (pre-processing fázis) a megoldandó feladatot kellett a lehető legpontosabban megfogalmazni (Szabó 2001). A reális feladatot a könnyebb megfogalmazás érdekében leegyszerűsítettük, de csak olyan mértékben, hogy az elsődleges fizikai jelenségek ne szenvedjenek csorbát. A mezőszámítást csak egy modulra, illetve az alatta elhelyezkedő álló armatúrarészre végeztük el. Ezzel minőségileg nem egyszerűsítettük le különösképpen az adott feladatot. Az elvégzendő számítások csökkentése érdekében a problémát síkproblémára egyszerűsítettük, feltételezve, hogy a modul keresztirányban végtelen hosszúságú. Ebben az esetben az elektromos áramsűrűség-vektornak és a mágneses vektorpotenciálnak is csak z irányú komponense lesz, míg a mágneses térerősségnek és indukciónak nem lesz z irányú összetevője. A gépet alkotó ferromágneses anyagokat izotropoknak és homogéneknek tekintettük, figyelembe véve

nem lineáris jellegüket is, de elhanyagolva a mágneses hiszterézis jelenségét.

Meghatároztuk, hogy a megtervezett moduláris síkmozgású motorgép forgó részének mely helyzetében szándékozunk elvégezni a mezőszámítást, és ekkor mely tekercsek mekkora árammal vannak táplálva. A mozgó armatúra azon viszonylagos helyzetét vizsgáltuk (0,5 milliméter), amikor a kifejtett tangenciális erő értéke a legnagyobb. Két határesetet tanulmányoztunk: amikor a vezérlőtekercs nem kap áramot (a modul nem aktív), illetve amikor a tekercsen a névleges áram folyik át (aktív modul).

El kellett készíteni a vizsgálandó rész keresztirányú metszetének rajzát. Ehhez magas szintű grafikai támogatást biztosít a program, de talán könnyebb volt elkészíteni a rajzot az AutoCAD speciális rajzolóprogram segítségével. Nagy figyelmet kellett szentelni annak, hogy a zárt tartományokat zárt körvonallal rajzoljuk, mert ellenkező esetben a mezőszámítás alatt a program hibát ad. A kész rajzot DXF grafikai formátumban olvastuk be a mezőszámító programba.



6.5. ábra
A motor tanulmányozandó
keresztmetszete

A következő lépésben meg kellett határozni valamennyi tartományt, a hozzájuk tartozó anyagjellemzőkkel és áramértékekkel együtt. A tanulmányozandó motorrész keresztmetszetének a rajza az anyagjellemzők megadása után a 6.5. ábrán látható módon jelent meg a képernyőn. A különböző anyagoknak (állandó mágnes, vastest, tekercs) más-más szín felel meg. A levegőnek megfelelő tartományokat a program fehéren hagyta.

A továbbiakban előírtuk a peremfeltételeket. Az egyetlen peremfeltételt ebben az esetben egy, a gép keresztmetszetét kívülről körülölelő téglalapra írtuk, amin megszabtuk, hogy a vektorpotenciál értéke zérus legyen. Ez azt jelenti, hogy behatároljuk az elemzett térrészt, mert ezáltal az erővonalak nem léphetnek ki a téglalapon kívül.

Mivel ezzel a feladatot teljes mértékben meghatároztuk, áttérhettünk a feladat konkrét megoldására (az ún. processing fázisra).

Természetesen ez a szakasz az egész analízis leglényegesebb és egyben legkényesebb része. A program számítási algoritmusának minőségétől függ az eredmények pontossága és még egy igen fontos tényező, a számolási idő.

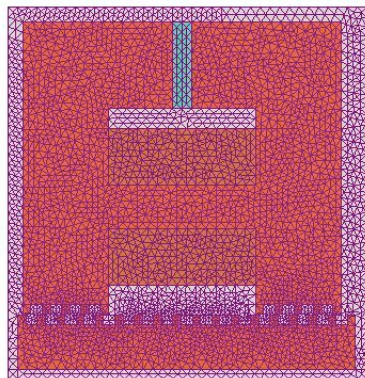
Első lépésként a program automatikusan elkészíti a kiindulási rácsozatot. Ehhez az adott feladathoz elkészített kiindulási rácsozat a 6.6. ábrán látható. Ezután a program összeállítja a feladat különböző feltételeit is figyelembe vevő lineáris egyenletrendszer, amit meg is old. A megoldás alatt az előírt pontosság elérése érdekében megfelelő módon finomítja a rácsozatot. A feladat megoldása után a végső rácrendszer a 6.7. ábrán figyelhetjük meg.

A következőkben az eredmények feldolgozásával folytattuk a tervezett motor ellenőrzését. Ezt a fázist a szakirodalom post-processing néven ismeri.

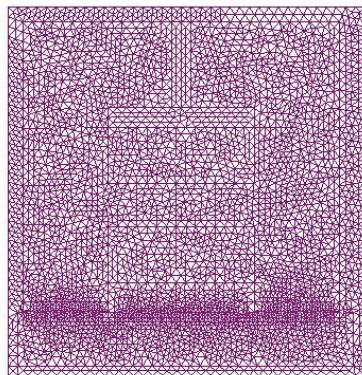
Az előző szakasz befejezésekor a programunk gyakorlatilag kiszámította a feladat megoldását, ami nem más, mint valamennyi (több ezer) rácspontban a mágneses vektorpotenciálnak a két derékszögű koordinátára kivetített összetevője. Ez gyakorlatilag egy hatalmas, kezelhetetlen adattömeg, amit feltétlenül fel kell dolgozni az eredmények kiértékelése érdekében.

Ebben nyújt nagy segítséget a felhasználóknak az alkalmazott programcsomag. A fentebb említett adathalmazból a megoldott feladat számos jellemzőjét kaphatjuk meg ezúton.

Az eredmények egyik legkifejezőbb ábrázolási módja a mágneses tér ábrázolása. Ez skalárpotenciál híján csak erővonalakkal lehetséges. Az erő-



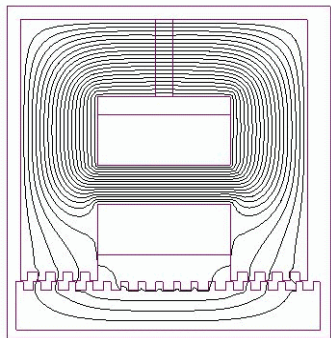
6.6. ábra
A kiindulási rácsozat



6.7. ábra
A végső rácrendszer

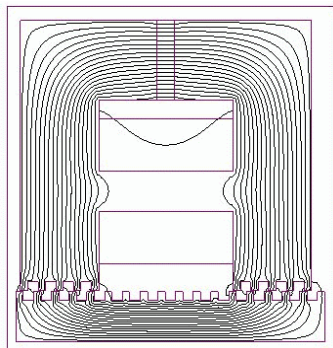
vonalak érintője mindenütt megegyezik a térerősség irányával, sűrűségük pedig arányos a térerősség abszolút értékével. Ekképp egy adott felületen áthaladó erővonalak száma arányos a térerősségnek a felületre vett skalárértékű integráljával, a mágneses fluxussal.

A 6.8. és 6.9. ábrán bemutatjuk a numerikus számítások útján meghatározott erővonalakat (arra az esetre, amikor a vezérlőtekercs nincs táplálva, illetve mikor a modul aktív). A megrajzolandó erővonalak számát a programozó határozhatja meg. A kiszámított mágneses teret nyilak (vektorok) segítségével is ábrázolhatjuk.



6.8. ábra

Az erővonalak a passzív modul esetében



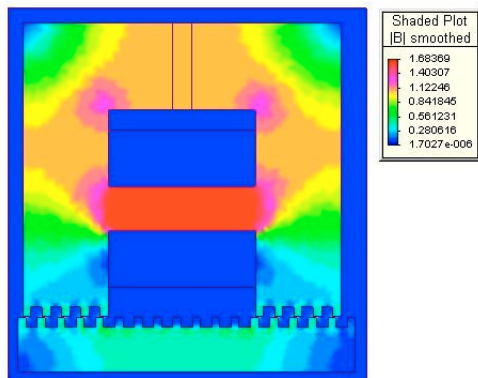
6.9. ábra

Az erővonalak az aktív modul esetében

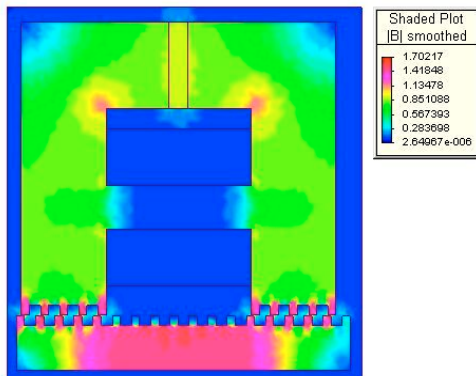
Mint az ábrák tanulmányozásából nyilvánvalóan kitűnik, a megtervezett modulokban az erővonalak megoszlása pontosan megfelel az elméletileg elvártaknak. Abban az esetben, amikor a modul vezérlőtekercsét nem tápláljuk (6.7. ábra), az erővonalak legnagyobb része az állandó mágnessel párhuzamos mágneses köri elemen halad át. Ekképp ez a modul ténylegesen passzív, mivel elhanyagolható az általa kifejtett (mind tangenciális, mind normális irányú) erő. Amennyiben a tervben kiszámított áramerősséggel tápláljuk a modul vezérlőtekercsét, akkor az állandó mágnes gerjesztette fluxus a légré- sen kényszerül áthaladni, jelentős erőt fejtve ki ezáltal.

Nagyon szuggesztív a színtérképekkel való ábrázolásmód is. Az ábrázolt fizikai mennyiség (például mágneses indukció, térerősség, energia-sűrűség stb.) értékeinek színeket feleltetnek meg. A színtérképekhez mellékelnek egy színskálát is, amiről leolvasható, hogy melyik színárnyalatnak

milyen érték felel meg. A 6.10. és 6.11. ábrán bemutatjuk a fennebb említett két esetben a mágneses indukció abszolút értékének megfelelő szintértképeket.



6.10. ábra
Az indukció
abszolút értékét ábrázoló szintértkép
a passzív modul esetében



6.11. ábra
Az indukció
abszolút értékét ábrázoló szintértkép
az aktív modul esetében

A színtérképeket tanulmányozva könnyen megállapítható például a villamos gép különböző részeinek telítettsége. A legnagyobb indukciót (körülbelül 1,7 T-t) az aktív modul fogaiban figyelhetjük meg. Azonban még ezek sincsenek telítve, ami szintén aláhúzza a tervezés helyességét.

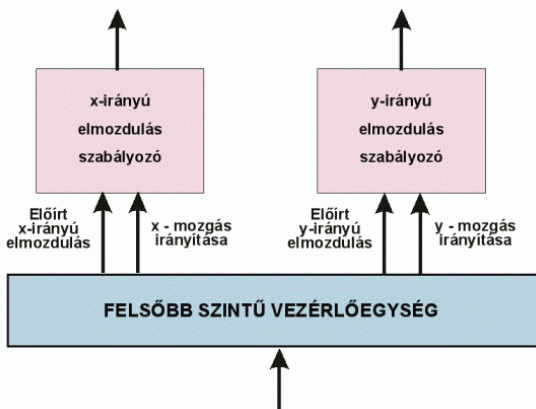
Végül megállapíthatjuk, hogy a tervezett motor teljes mértékben megfelel az elvárásoknak, ami megerősíti a kidolgozott tervezési algoritmus helytállóságát.

7. A moduláris felépítésű síkmozgású motor vezérlése

7.1. Az intelligens vezérlőegység

A moduláris felépítésű síkmozgású motor vezérlésének megoldása egy igen igényes kihívás, a feladat összetettsége és bonyolultsága miatt. Biztosítania kell a motor mozgó részének nagyon pontos célba juttatását, illetve egy előírt mozgásforma hű követését. Mindezt csak zárthurkú vezérlőrendszer alkalmazásával lehet megvalósítani (Melkote 1999 vagy Xu 1997).

Az adott feladatot csak egy többszintes, intelligens vezérlőrendszer segítségével lehet megoldani. A vezérlőrendszer legmagasabb szintjének tömbvázlata a 7.1. ábrán látható.

