50.165
KÖNYV-TÁR

HÍRADÁS-TECHNIKA

A HÍRADÁS-TECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

7

XX. ÉVFOLYAM, 7. SZÁM, 197–228 OLDAL, BUDAPEST, 1969. JÚLIUS HÓ

1969. július, XX. évfolyam, 7. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

HORVÁTH GYULA: Telefonközponttechnikai ismereteink tudományos feldolgozásának problémái 197
TERPLÁN KORNÉL: Visszacsatolt tranzisztoros erősítők nemlineáris torzításának számítási módja ... 203
KAUKER JÁNOS: Immittancia paraméterekkel jellemzett négypólus invariánsai 212
KAREL TOMASEK: Nomogramok hangfrekvenciás FET alapkapcsolások számításához 216
KOVÁCS SÁNDOR: Explicit képletek racionális törtfüggvényeknek részlettörtekre bontásához, többszörös gyökök esetén 218
Tartalmi összefoglalások 224
Обобщения 224
Zusammenfassungen 225
Summaires 225
Résumés 226

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZŐLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5–6. III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

Szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VÍG ISTVÁN

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

69.2559 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

HORVÁTH GYULA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

Telefonközponttechnikai ismereteink tudományos feldolgozásának problémái

ETO 621.395.722.001.2

Más műszaki szakterületekkel a telefonközponttechnika megegyezik abban, hogy feladata egy, a társadalom által támasztott igény kielégítése a rendelkezésére álló technikai lehetőségek kihasználásával (tetszőleges beszélgetőpartnerek összekapcsolása az élő beszéd egyidejű továbbítása céljából mindkét irányban). Különbözik tőlük viszont keletkezésének és eddigi fejlődésének sajátos körülményeiben, nevezetesen abban, hogy a gyakorlatból fejlődött ki. A feladat feltalálásának ugyanis még előfeltétele volt az, hogy az akusztika és a villamosságtan a szükséges elméleti szintet elérje; a manuális és később az automata telefonközpontok szerelvényeinek megalkotása már csak — igaz, hogy nem egyszerű — technikai feladat volt, ismert elméleti bázison. Ennek tudható be, hogy a telefonközpont-technika legtöbb úttörője és művelője technikus vagy műszerész volt, mert a feladatok kezdetben nem kívántak nagy elméleti tudást, különösen az átviteltechnikához viszonyítva [1].

A telefonközpont-technika származását a gyakorlatból az is szemlélteti, hogy fejlődése az egyes országokban hamar elkülönült és az egyes gyárak saját jellegzetes fejlődési irányvonalukon haladtak tovább. Ezt az elkülönülést jelentősen elősegítette az elméleti alapok hiánya, mert ezek szabad fogalmán alapuló tapasztalatcsere az elvi megoldások és az alapfogalmak lényegesen nagyobb fokú egységesítésére vezetett volna. A fejlődésre sokkal inkább a saját eredményeknek műszaki—gazdasági eszközökkel való védelme (szabadalmak, inkompatibilitásra vezető műszaki paraméterek választása, mint a tápfeszültség) volt jellemző. Ez a diverzifikáló irányzat az elmélet kialakulását és térhódítását akadályozta.

Az elmélet kialakulásának köztudomásúan első lépései közé tartozik a fogalmak — szavakban tükröződő — kialakítása. Ez megrekedt az egyes gyárak szintjén és még ma is a nagy német cégek konkurrenciaokokból ugyanazon fogalomra eltérő német szavakat alkalmaznak.

A forgalmi méretezés kezdetben tapasztalati görbék alapján történt. Ezeket Németországban csak lassan szorította ki a dán Erlang által elméleti módszerekkel kialakított képlet.

Az elméleti feldolgozás eddigi eredményei

A telefonközpont-technika gyakorlati igényei inspirálták a matematikai torlódáselmélet kialakulását, ami jelenleg a telefonközpont-technika egyetlen specifikus elméleti alapjának tekinthető. Más technikai ágak, elsősorban az automatizálás igényei kifejlesztették a telefonközpont-technikára is alkalmazható elméleteket. Ezek fényében az automata telefonközpont egy koraszülött célautomatának tűnik, mely az automatizálás feladatait szorosan a telefonközpont körülményeihez illeszkedve oldja meg. Ma már könnyen kimutatható, hogy a kapcsolás szempontjából a telefonközpont az általános forgalomelmélettel leírható sajátos forgalmi rendszer, a vezérlés szempontjából pedig a véges automaták egyik csoportja.

Ez azonban nem jelenti azt, hogy a telefonközpontok elmélete ezzel ki van dolgozva. A publikált szakirodalomban nem tettek még olyan kísérletet, mint pl. a vezérléstechnika levezetése a véges automaták elméletéből. Egy ilyen kísérlet hamar abba az akadályba ütközne, hogy nem volnának megtalálhatók azok a gyakorlattal egyező, kellően általánosított fogalmak, melyekben és a közöttük levő törvényszerű összefüggésekben a véges automaták elmélete konkretizálódhatna a telefonközpontok területére.

Az elmélet kérdését a másik oldalról nézve, olyan anyaggal sem találkozunk a publikált szakirodalomban, ami a telefonközpontok alkatrészeiből való felépítésére adna elméletileg megalapozott, rendszerezett útmutatást. Ilyennek tűnik ugyan első pillantásra a kapcsolástan [2], melynek segítségével jelfogókból vagy elektronikus elemekből sokféle,

Beérkezett 1968. X. 23-án

telefonközpontok vezérlésére is használható áramkört lehet felépíteni. Ezek az áramkörök azonban másféle automatizálási feladatokra is alkalmazhatók. Nem terjed már ki a kapcsolástan arra, hogyan kell ezekből az áramkörökből konkrétan telefonközpontok vezérlését összeállítani.

Végül nem találjuk az irodalomban a különféle rendszerek egységes szempontok, azonos fogalmak és egységes terminológia szerinti feldolgozását sem. Összefoglalva tehát megállapítható, hogy sem deduktív (a véges automaták elméletéből, vagy a forgalomelméletből kiinduló), sem szintetikus a kapcsolástant továbbfejlesztő, sem pedig analitikus (leíró) elméletet nem találunk, csupán egyes részterületek elméleti kidolgozását.

Az átfogó elmélet kidolgozásának szükségessége és időszerűsége

Az átfogó elmélet hiányának hatása az, hogy a gyakorlati munka, legfeltűnőbben a gyártmányfejlesztés területén, túlzottan épül gyakorlati tapasztalatokra, a tapasztalatok cseréje és hasznosítása még ugyanazon kollektíván belül is — főleg a lassan és spontán folyó általánosítás miatt — nehézkes, lassú. Mindezek következtében szinte lehetetlen (kivéve talán a forgalomelmélettel közvetlenül összefüggő kérdéseket) a különböző rendszerek, megoldások azonos terminológia szerinti tárgyalása. Nem szorulnak bemutatásra azok a nehézségek, amelyek ebből különböző rendszerek összehasonlításakor, osztályozásakor vagy az oktatásban jelentkeznek.

A szocialista országok szakemberei különösen érdekeltek abban, hogy elméleti alapokkal rendelkezzenek. Ezeken keresztül nemcsak a világ tapasztalatai válnak általánosíthatókká, hanem ezek a tudományos önállóság nélkülözhetetlen feltételei is. Ez az önállóság nem jelent elszigeteltséget a világ tudományán belül, mert hiszen a kapitalista környezet hatása egyrészt az új tudományos eredményeken, másrészt a tőkés külkereskedelemben értékesített áruikkal szemben támasztott igényeken keresztül érvényesül. Az önállóság viszont képességet jelent autonóm tudományos állásfoglalásra akár a tőkés országok eredményeinek értékelésével, akár a saját fejlődésünk problémáival kapcsolatban van rá szükség.

A szocialista szakembereknek szükségük és lehetőségük van arra, hogy az elmélet a valóság minél pontosabb képét adja. Szükségük van rá a sikeres alkalmazás biztosítása érdekében. Lehetőségük is van rá, mert a dialektikus materializmusra támaszkodva függetleníthetik magukat a kapitalista társadalom ideológiai korlátaitól. A szocialista érdek mellett az elmélet kidolgozását az is időszerűvé teszi, hogy az eddigi ismert rendszerek kivitelezése során bőséges gyakorlati tapasztalat halmozódott fel, mely elegendő anyagot szolgáltat az elméleti feldolgozáshoz. Néhány évvel ezelőtt mintegy 50-re becsülték a világosan azonosítható rendszerek számát [3]. Valamivel régebben kezdtek el a szakirodalomban a fejlődési tendenciákat tárgyaló átfogó cikkeket közölni [pl. 4], melyek szerzői már nemcsak az egységes terminológia hiányával küzdenek, hanem az osztályozás problémáiba is ütköznek. Csak elvétve találhatók osztályozási kísérletek [5, 6, 7]. Az osztályozás nehézségei ismeretanyagunk rendszerezésének problémáit is felvetik. A terminológiával kapcsolatos problémákra mutatott rá McNair is [8], megjegyezve, hogy az átviteltechnika fejlődését nagyban elősegítette az olyan általános fogalmak bevezetése, melyek a berendezések lényeges részfunkcióit úgy határozták meg, hogy nem kapcsolódtak egyik konkrét megoldáshoz sem. A működést tehát a megoldástól függetlenül meghatározható funkciókkal lehet leírni.

Ezen funkcióknak megfelelnek az egyes funkcionális egységek általános megnevezései, melyek szintén megoldásfüggetlenek. Pl. az erősítés funkciója nem tartalmaz utalást arra, hogy milyen készülék (elektroncső, tranzisztor stb.) felhasználásával, sőt még arra sem, hogy milyen fizikai elven valósul meg az erősítés. Hasonló utalást az „erősítő", mint funkcionális egység elnevezés sem tartalmaz.

A gyakorlat is számos példával figyelmeztet fenti meggondolás fontosságára, melyek közül egyet ismertetünk.

Megrendelők, akik feltétfüzeteiket a különféle megvalósult konstrukciók tanulmányozása alapján állítják össze, néha ellentmondó követelményeket támasztanak, mert a különböző konstrukciók önmagukban tetszetős részmegoldásai esetenként ellentétel funkciókat, mint célokat valósítanak meg. Meghatározott rendszerek egyoldalú alapulvétele is vezethet arra a hibára, hogy feltétfüzetekben megoldásokat írnak elő funkciók helyett, holott a vevőnek reálisan funkciókra van szüksége. Követelményeinek meghatározásakor ilyen irányú igényeiből kell kiindulnia.

Az átviteltechnika elméleti fejlettségével való összehasonlítás tehát szintén élesen rávilágít a telefonközpont-technika elméletének kidolgozatlanságára.

A rendszertechnika szerepe a tudományos feldolgozásban

A gyakorlatban a telefonközpontokat rendszereknek tartják és nevezik; a köztudat a rendszertechnikát mint valamiféle magasabb szintű ismeretanyagot és gyakorlatot tartja számon. Ezek az empirikus jellegű tételek tűnnek a legáltalánosabbaknak, célszerű tehát vizsgálódásunkat ezek kritikájával folytatnunk. Ehhez először a rendszer fogalmát kell szemügyre vennünk.

A filozófiai szinten még vitatott [9] rendszerfogalom véleményem szerint abból a tételből kiindulva közelíthető meg, mely szerint bármely dolog jellemezhető azzal, hogy alkotóelemeinek struktúrával összefogott együttese. Ez a megállapítás a naprendszertől kezdve az atomig — bár még ezek sem a végletek — és a társadalomban is érvényes, a rendszer fogalmat tehát túl tágan határozná meg. E célra még további ismertető jegyek szükségesek, más szóval a köztudatban élő, még nem eléggé világos rendszerfogalmat pontosítanunk kell.

A rendszerfogalom tartalmát illetően az alkotóelemek látszólag könnyen felismerhetők (a fennálló problémáról a rendszerek hierarchiájának tárgyalásakor teszünk említést), a strukturális kapcsolatok

pedig szerkezeti és funkcionális kapcsolatok formájában jelennek meg.

Itt csak utalhatunk rá, hogy a szerkezeti összefüggéseket hagyományosan az ún. összeköttetési vázlatokban (junction diagram) szokás kifejezni, míg a velük egyenrangú funkcionális összefüggések egyik célszerű kifejezési formája a „működési vázlat" (lásd [10], 648. old. és később).

Az alkotóelemek és a struktúra kapcsolatának általános jellemzője a kompatibilitás törvénye, mely szerint nem akármilyen alkotóelemekből építhetünk fel telefonközpontot, hanem olyanokból, amelyek egymáshoz „illenek", azaz felhasznált részmegoldások összehangolt egységeket alkotnak (pl. az elektronikus vezérlés csak meghatározott sebességnél gyorsabban működő kapcsolókkal együtt alkalmazható). Ezen túlmenően az alkotóelemek és a struktúrák is kölcsönösen feltételezik egymást, pl. linkrendszerek alkalmazásának (struktúra) csak viszonylag kisméretű kapcsolómátrixok (alkotóelemek) esetén van értelme. Lényeges összefüggés még a rendszer tartalmával kapcsolatban, hogy az alkotóelemek nem szükségképpen rendszerhez kötöttek, vagyis más rendszerek alkotóelemét is képezhetik.