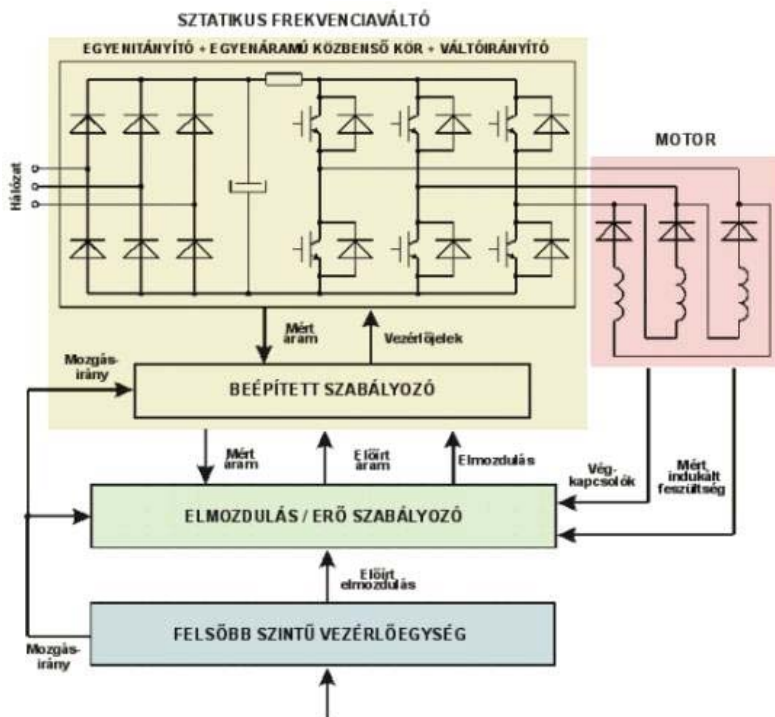


7.1. ábra

A motor központi vezérlőegysége

E vezérlőegység kívülről kapja az előírt mozgásformára (trajektóriára) vonatkozó információt. A megszabott trajektóriát felbontja x , illetve y irányú mozgássá. Kimenő jelei az előírt elmozdulás és mozgásirány mind az x , mind az y irányú elmozdulás számára. Ezek a jelek vezérlik a két elmozdulás-szabályozót. A két elmozdulás-szabályozó irányítja az egy-egy mozgás-iránynak megfelelő motorrészt.

Egy ilyen szabályozó tömbvázlata látható a 7.2. ábrán.



7.2. ábra

A motor egy irányú elmozdulását vezérlő egység

Az egy adott irányú mozgást szabályozó vezérlőegység főbb alkotóelemei a következők: egy elmozdulás-, illetve húzóerő-szabályozó áramkör és egy háromfázisú statikus frekvenciaváltó.

A vezérlőegység „motorja” a háromfázisú statikus frekvenciaváltó. Ez egy széles körben használatos ipari termék, amit könnyű beszerezni. Főbb jellemzői napról napra javulnak, míg ára rohamosan csökken (Clothier 1997). Felhasználása nagymértékben csökkenti az egész vezérlőegység árát. Mivel háromfázisú változata a legelterjedtebb, ezért választottuk a motor tervezésekor a háromfázisú variánst. A statikus frekvenciaváltónak három fő alkotóeleme van: a hálózati áramot egyenirányító egység, az egyenáramú közbenső kör, amely szűri az egyenirányított feszültséget, valamint az előírt áramot biztosító váltóirányító.

Beépített szabályozóegysége biztosítja a három kimenő fázis számára előírt áramforma minél hűbb követését. Ezáltal könnyen megvalósíthatjuk a motor egy irányú haladását biztosító vezérlő áramimpulzusokat, amelyekkel a három vezérlőtekercset tápláljuk.

A vezérlőegység „agya” az elmozdulás-, illetve húzóerő-szabályozó egység. Bemenő jelei a következők:

- A felsőbb szintű vezérlőegységtől kapott előírt elmozdulás.
- A végkapcsolóktól jövő jelek (ezek biztosítják, hogy egy esetleges hibás vezérlés esetén se essen le a mozgó armatúra az álló részről).
- A nem táplált tekercsekben indukált feszültség. Ezek függvényében számítja ki a szabályozó a mozgó rész valós elmozdulását.
- A váltóirányító kimenetén mért három áram.

Az elmozdulás-, illetve húzóerő-szabályozó az alábbi jeleket továbbítja a statikus frekvenciaváltó beépített szabályozójának:

- a három előírt áram,
- a kiszámított elmozdulás.

Az ismertetett többszintes intelligens vezérlőrendszernek a segítségével az előírt mozgásforma nagy közelítéssel követhető. Nagy előnye, hogy nélkülöz bármilyen érzékelőt (elmozdulás-, sebesség- vagy gyorsulásérzékelőt), amelyek igen drágák és használatukhoz külön feldolgozó egység szükséges. Kivételt képez az amúgy is meglévő, a statikus frekvenciaváltóba beépített áramérzékelő. Minimális alkatrészigénye nagy üzemi megbízhatóságot eredményez. A piacon készen kapható alkotóelemek beépítése számottevően csökkenti az egész vezérlőberendezés árát.

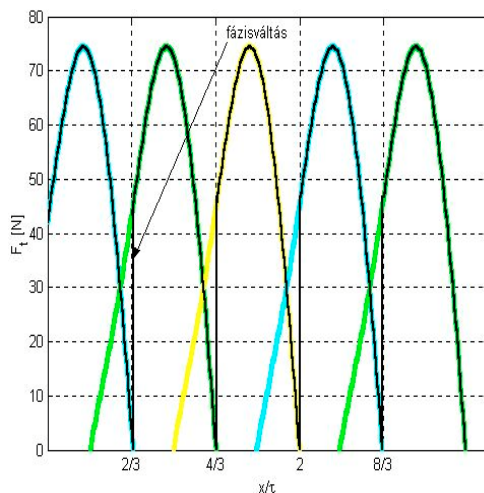
A berendezés felépítése (hardware) mellett igen fontos a síkmozgású motor vezérlési stratégiájának kidolgozása is (software). Hatékonyabb vezérléssel ugyanabból a motorból nagyobb teljesítmény hozható ki.

7.2. A motor vezérlési stratégiája

Az elkövetkezőkben a motor húzóereje egy lépésen belüli nagy változásának csökkentését célzó vezérlési stratégia lényegét ismertetjük.

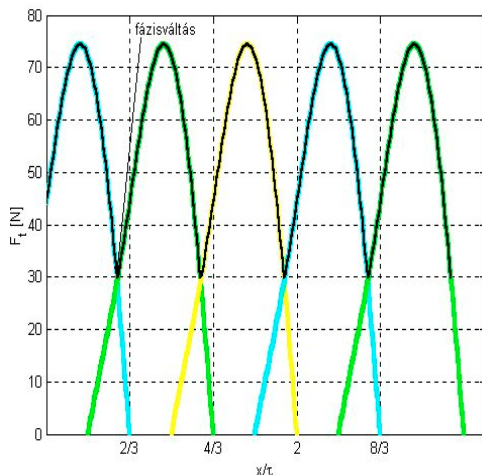
A moduláris felépítésű síkmozgású motor tulajdonképpen egy léptetőmotor. Megfelelő polaritású és erősségű áramimpulzus hatására egy stabil helyzetből egy másik, egy lépéshosszra levő stabil helyzetbe jut.

A köztes stabil helyzetekben a tangenciális (húzó) erő zérus (lásd a 7.3. ábrát). Mint az ábrán is nyomon követhető, a tangenciális erő zérus és maximális értéke között váltakozik az elmozdulás függvényében. E nagy erőfluktuáció miatt a tangenciális erő középértéke alacsony és a motor haladása se egyenletes. A motornak ezt a hátrányát (amelyik több más motortípusnál is megfigyelhető) többféleképpen lehet csökkenteni. Egyik lehetőség, hogy a vezérlőáram fázisváltását hamarabb, még a köztes stabil helyzet elérése előtt meg kell valósítani (Viorel 1994b). Ebben az esetben a tangenciális erő változása az elmozdulás függvényében a 7.4. ábrán látható.



7.3. ábra

A vezérlési áram fázisváltása a mozgó rész köztes stabil helyzetében ($\alpha=0$)



7.4. ábra

A vezérlési áram fázisváltása
az optimális szögnél ($\alpha = \alpha_{op}$)

A motor egy egyszerű matematikai modelljét használva, az optimális fázisváltás szöge (helyzete) viszonylag könnyen kiszámítható. Háromfázisú moduláris felépítésű, hibrid lineáris léptetőmotor esetében az optimális szög:

$$\alpha_{op} = -17,46^\circ. \quad (7.76)$$

Mint a 7.3. és 7.4. ábrákból is kitűnik, az ismertetett vezérlési stratégia alkalmazásával a húzóerő hullámossága több mint 40 százalékkal lecsökkent, ami az erő középértékének 6,67 százalékos növekedését eredményezte.

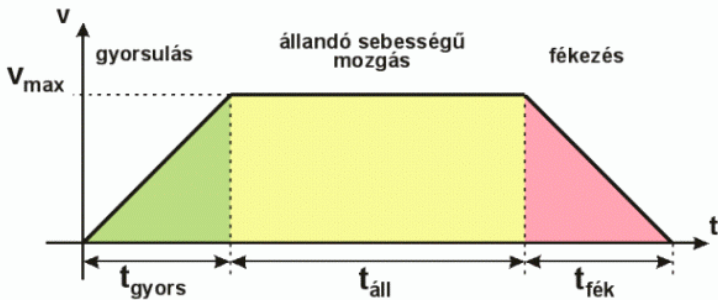
A javasolt vezérlési stratégia legfőbb előnye, hogy nem igényel semmilyen többletalkatrészt, egyszerűen csak át kell írni a vezérlő egységet irányító program egy részét.

7.3. A sebességprofilok generálása

Mint minden precíziós szabályozási rendszerben, ahol a mozgó részt valamilyen előre jól meghatározott helyzetbe kell juttatni, fontos a megteendő útvonal pontos leírása az ún. trajektóriagenerátorok segítségével. Ezek meghatározzák a szükséges mozgás sebességsdiagramját, azaz előírják,

mennyi ideig kell a mozgó részt gyorsítani, az előírt állandó sebességen tartani, illetve fékezni, ahhoz, hogy a mozgás végén pontosan az előírt helyzetbe jusson és ott megálljon.

Ebben az esetben a legegyszerűbb és leghasználatosabb sebességprofil, a trapéz formáját alkalmazzuk (lásd a 7.5. ábrát).



7.5. ábra

A trapéz formájú sebességprofil

Az előírt mozgás három fázisból tevődik össze: gyorsulás, állandó sebességű mozgás és fékezés. Az egyszerűség kedvéért minden esetben a gyorsulási időt (t_{gyors}) és a fékezési időt ($t_{fék}$) azonosnak vettük.

A teljes út megtételéhez szükséges időt a három mozgásfázis végrehajtásához szükséges idő összege adja:

$$t_{teljes} = t_{gyors} + t_{all} + t_{fék} . \quad (7.77)$$

Ez alatt az idő alatt a gép mozgó része az alábbi utat teszi meg:

$$x_{teljes} = x_{gyors} + x_{all} + x_{fék} . \quad (7.78)$$

A sebességprofil egyik legfontosabb jellemzője a maximális sebesség (v_{max}), amivel a motor az állandó sebességű mozgásfázisban halad. Ez függ a maximálisan elérhető gyorsulástól (a_{max}), amit a motor húzóereje és terhelése határoz meg. Ennek segítségével egyszerűen kiszámítható a gyorsításhoz, illetve fékezéshez szükséges idő:

$$t_{gyors} = t_{fék} = \frac{v_{max}}{a_{max}} . \quad (7.79)$$

Ennek ismeretében megkapjuk a gyorsulás, illetve a fékezés alatt megtett utat:

$$x_{gyors} = x_{fék} = \frac{a_{max} t_{gyors}^2}{2} = \frac{a_{max} t_{gyors}^2}{2} \quad (7.80)$$

Az állandó sebességgel megtett utat, valamint az ennek megtételéhez szükséges időt az alábbi két összefüggésből számíthatjuk ki:

$$x_{áll} = x_{teljes} - x_{gyors} - x_{fék} \quad (7.81)$$

$$t_{áll} = \frac{x_{áll}}{v_{max}}. \quad (7.82)$$

A fenti egyenletek alapján a trapéz alakú sebességprofil valamennyi összetevője egyszerűen kiszámítható.

Síkmozgású motorról lévén szó, mind az x , mind az y irányú elmozdulásnak külön sebességprofilot kell előírni. Ekkor a számításokat az alábbi algoritmus alapján kell elvégeznünk: először is meg kell állapítani, melyik motorrésznek kell nagyobb utat megtennie az síkban. A hosszabb út megtételét írjuk elő a lehetséges legnagyobb sebességgel. Ekkor a (7.2) ÷ (7.7) összefüggéssel számítjuk ki a megfelelő sebességprofilot.

A másik irányú mozgás megtételéhez szükséges előírt sebességprofil számításánál figyelembe kell venni azt a tényt, hogy a kétirányú mozgás időtartamának meg kell egyeznie, sőt valamennyi mozgásfázis időtartamának is:

$$\begin{aligned} t'_{gyors} &= t_{gyors} \\ t'_{áll} &= t_{áll} \quad \Rightarrow \quad t'_{teljes} = t_{teljes} \\ t'_{fék} &= t_{fék} \end{aligned} \quad (7.83)$$

(a jelzett mennyiségek a rövidebb út sebességprofiljára vonatkoznak).

Mivel

$$a'_{max} = \frac{v'_{max}}{t_{gyors}} \quad (7.84)$$

$$x'_{gyors} = a_{max} \frac{t_{gyors}^2}{2} = \frac{v'_{max} t'_{gyors}}{2} = x'_{fék} \quad (7.85)$$

$$x'_{áll} = t'_{áll} v_{max}, \quad (7.86)$$

következik, hogy az előírt útvonalat az illető motorrésznek az alábbi állandó sebességgel kell megtennie:

$$v'_{max} = \frac{x'_{teljes}}{\frac{t'_{gyors} + t'_{fék}}{2} + t'_{áll}}. \quad (7.87)$$

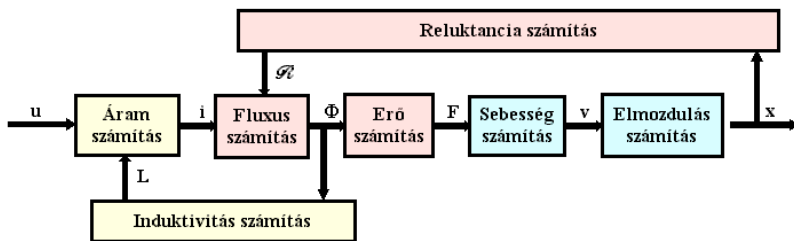
Ezek, valamint a megteendő út ismeretében az adott irányú sebesség-profil immár könnyen kiszámítható.

8. A moduláris felépítésű síkmozgású motor működésének szimulálása

A moduláris felépítésű síkmozgású motor működését szimuláció segítségével fogjuk vizsgálni.

8.1. A motor matematikai modellje

A hibrid lineáris léptetőmotorok szimulációjának alapja egy kombinált áramköri-mezőszámítási matematikai modell (Viorel 1994a). Ennek fő alkotóelemei és a köztük levő kapcsolatok a 8.1. ábrán láthatók.



8.1. ábra

Az alkalmazott matematikai modell tömbvázlata

A modell három fő alkotóelemből áll:

1. Az áramköri egység, amelyik kiszámítja a vezérlőtekercsek áramát (i) a bemenő feszültség (u) alapján, figyelembe véve a tekercsek induktivitásának (L) módosulását a rajtuk áthaladó mágneses fluxus változásának hatására.
2. A mezőszámítási egység kiszámítja a motor helyettesítési mágneses áramköréből a motor különböző részein áthaladó

mágneses fluxust (Φ) a tekercsek árama alapján (i), figyelembe véve a pólusok alatti légrés mágneses reluktanciájának (R) változását a mozgó rész relatív helyzetével (x).

3. A mozgásegyenletet megoldó egység kiszámítja a mágneses fluxusokból (Φ) a kifejtett elektromágneses erő (F) normális és tangenciális irányú összetevőjét, majd ezek alapján megadja a mozgó rész sebességét (v) és relatív elmozdulását (x) az álló részhez képest.

A fenti rendszert kis időintervallumoknak megfelelő lépések sorozatára kell megoldani, természetesen számítógép segítségével.

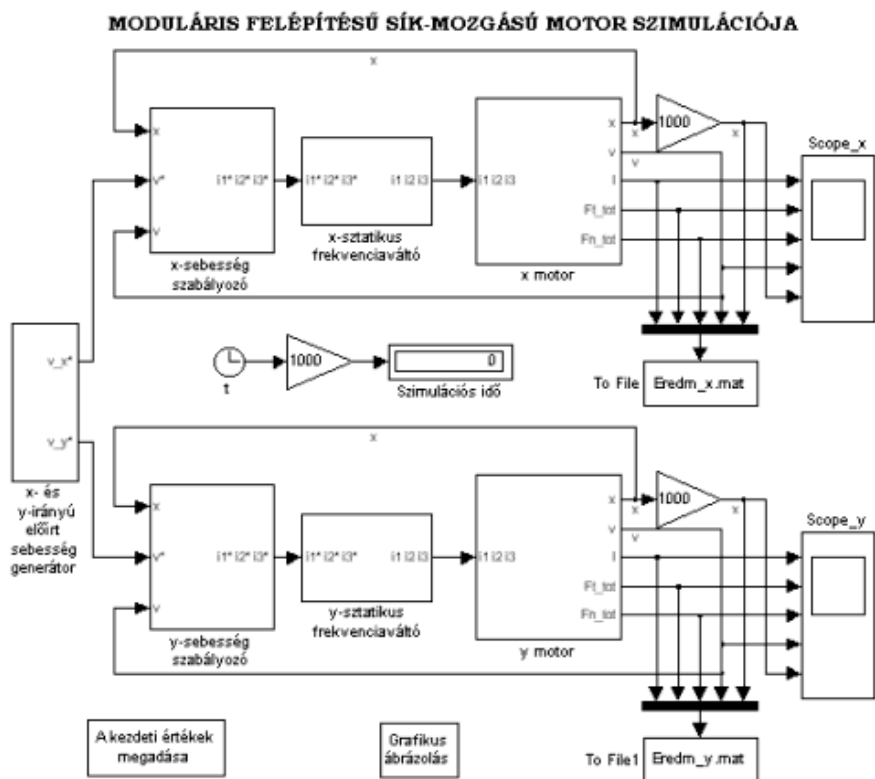
Ez a matematikai modell csak egy egyszerűsített változat, annak ellenére, hogy figyelembe veszi az állandó mágnes munkapontjának változását és a ferromágneses anyagok nem lineáris jellegét is. A motorok különböző részein áthaladó mágneses fluxust jóval pontosabban lehet meghatározni numerikus analízissel. Azonban ez a módszer nagyon időigényes, és a dinamikus szimuláció estében, amikor nagyszámú lépesben kell újra és újra kiszámítani a motor jellemzőit, gyakorlatilag nem alkalmazható (Wang 1998). Az előbbieken ismertetett modell tehát egy kompromisszumos megoldás, ami azért tűrhetően pontos és meglehetősen gyors. Segítségével a legkülönbözőbb felépítésű motorok dinamikus viselkedése tanulmányozható, vagy különböző vezérlési stratégiák hatékonysága mérhető le.

8.2. A szimulációs program

Az előzőekben ismertetett kombinált áramkörü-mezőszámítási matematikai modell alapján egy MATLAB-SIMULINK® programcsomagot állítottunk össze, amely segítségével a vizsgálandó moduláris felépítésű síkmozgású motor dinamikus működését könnyen vizsgálni lehet.

Céljainknak minden szempontból a MATLAB-SIMULINK® szimulációs platform bizonyult megfelelőnek, mivel itt a modellek felépítése igen egyszerű, de ugyanakkor nagy hatékonyságú megoldási algoritmusok segítik a szimulációt (Mathworks 2000). Mindemellett lehetőség nyílik a MATLAB nyújtotta számítási és grafikus ábrázolási lehetőségek kihasználására is.

A szimulációs programcsomag könnyen kezelhető és áttekinthető, mivel moduláris felépítésű. A főprogram központi, az egész szimulációt irányító fő képernyőjét a 8.2. ábrán mutatjuk be. Ez gyakorlatilag a szimulációs program tömbvázlata.



8.2. ábra

A szimulációs program fő képernyője

A program alapjában véve 7 modulból áll:

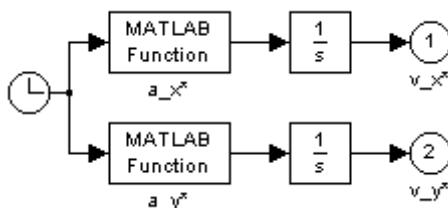
- az x és y irányú sebességet előíró modul,
- az x irányú mozgást biztosító motorrész modellje, valamint az ezt tápláló frekvenciaváltó és a hozzá tartozó sebességszabályozó modellje,
- ugyanez az y irányú mozgásnak.

A szimuláció futtatása előtt feltétlenül szükséges a program által használt változók feltöltése. Ezt egy külső MATLAB függvény (feltolt.m) végzi el, amit úgy indíthatunk el, hogy rákattintunk a piros színű, „A kezdeti értékek megadása” nevű tömbre. A szimulációs időt a futtatás alatt egy Display-

típusú tömb segítségével milliszekundumban állandóan nyomon követhetjük.

A szimuláció eredményeit grafikus formában a többcsatornás Scope-típusú oszcilloszkópokon jelenítettük meg. Ugyanakkor ezeket az eredményeket utólagosan is feldolgozhatjuk, mivel a To File tömbök segítségével mat-típusú bináris állományokban is elmentettük őket.

Az eredmények megjelenítésére van egy harmadik lehetőség is a programba beépítve. Ha rákattintunk a zöld színű, „Grafikus ábrázolás” nevű tömbre, akkor elindítunk egy MATLAB programot (amelynek neve abrazol.m), amely kinyit egy grafikus panelt, amelyben a legfontosabb mennyiségek (a vezérlőáramok, a teljes tangenciális és normális erő, a sebesség és az elmozdulás) időbeni változását láthatjuk. Ezzel a programmal jelenítettük meg a 8.11., 8.12. és 8.13. ábrákon látható grafikákat.



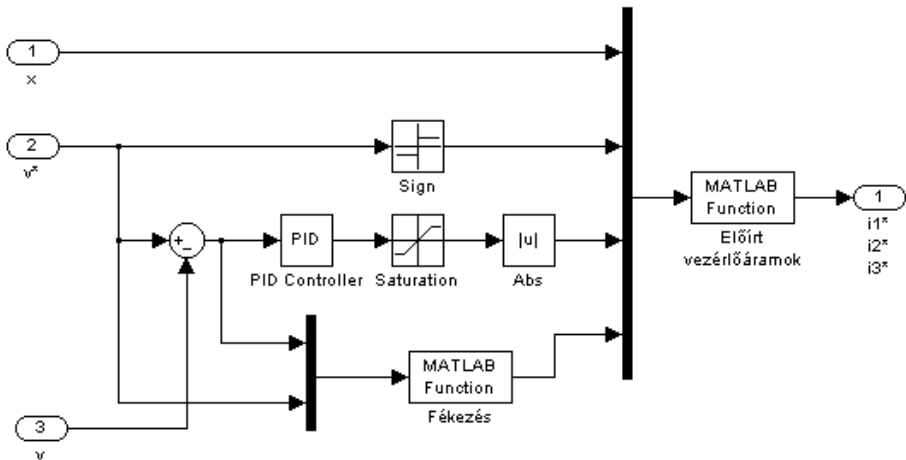
8.3. ábra

Az x és y irányú
sebességet előíró modul belső felépítése

Az x és y irányú sebességet előíró modul belső kapcsolási rajza a 8.3. ábrán látható, amely megadja a két előírt értéket a szimulálandó útvonal függvényében. Ennek két kimenete van: v_x^* és v_y^* .

Gyakorlatilag két külön MATLAB függvényben (a_profil_x.m, illetve a_profil_y.m) állítjuk elő a követendő gyorsulásprofil, amelyeket integrálva megkapjuk a két iránynak megfelelő sebességprofil. Az M-állományban tárolt MATLAB függvényt használva, a legváltozatosabb gyorsulásprofilok is könnyen előállíthatók.

A két sebességszabályozó belső felépítését a 8.4. ábrán mutatjuk be.



8.4. ábra

A sebességszabályozó modul belső felépítése

A modulnak három bemenő jele van: az adott irányú elmozdulás (x), előírt sebesség (v^*) és valós sebesség (v). E modul lelke egy klasszikus PID szabályozó (PID Controller), aminek bemenetén az előírt és valós sebesség különbsége (a sebességhiba) van. Kimenetét egy Saturation típusú tömb korlátozza.