Ez tágabb értelemben nemcsak azt jelenti, hogy ugyanazon alkotóelem (pl. hívószámok továbbítása számtárcsa impulzusokkal) más telefonközponti rendszer felépítéséhez is használható, hanem azt is, hogy nemcsak telefonközpontban alkalmazható (pl. a számtárcsa távíróközpontban). Talán még fontosabb a rendszerfogalom pontosítása terjedelmét illetően. Ez tulajdonképpen a rendszer és környezetének elhatárolásából áll. Az elhatárolás természetesen dialektikus, vagyis nem merev határvonal meghúzásáról van szó, hanem a rendszert környezetétől megkülönböztető lényegi különbségekről, melyek az egyes esetekben eltérők is lehetnek.

Vertikális irányban az elhatárolás a magasabb és az alacsonyabb rendű rendszerek felé szükséges, mert a vizsgált rendszer is egy magasabb rendű rendszer alkotóeleme, saját alkotóelemei pedig szintén kimerítik a rendszer fogalmát. A rendszerek tehát vertikális irányban hierarchikus rendszerben kapcsolódnak össze. Már publikált [11] véleményem szerint a híradástechnikában négy hierarchikus lépcsőfok megkülönböztetése célszerű, úgymint: hírháló, berendezés (ebbe tartozik a telefonközpont), áramkör és alkatrész.

Felmerül a kérdés, hogy milyen kritérium alapján lehet a hierarchikus rend szomszédos lépcsőfokait megkülönböztetni? Véleményem szerint egyrészt minőségi különbségnek kell lenni a szomszédos lépcsőfokok között. Nem elég a faj és nem viszony, mint azt a hírhálók egyes hálózati síkjai között látjuk, mert a különböző síkokban található központok és vonalak lényegüket tekintve egyformák. A több-kevesebb hálózati síkra elosztott hírhálóban hasonló alkotóelemek lényegileg azonos struktúra szerint kapcsolódnak össze. Ebben a tekintetben tehát csak mennyiségi különbséget találunk. A hírháló és a berendezései (nagy vonalakban: telefonközpont, átviteli csatornák, telefonkészülék) között viszont az a lényeges minőségi különbség van, hogy a hírháló önmagában már képes a telefonszolgálat önálló ellátására, míg az említett alkotóelemei még nem. Ennek a minőségi különbségnek másik megnyilvánulása az, hogy egy rendszernek tulajdonságai lényegesen eltérő fontosságúak akkor, ha a következő magasabb szintű rendszerhez, mint akkor, ha annak alkotóelemeihez viszonyítva vizsgáljuk. Telefonközpont esetében az utóbbi viszonylatban a belső struktúra, az alkalmazott vezérlési eljárás stb. mutatkoznak fontosnak; a hírhálóhoz viszonyítva a központ kapcsolási tulajdonságai, a más központokkal való együttműködés során alkalmazható jelzésrendszer stb. jutnak az érdeklődés homlokterébe.

A négylépcsős hierarchikus rend tárgyalásakor érdemes megjegyezni, hogy helytelen volna abból az áramkör lépcsőfokát kihagyni, melynek önálló minőség mivoltát jelző egyik tulajdonságát, nevezetesen azt, hogy belőle nemcsak telefonközpont építhető fel, már említettük. Másik ilyen sajátossága az, hogy funkcionálisan mind az alkatrészeitől, mind a berendezéstől, melynek részét képezi (pl. egy jelfogós áramkör a jelfogótól és a telefonközponttól) lényegesen különbözik. Ha a telefonközpontot közvetlenül alkatrészeiből felépítve fognánk fel, akkor a struktúra elemzésekor töréspontot találnánk, mely két különböző jellegű struktúrát határol el. Ez a töréspont éppen az áramkör. A jelfogó funkciója ugyanis kizárólag áramút nyitása és zárása, az áramkör viszont pl. logikai műveleteket végez. Ez is utal arra a már említett körülményre, hogy a struktúra egyaránt áll szerkezeti és funkcionális összefüggésekből.

Míg vertikális irányban az elhatárolás azonos jellegű műszaki rendszerek felé történt (bár a hírháló felett már a gazdaságot találjuk mint rendszert, az alkatrész alatt pedig puszta nyersanyagokat), addig horizontálisan a más technikai, természeti és társadalmi rendszerekből álló környezettől kell elhatárolni. Mint említettem, a határok nem élesek; átmenet van pl. a tartozékok tekintetében. Mindaz, ami a központ sajátos működéséhez feltétlenül szükséges, mint például a hibajelző vagy legalábbis detektáló készülék, még a központ szerves részét képezi. Nem tekinthető viszont a rendszerhez tartozónak a táplálására szolgáló akkumulátor, mert az semmiben sem különbözik a más berendezések táplálására használatos típusoktól. Átmeneti jellegű viszont a hálózati tápegység attól függően, hogy más hasonló feltételek között táplálandó berendezéshez alkalmas-e.

A telefonközpont rendszer jellegének bizonyítása után még azt kell megmutatnunk, hogy a telefonközpontok elméletének miért kell a központtal, mint rendszerrel foglalkoznia.

Említettük, hogy a telefonközpontok és alkotóelemeik közötti minőségi különbség abban áll, hogy áramkör szintű rendszerek más, nemcsak telefonközponti célokra is használhatók, a telefonközpont sajátos feladatának megoldásával kizárólag a berendezés szinten találkozunk.

A telefonközpont-technika sajátos feladatainak elemzésekor tehát nem nyúlhatunk le az alkatrészek szintjéig, mert akkor az áramkörök struktúrájának kapcsán a telefonközpont-technikához nem kizáró-

lagosan tartozó kérdésekkel is foglalkoznánk. Ezért érdeklődésünket helyesen az áramköröknek a központtechnika szempontjából fontos tulajdonságaira és a központok struktúrájára kell irányítanunk, vagyis a telefonközpontot mint rendszert tanulmányozzuk. Elméletünk ennélfogva a telefonközpontok rendszertechnikája lesz.

Ezt a következtetést más oldalról alátámasztja az, hogy a jelfogókból mint alkatrészekből az elvi kapcsolás, mint struktúra útján összefűzött áramkörök szintjének is van rendszertechnikája, mely a telefonközpontok rendszertechnikájához hasonlóan az alkatrészeknek az áramkörök felépítése szempontjából fontos tulajdonságaival és áramkörökké való összefűzésével foglalkozik. Ez a témakör a már említett kapcsolástan néven van műszaki elméleti szinten feldolgozva és a matematikai logika formájában önálló matematikai elmélettel [12] is rendelkezik. Hasonlóképpen a torlódáselmélet [13] nyújt alapot a kapcsológépekből felépíthető struktúrák leírásához és kialakításához. Az a körülmény, hogy a hierarchia alsóbb szintjén elméletileg már feldolgozott témakörök vannak, szintén indokolja a két szint megkülönböztetését és ezen keresztül azt, hogy elegendő a telefonközponttal, mint rendszerrel foglalkoznunk.

A rendszerfogalom nemcsak elméleti alapot nyújt, hanem sajátos rendszerszemléletet is vezet be. Ez érvényesült már az előzőkben is, például amikor a környezet és rendszer kapcsolatát az elhatárolás és az összefüggések szempontjából egyaránt vizsgáltuk, vagy akkor, amikor a rendszer önmagában vett jellemzése mellett a környezet, beleértve a magasabbrendű rendszer viszonylatában megmutatkozó tulajdonságok fontosságát emeltük ki. A példák azt is mutatják, hogy a helyes rendszerszemlélet egyúttal dialektikus szemlélet is. A rendszertechnika így — rendszerszemlélet kialakításán keresztül — módszert is nyújt a telefonközpont-technika tudományos feldolgozásához.

A dialektikus materialista módszer alkalmazása a rendszertechnikában

Egy tudományos témakör feldolgozására természetszerűleg a leghaladóbb világnézet módszerei alkalmazhatók legeredményesebben. A dialektikus materializmus és ezen belül a dialektikus logika idevonatkozó, minden tankönyvben megtalálható általános tételeinek alkalmazását két összefüggés kapcsán mutatjuk be.

Az egyik összefüggés a rendszerfogalom és a dialektika egyik alapkoncepciója, a fejlődés elve között található meg, mely rámutat a rendszerfogalom dinamikus vonásaira.

Ezen összefüggés szerint műszaki alkotások, így a hírközlő rendszerek és a bennük alkalmazott berendezések, köztük a telefonközpontok fejlődését a társadalmi igények és a technikai lehetőségek ellentétének harca viszi előre. A közöttük fennálló ellentmondásnak egy megvalósított egyedi vagy tömeggyártott típusrendszer az egyik ideiglenes megoldása [14]. Egy kiforrott rendszer általános elterjedésével jellemzett viszonylagos nyugalmi állapotból a továbbfejlődést két körülmény indíthatja meg. Az egyik új társadalmi igények keletkezése, melyek a régi technikával már nem oldhatók meg. Ilyen igények pl. új szolgáltatások, vagy a gazdasági mutatók változása miatt merülhetnek fel. A másik körülmény olyan új technika vagy technológia megjelenése lehet, mely az adott feladatot jobban oldja meg. Egy rendszer elterjedését korszerűségének, vagyis annak köszönheti, hogy az igényeket saját korának színvonalán hozza összhangba a lehetőségekkel [15]. Használatának ideje alatt azonban mind az igények, mind a lehetőségek oldaláról felgyülemlenek az új igények és lehetőségek, melyeket a régi rendszerrel egyre kevésbé lehet kielégíteni, illetve hasznosítani. Szükségessé válik tehát egy új rendszer kidolgozása, mely a régi rendszert dialektikusan tagadva, figyelembe veszi az új igényeket, felhasználja az új lehetőségeket és így újra ideiglenes egyensúlyt teremt az igények és lehetőségek között.

A másik összefüggés az elmélet és a gyakorlat dialektikája. Mint már bemutattuk, a telefonközponttechnikában a köztudat a gyakorlatból táplálkozik, aminek következtében az helyesen betáplált ismeretek helyreigazítás híján az idő múlásával eltorzulnak.

Például egy tapasztalt fiatal konstruktőr — másirányú probléma megoldására — olyan áramköri módosítást javasolt, mely a szabad hívott kapcsolása után folytonos csengetés elmaradására vezetett volna. Indokolásul bebizonyította, hogy a folytonos csengetés alkalmazása következtében a hívott jelentkezésére való várakozás időtartama csak jelentéktelen mértékben rövidül. Ő már nem tudta, hogy folytonos csengetés eredeti célja az, hogy a központokhoz csatlakozó alközpontok felé menő kétirányú vonalak azonnali lefoglalását biztosítsa, esetleges szembetalálkozás megelőzése céljából.

Utaltunk már arra, hogy emellett szép számmal vannak a köztudatban szándékosan hamisan betáplált ismeretek, elsősorban a kereskedelmi konkurrenciával kapcsolatos érdekek szolgálatában.

Jellegzetes példa erre a hazai gyakorlatból a beválasztás elterjedt értékelése, mely iparunk államosítás előtti kapcsolatai révén Antwerpenből származik és még tankönyvbe is bekerült [16]. Ez az értékelés felsorolja a beválasztás alkalmazása során felmerülő nehézségeket, de hallgat azok enyhítésének lehetőségeiről. Így végül arra a következtetésre jut, hogy a beválasztás megvalósítása nem előnyös. A kritikai elemzés viszont feltárta, hogy a beválasztás ötletét a Siemens-gyár vetette fel és valósította meg, a saját lépkedő (HDW) rendszere által nyújtott kedvező feltételek között. Antwerpen számára viszont a rotary-rendszer kedvezőtlen körülményeire tekintettel az említett értékelésre támaszkodva az érdeklődők elriasztása mutatkozott célszerűbbnek.

A felsorolt hatások eredményeképpen a gyakorlat befolyása alatt álló köztudatban kialakult torz ismeretek feltárására és leleplezésére a dialektikus materializmus harcos, minden tekintélyt és hagyományt kritikusan vizsgáló szelleme különösen alkalmas, és módszert is nyújt a torzulások felismerésére. Végül a dialektikus materializmus ismeretelmélete megalapozza a megismerés klasszikus módszereinek dialektikus értelmezését és alkalmazását. Ezekkel külön szakaszban foglalkozunk.

A megismerés logikai módszerei

Ismeretes, hogy ezek közül a rész—egész vonatkozású vizsgálódások során az analízis és a szintézis módszerei [17] állnak rendelkezésünkre. Ezek ismert jellemzőit rendszerekre alkalmazva azt mondhatjuk, hogy az analízis a magasabb rendű rendszer felől halad az alacsonyabb rendszerű felé, míg a szintézis az ellenkező irányban. Az analízis módszerét a kész rendszerek (megvalósított telefonközpontok és típusok) elemeinek és struktúrájának feltárására használhatjuk, az eredmény tehát a rendszerek tudományos leírása, ehhez fogalmak és a közöttük fennálló összefüggések feltárása. Esetünkben, mivel sokféle kész rendszert elemezhetünk, együttjár az általánosítás, tehát a különféle rendszerekben közös fogalmak, funkciók és összefüggéseik feltárása. Ugyanebben az aspektusban a szintézis viszont a rendszerrel szemben támasztott igényekből, vagy az ezek alapján kitűzött célokból indul ki és keresi a megvalósításhoz felhasználható elemeket és struktúrát. Ebben az aspektusban tehát az analízis a technikát írja le, a szintézis pedig a megalkotására alkalmas elméletet adja.

A két módszer dialektikus kapcsolata már az induláskor megmutatkozik. Ahhoz, hogy a vizsgálandó rendszert magát helyesen meghatározhassuk, tájékozva kell lennünk annak céljáról, mert ebből vezethetők le a rendszerhez tartozás kritériumai. A célt ma, a telefonközpont feltalálása után 91 évvel, a megvalósított rendszerekből vezethetjük le. Puskás Tivadar ötlete volt ugyan az, hogy a központ feladata annak biztosítása, hogy bármely előfizetőt bármelyik másikkal össze lehessen kötni. Ez volt a lényeges új vonás a korábbi telefontechnikával szemben. Indokoltságát, alapvető jellegét azonban a későbbi fejlődés bizonyította azzal, hogy ma is alapvető követelménynek tartják. Elméletileg továbbá kézenfekvő az a célkitűzés, hogy a fennálló beszélgetések újabb kapcsolatok létesítését ne korlátozzák. A gyakorlati tapasztalatok azonban azt mutatják, hogy e célkitűzés abszolút megvalósítása (egyidejűleg feleannyi kapcsolat lehetőségének biztosítása, mint amennyi előfizetőnk van) költséges. Sokkal olcsóbb lesz a berendezés, ha e követelményt csak közelítőleg (pl. szokásosan úgy, hogy az újabb kapcsolási igényeknek csak néhány százaléka szenvedjen korlátozást) teljesítjük, ami a gyakorlati tapasztalatok szerint teljesen megfelelő.

A megismerés további folyamatában az analízis és szintézis dialektikus kapcsolata szintén érvényesül. Az analízis során a részegységekre bontás helyességének kontrollja az a kritérium, hogy funkcionális egységeket képeznek-e. Ehhez párhuzamosan a rendszer funkcióinak elemzése szükséges. A szintézis alkalmával a funkciókat előre kidolgozzuk és a részegységeket ezek megvalósítására képezzük ki. Az analízis alkalmával ugyanazon funkcióra több variációs megoldást találunk. Ezek közös ismérve az azonos funkció, ezeket tehát lehet általánosítani. Az általános fogalmak valamennyi lényeges funkcióra, és annak megvalósítására vonatkoznak.

A tudományos feldolgozás feladatai

Az eddigiekből leszűrhetők a különböző típusú feladatok, és valami támpontot is kapunk az elvégzendő munka mennyiségének felbecsülésére.

A legközelebbi feladat a fogalmak tisztázása és összefüggései meghatározása. A feladat bonyolultságára az előzők szolgálnak, pl. ahol láttuk, hogy a rendszer fogalmával már csak a jelen cikk céljaira is meglehetősen bőven kellett foglalkozni, ugyanakkor a témát mégsem meríthettük ki. Teljessé tételéhez ki kellene térni pl. az irodalomban található rendszerdefiníciók kritikájára.

A kialakítandó fogalmakkal szemben lényeges követelmény, hogy általánosságuknál fogva alkalmasaknak kell lenniük a különféle központtípusok, valamint azokon belül részegységek, funkciók, eljárások leírására és összehasonlítására. Ezen fogalmakra támaszkodva lehet azután a központtípusok és a bennük alkalmazott struktúrák és eljárások osztályozási rendszerét felállítani.

Példaképpen hadd emlékeztessek az elektronikus és a hagyományos (elektromechanikus) központok elhatárolásával kapcsolatos problémákra. Kezdetben az „elektronikus központ" megnevezésére csak a minden mechanikus elemet nélkülöző, tehát a kapcsolást is elektronikus kontaktusok útján végző központot tartották méltónak, míg a beszédúton mechanikus kontaktusokat, a vezérlésben elektronikát tartalmazó központok csak az „elektronikus vezérlésű" jelzőre tarthattak igényt. A fejlődés mai szakaszában azonban a térosztású központoknak az a változata kristályosodik ki, mely kapcsolásra nyelves (reed) kontaktust, vezérlésre elektronikát használ. Ezt ma Európában még szégyenlősen „kvázi-elektronikus", Amerikában egyszerűen elektronikus központnak nevezik, míg a kezdeti definíciónak pontosan megfelelő PCM, tehát időosztásos és ezért szükségképpen elektronikus kontaktussal dolgozó, még kísérleti stádiumban levő típusokat már mint az integrált hálózat központjait emlegetik.

A példa arra is figyelmeztet, hogy a fogalmak tartalmának változását is figyelemmel kell kísérni.

A következő példa a feladat terjedelmét szemlélteti. A köztudat már elfogadta azt a tételt, mely szerint a központtechnika két fő területe a kapcsolás és a vezérlés. Ezek a kategóriák a köztudatban is egyértelműek. Mégis, mielőtt fenti megállapítást tudományos tétellé minősítjük, egyrészt ki kell dolgozni a fogalmak pontos meghatározását és a tétel tudományos igényű bizonyítását, másrészt a telefonközponttechnika mindegyik részkérdéséről el kell dönteni, hogy e két kategória közül melyik alá tartozik és ezt a döntést indokolni kell. Ezzel egy későbbi cikkben külön fogok foglalkozni.

A fogalmak tisztázása a vezérlés területén a központok működésének leírásával kapcsolatban különösen szükséges. Erre pontos módszert csak az áramkörök szintjén ismerünk (idődiagramok, „létrák" stb.). Berendezés (telefonközpont) szinten a működés, részletekben a szolgáltatások leírása — néhány, részben említett kivételtől eltekintve — verbálisan történik, a gyakorlat számára is elfogadhatatlan pontatlansággal. Ehelyett egzaktabb módszerek kutatása is aktuális tudományos feladat.

A tudományos feldolgozás következő fontos feladatköre a fogalmak közötti összefüggések feltárása. A rendszertechnikai elv értelmében itt rendszertechnikai összefüggésekről van szó, tehát azokról, melye-

ken a telefonközpont, mint rendszer struktúrája alapul. Ezek közül, mint láttuk, igen fontosak a rendszer belső harmoniájának megteremtéséhez felhasználható összefüggések. Éles határok a felvázolt feladatkörök között nem vonhatók, mert a fogalomalkotás helyessége már az osztályozás, rendszerezés, majd az összefüggések kutatása közben próbára kerül.

Az eddig vázolt feladatokra elsősorban az analízis módszere kínálkozik, a következtetések formái közül pedig az indukció. A szintézissel fennálló szoros dialektikus kapcsolat megőrzése mellett tehát az analízis módszereit kell előtérbe helyeznünk. A segítségével kialakítandó fogalmak előfeltételei a téma szintetikus (a szintézis módszerével végzett) megközelítésének, ahogy arra az ismert rendszertechnikai könyvek is példát mutatnak [18, 19]. Ez egyúttal a tudományos feldolgozás másik fő feladatköre.

Mint már utaltunk rá, ebben a feladatkörben cél az adott követelményeknek megfelelő telefonközpont megszerkesztésére vonatkozó szabályok felállítása. Ez a munka deduktív jellegű, mert általánosabb diszciplinákból indul ki és azok alkalmazását dolgozza ki a telefonközpontokra, kiegészítve a telefonközpontok sajátos problémáinak elméleti feldolgozásával.

Igen fontos, a szintézis körébe tartozó feladat a hierarchia szomszédos fokain álló rendszerek célszerű elhatárolása a tervezésben. Általános alapelv, hogy adott szintű rendszer tervezésekor az alkotóelemekre vonatkozólag csak az adott szintű rendszer szempontjából lényeges előírásokat szabad adni. Az alkotóelemek minden más tulajdonságának kialakítását az alsóbb szintű rendszer tervezőjére lehet és kell bízni.

Ekkor az esetek nagy részében az alkotóelem tervezője a nem specifikált részleteket akárhogyan is választja, az a rendszer lényeges tulajdonságait nem fogja befolyásolni. Az esetek kis részében természetesen elkerülhetetlen az alsóbb szint visszahatása, ami a felsőbb szinten módosításokat tehet szükségessé. Ilyen visszahatás nem szomszédos szintek között is kimutatható [14].

Szintetikus alapokon nyugvó feldolgozást igényelnek a központ egészét átfogó kérdések is. Ilyen például a megbízhatóság, mely összefügg a karbantartással; vagy ilyenek a konstrukció köréből az építőszekrény-elv alkalmazása, vagy a tipizálás kérdései. Nem szorul bizonyításra, hogy itt is általános műszaki diszciplinák alkalmazásáról van szó. Ami végül a tudományos feldolgozás várható gyakorlati eredményeit illeti, általában ugyanazt mondhatjuk, ami más témakörökre is érvényes: hozzájárul elsősorban az oktatás színvonalának emeléséhez, másodsorban a gyártmánytervezési és a hálózattervező munka hatékonyságának jelentős emeléséhez.

Ezen túlmenően rövidesen a fejlődéssel való lépéstartás előfeltétele lesz. Ezt már ma is jelzi az a körülmény, hogy az a nagy ugrás az egységesítésben, melyet az integrált hálózat kialakítása jelent, nem nélkülözheti a központtechnika elméleti színvonalának felzárkózását az integrált hálózatban résztvevő többi technika elméleti színvonala mellé.

IRODALOM

1. *Dr. Kozma László:* A gépesített távbeszélő technika mérnöki feladatai. Mérnöki Továbbképző Intézet G. 87. sz. kiadványa, Budapest, 1948.
2. *Dr. Gál József, Szittya Ottó, Flesch István, Ruppenthal Péter:* Logikai kapcsolástan. Tankönyvkiadó, Budapest, 1967.
3. *E. M. Deloraine:* Choice of a Telephone Switching System. Electrical Communication, 39 (1964), pp. 305—313.
4. *M. Hebel:* Zehn Jahre Entwicklung elektronischer Vermittlungseinrichtungen. Elektrotechnische Zeitschrift, Ausgabe B, 15. (1963) I. rész: pp. 25—28., II. rész: pp. 57—82., III. rész: pp. 82—87.
5. *H. Oden:* Aktuelle Problemen der Vermittlungstechnik. Sel Nachrichten, 10. (1962), pp. 125—138.
6. *Gyula Horváth, I. E.:* Desarrollo de los sistemas de centrales telefonicas. Comunicaciones, 1. (1965) No. 2., pp. 9—15.
7. *H. Haslinger:* Der internationale Entwicklungsstand der elektronischer Vermittlungstechnik. E und M, 83. (1966) pp. 311—340.
8. *W. A. Mac Nair:* Recent Trends in Electronic Switching Technology. Colloque International de Commutation Electronique. Édition Chiron, Paris, 1966.
9. Rendszertechnika (cikkgyűjtemény, összeállította: Kiss István). Műszaki Gazdasági Tájékoztató, 1966/6 pp. 945—966.
10. Távközléstechnikai Kézikönyv (Szerk.: dr. Izsák Miklós). Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1966.
11. *Horváth Gyula:* A rendszertechnika kiinduló kérdései. Híradástechnika 15. (1964), pp. 210—215.
12. *M. A. Gavrilov:* Tyeorija relejno-kontaktnih szhem. Izdatelsztvo Akagyemia Nauk SzSzSzR, Moszkva, 1950.
13. *R. Syski:* Introduction to congestion theory in telephone systems. Oliver and Boyd, London, 1960.
14. *Horváth Gyula:* Rendszertechnika és alkatrésztechnika kölcsönhatása a telefonközpontok fejlődésében (Szóbeli korreferátum). Ipargazdasági ankét, Kőszeg, 1967.
15. *Horváth Gyula:* A korszerűség elvi kérdései (Előadás a HTE-ben 1965. 9. 16-án).
16. *Vágó Artur:* Telefon alközpontok. Kézirat gyanánt. 1950.
17. *Fogarasi Béla:* Logika. Akadémiai Kiadó, 1955.
18. *H. H. Goode—R. E. Machol:* System engineering — An introduction to the design of large-scale systems. McGraw—Hill, New York, 1957.
19. *A. D. Hall:* A methodology for systems engineering. Van Nostrand, Princeton – New York, 1962.

EMO ELEKTROMODUL BUDAPEST

MEGÉRKEZTEK a legújabb típusú szovjet gyártmányú
HÍRADÁSTECHNIKAI, MŰSZERIPARI ÉS ELEKTRONIKAI ALKATRÉSZEK!
SZÉLES VÁLASZTÉK, AZONNALI SZÁLLÍTÁS

Keresse fel az ELEKTROMODUL szaktanácsadó szolgálatát. Kérje a szovjet gyártmányú alkatrészek prospektusait.

ELEKTROMODUL
Szovjet Import Osztály
Budapest XIII., Visegrádi u. 47/a-b.
Telefon: 495-340; 495-940/122 mellékállomás

Visszacsatolt tranzisztoros erősítők nemlineáris torzításainak számítási módjai

ETO 621.375.43.018.783.001.24

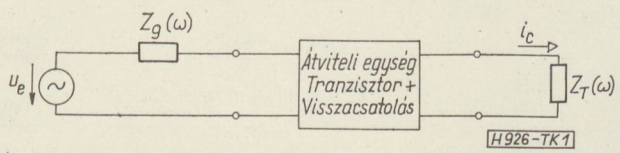
Ma egyre szigorúbbak a torzításmentességi követelmények az adat és híranyag továbbítása során. Ezért szükséges és fontos a fellépő nemkívánatos torzításjelenségeket a lehető legnagyobb mértékben csökkenteni. A torzításokat két csoportba lehet sorolni: lineárisakra és nemlineárisakra.

Lineáris torzítások: komplex jellegű kapcsolásokban az átvitel folyamán az egyes részrezgések nem azonos változásokat szenvednek (nagyságbelieket, ill. fázisbelieket).