Az előírt vezérlőáramokat (i_1^* , i_2^* és i_3^*) egy MATLAB függvény (aram_szam.m) állítja elő, amelynek bemenő változói a következők:

- az adott irányú elmozdulás (x),
- az előírt sebesség (v^*) előjele (amelyet egy Sign típusú tömb segítségével állítunk elő),
- a PID szabályozó határolt kimenetének abszolút értéke,
- a fékezési fázist beállító logikai jel.

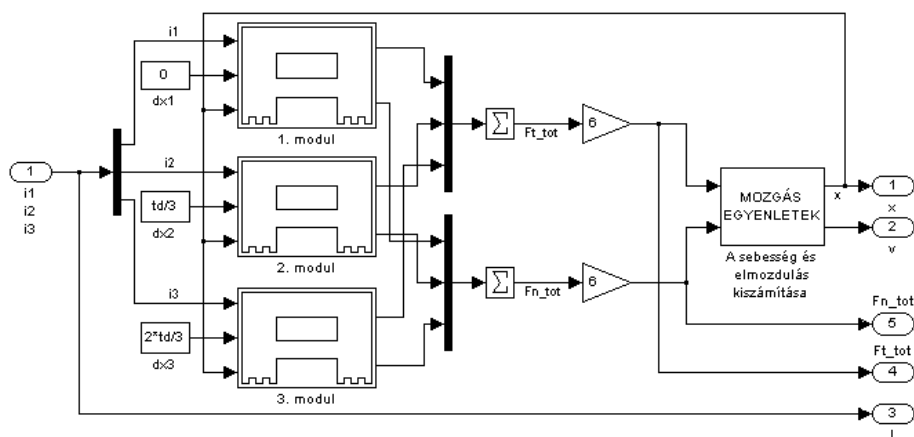
Ezek függvényében egy viszonylag bonyolult algoritmus alapján számítja ki a program az előírt sebesség megvalósításához szükséges vezérlőáramok formáját.

A fékezési logikai változót egy másik, fekezes.m nevű MATLAB függvény generálja, a sebességhiba, valamint az előírt sebesség függvényében. A motorrészt az alábbi két eset valamelyikében kell fékezni:

$$\begin{aligned}
 v^* > 0 \quad \cup \quad v^* - v < 0 \\
 v^* < 0 \quad \cup \quad v^* - v > 0
 \end{aligned}
 \tag{8.88}$$

A statikus frekvenciaváltó biztosítja, hogy a motor tekercsein átfolyó vezérlőáramok minél pontosabban kövessék a három előírt áramformát. A frekvenciaváltó ideális, egyszerűsített modelljét alkalmaztuk ebben az esetben, mivel a szimuláció végső célja a motor dinamikus működésének tanulmányozása volt, nem pedig a teljesítményelektronikai egységé.

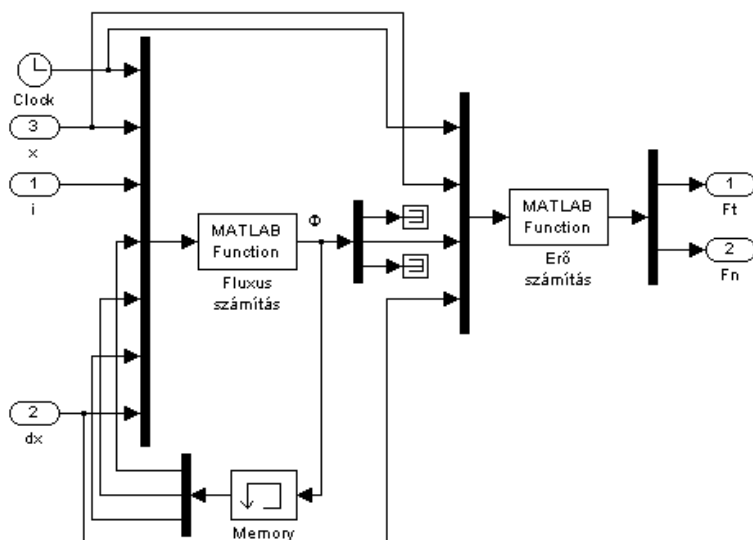
A két egymásra merőleges elmozdulást megvalósító motorrész modellje alkotja az egész szimulációs program lényegi részét. Az egyik motorrész modellje a 8.5. ábrán látható.



8.5. ábra
Az egyik motorrész modellje

A motorrész háromfázisú lévén, három mozgó részi modul modelljét láthatjuk. Ezek bemenő jelei a következők: a vezérlőáram (i1, i2, illetve i3), a modul relatív helyzete a mozgó részen belül (dx1, dx2 és dx3) és a motorrész elmozdulása (x). Ezek alapján kapjuk meg a mindhárom modul élesztette normális és tangenciális erőt.

A modulok modelljének belső rajzát a 8.6. ábrán mutatjuk be.

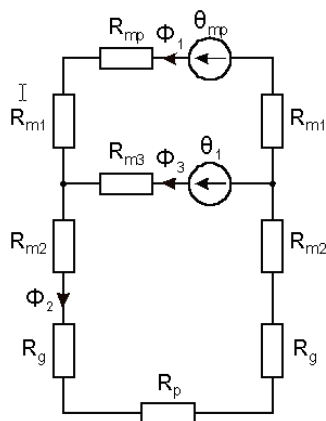


8.6. ábra
Egy mozgó részi modul modellje

A mozgó részi modul különböző részein átfolyó mágneses fluxust (Φ_1 , Φ_2 , valamint Φ_3) a 8.7. ábrán látható helyettesítési mágneses áramkörből számítja ki a *fluxus.m* nevű MATLAB függvény.

Ennek több bemenő paramétere van:

- az idő (amelyet egy Clock típusú tömbből kapunk),
- a mozgó rész adott irányú elmozdulása (x),
- a vezérlőáram (i),
- a modul relatív helyzete a mozgó részen belül (dx),



8.7. ábra
A motor helyettesítési mágneses áramköre

- a három mágneses fluxus előző lépésben kiszámított értéke (Φ_1' , Φ_2' , valamint Φ_3'), melyeket egy Memory típusú késleltető tömb segítségével kapunk.

Az időből, a mozgó rész elmozdulásából, a modul relatív helyzetéből, valamint a légrésen áthaladó mágneses fluxusból (Φ_2) az *ero.m* nevű MATLAB függvény kiszámítja a modul által kifejtett erő tangenciális és normális összetevőjét (F_t illetve F_n).

Ez utóbbi két jel ugyanakkor a tömb kimenő jele is.

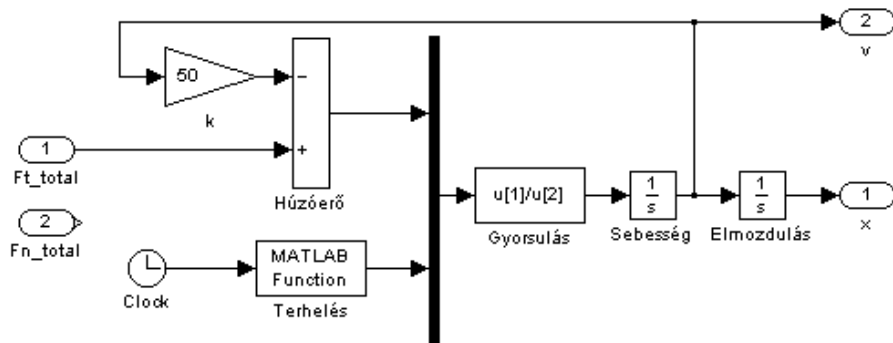
A teljes mozgó rész által kifejtett, egy adott iránynak megfelelő húzóerőt úgy kapjuk, hogy összeadjuk a három modul tangenciális erejét és megszorozzuk hattal, ahány darab van az azonos relatív helyzetben levő modulból. A teljes vonzóerőt a két armatúra között hasonló módon kapjuk meg.

A mozgó armatúra által kifejtett teljes erő függvényében a mozgásegyenletekből kiszámítható a mozgó rész sebessége és elmozdulása:

$$\begin{cases} a = \frac{dv}{dt} = \frac{F_{t\Sigma} - k \cdot v}{m_m + m_t} \\ v = \frac{dx}{dt} \end{cases} \quad (8.89)$$

ahol $F_{t\Sigma}$ a teljes tangenciális erő, k a légellenállási tényező, m_m és m_t a mozgó rész, illetve a terhelés tömege. Mivel feltételeztük, hogy a mozgó részt egy légpárna lebegteti, elhanyagoltuk a két armatúra közötti súrlódást, csak a légellenállást vettük figyelembe.

A fentebbi mozgásegyenleteket leíró modellt a 8.8. ábrán látható.



8.8. ábra

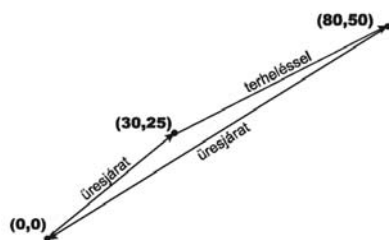
A mozgásegyenleteket leíró SIMULINK modell

A terhelés diagramját a `terheles.m` MATLAB függvény állítja elő az idő függvényében. Integrálva a kiszámított gyorsulást (egy Integrator tömb segítségével), megkapjuk a mozgó rész sebességét. Ezt tovább integrálva, kiszámítható a motor adott irányú elmozdulása.

8.3. A szimulálendő feladat

A szimulációs programunkkal példaként egy egyszerű, pick & place típusú feladat elvégését szimuláltuk (lásd a 8.9. ábrát). A motor kezdeti helyzetéből, a $(0, 0)$ koordinátájú pontból, üresjáratban a $(30, 25)$ koordinátájú pontba vezéreltük, ahol 2 milliszekundumot állt (ezalatt rákerült az 5 kg-os terhelés), majd a terhet a $(80, 50)$ koordinátájú pontba viszi, ahol a terhelést leveszik róla.

Itt is 2 milliszekundumot áll a motor, majd üresjáratban visszakerül az eredeti kiindulási pontba. Megjegyzendő, hogy a motor méreteihez képest az elmozdulások igen kicsik (noha sokszorosán túllépik a motor maximális pontosságát), de ekképp tudjuk csak jól nyomon követni a feladat teljesítése alatt a különböző fizikai mennyiségek időbeni változását.



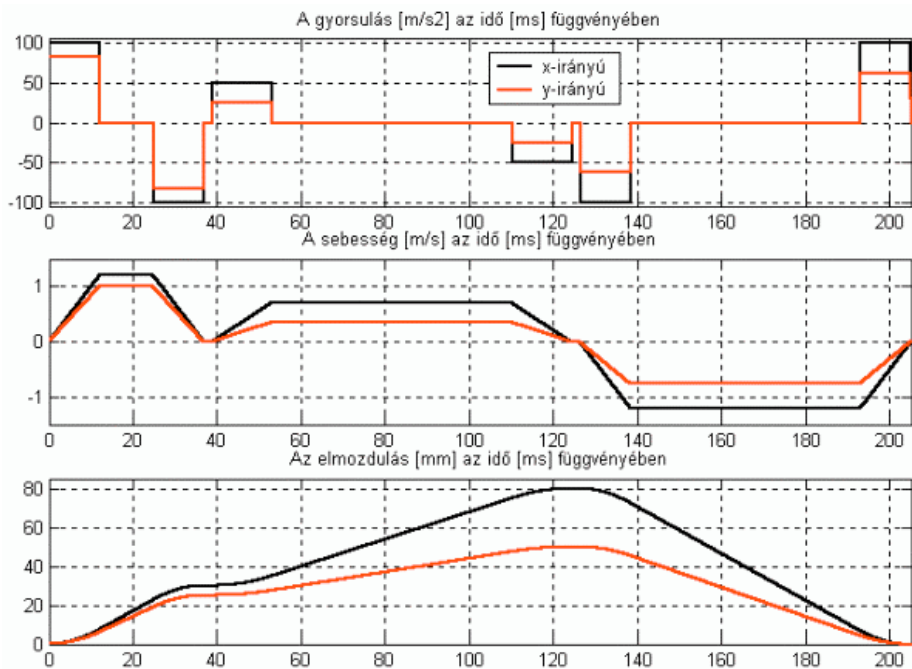
8.9. ábra
A szimulált feladat

A 7. fejezetben ismertetett algoritmus alapján meghatároztuk a feladat teljesítéséhez szükséges sebességprofilokat. Az előírt mozgásforma adatait a 8.1. táblázat tartalmazza.