Nemlineáris torzítások: az átvitel folyamán változik az egyes rezgések tartalma (tehát az eredeti rezgések mellett újak lépnek fel). Ezek a torzítások fellépnek, ha pl. csövek, tranzisztorok, egyenirányítók stb. vannak a kapcsolásban.

Tranzisztoros áramkörök vizsgálatakor a leggyakrabban helyettesítő kapcsolásokkal dolgozunk. Lineáris üzemben feltételezzük, hogy mindegyik helyettesítő kapcsolási elem független a kivezérléstől. Ez a feltétel azonban csak kis kivezérlésekre igaz. Nagyobb kivezérlések esetén változnak a helyettesítő kapcsolási elemek, s így nemlineáris torzítások keletkezhetnek.

Ha a torzításokat analitikus úton akarjuk meghatározni szükséges, hogy a fellépő helyettesítő elemek munkapontfüggőségét legalább szakaszonként folytonos függvényekkel írhassuk le.



1. ábra. Az átviteli rendszer sematikus ábrázolása

A torzítások keletkezésének okait a tranzisztorban végbemenő fizikai folyamatokban kell keresni. E fizikai folyamatok a helyettesítő kapcsolásokban az egyes kapcsolási elemek formájában jelennek meg. Az egyes elemek befolyása az egyes torzításokra a munkapont választása, valamint a külső kapcsolási elemek méretezése függvényében változik.

Torzítások csoportosítása

Általában a kimenet torzításai a jelentősebbek. Ezért az egyes torzítások analitikai meghatározásához elég, ha ismerjük az összefüggést egy kimeneti és egy bemeneti jel között (1. ábra). Más szavakkal elég, ha ismerjük az i_C kollektoráram és az u_e generátorfeszültség közötti összefüggést.

Harmonikus torzítások

$$u_e = \hat{u}_e \cos \omega t. \qquad (1)$$

Keresni kell az egyes felharmonikusokat.

Beérkezett: 1968. VIII. 28.

Intermoduláció

$$u_e = \hat{u}_1 \cos \omega_1 t + \hat{u}_2 \cos \omega_2 t, \qquad (2)$$

ahol u_1 és u_2 kisfrekvenciás feszültség-rezgéseket jelentenek. Keresni kell azt a kifejezést, amelyben a kisebb frekvenciájú rezgés a nagyobbat modulálja. Ebben a kifejezésben a moduláció mélységét az intermoduláció fokának nevezzük, amely az emberi fülben jelentkező disszonanciahatást jobban érzékeli, mint pl. a klirrfaktor.

A moduláció torzítása

$$u_e = \hat{u}_e(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t. \qquad (3)$$

Keresni kell az m modulációmélység változását a nemlineáris torzítások következtében.

Keresztmoduláció

$$u_e = u_H + u_Z = \hat{u}_H \cos \omega_H t + \\ + \hat{u}_Z(1 + m_Z \cos \Omega_z t) \cos \omega_Z t. \qquad (4)$$

Keresendő az u_H hasznos jel u_Z zavaró jel általi modulációja az átviteli egység kimenetén.

Keverés

$$u_e = u_1 + u_2 = u_1(1 + m \cos \omega_n t) \cos \omega_1 t + \hat{u}_2 \cos \omega_2 t. \qquad (5)$$

Keresni kell az összeg-, ill. különbségfrekvenciák amplitúdóit az átviteli egység kimenetén.

Az analitikai eljárások összefoglalása

A szakirodalom a torzítási jelenségek analitikai meghatározására a következő számítási eljárásokat ismerteti:

a) négypólusokkal [1],
b) kétpólusokkal,
c) a folytonossági egyenletek megoldásával,
d) az átmenő függvénnyel [9—12],
e) a Volterra-sorok segítségével [3, 4, 13].

E tanulmányban az utóbbi két eljárással foglalkozunk részletesebben. A különböző analitikai eljárások összehasonlításához, megítéléséhez jó alapul szolgálnak a következő kritériumok [1]:

— lehetővé kell tennie az összes torzítás számítását,
— lehetővé kell tennie mindenféle visszacsatolás figyelembevételét,
— független legyen a tranzisztor alapkapcsolásától,
— figyelembe tudja venni a tranzisztor, valamint a külső kapcsolás frekvenciafüggőségét,
— független legyen a tranzisztor típusától,
— az injekció nívóját vegye figyelembe.

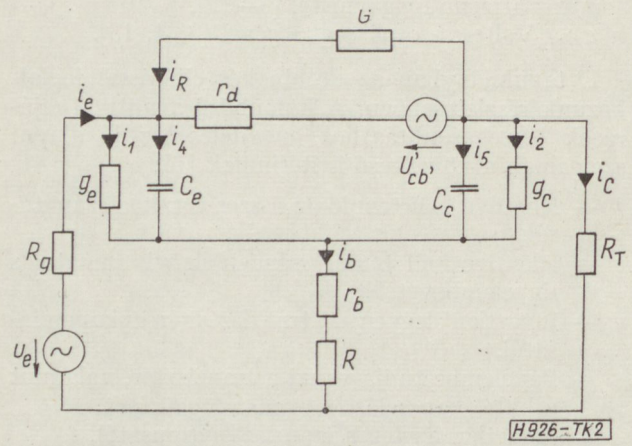
Mindkét eljárás kielégíti az első három kritériumot, legfeljebb a végeredmények áttekinthetőségét tekintve akadnak bizonyos eltérések. Eltérések lépnek fel viszont a negyedik pontban. Az átmenő függvény segítségével történő számítási módnál külön megoldást ismerünk kis- és nagyfrekvenciákra. Az utóbbira vonatkozó megoldás eléggé bonyolult, és egyszerűsítések nélkül nem eléggé áttekinthető. Ennél az eljárásnál nem vehetők figyelembe komplex generátor- és terhelő ellenállások (a gyakorlatban ritkán használatosak), valamint a káros kontaktkapacitások. Ezek a hátrányok kiküszöbölhetők a Volterra-sorokkal végzett számítással. Ennél az eljárásnál viszont hátrány a bonyolultabb matematikai alap és az, hogy egyes matematikai részkérdések még nem teljesen bizonyíthatók. Számítógépek alkalmazása elengedhetetlen, viszont egy kész programmal nagyon sok paraméter befolyását lehet vizsgálni. Az ötödik és hatodik pont kielégülése még nem teljesen bizonyított, ellenben maguk az eljárások mind a tranzisztorok típusától, mind pedig az üzemi állapotoktól függetlenek.

Megoldás az átmenő függvénnyel

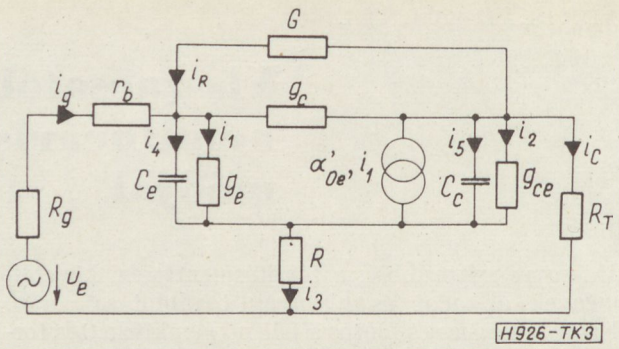
Helyettesítő kapcsolások és elemeik munkapontfüggősége

A belső tranzisztor által meghatározott fizikai tulajdonságok jobb elektrotechnikai érzékeltetésére *helyettesítő kapcsolásokkal* dolgozunk. E tanulmányban az ún. *gyakorlati* helyettesítő kapcsolásokat használjuk *Zawels*, ill. *Giocoletto* szerint. Ezek a kapcsolások tükrözik a tranzisztor fizikai tulajdonságait, jellemzik a tranzisztort mint erősítőt a hasznos frekvenciahatárokon belül, és viszonylag egyszerűen mérhető kacsolási elemeik vannak. A 2. és 3. ábrán a földelt bázisú és a földelt emitterű kapcsolás helyettesítő képét láthatjuk.

A két ábra tartalmazza mindazokat a kapcsolási elemeket, amelyek a nemlineáris torzítások kiszámításához szükségesek. Kisfrekvenciákon a kapacitásokat el is lehet hanyagolni, soros visszacsatolásoknál G, párhuzamos visszacsatolásoknál R zérussal egyenlő. Minden egyes kapcsolási elem a munkapont (I_C, U_{CE}, ill. U_{CB}) függvénye, ill. állandó érték, ha a kivezérlés megfelelően kicsi. Különben a 2. és 3. ábra csak a pillanatnyi értékekre érvényes. Ezért a lineáris üzemből a nemlineárisra való áttéréskor az egyes kapcsolási elemek pillanatnyi értékeit kell ismernünk. Az összefüggések a levezetések mellőzésével a következők:



2. *ábra.* A tranzisztor földelt bázisú helyettesítő kapcsolása



3. *ábra.* A tranzisztor földelt emitterű helyettesítő kapcsolása A 2., ill. 3. ábrán szereplő kapcsolási elemek jelentései: R_g = generátorellenállás, R_T = terhelő ellenállás, R = visszacsatoló ellenállás, G = visszacsatoló vezetőképesség, r_b = a bázis csatornaellenállása, r_d = diffúziós ellenállás, g_e = emittervezetőképesség, g_c = kollektorvezetőképesség, g_{ce} = kollektor-emitter vezetőképesség, c_e = emitterkapacitás, c_c = kollektorkapacitás

$$W_m = W_0(1 + a\Theta y), \tag{6}$$

ahol W a bázisszélesség;

$$r_{dm} = r_d \frac{1}{1+y}\,; \tag{7}$$

$$\frac{1}{\alpha'_{0cm}} = \frac{1}{\alpha'_{0e}}(1 + a\Theta y)^2, \tag{8}$$

ahol α'_{0e} az áramerősítés a földelt emitterű kapcsolásban;

$$g_{em} = g_e(1 + a\Theta y)^2; \tag{9}$$

$$g_{cm} = g_c \frac{(1+y)(1+a\Theta y)^2}{1+by}\,; \tag{10}$$

$$g_{cem} = g_{ce} \frac{1+y}{1+by}\,; \tag{11}$$

$$c_{em} \approx c_{edm} = c_{ed}(1 + a\Theta y)^2(1+y); \tag{12}$$

$$c_{cm} \approx c_{csm} = c_{cs}\left[1 + \Theta y + \frac{3}{2}(\Theta y)^2 + \dots\right]. \tag{13}$$

Ezekben az egyenletekben a, Θ, b a tranzisztor felépítésétől és a külső kapcsolástól függő állandókat jelentenek.

$$y = \frac{i_c}{I_C} \tag{14}$$

jelenti a kollektoráram I_C-re normált változását, ahol

$$i_C = I_C + i_c.$$

Az átmenő függvény és meghatározása

Az átmenő függvény felállításának lényege az, hogy meghatározzuk a 2. és 3. ábra alapján az i_C

pillanatnyi kollektoráramot az u_e bemeneti feszültség függvényében:

$$\frac{i_C}{I_C}=f\left(\frac{u_e}{U_T}\right), \tag{15}$$

ahol U_T a hőmérsékleti feszültség.

Átmenő függvény meghatározása kisfrekvenciákra

A 2. és 3. ábra alapján (a kapacitások elhanyagolásával) a Kirchoff-törvények alapján felállítjuk a differenciális átmenő függvényt, ezt integráljuk, s azután a (15)-beli alakra hozzuk.

Differenciális átmenő függvényen azt a függvénykapcsolatot értjük, amely az átviteli tulajdonságokat a kapcsolási elemek pillanatnyi értékeivel írja le.

Differenciális átmenő függvény *földelt bázisú* kapcsolásban *soros* visszacsatolással a következő:

$$Z_{á}=\frac{du_e}{di_C}=R_g+R_T\left[2g_{em}\left(\frac{1}{g_{em}}+\frac{R_g}{1+(r_{bm}+R)g_{em}}\right)+\right.$$
$$\left.+g_{cm}(r_{bm}+R+R_g)\frac{1}{1+(r_{bm}+R)g_{em}}\right]. \tag{16}$$

Differenciális átmenő függvény *földelt bázisú* kapcsolásban *párhuzamos* visszacsatolással:

$$Z_{á}=\frac{du_e}{di_C}=\frac{1}{(1+r_{dm}G)}\left\{R_g(1+r_{dm}G)+R_T\left[g_{em}(2+r_{dm}G)\right.\right.$$
$$\left.\left.\left(\frac{1}{g_{em}}+\frac{R_g}{1+r_{bm}\,g_{em}}\right)+\frac{g_{cm}(r_{bm}+R_g)}{1+r_{bm}g_{em}}\,(1+r_{dm}G)\right]\right\}. \tag{17}$$

Differenciális átmenő függvény *földelt emitterű* kapcsolásban *soros* visszacsatolással:

$$Z_{á}=\frac{R_g}{\alpha'_{0em}}\left[1+2(R_T+R)g_{cem}\right]+$$
$$+\frac{1+R_Tg_{cem}+Rg_{em}\alpha'_{0em}}{g_{em}\alpha'_{0em}}. \tag{18}$$

Differenciális átmenő függvény *földelt emitterű* kapcsolásban *párhuzamos* visszacsatolással:

$$Z_{á}=\frac{g_{em}\,g_{cem}[1+R_T(G+g_{cem})]}{g_{em}\,g_{cem}-g_{cm}G}\left\{R_g+\right.$$
$$\left.+\frac{1+R_T(G+g_{cem})+r_{bm}\,g_{em}[1+R_T(G+2g_{cem})]}{g_{em}[1+R_T(G+2g_{cem})]}\right\}. \tag{19}$$

A (16)—(19) egyenletekbe be kell helyettesítenünk a munkapont-függőségeket, utána alapvető, de nagyon terjedelmes és hosszadalmas számolás után nyerjük az integrálható alakot, majd a végeredményt, amely a következőképpen alakul [4]:

$$\frac{u_e}{U_T}=Z_0\ln(1+cy)+Z_1y+Z_2y^2+Z_3y^3, \tag{20}$$

ahol c és $Z_0, \ldots, Z_3$ a tranzisztor fajtájától, a külső kapcsolástól, a visszacsatolástól, a tranzisztor lineáris paramétereitől és a kapcsolási módtól függő állandók.

Átmenő-függvény meghatározása nagyfrekvenciákra

Nagyfrekvencián nem szabad c_e-t és c_c-t elhanyagolnunk. Ezáltal természetesen változik a rendszer átviteli tulajdonsága. E változást mind fizikai, mind formális úton figyelembe tudjuk venni, az eredmény mindig ugyanaz. E tanulmányban röviden a fizikai módszer gondolatmenete olvasható. A 2. és 3. ábra i_4 és i_5 kapacitív áramai megváltoztatják az (i_b, i_e, i_c stb.) külső áramokat, ezáltal változik a pillanatnyi, hatásos bemeneti feszültség. Célunk az, hogy ezeket az áramokat $y=i_c/I_C$, tehát a kollektoráram változásának függvényében felírjuk. Kiindulási alapot a c_e, ill. c_c-ben tárolt töltésmennyiségek adnak. Levezetések mellőzésével a két áram a következőképpen írható fel [1, 4, 12]:

$$i_4=\frac{W_0^2I_C}{2D_p}\dot{y}, \tag{21}$$

ahol D_p a diffúzióállandó;

$$i_5=c_{cs}\left[1+\Theta y+\frac{3}{2}(\Theta y)^2+\ldots\right]R_TI_C\dot{y}. \tag{22}$$

Ha eme eredményeket toldalékos feszültségesések alakjában a (20)-ban figyelembe vesszük, majd az ln függvényt sorbefejtjük, akkor a következő átmenő-függvényt kapjuk:

$$\frac{u_e}{U_T}=Z'_1y+Z'_2y^2+Z'_3y^3+Z'_4\dot{y}+Z'_5y\dot{y}+Z'_6y^2\dot{y}. \tag{23}$$

$Z_1, \ldots, Z_6$ szintén a tranzisztor fajtájától, a külső kapcsolástól, a visszacsatolástól, a tranzisztor lineáris paramétereitől és a kapcsolási módtól függő állandók.

Az egyes torzítások meghatározása kisfrekvenciákra

A (20) egyenlet megadja az általános átviteli tulajdonságokat. Közelítsük most ezt az egyenletet $n+1$ exponenciális függvénnyel [1, 4, 9, 10]. Először az általános tulajdonságokat ismertetjük, azután következik a részletes számítás. A függvények a következőképpen írhatók fel:

$$f_1=\frac{i_C}{I_C}=f\left(\frac{u_e}{U_T}\right); \tag{24}$$

$$f_2=\frac{i_C}{I_C}=\sum_{i=1}^{n+1}a_ie^{k_i\frac{u_e}{U_T}\cos\omega t}. \tag{25}$$

(25) az F1 egyenlet segítségével (l. függeléket) a következőképpen írható:

$$f_2=\sum_{i=1}^{n+1}a_iI_0(k_ix)+2\sum_{m=1}^{\infty}I_m(k_ix)\cos m\omega t. \tag{26}$$

Az a_i és k_i együtthatókat úgy kell meghatároznunk, hogy f_1 és f_2 függvények a munkapontban ($y=0$) a 0-tól az $(n+1)$-ik levezetésig megegyezzenek, tehát

$$f_1^{(n)}=f_2^{(n)}; \quad (n=0,1, \ldots, n+1), \tag{27}$$

ahol a levezetéseket a következőképpen nyerjük:

$$f_1|_{y=0}^{(n)}=\frac{1}{U_T^n}\alpha_n; \quad (n=0,1, \ldots, n+1), \tag{28}$$

$$f_2|_{y=0}^{(n)}=\frac{1}{U_T^n}\sum_{i=1}^{n+1}a_i k_i^n; \quad (n=0,1,\ldots,n+1), \tag{29}$$

és α_n állandó.

A (27)-ből következik:

$$\sum_{i=1}^{n+1}a_j k_i^n=\alpha_n. \tag{30}$$

Elvben meg tudnánk határozni tetszőleges k_i értékekre a_i-t, viszont erre — mint később látni fogjuk — nincs is szükség.

Harmonikus torzítások

A kimeneti jelet (31) határozza meg:

$$i_c=\sum_{m=0}^{\infty}i_{cm}\cos m\omega t. \tag{31}$$

(31) és (26) összehasonlításával kapjuk:

$$\frac{\hat{I}_{cm}}{I_C}=2\sum_{i=1}^{n+1}a_i I_m(k_i x), \quad m=1,\ 2,\ 3. \tag{32}$$

I_m különböző értékeire felhasználhatjuk az F1.4 egyenletet (l. függeléket), majd behelyettesítjük (30)-at, s így nyerhetjük a különböző felharmonikusokat, pl.:

$$\frac{\hat{i}_{c2}}{I_C}=2\left[\alpha_2\frac{1}{0!\,2!}\left(\frac{x}{2}\right)^2+\alpha_4\frac{1}{1!\,3!}\left(\frac{x}{2}\right)^4+\ldots\right]. \tag{33}$$

A moduláció mélységének torzulása

A bemeneti jel adott a (3)-ból. $x'=x(1+m\cos\Omega t)$ jelölés bevezetésével a (32)-ből mellékszámítások után nyerjük a moduláció új mélységét:

$$m^x=\frac{\alpha_1+\frac{3x^2\alpha_3}{8}\left(1+\frac{m^2}{4}\right)}{\alpha_1+\frac{x^2\alpha_3}{8}\left(1+\frac{3}{2}m^2\right)}. \tag{34}$$

Keresztmoduláció

A bemeneti jel adott a (4) alapján, továbbá vezessük be a következő rövidítéseket:

$$x=\frac{\hat{u}_H}{U_T}, \quad z=\frac{\hat{u}_Z(1+m_Z\cos\Omega_Z t)}{U_T}, \tag{35}$$

majd használjuk fel a (25) és (26) egyenleteket, és válasszuk ki azokat a tagokat, ahol a zavarójel a hasznos jelet modulálja:

$$\frac{i_c'}{I_C}=\sum_{i=1}^{n+1}a_i 2I_1(k_i x)I_0(k_i z)\cos\omega_H t. \tag{36}$$

Használjuk fel F4 egyenleteit:

$$\frac{i_c'}{I_C}=\left[\alpha_1 x+\alpha_3\frac{x^3}{8}+\ldots+\left(\alpha_3 x+\alpha_5\frac{x^3}{8}+\ldots\right)\frac{Z^2}{4}\right]\cos\omega_H t. \tag{37}$$

Keverés

A bemeneti jelet (5) határozza meg. Vezessük be a következő rövidítéseket:

$$x=\frac{\hat{u}_1}{U_T}, \quad x'=\frac{\hat{u}_1(1+m\cos\omega_n t)}{U_T}, \quad w=\frac{\hat{u}_2}{U_T},$$

majd használjuk fel a (25) és (26) egyenleteket, és válasszuk ki azokat a tagokat, amelyekben az $\omega_1\pm\omega_2$ frekvenciakombináció fellép:

$$\frac{i_{ck}}{I_C}=\sum_{i=1}^{n+1}2a_i I_1(k_i w)I_1(k_i x')\cos(\omega_1-\omega_2)t. \tag{38}$$

F4 egyenleteinek felhasználásával nyerjük végül:

$$\frac{\hat{i}_{ck}}{I_C}=\left[\left(\alpha_2+\alpha_4\frac{w^2}{8}+\ldots\right)\frac{x'}{2}+\left(\alpha_4+\alpha_6\frac{w^2}{8}+\ldots\right)\right]\frac{x'^3}{16}. \tag{39}$$

Itt az a célunk, hogy $\hat{i}_{ck}$ minél nagyobb legyen.

Az egyes torzítások meghatározása nagyfrekvenciákra

Célunk az, hogy a (23) egyenletet megoldjuk. Helyszűke miatt csak az alapvető megoldási módot ismertetjük, mégpedig a harmonikus torzítás és a keverés meghatározásához. A megoldás sorozattal való közelítéssel történik.

Harmonikus torzítások

Tételezzük fel, hogy igaz a következő közelítés:

$$y\approx\sum_{n=0}^{3}\hat{y}\cos(n\omega t+\varphi_n). \tag{40}$$

Használjuk fel ezenkívül a „majdnem linearitás" feltételét:

$$\hat{y}_1\gg y_0,\ \hat{y}_2,\ \hat{y}_3.$$

Az egyes amplitúdók meghatározásához csak azokat a tagokat vesszük figyelembe, amelyek a legnagyobb befolyást gyakorolják, tehát:

$$\begin{aligned} y_0&=y_0(\hat{y}_1),\\ y_1&=y_1(\hat{y}_1),\\ y_2&=y_2(\hat{y}_1),\\ y_3&=y_3(\hat{y}_1,\hat{y}_2). \end{aligned} \tag{41}$$

Ezeknek a feltételeknek és közelítéseknek a segítségével oldjuk meg a (23) egyenletet. Részletes megoldást az irodalomban [1, 12, 4] találhatunk. Ha elvégezzük a (23)-ban előírt műveleteket, majd a két oldalt összehasonlítjuk, nyerjük az egyes amplitúdókat meghatározó egyenleteket.

Az első harmonikust meghatározó egyenlet a következő:

$$\hat{y}_1=\frac{x}{\sqrt{Z_1'^2+(\omega Z_4')^2}},$$

$$\varphi_1=-\operatorname{arctg}\frac{\omega Z_4'}{Z_1'}, \tag{42}$$

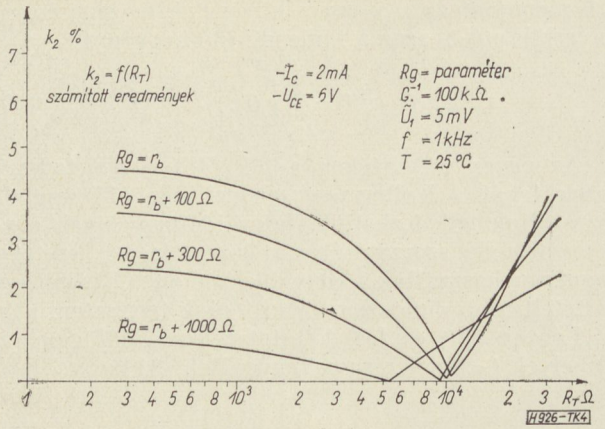
amelyben a következő közelítéseket használjuk fel:

$$Z_1'\gg\frac{3}{4}\hat{y}_1^2 Z_3';$$

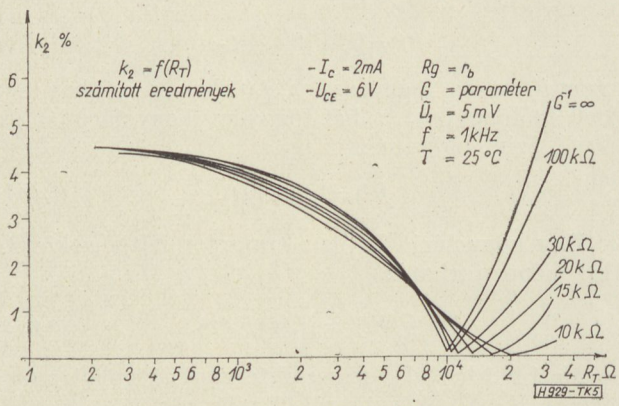
$$Z_4'\gg\frac{1}{4}\hat{y}_1^2 Z_6'. \tag{43}$$

Keverés

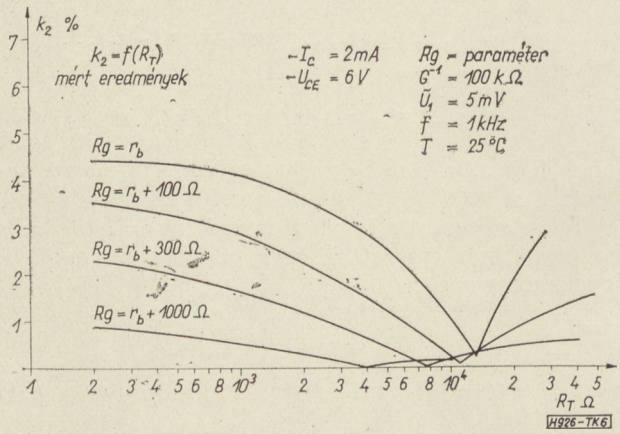
A bemeneti jelet újra (5) határozza meg. Keressük azokat a tagokat, amelyekben az $\omega_1-\omega_2$ keverőfrek-