8.1. táblázat Az előírt mozgásforma adatai

Mennyiség	1. fázis (0, 0) → (30, 25) üresjáratban		2. fázis (30, 25) → (80, 50) terheléssel		3. fázis (80, 50) → (0, 0) üresjáratban	
	x motor	y motor	x motor	y motor	x motor	y motor
terhelés [Kg]	0		5		0	
t_{gyors} [ms]	12		14		12	
$t_{\text{áll}}$ [ms]	13		57.43		54.7	
$t_{\text{fék}}$ [ms]	12		14		12	
a [m/s^2]	100	71.43	50	25	100	62.5
v_{max} [m/s]	1.2	1	0.7	0.35	-1.2	-0.75
x_{gyors} [mm]	7,2	6	4.9	2.45	7.2	4.5
$x_{\text{áll}}$ [mm]	15,6	13	40.2	20.1	65.6	41
$x_{\text{fék}}$ [mm]	7,2	6	4.9	2.45	7.2	4.5

A két mozgásiránynak megfelelő elméleti (előírt, elvárt) gyorsulás, sebesség és elmozdulás változása az idő függvényében a 8.10. ábrán követhető nyomon. A sötétebb árnyalattal az x iránynak megfelelő mennyiségeket ábrázoltuk, míg a halványabb színárnyalattal az erre merőleges irányhoz (y) tartozókat.



8.10. ábra

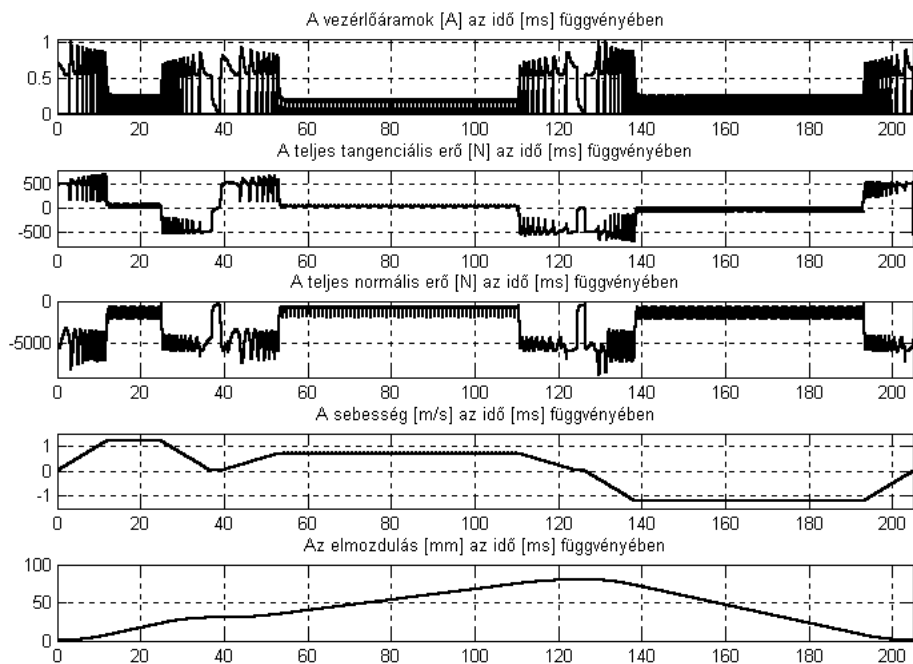
A feladat teljesítéséhez szükséges elméleti gyorsulások, sebességek és elmozdulások

8.4. A szimuláció eredményei

A következőkben a szimuláció eredményei közül az x irányú elmozdulást biztosító motorrészre vonatkozókat mutatjuk be.

A 8.11. ábrán tanulmányozhatók a vezérlőáramok, a teljes tangenciális és normális erő, a sebesség, valamint az elmozdulás változása az idő függvényében. Tisztán kitűnik, hogy nagyobb vezérlőáramok (és ennek megfe-

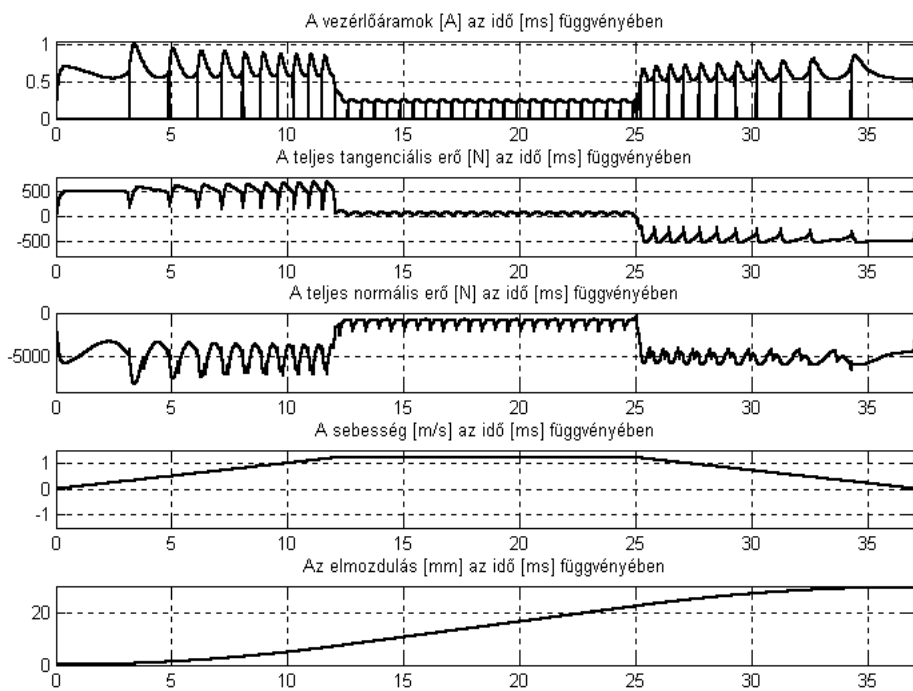
lelően nagyobb húzó-, illetve fékezőerő) a gyorsítási, illetve a fékezési fázisban vannak. A motorrész felgyorsítása után már kisebb vezérlőáramok is biztosítani tudják az állandó sebesség megtartását.



8.11. ábra

Az x irányú elmozdulást biztosító motorrészre vonatkozó eredmények

Annak érdekében, hogy jobban tanulmányozhassuk az ábrázolt mennyiségek időbeni változását a három különböző mozgásfázisban (gyorsítás, állandó sebességgel való mozgás, illetve fékezés), külön bemutatjuk (a 8.12. ábrán) a szimuláció eredményeit abban az időintervallumban, amikor a mozgó rész a kiindulási pontból az első kijelölt pontba jut.



8.12. ábra

Az x irányú elmozdulást biztosító motorrészre vonatkozó eredmények az első mozgásfázis teljesítésének ideje alatt

Az ábrákon tisztábban látszik, mi is zajlik le a motorrészben egy-egy lépés megtétele alatt. Mivel minden új lépés megkezdésekor (a vezérlőáram kommutációja után) a tangenciális erő alacsony, a sebességszabályozó „kényszeríteni próbálja” a nagyobb áramot a vezérlőtekercsek számára. Ez a magyarázata a kommutációk utáni áramcsúcsoknak.

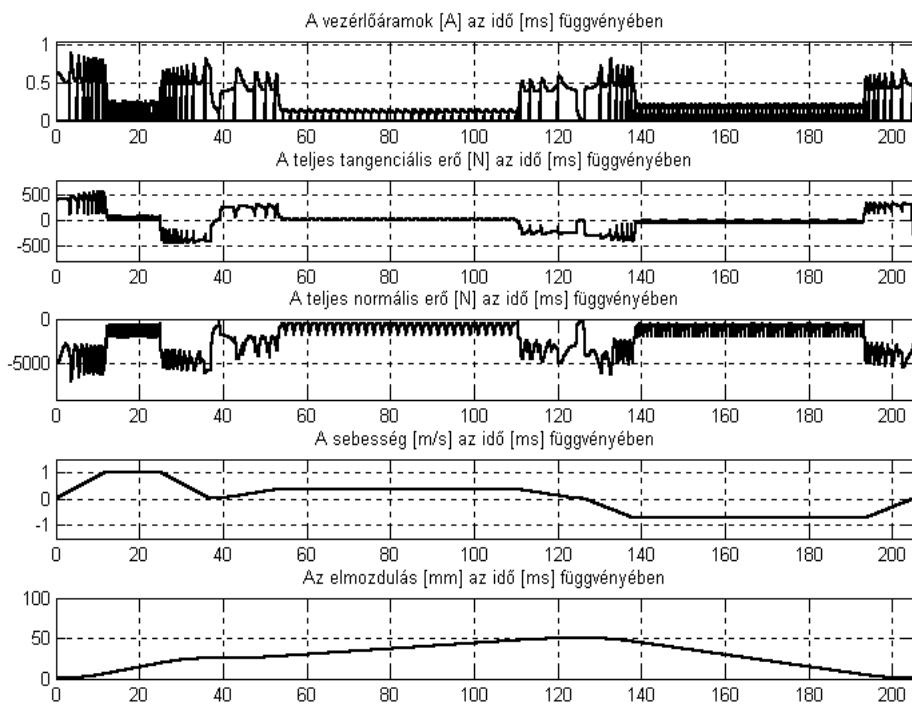
Ezen az ábrán jól látható az optimális kommutációs szög nélküli fázisváltás hatása: a teljes tangenciális erő nem csökken le zéróra, így átlagos értéke viszonylag nagy. Ez azt jelenti, hogy azonos árambevitel esetén nagyobb gyorsulást érhetünk el.

A légellenállással magyarázható az a jelenség, hogy valamivel kisebb tangenciális erő szükséges a motor ugyanakkora gyorsulás melletti fékezésére, mint gyorsítására.

A teljes normális erő számottevően (nagyságrendileg) különbözik a gyorsítás és a fékezés, illetve az állandó sebességgel való haladás alatt. Ezt a

jelenséget feltétlenül figyelembe kell venni a motor két armatúrája közötti légrést, valamint a súrlódásmentes haladást biztosító légpárna vezérlésekor.

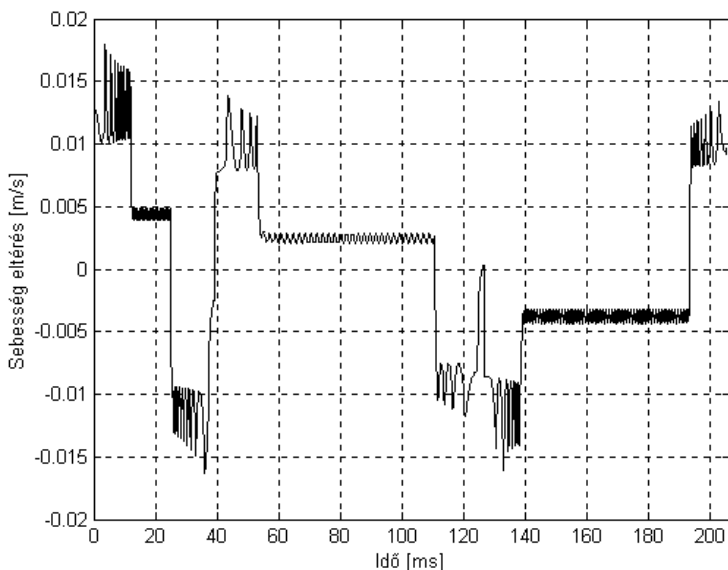
Az y irányú elmozdulást biztosító motorrészre vonatkozó eredményeket a 8.13. ábrán mutatjuk be.