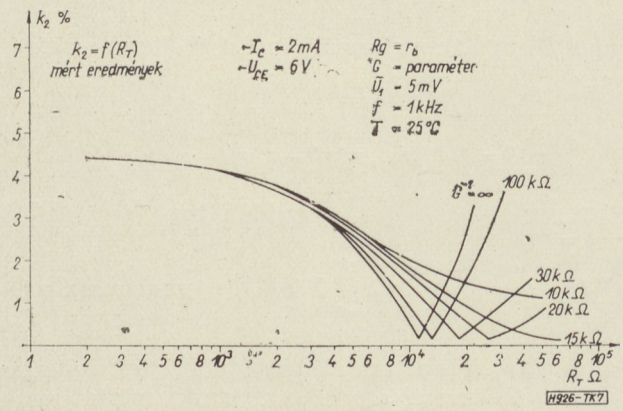
4. ábra. Klirrfaktor a terhelőellenállás függvényében



5. ábra. Klirrfaktor a terhelőellenállás függvényében



6. ábra. Klirrfaktor a terhelőellenállás függvényében



7. ábra. Klirrfaktor a terhelőellenállás függvényében

vencia előfordul, ezért a következőképpen közelítünk:

$$y = y_0 + \hat{y}_{10}\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \hat{y}_{01}(\cos\omega_2 t + \psi_1) + \\ + \hat{y}_{11}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \sigma_1] + \ldots . \qquad (44)$$

[12] szerint $\hat{y}_{11}$-re a kövelkező eredményt kapjuk:

$$\hat{y}_{11} = \frac{\hat{y}_{10}\hat{y}_{01}}{2}\sqrt{\frac{Z_2' + \omega_k^2 Z_5'}{Z_1' + \omega_k^2 Z_4'}} . \qquad (45)$$

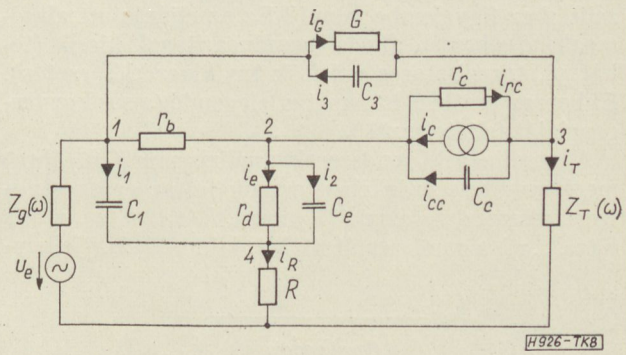
Mérési és számítási eredmények

Ebben a fejezetben a mérési és számítási eredmények összehasonlításáról van szó. Alapul szolgál a párhuzamosan visszacsatolt, földelt emitterű erősítőfokozat kisfrekvencián. A mért eredmények [1]-ből származnak. A számításokat e cikk szerzője maga készítette programmal a miskolci Nehézipari Műszaki Egyetem Matematikai Tanszékének „ODRA 1013" típusú számítógépén végezte. A 4—7. ábrán k_2-klirrfaktort láthatjuk a terhelő ellenállás függvényében először a generátorellenállással, másodszor pedig a visszacsatoló vezetőképességgel paraméterezve.

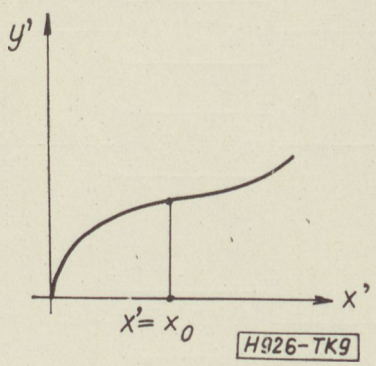
A mért és számított görbék jó egyezést mutatnak.

Megoldás a Volterra-sorokkal

Ennél az eljárásnál is a helyettesítő kapcsolások képezik a számítás alapjait (8. ábra). Az alapgondolat az, hogy az egyes nemlineáris elemeket áramgenerátorokkal helyettesítjük, majd ezeket a Taylor-sorbafejtés segítségével *lineáris*, *négyzetes* és *köbös* tagokra bontjuk.



8. ábra. A tranzisztor földelt emitterű helyettesítő kapcsolása. Az egyes elemek jelentése a következő: $Z_g(\omega)$ = komplex generátorellenállás, $Z_T(\omega)$ = komplex terhelőellenállás, r_b = a bázis csatornaellenállása, r_d = diffúziós ellenállás, C_1, C_3 = kontaktkapacitások, $C_e \approx C_{ed}$ = emitterkapacitás, $C_c \approx C_{cs}$ = kollektorkapacitás, R, G = visszacsatoló ellenállás, ill. vezetőképesség



9. ábra. $y' = f(x')$ ábrázolása

Az eljárás megértéséhez először a matematikai alapokat foglaljuk össze.

Matematikai alapok

Adva van az $y'=f(x')$-függvény (9. ábra). Ezt a függvényt $x'=x_0$ pont körül Taylor-sorba fejtjük. Az ismert eredmény a következő:

$$y'=f(x')=f(x_0)+\frac{f'(x_0)}{1!}(x'-x_0)+\frac{f''(x_0)}{2!}(x'-x_0)^2+\ldots$$

$$\ldots+\frac{f^{(n)}(x_0)(x'-x_0)^n}{n!}+R_{n+1}. \qquad (46)$$

Tekintsük csak az x_0 pont körüli változást, és vezessük be az $x'-x_0=x$ transzformációt:

$$y=c_1x+c_2x^2+c_3x^3+\ldots, \qquad (47)$$

ahol c_1, c_2 és c_3 állandók. Ez annyit jelent, hogy ha x időfüggvény, akkor $y(t)$ és $x(t)$ egymással fázisban vannak.

A Taylor-sorba fejtés módszere nem használható, ha komplex kapcsolási elemek hatására $y(t)$ és $x(t)$ között fáziseltolás van. Ekkor (47) a következőképpen módosul:

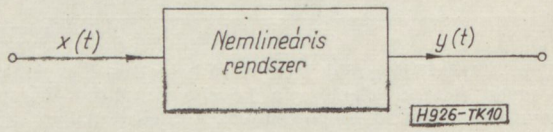
$$y(t)=c_1(t)[x(t)]+c_2(t)[x(t)]^2+c_3(t)[x(t)]^3+\ldots, \qquad (48)$$

ahol $c_1(t)$, $c_2(t)$ és $c_3(t)$ a rendszerre jellemző időfüggvények.

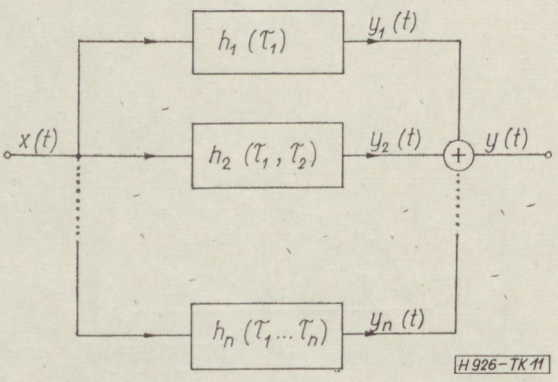
Itt felmerül két kérdés: mely rendszereket lehet a fenti módon tárgyalni, és hány tagot kell a jó közelítéshez figyelembe venni? Ez az eljárás ott alkalmazható sikerrel, ahol a nemlinearitások kicsik (tehát pl. tranzisztoros erősítők kis kivezérlés esetén). Ebben az esetben három tag elegendő (a sor konvergenciáját feltételezzük).

A nemlineáris rendszerek analízisének (10. ábra) megkönnyítése érdekében osszuk fel az egész rendszert részrendszerekre (11. ábra). $h_1(\tau_1)$, $h_2(\tau_1, \tau_2)$ és $h_n(\tau_1\ldots\tau_n)$ a rendszer átviteli tulajdonságára jellemző mennyiségek. Az egyes kimenetek összegezésével nyerjük $y(t)$-t, azaz a kimeneti időfüggvényt:

$$y(t)=\sum_{i=1}^{n} y_i(t). \qquad (49)$$



10. ábra. Nemlineáris rendszer sematikus ábrázolása



11. ábra. Nemlineáris rendszer felosztása részrendszerekre

Az egyes $y_i(t)$-értékek adják (48) egyes tagjait, ezek tehát a Volterra-sor elemei. Ha (48) tagjait vizsgáljuk felfedezhetjük, hogy időfüggvények egymással való szorzatáról van szó. Lineáris esetben gyakran használjuk a konvolúció tételt. (Később ezt a tételt több dimenzióra is ki fogjuk terjeszteni.)

Legyen $f_1(t)$ és $f_2(t)$ két tetszőleges időfüggvény, amelyek $t<0$-nál zérussal egyenlőek. Akkor

$$f(t)=\int_0^t f_1(\tau)f_2(t-\tau)\,d\tau, \qquad (50)$$

$$f(t)=0, \quad \text{ha} \quad t<0,$$

azaz $f(t)$ a két függvényhez, $f_1(t)$-hez és $f_2(t)$-hez rendelt időfüggvényt, a két függvény konvolúcióját jelenti. Szimbolikusan:

$$f(t)=f_1(t)*f_2(t). \qquad (51)$$

Egy konvolúció Laplace-transzformáltja a következőképpen írható:

$$\mathcal{L}\{f(t)\}=F_1(p)F_2(p). \qquad (52)$$

Most felírhatjuk a már említett $y_i(t)$ tagokat, amelyek $i=k$-nál a következők ($1\leqq k\leqq n$):

$$y_k(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}h_k(\tau_1\ldots\tau_k)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)\ldots$$

$$\ldots x(t-\tau_k)\,d\tau_1\,d\tau_2\ldots d\tau_k, \qquad (53)$$

ahol $h_k(\tau_1\ldots\tau_k)$ a k-dimenziós Volterra-magot jelenti.

Tekintsük most a tagokat egyenként $i=1$-től $i=3$-ig (mint már említettük, elegendő három tagot figyelembe venni):

$i=1$

$$y_1(t)=\int_0^t h_1(\tau)x(t-\tau)\,d\tau \quad \text{az idősíkban} \qquad (54)$$

vagy

$$Y_1(p)=H_1(p)X(p) \quad \text{a komplex síkban,} \qquad (55)$$

ahol $H_1(p)$ a transzformált lineáris Volterra-mag.

$i=2$

$$y_2(t)=\int_0^t\int_0^t h_2(\tau_1,\tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)\,)d\tau_1\,d\tau_2$$

az idősíkban (56)

vagy

$$Y_2(p_1,p_2)=H_2(p_1,p_2)\prod_{i=1}^{2}X(p_i) \quad \text{a komplex síkban,} \qquad (57)$$

ahol $H_2(p_1, p_2)$ a transzformált, négyzetes Volterra-mag. (57) levezetését itt mellőzzük, megtalálható [3, 4, 13]-ban.

$i=3$

$$y_3(t)=\int_0^t\int_0^t\int_0^t h_3(\tau_1,\tau_2,\tau_3)\,x(t-\tau_1)\,x(t-\tau_2)\,x(t-\tau_3)\cdot$$

$$\cdot\,d\tau_1\,d\tau_2\,d\tau_3 \quad \text{az idősíkban} \qquad (58)$$

vagy

$$Y_3(p_1,p_2,p_3)=H_3(p_1,p_2,p_3)\prod_{i=1}^{3}X(p_i)$$

a komplex síkban, (59)

ahol $H_3(p_1,p_2,p_3)$ a transzformált, közös Volterra-mag.

A Volterra-sor felhasználása a torzítások meghatározására

A tranzisztor helyettesítő kapcsolását megismertük a 8. ábrán. Az egyes nemlinearitásokat nemlineáris, feszültségtől függő áramgenerátorok formájában vesszük figyelembe. Gyakorlati tapasztalatok mutatják [3], hogy kielégítő közelítéshez planár- és mezatranzisztoroknál elegendő, ha a következő négyféle nemlinearitást vesszük figyelembe: bemeneti nemlinearitást, avalanche-nemlinearitást, az áramerősítés és a kollektorkapacitás nemlinearitását. Maga az eljárás független a figyelembe vett nemlinearitások számától! Ezeket a nemlinearitásokat úgy tudjuk a számításban figyelembe venni, ha felírjuk az ismertnek feltételezett áram-feszültség függvények Taylor-sorait (l. F2-t a függelékben).

Az egyes áramgenerátorokat a következőképpen jellemezhetjük:

$$i_e=\sum_{i=1}^{3}K_i(u_2-u_4)^i=K(u_2-u_4), \qquad (60)$$

$$i_c=g_1(u_2-u_4,\,u_3-u_1)+g_2(u_2-u_4,\,u_3-u_1)+$$

$$+g_3(u_2-u_4,\,u_3-u_1)=g(u_2-u_4,\,u_3-u_1), \qquad (61)$$

$$i_{cc}=\frac{d}{dt}\sum_{i=1}^{3}\gamma_i(u_3-u_1)^i=\frac{d}{dt}\gamma(u_3-u_1). \qquad (62)$$

Az egyes együtthatók jelentését megtalálhatjuk F3 (l. függeléket) alatt. $u_1\ldots u_4$ a még ismeretlen csomóponti feszültségeket jelentik a 8. ábrán. Most lehetőségünk nyílik a 8. ábrát a nemlineáris viszonyokra is érvényessé tenni, ha az ábra nemlineáris elemeit részképek alakjában helyettesítjük (12. ábra).

A komplex-síkra való transzformáció után a következőképpen néznek ki a csomóponti egyenletek (csillaggal a transzformált feszültségeket jelöljük):

$$\frac{1}{Z_{g(p)}}(u_e^*-u_1)+pC_3(u_3^*-u_1^*)=$$

$$=pC_1(u_1^*-u_4^*)+\frac{1}{r_b}(u_1^*-u_2^*)-G(u_3^*-u_1^*), \qquad (63)$$

$$\frac{1}{r_b}(u_1^*-u_2^*)=K(u_2^*-u_4^*)+pC_e(u_2^*-u_4^*)+$$

$$+\frac{1}{r_c}(u_2^*-u_3^*)-\gamma(u_3^*-u_1^*)-g(u_2^*-u_4^*,\,u_3^*-u_1^*), \qquad (64)$$

$$-\gamma(u_3^*-u_1^*)+\frac{1}{r_c}(u_2^*-u_3^*)-g(u_2^*-u_4^*,\,u_3^*-u_1^*)=$$

$$=pC_3(u_3^*-u_1^*)+G(u_3^*-u_1^*)+\frac{1}{Z_T(p)}u_3; \qquad (65)$$

$$pC_1(u_1^*-u_4^*)+K(u_2^*-u_4^*)+pC_e(u_2^*-u_4^*)=\frac{1}{R}u_4^*. \qquad (66)$$

Összesen tehát 12 ismeretlen Volterra-mag van jelen, mert 3—3 a négy ismeretlen csomóponti feszültségekből adódik. Ezeket meg kell határozni. Négyszer három — egymástól lineárisan független — egyenletünk van. Emellett feltételezzük a „majdnem linearitás" követelményeinek kielégítettségét. Ezáltal lehetővé válik, hogy a lineáris tagokat az ismert mennyiségek segítségével, a négyzetes tagokat a lineáris tagokkal, majd a köbös tagokat a lineáris és négyzetes tagok segítségével meghatározzuk.

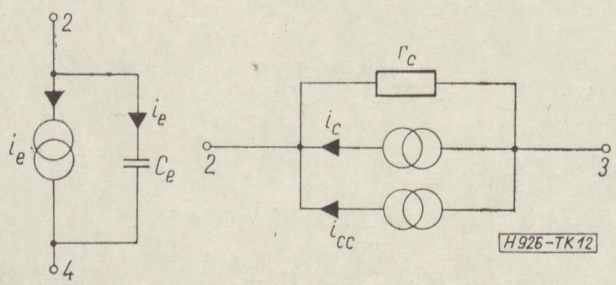
A (63)—(66) egyenletekben előírt műveletek elvégzése, majd rendezés után a lineáris részre a következő mátrix-egyenletet nyerjük:

$$\begin{bmatrix}T\\0\\0\\0\end{bmatrix}=[p_E(p)]\begin{bmatrix}A_1(p)\\B_1(p)\\C_1(p)\\D_1(p)\end{bmatrix}, \qquad (67)$$

ahol $T=\frac{1}{Z_g(p)}u_e^*$, továbbá $p_E(p)$ jelenti a lineáris, komplex átviteli függvényt. A pontos felépítést F4-ben találhatjuk meg. $A_1(p)$, $B_1(p)$, $C_1(p)$ és $D_1(p)$ jelentik az ismeretlen csomóponti feszültségek *lineáris*, transzformált Volterra-magjait. Ezért kell (67)-et ezekre az ismeretlen magokra megoldani. A megoldás egyszerű, hiszen mindkét oldalt $[p_E(p)]^{-1}$-gyel kell csak megszoroznunk.

$p_E(p)$ az átviteli tulajdonságokat alapvetően meghatározza. A négyzetes viszonyoknál két komplex változóval van dolgunk (p_1 és p_2). Ez annyit jelent, hogy $p_E(p)$ helyett $p_E(p_1+p_2)$ szerepel. A mátrix-egyenletben különböző négyzetes tagokat találunk: olyanokat, amelyek az ismeretlen négyzetes magokból származnak és olyanokat, amelyeket a már ismert lineáris magok határoznak meg:

$$\begin{bmatrix}0\\g_{22}\\g_{23}\\g_{24}\end{bmatrix}=[p_E(p_1+p_2)]\begin{bmatrix}A_2(p_1,p_2)\\B_2(p_1,p_2)\\C_2(p_1,p_2)\\D_2(p_1,p_2)\end{bmatrix}. \qquad (68)$$



12. ábra. A 8. ábra kiegészítésére szolgáló részképek

A g_{2i} $[i=2, 3, 4]$ tagokat a (60)—(62) egyenletek négyzetes tagjainak kétdimenziós Laplace-transzformálásával, majd a megfelelő kombinációkkal nyerjük (F5). $A_2(p_1, p_2)\ldots D_2(p_1, p_2)$ jelentik az ismeretlen *négyzetes* Volterra-magokat. Ezért kell a (68) egyenleteket ezen ismeretlenekre a már említett módon megoldani.

Hasonló meggondolások alapján a köbös mátrixegyenlet a következő alakú:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ g_{32} \\ g_{33} \\ g_{34} \end{bmatrix} = [p_E(p_1+p_2+p_3)] \begin{bmatrix} A_3(p_1, p_2, p_3) \\ B_3(p_1, p_2, p_3) \\ C_3(p_1, p_2, p_3) \\ D_3(p_1, p_2, p_3) \end{bmatrix}. \quad (69)$$

A g_{3i} $(i=2, 3, 4)$ tagokat a (60)—(62) egyenletek köbös tagjainak háromdimenziós Laplace-transzformálásával, majd a megfelelő kombinációkkal nyerjük. A kombinációk során fellépnek még az ún. „kevert" tagok, amelyek a lineáris és négyzetes tagok összekapcsolását tükrözik. $A_3(p_1, p_2, p_3)\ldots D_3(p_1, p_2, p_3)$ jelentik az ismeretlen *köbös* Volterra-magokat. Ezért a (69) egyenletet úgy kell megoldanunk, hogy ezek a magok ismertté váljanak.

Feladatunk tehát abban áll, hogy az egyes torzításokat a most már ismert Volterra-magok segítségével meghatározzuk. Az összes Volterra-mag ismeretében a négy csomóponti feszültséget az ismert alakban írhatjuk (l. (48)-at):

$$u_K(t)=\sum_{i=1}^{3} u_{iK}(t), \quad (70)$$

ahol $K=1, 2, 3, 4$.

Az egyes tagokat tehát a bemeneti jel és az ismert magok határozzák meg. Az időtől függő kimeneti jel meghatározásához többdimenziós visszatranszformálás lenne szükséges (részletesen l. [5, 6]-ban). Ha azonban harmonikus kivezérlést alkalmazunk, akkor nem kell a visszatranszformálás, mint ahogy ezt F6 egyik példája mutatja.

Magasabbrendű harmonikusok meghatározásakor mód van arra, hogy frekvenciaösszegeket, -különbségeket, kétszeres, háromszoros stb. frekvenciákat határozzunk meg. Végül pl. hányadosképzés útján nyerjük a klirrfaktorokat.

Helyszűke miatt e tanulmányban nem volt arra mód, hogy a végeredmények pontos, analitikus alakban jelenjenek meg. A módszer ismertetése viszont képet ad arról, hogy a torzítást számítógéppel kvalitative és kvantitative is meghatározhatjuk.

Függelék

F1. A Bessel-függvények sorbafejtése

$$\exp(x\cos\omega t)=I_0(x)+2\sum_{m=1}^{\infty} I_m(x)\cos m\omega t, \quad (F\,1.1)$$

$$x=\frac{\hat{u}_e}{U_m}. \quad (F\,1.2)$$

$I_m(x)$ jelenti az m-ed rendű Bessel-függvényt x argumentummal. Ha x kicsi, $I_m(x)$ Taylor-sorba fejthető:

$$I_m(x)=\frac{1}{m!}\left(\frac{x}{2}\right)^m+\frac{1}{1!\,(m+1)!}\left(\frac{x}{2}\right)^{m+2}+$$
$$+\frac{1}{2!\,(m+2)!}\left(\frac{x}{2}\right)^{m+4}+\ldots, \quad (F\,1.3)$$

ezáltal a különböző m értékekre a következő egyenletek adódnak:

$$I_0(x)=1+\frac{x^2}{4}+\frac{x^4}{64}+\ldots,$$
$$I_1(x)=\frac{x}{2}+\frac{x^3}{16}+\frac{x^5}{384}+\ldots,$$
$$I_2(x)=\frac{x^2}{8}+\frac{x^4}{96}+\ldots, \quad (F\,1.4)$$
$$I_3(x)=\frac{x^3}{48}+\frac{x^5}{768}+\ldots.$$

F2. Áram-feszültség összefüggések

[3] szerint ezek az összefüggések a következőképpen írhatók:

Bemeneti nemlinearitás

$$I_E=C_1\{\exp[(u_2-u_4)/U_T]-1\}+C_2, \quad (F\,2.1)$$

ahol u_2-u_4 jelenti a diffúziós ellenálláson eső feszültséget, C_1 és C_2 olyan állandók, amelyek a tranzisztor típusától függenek.

Az áramerősítés és az avalanche-nemlinearitás

$$A=\frac{I_C}{I_E}=\frac{B_{max}}{1+B+a\lg^2\left(\frac{I_C}{I_{Cmax}}\right)}\,\frac{1}{1-\left(\frac{U_{CB}}{U_{CB0}}\right)^n}. \quad (F\,2.2)$$

Az egyes jelek:

A = a földelt bázisú kapcsolás áramerősítése,
B = a földelt emitterű kapcsolás áramerősítése,
I_C = kollektoráram,
I_E = emitteráram,
U_{CB} = a földelt bázisú kapcsolás átütési feszültsége,
U_{CB0} = kollektor-bázis közötti egyenfeszültség,
a, n = állandók.

A kollektorkapacitás nemlinearitása

$$C_C=K_3\frac{1}{\sqrt{U_{CB}}}, \quad (F\,2.3)$$

ahol K állandó.

F3. A K_i, g_i, γ_i együtthatók jelentése

$$1.\ K_1=\frac{1}{r_d},\ K_2=\frac{1}{2r_d^2}\frac{1}{I_E},\ K_3=\frac{1}{6}\frac{1}{I_E^2}\frac{1}{r_d^3}. \quad (F\,3.1)$$

2. $$g_1=\alpha_1 M_0 K_1(u_2-u_4)+\alpha_0 M_1(u_3-u_1), \qquad \text{(F 3.2)}$$
$$g_2=\alpha_1 M_0 K_2(u_2-u_4)^2+\alpha_2 M_0 K_1^2(u_2-u_4)^2+$$
$$+\frac{1}{2}\alpha_0 M_2(u_3-u_1)^2+\alpha_1 M_1 K_1(u_2-u_4)(u_3-u_1),$$

ahol α_0, α_1, α_2, M_0, M_1, M_2 olyan állandók, amelyeket (F 2.2) kétdimenziós Tayor-sorba fejtésével nyerünk.

g_3 felépítése olyan bonyolult, hogy felírását itt mellőzzük.

3. $$\gamma_1=\frac{K}{\sqrt[3]{U_{CB}}};\quad \gamma_2=\frac{1}{6}\frac{K}{\sqrt[3]{U_{CB}^4}};\quad \gamma_3=\frac{2}{27}\frac{K}{\sqrt[3]{U_{CB}^7}}. \qquad \text{(F 3.3)}$$

F4. A $p_E(p)$-mátrix

$$p_E(p)=\begin{bmatrix} \frac{1}{Z_g}+pC_3+pC_1+\frac{1}{r_b}+G & \frac{1}{r_b} & -pC_3-G & -pC_1 \\ \frac{1}{r_b}+M_1\alpha_0 & +\frac{1}{r_b}+pC_e+\frac{1}{r_c}+ & -\frac{1}{r_c}p\gamma_1-M_1\alpha_0 & -pC_e+\alpha_1 M_0 K_1-K_1 \\ & +p\gamma_1-\alpha_1 M_0 K_1+K_1 & & \\ -pC_3-G-M_1\alpha_0 & -p\gamma_1+\frac{1}{r_c}+\alpha_1 M_0 K_1 & p\gamma_1+\frac{1}{r_c}+pC_3+G+\frac{1}{Z_T}+ & -\alpha_1 M_0 K_1 \\ & & +M_1\alpha_0 & \\ -pC_1 & -K_1-pC_e & 0 & \frac{1}{R}+pC_e+K_1+pC_1 \end{bmatrix}$$

F5. A négyzetes tagok kétdimenziós Laplace-transzformáltjai

1. $$\mathcal{L}^{[2]}\{K_2(u_2-u_4)^2\}=K_2\prod_{i=1}^{2}[B_1(p_i)-D_1(p_i)], \qquad \text{(F 5.1)}$$

2. $$\mathcal{L}^{[2]}\left\{\gamma_2\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(u_3-u_1)^2\right\}=\gamma_2(p_1+p_2)\prod_{i=1}^{2}[C_1(p_i)-A_1(p_i)], \qquad \text{(F 5.2)}$$

3. $$\mathcal{L}^{[2]}\{g_2(u_2-u_4,\ u_3-u_1)\}=$$
$$M_0\alpha_2 K_1^2+\alpha_1 K_2]\prod_{i=1}^{2}[B_1(p_i)-D_1(p_i)]+$$
$$+\frac{1}{2}\alpha_0 M_2\prod_{i=1}^{2}[C_1(p_i)-A_1(p_i)]+$$
$$+\frac{\alpha_1 M_1 K_1}{2}\{[B_1(p_1)-D_1(p_1)]\cdot[C_2(p_2)-A_1(p_2)]+$$
$$+[B_1(p_2)-D_1(p_2)]\cdot[C_1(p_1)-A_1(p_1)]\}. \qquad \text{(F 5.3)}$$

Az állandók jelentését már F3-ban megismertük.