8.13. ábra

Az y irányú elmozdulást biztosító motorrészre vonatkozó eredmények

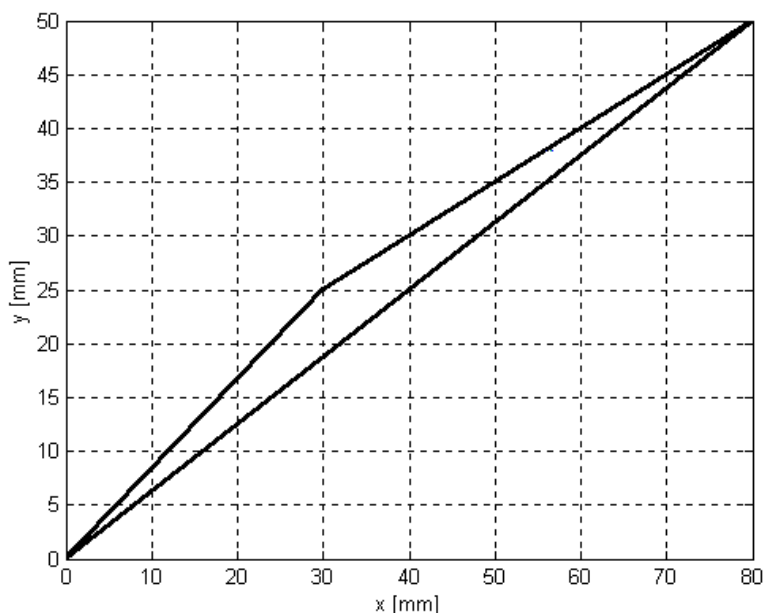
A 8.13. ábrán látható eredmények hasonlóak az x irányú elmozdulást biztosító motorrészre vonatkozó eredményekhez, csak az előírt sebesség-profilok adatai különböznek.



8.14. ábra

A valós y irányú sebesség eltérése
az előírthoz képest az idő függvényében

Az eredmények alapján nyilvánvalóan állíthatjuk, hogy a kitűzött feladatot a moduláris felépítésű síkmozgású motor teljes mértékben és nagy pontossággal teljesítette. E kijelentés alátámasztásául vizsgáljunk meg két további grafikont, amelyeket a szimuláció eredményei alapján ábrázoltunk. A 8.14. ábrán az egyik, az y irányú sebesség hibáját (az előírt és a megvalósított sebesség különbségét) ábrázoltuk az idő függvényében. Azonnal észrevehető, hogy a hiba a feladat teljes megvalósítása alatt viszonylag alacsony maradt (a hiba abszolút értékének átlaga $0,0058 \text{ m/s!}$). A legnagyobb hiba értéke $0,0179 \text{ m/s}$, amit $0,29 \text{ m/s}$ -os előírt sebességnél észleltünk. Ez $6,17\%$ -os relatív hibának felel meg. A 8.14. ábrát vizsgálva egyértelműen megállapítható, hogy a gyorsulások és fékezések alatt észlelhető a nagyobb hiba, ami természetes is, mivel ezek a dinamikai szempontból legnehezebb periódusok.



8.15. ábra

A valós y irányú elmozdulás
valós x irányú elmozdulás függvényében

Az állandó sebességű mozgás alatt, ami dinamikai szempontból stabilizált állapotnak számít, az előírt állandó sebességet a motor jóval kisebb eltéréssel tudja követni. Ekkor a hiba abszolút értéke 0,005, illetve 0,0025 körül van.

Ugyancsak megfigyelhető, hogy a lassúbb mozgás alatt (amikor a motor terheléssel fut) a sebességhiba is kisebb.

A 8.15. ábrán az y irányú elmozdulást láthatjuk az x irányú elmozdulás függvényében. Szemmel is tisztán észlelhető, hogy a kitézött pontok között a motor tökéletesen egyenes úton halad. A megvalósított mozgás teljesen megfelel a 8.10. ábrán bemutatott előírt mozgásformának.

Biztosan állíthatjuk, hogy a tervezett moduláris felépítésű síkmozgású motor bármilyen más mozgásformát (amelyiknek megtétele nem feltételezi a motor maximális képességének meghaladását) hasonló pontossággal teljesíteni tud.

9. Következtetések

A síkmozgású motorokat előszeretettel használják számos ipari és laboratóriumi alkalmazási területen, mivel a síkbeli mozgást a legközvetlenebbül, legegyszerűbben, a legnagyobb hatásfokkal valósítják meg.

A klasszikus felépítésű hibrid lineáris léptetőmotor legfőbb hátrányait kiküszöbölendő, a Kolozsvári Műszaki Egyetem egyik kutatócsoportja (amelynek résztvevői e tanulmány szerzői is) kifejlesztett egy moduláris felépítésű hibrid lineáris léptetőmotort. Az itt alkalmazott mozgó részi modulokat használtuk fel egy síkmozgású motor felépítésére.

A beszerelendő modulok száma függ a motor fázisszámától, valamint a megvalósítandó lépéshossztól (pontosságtól). A modulok számát, illetve az egymástól való viszonylagos helyzetüket változtatva, a legkülönbözőbb karakterisztikájú síkmotort építhetjük meg. Három különböző elrendezést mutattunk be. Az egyszerűbb (kevesebb modult tartalmazó) egységek hátránya, hogy a mozgó rész szimmetriájának hiányában forgatónyomaték keletkezhet, ami eltérítheti a motort a kijelölt trajektóriáról.

A tanulmányban ismertetett moduláris felépítésű síkmozgású motornak számos előnye van. Rendelkezik a hibrid lineáris motor számtalan hasznosságával, valamint az ezt feljavító moduláris lineáris motor előnyeivel. Ugyanakkor meg kell említenünk, hogy igen tömör felépítése van, mivel a mozgó rész egyetlen szerkezeti egységet alkot. A terhet közvetlenül a mozgó armatúrára is helyezhetjük. Mindez azt jelenti, hogy semmilyen pontatlanságot és veszteséget okozó áttételt nem tartalmaz a szerkezeti egysége.

A motor háromfázisú variánsát választottuk, mivel ebben az esetben a vezérlőegységbe két, az ipari környezetben széles körben használatos háromfázisú statikus frekvenciaváltót építhetünk bele. Ezáltal az egész vezérlőegység árát számottevően lecsökkenthetjük.

Mivel a moduláris síkmozgású motor szerkezete eltér a klasszikus villamos gépek felépítésétől, e motor tervezésekor nem lehet a klasszikus villamos gépek tervezésénél használt (egyébként kipróbált és jól bevált) módszereket alkalmazni. Továbbá a tervezés során feltétlenül figyelembe kell venni az adott motor néhány sajátosságát, mint például a ferromágneses anyagok nem lineáris jellegét, a munkapont változását az állandó mágnes karakterisztikáján, valamint az ekvivalens légrés módosulását a mozgó armatúra helyzetének függvényében.

Az itt kidolgozott tervezési algoritmust csekély módosításokkal más, hasonló típusú motor tervezésére is felhasználhatjuk.

A moduláris felépítésű síkmozgású motor vezérlésének megoldása egy igen igényes kihívás, a feladat összetettsége és bonyolultsága miatt. A vezérlőegységnek kell biztosítania a motor mozgó részének nagyon pontos célbajuttatását, illetve egy előírt mozgásforma hű követését. Mindezt csak zárthurkú vezérlőrendszer alkalmazásával lehet megvalósítani.

A tervezett motor számítógépes mezőanalízisének eredményeit tanulmányozva megállapítottuk, hogy a modulokban az erővonalak megoszlása pontosan megfelel az elméletileg elvártaknak. Abban az esetben, amikor a modul vezérlőtekercsét nem tápláljuk, az erővonalak túlnyomó része az állandó mágnessel párhuzamos mágneses köri elemen halad át. Ekképp ez a modul ténylegesen passzív, mivel elhanyagolható az általa kifejtett (mind tangenciális, mind normális irányú) erő. Amennyiben a tervben kiszámított áramerősséggel tápláljuk a modul vezérlőtekercsét, az állandó mágnes gerjesztette fluxus a légrésen kényszerül áthaladni, jelentős erőt fejtve ezáltal ki. Ugyancsak a mezőszámítás eredményeit tanulmányozva megállapíthattuk, hogy még az aktív modulban sincs egyetlen telített része sem a vastestnek. Mindezek bizonyítják a tervezés helyességét.

Végül megállapíthatjuk, hogy a tervezett motor teljes mértékben megfelel az elvárásoknak, ami megerősíti a kidolgozott tervezési algoritmus helyességét.

A szimuláció eredményeit figyelmesen tanulmányozva megállapíthattuk, hogy a motor a kitűzött pontok között tökéletesen egyenes úton halad. A megvalósított mozgás hűen követi az előírt mozgásformát. Biztosra vehető, hogy a tervezett moduláris felépítésű síkmozgású motor bármilyen más mozgásformát (amelynek megtétele nem feltételezi a motor maximális képességének meghaladását) hasonló pontossággal tud teljesíteni.

A motor számítógépes mezőszámításait, valamint a szimuláció eredményeit tanulmányozva, levonhatjuk a végkövetkeztetést: a megtervezett moduláris felépítésű síkmozgású motor minden szempontból megfelel még a legigényesebb elvárásoknak is, bizonyítva mind a tervezés, mind a kidolgozott vezérlési stratégia helyességét.

SZAKIRODALOM

CLOTHIER, A. C.–MECROW, B. C.

1997 The use of three phase bridge inverters with switching reluctance drives. Proceedings of IEE-EMD Conference, 351–355.

HAMAYER, K. – BELMANS, R.

1999 Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices. Southampton, WIT Press.

HENNEBERGER, Gerhard–VIOREL, Ioan-Adrian

2001 Variable Reluctance Electrical Machines. Aachen, Shaker Verlag.

HOFFMAN, B.D.

1995 The Use of 2–D Linear Motors in Surface Mount Technology. Proceedings of the Surface Mount Conference. 183–189.

INFOLYTICA

2000 MagNet Version 6.6.1 Tutorials. Montreal, Infolytica Corporation.

MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION

2000 Permanent Magnet Guidelines, Chicago, Magnetic Materials Producers Association.

MATHWORKS

2000 Using Simulink Version 4, Natick, The MathWorks Inc.

2001 MATLAB – The Language of Technical Computing. Getting Started with MATLAB. Version 6, Natick, The MathWorks Inc.

McLEAN, G.W.

1998 Review of Recent Progress in Linear Motors. IEE Proceedings 135. 6. 385–417.

MELKOTE, H.–KHORRAMI, F.

1999 Closed-loop control of a base XY stage with rotational degree-of-freedom for a high-speed ultra-accurate manufacturing system. Proceedings of the 1999 International Conference on Robotics and Automation (ICRA). 1812–1817.

NASAR, S.A.–BOLDEA, I.

1976 Linear Motion Electric Machines. John Wiley & Sons

ONG, C.M.

1998 Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink. Upper Saddle, Prentice Hall PTR.

SALON, S.J.

1995 Finite Element Analysis of Electrical Machines. Boston, Kluwer Academic Publishers.

SAWYER, B.A.

1969 Magnetic Positioning Device. US Patent. 3.457.482.

SOLTZ, M.–YAO, Y.L.–ISH-SHALOM, J.

1996 A 2-D Planar Motor Based Machine Tool Motion System As Applied To Improving Surface Quality in End Milling. Proceedings of the Second S.M. Wu Symposium on Manufacturing Sciences. 70–77.

SZABÓ Loránd

1998 On the Optimal Teeth Geometry of a Hybrid Linear Stepper Motor. *Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică*, Session A. 109–114.

SZABÓ Loránd et alii

1999 A Novel Double Salient Permanent Magnet Linear Motor. Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Motion (PCIM)–Nürnberg. Intelligent Motion. 285–290.

SZABÓ Loránd–VIOREL, Ioan-Adrian–JÓZSA János

2000 A hibrid lineáris léptetőmotor hatékonyságának növelési módokairól. ENELKO '2000–Az Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság Energetikai és Elektrotechnikai Konferenciája. Kolozsvár. 50–56.

SZABÓ Loránd

2001 Elektromágneses mező számítógépes analízise. Magyar nyelvű szakelőadás-sorozat a 2000–2001-es tanévben, Villamosmérnöki Kar, E.M.T. (Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság)

TRIFA, Viorel–KOVÁCS Zoltán

1980 Numerical Simulation of Linear Stepping Motor for X-Y Plotter. Proceedings of the Third National Conference on Electrical Drives. Braşov. I. A17–A22.

VIOREL, Ioan-Adrian–BIRÓ Károly–SZABÓ Loránd

1994a Transformer Transient Behavior Simulation by a Coupled Circuit-Field Model. Proceedings of the International Conference on Electrical Machines. Paris. 654–659.

VIOREL, Ioan-Adrian–SZABÓ Loránd

1994b Permanent-Magnet Variable-Reluctance Linear Motor Control. *Electromotion*. 1. 1. 31–38.

1998 Hybrid Linear Stepper Motors. Cluj, Mediamira.

WANG, R.–GIERAS, J.F

1998 Performance Calculations for a PM Hybrid Linear Stepping Motor by the Finite Element and Reluctance Network Approach. Proceedings of the Second International Symposium on Linear Drives for Industry Applications. LDIA'98, Tokyo. 98–104.

WAVRE, N.–VAUCHER, J. M.

2000 Motion Control with High Performance Direct Drives. AMD&C Magazine. 3. 40–43.

XU, Y.

1997 Planar Motor Sensing and Control for Precision Manufacturing. NSF Design and Manufacturing Grantees Conference. Santa Clara. 34–42.

YOSHIYUKI, T.–KOYANAGAWA, Y.

1995 Study on a Surface-Motor Driven Precise Positioning System. Transactions of the ASME in the Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control. 117. 3.

ZOMBORY László–KOLTAI Mihály

1979 Elektromágneses terek gépi analízise. Budapest, Műszaki Könyvkiadó.

MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION

2000 Permanent Magnet Guidelines. Chicago, Magnetic Materials Producers Association.

A KÖTET SZERZŐI

Baruch Zoltán Ferenc 1957-ben született Galócán. A Kolozsvári Műszaki Egyetem Számítástechnikai Tanszékének docense. 1999 óta a számítástechnikai tudományok doktora. A számítástechnikai tanszéken a következő tantárgyaknak a felelőse: Számítógép-architektúrák, A számítógéprendszerek struktúrája, Ki/bemenő rendszerek. Legfontosabb publikációi: 5 könyv, 2 tankönyv és 25 tudományos cikk. Érdeklődési területei közé tartoznak a számítógéppel segített tervezés digitális áramkörök részére és a konfigurálható architektúrák.

Dobai Jenő Barna 1978-ban született Szilágysomlyón. A középiskolát a helyi „Simion Bărnuțiu” elméleti liceumban végezte. Villamosmérnöki oklevelet a Kolozsvári Műszaki Egyetem Elektrotechnika Karán szerzett 2001-ben. Jelenleg ugyanott magiszter fokozatú hallgató és ösztöndíjas doktorandus a Villamos Gépek Tanszéken.

Dulf Éva Henrietta 1974-ben született Kolozsváron. Gyakornok a Kolozsvári Műszaki Egyetem Automatizálás és Számítógép Karán, doktorandus ugyanazon kar „Automatizált rendszerek” szakán, 38 nemzetközi konferencián bemutatott cikk, valamint 3 kötet szerzője. E-mail cím: szakacs@aut.utcluj.ro

Füleki Miklós 1978-ban született Désen. A középiskolát a helyi „Alexandru Papiu Ilarian” liceumban végezte. 2001-ben a Kolozsvári Műszaki Egyetem Elektrotechnika Karán szerzett villamosmérnöki oklevelet. Jelenleg Budapesten dolgozik rendszergazdaként.

Gyenge Csaba 1940-ben született Székelykocsárdon. Középiskolai tanulmányait Piskin végezte, ahol 1956-ban dicsérő oklevéllel érettségizett. Egyetemi tanulmányait a Kolozsvári Műszaki Egyetem Gépészmérnöki Karán végezte 1961-ben, ahonnan a Kudzsiri Gépipari Vállalathoz helyezték. Itt kilenc évig dolgozott, kezdetben mint technológus, majd kutatási osztályvezetőként. Ipari tevékenykedése alatt a komplex felületek megmunkálása, valamint a különleges fogazatok gyártástechnológiai megvalósítása terén tűnt ki. 1970-ben sikeresen versenyzősként a Kolozsvári Műszaki Egyetem Gépgyártástechnológia Tanszékére, tanársegédnek. Végigjárva az egyetemi

beosztások valamennyi fokozatát, 1996-tól tanszékvezető egyetemi tanár. 1994-ben, illetve 1995-ben a miskolci, valamint a budapesti műszaki egyetemeken vendégprofesszorként működött. Több mint 200 tudományos dolgozata jelent meg hazai és külföldi folyóiratokba, valamint tudományos konferenciák kiadványaiban, 4 találmánya és 7 újítása van. 5 egyetemi jegyzet, valamint 6 szakkönyv szerzője/társszerzője. Tagja a Magyar Tudományos Akadémia Technológiai Bizottságának és a DAAAM egyesület nemzetközi tudományos bizottságának. Kiemelkedő tudományos és oktatói eredményeiért a miskolci, kecskeméti, valamint a brassói egyetem különböző kitüntetésekben részesítette és tiszteletbeli professzorává avatta. 2001-ben a Magyar Tudományos Akadémia Versenyképes Termékfejlesztési Különdíjjal tüntette ki. Több nemzetközi tudományos konferencia szervezője (DAAAM, MTeM, FMTÜ). Az Erdélyi Múzeum-Egyesület Műszaki Szakosztályának elnöke.

Kaucsár Márton 1947-ben született Marosvásárhelyen. Villamosmérnöki oklevelét a Bukaresti Műszaki Egyetem Elektronika és Távközlési szakán szerezte. 1970-től a Kolozsvári Fizikai Kutatóintézetben (Institutul Național de Cercetare-Dezvoltare pentru Tehnologii Izotopice și Moleculare) dolgozik. Doktorátusi továbbképzését Gheorghe Cartianu professzor, a Román Tudományos Akadémia tagjának vezetése alatt folytatta és 1980-tól a műszaki tudományok doktora. Doktori disszertációjában egy eredeti, váltakozóáramú vezérlés elméletét fejlesztette ki, amelyet a továbbiakban az intézetben sikeresen alkalmaztak. Jelenlegi kutatási és fejlesztési területe a számítógépezérlésű fizikai és kémiai kutatóberendezések fejlesztése, valamint fizikai és kémiai módszereken alapuló laboratóriumi és ipari analitikus műszerek számítógépes vezérlése és adatfeldolgozása. Tudományos munkássága a következőkben foglalható össze: 2 könyv, 2 szabadalom hazai és külföldi szaklapokban, kongresszusokon és szimpóziumokon közölt 36 szakdolgozat és 2 felsőoktatási jegyzet. Az utóbbiak a Babeș–Bolyai Tudományegyetem Fizika Karán 1996–98 között előadott elektronikai alapismeretek és a számítógépes mérés technika kurzusainak szövege. Gyakorlati síkon 15 különböző tudományos műszer prototípusának a megvalósításában vett részt, irányította ezek fejlesztését. A legfontosabbak az intézetben gyártott és értékesített gázkromatográfok, valamint a gázkromatográfok számítógépes adatfeldolgozó egységei. Jelenleg első fokozatú tudományos főkutató és a Gábor Dénes főiskolán oktatói tevékenységet folytat. Tagja az Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaságnak (EMT) és a Firka folyóirat szerkesztőbizottságának tagjaként ismeretterjesztő tevékenységet fejt ki.

Kopenetz Lajos 1949-ben született Székelyudvarhelyen. Okleveles építőmérnök, a műszaki tudományok doktora, a Kolozsvári Műszaki Egyetem Építőmérnöki Karának Szerkezetek Mechanikája Tanszékének professzora. Tudományos munkássága: 4 könyv, 1 egyetemi jegyzet, 92 tudományos publikáció és számos műszaki terv, valamint szakvélemény szerzője. Szakmai tevékenysége a kivitelezés, tervezés, kutatás és oktatás skáláján teljesedett ki. Szakterületei: szerkezetek statikája és dinamikája, stabilitáselmélet, számítógépes programozás, könnyűszerkezetek. Több szakmai szervezet (AICPS, AICR, EMT) tagja, valamint törvénytudományi szakértő.

Köllő Gábor 1950-ben született Szamosújváron. Okleveles építőmérnök, a műszaki tudományok doktora, a Kolozsvári Műszaki Egyetem Építőmérnöki Kara Vasút-, Út- és Hídépítés Tanszékének professzora. Szakmai tevékenysége a kolozsvári vasútépítő vállalatnál kezdődött, majd a műszaki egyetemen folytatódott. A több mint 24 éves oktatási, kutatási, tervezési tevékenység eredménye 10 könyv, ebből 6 egyetemi tankönyv, több mint 50 tudományos munka belföldi és külföldi folyóiratokban, 23 kutatási téma, több egyedi hídterv stb. Szakterületei: öszvérhídszerkezetek, vasúti vágány geometria, vasúti felépítmények. Doktori értekezésének témája vasúti öszvérhídszerkezetek viselkedése sztochasztikus igénybevételekre. Több szakmai szervezet (APDP, MMEV, EMT) tagja. Az EMT (Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság) tudományos elnökhelyettese, az MMEV EMT alelnöke, az EMT Építéstudományi Szakosztályának elnöke.

Orbán Zsolt 1978-ban született Bákóban. Okleveles építőmérnök. Egyetemi tanulmányait 2001-ben fejezte be a Kolozsvári Műszaki Egyetem Építőmérnöki Karán. Államvizsga-dolgozatának témája az öszvérhidak tervezése. Jelenleg a kolozsvári Vasúti Pályafenntartási Társaság mérnöke. Három tudományos dolgozat társszerzője.

Szabó Loránd 1960-ban született Nagyváradon. 1979-ben érettségizett a 3-as sz. Matematikai-Fizikai (jelenleg Báthory) Líceumban Kolozsváron. 1985-ben a Kolozsvári Politechnikai Intézetben (jelenleg Műszaki Egyetem) villamosmérnöki oklevelet szerzett. 1985 és 1991 között karbantartó mérnökként dolgozott az élesdi Kötőanyag és Azbesztlemez Kombinátban. 1991-től 1999-ig a Kolozsvári Műszaki Egyetem szakmai gyakorlati műhelyében dolgozott. 1992-től mellékállásban óraadó a Kolozsvári Műszaki Egyetem Villamos Gépek Tanszékén. 1995-ben műszaki doktorátust szerzett a Kolozsvári Műszaki Egyetemen. 1999-től adjunktus a Kolozsvári Műszaki Egyetem

Villamos Gépek Tanszékén. Szakterülete: lineáris villamos gépek, villamos gépek számítógépes tervezése és szimulálása. Tagja az Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaságnak (EMT).

Varga András 1977-ben született Kolozsváron. Tanulmányait a Vasúti szakközépiskolában és a Kolozsvári Műszaki Egyetem Gépészmérnöki Karán végezte. Diplomadolgozatának címe: Integrált termékfejlesztés a hegesztett gépszerelvények esetében.

Ez irányú kutatásait a magiszteri képzés keretében folytatja. A készülő doktori disszertációjának a témája: újrahasznosítás a gépgyártó iparban. Részt vett több tudományos rendezvényen. Nemzetközi konferenciák szervező bizottságának tagja (FMTÜ, MTeM), valamint egy TEMPUS pályázat titkára. Eddigi kutatásait több mint kilenc tudományos dolgozatban publikálta.

ABSTRACTS

BARUCH Zoltán Ferenc CONFIGURABLE PROCESSOR IMPLEMENTATION WITH FPGA CIRCUITS

Configurable architectures can deliver the high performance required by computationally demanding applications, similar to the ASIC circuits, while providing the flexibility of the programmable processors. These architectures have been used in several areas to accelerate the computations required by many applications. The performances achieved are often one or two orders of magnitude higher than those of processor-based alternatives. Today's FPGA circuits have become adequate for the implementation of configurable architectures, mainly due to their greater capacity and more flexible interconnection structure. In this study we describe the design and implementation of a configurable processor. The processor consists of a constant part and a configurable structure. The constant part allows to solve simple applications without changing the existing resources. The configurable part is defined by the user, based on the requirements of a specific application. This part contains application-specific functional blocks, controlled by special instructions. The integration of a classical processor and a configurable architecture within the same circuit allows to exploit the advantages of both architectures. For the design of the configurable processor we used the VHDL language. The implementation was performed with the *Xilinx* XCV600E FPGA circuit from the *Virtex* family. The designed processor can be used in several types of applications: data encryption and compression, image processing, digital signal processing, and special arithmetic.

DULF Éva Henrietta USING THE ROBUST CONTROL IN THE ISOTOPIC SEPARATION PROCESSES. CONTRIBUTIONS

The present work is concerned with the problem of developing effective and readily implemental techniques for modelling and control of distributed parameter systems. A suggestive example of such a system is the isotopic separation column for (N^{15}).

If the equations, parameters and boundary conditions, which make up the conventional partial differential equation models of this process are known, a variety of methods are available for the control design. In this work the H_∞ control problem will be presented.

The spatially distributed nature of this process is generally overlooked or ignored, and conventional control system design techniques are applied using approximate lumped models identified from input/output testing. However, because these simple lumped models ignore the spatially varying nature of the process, they will often suffer from strong interactions and apparent time delays due to the underlying diffusion and convection phenomena inherent in such process.

Therefore, there is a need for a modelling procedure that generates a general model for a process, which takes into account for spatially varying structure of the process and which is derived from data obtained by means of simple input/output experiments. Using the orthogonal collocation method, a readily modelled structure is generated, which provides a firm basis for design and implementation of process control strategies that explicitly deal with the spatially distributed structure of the process.

GYENGE Csaba–VARGA András THE MODERN COMPETITIVE PRODUCT DEVELOPMENT METHODS UTILIZATION IN THE TRANSYLVANIAN TECHNICAL AND ECONOMICAL CONDITIONS

This study presents the principles and the importance of using the new modern competitive product development methods, and details the *Concurrent Engineering* methods, *DfX* techniques and the *DFMA* methodologies.

Further, the achievements of the Manufacturing Engineering Department from the Technical University of Cluj-Napoca are presented to introduce the modern product development in the current machine manufacturing industry of Transylvania. The strategy of instruction of this methodologies, the reduced salary, and the modest technical equipments influence on the product development in this area is described. For the success of the first analysis with the DFA softwares, we made a detailed product grouping, and the results are presented in tables. In the next chapter the production and staff structure of the two manufacturers from Transylvania are analyzed using well prepared questionnaires. After processing the results we arrived to the conclusion of the necessity of application of these methods and the instruction of the technical and economical staff in this field.

KAUCSÁR Márton COMPUTER CONTROLLED AC POWER

The described AC power control system is based on an industrial PC and it is developed for computer-based automation. Based on a specialized interface, depending on the implemented software, phase or integral half cycle control can be performed. The developed method of AC power control uses the half cycle control, which has the advantage of reducing the radio frequency interference. Distributing the conducted half cycles uniformly in time, the low frequency pulsating component superposed to the mean AC power – inherently present at half cycle control – is reduced to a minimum. Increasing the fundamental

frequency component, decreases its undesired effect to the load. The fundamental frequency increases as the control sequence decreases, but the resolution of the AC power control decreases, too. Therefore, the control sequence must not exceed a maximum value. If the controlled power levels correspond to the elements of a Farey sequence, than a theoretically maximum number of the controllable power levels results together with an upper limited control sequence. The main control routine must be run in real time, immediately after each zero crossing of the AC power line. The control software is developed under Delphi 4.0 from Borland. This development platform gives the possibility to implement user friendly windows besides fast assembly control routines.

KÖLLŐ Gábor–KOPENETZ Lajos–ORBÁN Zsolt NEW COMPOSITE STEEL-CONCRETE BRIDGE STRUCTURE TYPES

In this study, new types of composite steel-concrete bridge superstructure are presented. Two slab types: slabs with (integrated) compact cross section and slabs with holes made up details and a design method in the elastic domain and a design method with finite elements are presented.

An evaluation method of the variable stresses in the slab to estimate the lifetime of the structure is also presented in this paper.

SZABÓ Loránd–DOBAI Jenő Barna–FÜLEKI Miklós DESIGN AND SIMULATION OF A MODULAR PLANAR MOTOR

Planar motors are widely required in several different precision assembly systems, in machine tools and several other precision applications. Therefore, a novel planar motor structure, which improves a well-established motor type, may be of real interest.

The proposed modular planar motor has several advantages over the classical structures of the 2D-movement motors. It can be easily configured and designed specially for any specific application.

In this work different possible modular planar motor structures are presented.

It is briefly described the specific design procedure of these motors. Also a typical design example is presented. The numeric computation of the motor's magnetic field proves the properness of the whole design algorithm.

The simulation program was written in MATLAB-SIMULINK environment. The motor's mathematical model is one of circuit-field type. It is simple, easy-to-implement and fast-to-run. The results of simulating a typical positioning task demonstrates the usefulness of the proposed motor.

The used design and simulation programs could be of real help for those professionals who would like to design and simulate such, or a similar motor.

REZUMATE

BARUCH Zoltán Ferenc

IMPLEMENTAREA UNUI PROCESOR CONFIGURABIL CU CIRCUITE FPGA

Arhitecturile configurabile pot furniza performanțele ridicate cerute de aplicațiile solicitante din punct de vedere computațional, similar cu circuitele ASIC, asigurând în același timp flexibilitatea procesoarelor programabile. Aceste arhitecturi au fost utilizate în mai multe domenii pentru accelerarea calculelor necesare pentru numeroase aplicații. Performanțele obținute sunt adesea cu una sau două ordine de mărime mai ridicate decât cele ale alternativelor bazate pe procesoare. Circuitele FPGA actuale au devenit corespunzătoare pentru implementarea arhitecturilor configurabile, în principal datorită capacității lor mai mari și a structurii mai flexibile de interconectare. În acest studiu se descrie proiectarea și implementarea unui procesor configurabil. Procesorul constă dintr-o parte fixă și o structură configurabilă. Partea fixă permite soluționarea aplicațiilor simple fără a modifica resursele existente. Partea configurabilă este definită de utilizator, pe baza cerințelor unei aplicații specifice. Această parte conține blocuri funcționale specifice aplicației, controlată de instrucțiuni speciale. Integrarea unui procesor clasic și a unei arhitecturi configurabile în cadrul aceleiași circuit permite exploatarea avantajelor ambelor arhitecturi. Pentru proiectarea procesorului configurabil s-a utilizat limbajul VHDL. Implementarea a fost realizată cu circuitul FPGA *Xilinx XCV600E* din familia *Virtex*. Procesorul proiectat poate fi utilizat în mai multe tipuri de aplicații: criptarea și compresia datelor, prelucrarea imaginilor, prelucrarea digitală a semnalelor sau aritmetica specială.

DULF Éva Henrietta
**UTILIZAREA CONTROLULUI ROBUST ÎN
PROCESELE DE SEPARARE IZOTOPICĂ.
CONTRIBUȚII**

Lucrarea prezentă se ocupă cu problema dezvoltării unor tehnici efectiv și real implementabile la modelarea și controlul sistemelor cu parametri distribuiți. Un exemplu sugestiv pentru un astfel de sistem este coloana de separare izotopică a izotopului (^{15}N).

Dacă ecuațiile, parametrii și condițiile de frontieră care formează modelul convențional de ecuații diferențiale parțiale al procesului sunt cunoscute, atunci există o varietate de metode disponibile pentru control. Lucrarea de față prezintă problema controlului robust H_∞ .

Natura spațial distribuită a procesului este în general neobservată sau ignorată și tehnicile de reglare convenționale sunt aplicate folosind modele aproximative, cu parametri concentrați, identificați după experimente de intrare/ieșire. Deoarece aceste modele simple ignoră natura spațială a procesului, ele suferă adesea de interacții strânse și întârzieri aparente, datorate fenomenelor de difuzie și convecție inerente în astfel de procese.

De aceea, apare necesitatea stabilirii unei proceduri de modelare care crează un model general, care ține cont de structura spațial variabilă a procesului și este dedus din datele obținute din măsurători simple la intrarea și ieșirea procesului. Folosind metoda colocației ortogonale se generează o structură real modelată, care constituie o bază solidă pentru proiectarea și implementarea strategiei de control care ține cont explicit de structura spațial distribuită a procesului.

GYENGE Csaba–VARGA András
UTILIZAREA METODELOR MODERNE DE
DEZVOLTARE A PRODUSELOR
COMPETITIVE ÎN CONDIȚIILE TEHNICE ȘI
ECONOMICE DIN TRANSILVANIA

În cadrul lucrării, după evidențierea principiilor și importanței utilizării metodelor avansate de dezvoltare a produselor competitive, se prezintă detaliat metodele ingineriei concurente, tehnicile DfX, respectiv metodologiile DFMA.

În continuare se scot în evidență realizările Catedrei de Tehnologia Construcțiilor de Mașini de la Universitatea Tehnică Cluj-Napoca în direcția introducerii metodelor moderne de dezvoltare a produselor în condițiile din industria construcțiilor de mașini din Transilvania. În mod special se scoate în evidență strategia instruirii acestor metode, influența salariului tarifar redus și a dotărilor tehnice modeste asupra competitivității produselor fabricate în această zonă. Pentru reușita primelor analize cu pachetele de softuri DFA, pe baza unui studiu amănunțit, s-a efectuat o grupare a produselor, iar rezultatele analizelor se prezintă sub formă tabelară. În capitolul următor se analizează structura de producție și de personal a două întreprinderi din Transilvania, folosind chestionare minuțios pregătite. Prin prelucrarea rezultatelor sondajelor s-a putut trage concluzia necesității stringente de aplicare a acestor metode și de instruire a personalului tehnico-economic în această direcție.

KAUCSÁR Márton
CONTROLUL COMPUTERIZAT
AL PUTERII ÎN CURENT ALTERNATIV

Sistemul este destinat instalațiilor de control automatizate cu calculatoare personale, de preferință de tip industrial. Se prezintă o interfață specializată de comandă a unui triac de putere, care în funcție de programul rulat permite controlul integral al semiperioadelor de conducție, precum și controlul în fază. Principiul metodei de control a puterii implementate se bazează pe controlul integral al semiperioadelor de conducție ale triacului. Acest control integral are avantajul eliminării

fenomenului de interferență de radiofrecvență, dar are dezavantajul apariției unei pulsații de joasă frecvență la ieșirea instalației acționate de puterea controlată. Principiul elaborat reduce la minim această pulsație prin distribuția cât mai uniformă în timp a semiperioadelor de conducție. Efectul pulsațiilor puterii este cu atât mai atenuat de constantele de timp de întârziere a instalației acționate, cu cât frecvența fundamentalei din dezvoltarea în serie Fourier a formei de undă a puterii are o frecvență mai mare. Acest fapt impune limitarea valorii inferioare a frecvenței fundamentale, deci limitarea superioară a perioadei secvenței semiperioadelor de conducție. Caracteristica de transfer a sistemului de control în limita treptelor de cuantizare este liniară. Deoarece nivelele de putere controlate corespund elementelor unei serii Farey, numărul lor atinge limita teoretică maximă. Rutinele de control sunt rulate în timp real, iar sincronizarea lor cu momentele trecerii prin zero a tensiunii se realizează cu ajutorul întreruperii. Implementarea programului de control și de testare finală sub Delphi 4.0 a permis elaborarea sub Windows a unei interfețe de control prietenoasă operatorului. Unele rutine au fost scrise în limbaj de asamblare, asigurând astfel un control eficient și suficient de rapid în vederea rulării lor în timp real.

KÖLLŐ Gábor–KOPENETZ Lajos–ORBÁN Zsolt

NOI TIPURI DE PODURI

ÎN STRUCTURĂ MIXTĂ OȚEL-BETON

În acest studiu sunt prezentate noi tipuri de suprastructuri de poduri (dale) alcătuite în variantă mixtă oțel-beton. Se prezintă două tipuri de dale: dale cu secțiune plină și dale cu goluri, cu detalii de execuție și o metodă de calcul cu element finit.

De asemenea este prezentată o metodă de evaluare a eforturilor variabile în dală în vederea evaluării duratei de viață a acestuia.

SZABÓ Loránd–DOBAI Jenő Barna–FÜLEKI Miklós PROIECTAREA ȘI SIMULAREA UNUI MO- TOR CU DEPLASARE ÎN PLAN AVÂND CONSTRUCȚIE MODULARĂ

Motoarele cu deplasare planară sunt utilizate frecvent în sistemele precise de asamblare, în mașini unelte și în alte aplicații unde sunt necesare poziționări precise în plan. Din această cauză orice tip nou de asemenea motor prezintă un interes deosebit pentru specialiști.

Motorul planar prezentat aici are o serie de avantaje față de cele existente deja. Motorul poate fi configurat ușor după necesitățile fiecărei aplicații specifice.

În această lucrare sunt prezentate trei variante de armături mobile realizate cu modular.

Este descris în detaliu procedeul de proiectare al acestor motoare. De asemenea se prezintă un exemplu tipic de proiectare. Rezultatele calculului numeric al câmpului magnetic din structura motorului dovedesc corectitudinea algoritmului de proiectare elaborat.

Programele de simulare au fost alcătuite în mediul MATLAB-SIMULINK. Modelul matematic al motorului utilizat este de tip circuit-câmp. Acesta este ușor de implementat și se rulează cu o viteză mare. Rezultatele simulării unei aplicații specifice demonstrează utilitatea motorului planar propus.

Programele de proiectare și simulare elaborate pot fi utilizate cu mici modificări de către toți specialiștii care doresc să proiecteze și să simuleze motoare asemănătoare.