F6. A kimeneti érték meghatározása

Tételezzük fel, hogy harmonikus kivezérlést alkalmazunk. Tekintsük a négyzetes viszonyokat, és keressük az első harmonikus amplitúdóját:

$$y_2(t)=\int_0^\infty\int_0^\infty h_2(t-\tau_1,\ t-\tau_2)\prod_{i=1}^{2}x(\tau_i)\mathrm{d}\tau_i. \qquad \text{(F 6.1)}$$

A bemeneti jel behelyettesítése és az integrálás elvégzése után az első harmonikusra a következő kifejezést kapjuk:

$$y_{2,2\omega}(t)=K|H_2(j\omega,\ j\omega)|\cos 2\omega t. \qquad \text{(F 6.2)}$$

Láthatjuk tehát, hogy a Volterra-mag transzformált formájában jelenik meg a végeredményben, s ezért visszatranszformálásra nincs is szükség.

IRODALOM

1. *Schulz, H. G.:* Beiträge zum nichtlinearen Wechselstromverhalten von Transistorverstärkerstufen. Dissertation an der TU Dresden, 1965.
2. *Wunsch, G.:* Lehrbriefreihe Math. Meth. der Elektrotechnik. VEB Verlag Technik, Berlin, 1965.
3. *Narayanan, S.:* Transistor Distortion Analysis Using Volterra Series Representation. Bell Syst. Tech. Journal, Vol. XLVI. No. 5. May—June 1967.
4. *Terplán, K.:* Untersuchung des nichtlinearen Wechselstromverhaltens rückgekoppelter Transistorverstärkerstufen in Basisschaltung. Diplomarbeit an der TU Dresden, 1967—68.
5. *Van Trees, H. L.:* Funktional Techniques for the Analysis of the Nonlinear Behaviour of Phase-Locked Lops. Proc. IEEE. 52. No. 8. August 1964. pp. 894—911.
6. *Ku, Y. H.—Wolf, A. A.:* Volterra—Wiener—Funktionals for the Analysis for Nonlinear Systems. I. Franklin Inst. 281. No. 1. January 1966. pp. 9—26.
7. *Paul, R.:* Transistoren. VEB Verlag Technik, Berlin, 1965.
8. *Benz, W.:* Über Ersatzschaltungen für den als linear Verstärker betriebenen Transistor. Elektr. Rundschau, 14 (1960) H. 1. S. 5—9; H. 2. S. 59—64.
9. *Vogel, J. S.—Strutt, M. J. O.:* Berechnung der Verzerrungs- und Störeffekte bei Transistor- Verstärkerstufen auf Grund des Ersatzschaltbildes. A.E.Ü. 14 (1960) S. 397—404.
10. *Vogel, J. S.—Strutt, M. J. O.:* Berechnung der Mischvorgänge in Transistorstufen bei niedrigen Frequenzen auf Grund des Ersatzschaltbildes. A.E.Ü. 14 (1960) S. 435—440.
11. *Vogel, J. S.—Strutt, M. J. O.:* Experimentelle und rechnerische Untersuchung der Verzerrungen und Mischvorgänge in Trasnsistorstufen bei niedrigen Frequenzen. A. E. Ü. 16 (1962) S. 291—295.
12. *Vogel, J. S.—Strutt, M. J. O.:* Experimentelle und rechnerische Untersuchung der Verzerrungen und Mischvorgänge in Transistorstufen bei hohen Frequenzen. A. E. Ü. 16 (1962) S. 407—418.
13. *Terplán, K.:* Untersuchung der Eignung der Volterra-Reihe f. die Berechnung des nichtlinearen Wechselstromverhaltens von rückgekoppelten Transistorverstärkerstufen (S. a. a Nachrichtentechnik c. folyóiratban).

KAUKER JÁNOS
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Immittancia paraméterekkel jellemzett négypólus invariánsai

ETO 621.372.5.09

A négypólusparaméterek közül leggyakrabban az immittancia paramétereket (z, y, h, g) használjuk. Ezen paramétercsoportokat az jellemzi, hogy a diagonál paraméterek (11, ill. 22 indexűek) immittanciák és ezért a be- és kimenőoldalt Thevenin vagy Norton-helyettesítőképpel is szemléltetni lehet. A különböző paraméterek egymásba átszámíthatók. Az átszámítás akkor szükséges, ha több négypólus összekapcsolása miatt, ill. az alkalmazott számítástechnikai módszer miatt a megadott paraméterekkel nem célszerű számolni. A kétoldalon lezárt négypólus legfontosabb jellemzői — mint a be- és kimenő immittancia, az átviteli tényezők, a teljesítményerősítések stb. — különböző paraméterekkel kifejezve általában táblázatosan rendelkezésre állnak. Az összefüggések — nagy számuk és különbözőségük folytán — nehezen jegyezhetők meg, így a számolás, vagy segédtáblázatok alkalmazása elkerülhetetlen.

A következőkben megmutatjuk, hogy általános, az immittancia paraméterekre invariáns és könnyen megjegyezhető kifejezések írhatók fel a négypólusra.

1. Invariáns immittanciák és átviteli tényezők

A kétoldalon lezárt, γ immittancia paramétereivel adott négypólust az 1. ábra mutatja. A bemenőoldalt a φ_1' és φ_1'', a kimenőoldalt a φ_2' és φ_2'' áramok és feszültségek jellemzik. φ' a vezérlő, φ'' pedig a vezérlések által létrehozott áram vagy feszültség. A négypólus egyenletek:

$$\varphi_1'' = \gamma_{11}\varphi_1' + \gamma_{12}\varphi_2' \tag{1}$$

$$\varphi_2'' = \gamma_{21}\varphi_1' + \gamma_{22}\varphi_2' \tag{2}$$

A lezárásokra, ha γ_1 és γ_{11} illetve γ_2 és γ_{22} dimenziója azonos:

$$\varphi_1'' = -\gamma_1\varphi_1' \tag{3}$$

$$\varphi_2'' = -\gamma_2\varphi_2' \tag{4}$$

A be- és kimenőimmittancia (1)–(4)-ből:

$$\gamma_{be} = \gamma_{11} - \frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2} \tag{5}$$

$$\gamma_{ki} = \gamma_{22} - \frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{\gamma_{11}+\gamma_1} \tag{6}$$

A hullámimmittanciák: ($\gamma_1 = \gamma_{be} = \gamma_{10}$; $\gamma_2 = \gamma_{ki} = \gamma_{20}$)

$$\gamma_{10} = \gamma_{11}\sqrt{1 - \frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{\gamma_{11}\gamma_{22}}} \tag{7}$$

$$\gamma_{20} = \gamma_{22}\sqrt{1 - \frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{\gamma_{11}\gamma_{22}}} \tag{8}$$

Beérkezett: 1968. VIII. 26.

Az (5)–(8) egyenletből látható, hogy a bemenőoldali immittanciák dimenziója γ_{11}, a kimenőoldaliak pedig γ_{22} dimenziójával egyeznek meg.

Az átviteli tényezők:

$$\frac{\varphi_2''}{\varphi_1''} = \left(-\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2}\right)\left(-\frac{\gamma_2}{\gamma_{be}}\right) \tag{9}$$

$$\frac{\varphi_2''}{\varphi_1'} = \left(-\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2}\right)(-\gamma_2) \tag{10}$$

$$\frac{\varphi_2'}{\varphi_1''} = \left(-\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2}\right)\left(\frac{1}{\gamma_{be}}\right) \tag{11}$$

$$\frac{\varphi_2'}{\varphi_1'} = \left(-\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2}\right) \tag{12}$$

A (9)–(12) egyenletekben a $\left(-\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2}\right)$ tényező mellett a $-\gamma_2$ és $\frac{1}{\gamma_{be}}$ szorzótényező szerepel. A legbonyolultabb kifejezés tartalmazza tehát a másik hármat is, ezért általánosan az átviteli tényező:

$$\frac{\varphi_2}{\varphi_1} = \left(-\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{22}+\gamma_2}\right)(-\gamma_2)\left(\frac{1}{\gamma_{be}}\right). \tag{13}$$

A feszültségátviteli tényező (feszültségerősítés), az áramátviteli tényező (áramerősítés), a transzfer impedancia és admittancia származtatása a (13)-ból a négypólus paraméterek ismeretében egyértelműen történik: A feszültség- és áramerősítés dimenzionélküli. A három tényezőből tehát a két lehetséges dimenzionélküli mennyiséget kell szorzással képezni. A feszültség- és áramerősítés szétválasztása a $(-\gamma_2)$ tényező segítségével végezhető el, ha γ_2 impedancia, a $(-\gamma_2)$-t tartalmazó mennyiség a feszültségerősítés, ha γ_2 admittancia, a $(-\gamma_2)$-t tartalmazó kifejezés az áramerősítés. A transzfer immittanciák szétválasztása a dimenzió alapján egyértelmű.

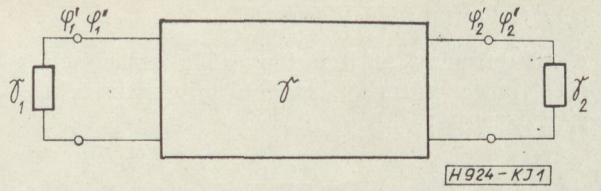
Pl. Z paraméterek esetén minden paraméter impedancia, ezért

$$A_U = \frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_2}\,Z_2\,\frac{1}{Z_{be}}$$

$$A_J = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_2}$$

$$Z_T = \frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_2}\,Z_2$$

$$Y_T = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_2}\,\frac{1}{Z_{be}}$$



1. ábra. γ immittancia paraméterekkel jellemzett két oldalon lezárt négypólus

h paraméterekkel számolva

$$\gamma_{11}=h_{11}\ \Omega$$
$$\gamma_{12}=h_{12}$$
$$\gamma_{21}=h_{21}$$
$$\gamma_{22}=h_{22}\ \Omega$$
$$\gamma_1=Z_1\ \Omega$$
$$\gamma_2=y_2\ \Omega$$
$$\gamma_{be}=Z_{be}\ \Omega$$

$$A_U=-\frac{h_{21}}{h_{22}+y_2}\frac{1}{Z_{be}}$$

$$A_J=\frac{h_{21}}{h_{22}+y_2}y_2$$

$$Z_T=-\frac{h_{21}}{h_{22}+y_2}$$

$$Y_T=\frac{h_{21}}{h_{22}+y_2}y_2\frac{1}{Z_{be}}$$

Hasonlóképpen végezhető el a szétválasztás y és g paraméterek esetén is.

Immittancia paraméterek esetén tehát a könnyen megjegyezhető (5), (6) és (13) invariáns összefüggéseket használhatjuk az átviteli tulajdonságok meghatározására.

2. Invariáns stabilitási tényező

A γ_1 lezáróimpedanciából és γ immittanciájú kétpólusból álló zárt áramkör stabilitás-vizsgálatának egyik ismert módja a $\gamma_1+\gamma=0$ karakterisztikus egyenlet komplex frekvenciagyökeinek meghatározása. Két oldalon lezárt négypólus esetén a négypólus a be- és kimenőoldalról egyaránt kétpólusnak tekinthető, tehát két karakterisztikus egyenlet írható fel:

$$\gamma_1+\gamma_{be}=0$$
$$\gamma_2+\gamma_{ki}=0$$

γ_{be} (5) és γ_{ki} (6) behelyettesítése után látható, hogy a be- és kimenőoldalra felírt karakterisztikus egyenlet azonos:

$$(\gamma_{11}+\gamma_1)(\gamma_{22}+\gamma_2)-\gamma_{12}\gamma_{21}=0 \qquad (14)$$

A (14) karakterisztikus egyenlet gyökeinek meghatározásához az immittanciák frekvenciafüggését kell ismerni. Gyakran azonban az immittanciák valós és képzetes része (ill. ezek frekvenciafüggése) ismert. Ebben az esetben célszerűbb az immittanciát Nyquist-diagrammal vizsgálni. Amennyiben fennáll, hogy

$$\mathrm{Re}\,(y_{11}+y_1)\geq 0 \qquad (15)$$

$$\mathrm{Re}\,(y_{22}+y_2)\geq 0 \qquad (16)$$

akkor az $\gamma_1+\gamma_{be}$, illetve $\gamma_2+\gamma_{ki}$ immittancia nevezője passzív hálózatfüggvény, és elég a vizsgálatot a számlálóra korlátozni, amely a (14) komplex egyenlet bal oldalával azonos. A (14) komplex egyenlet két skalár egyenletre bontható. $\gamma=\alpha+j\beta$ jelölés bevezetésével a két egyenlet:

$$(\alpha_{11}+\alpha_1)(\alpha_{22}+\alpha_2)-(\beta_{11}+\beta_1)(\beta_{22}+\beta_2)-(\alpha_{12}\alpha_{21})+$$
$$+(\beta_{12}\beta_2)=0 \qquad (17)$$

$$(\alpha_{11}+\alpha_1)(\beta_{22}+\beta_2)+(\alpha_{22}+\alpha_2)(\beta_{11}+\beta_1)-(\alpha_{12}\beta_{21})-$$
$$-(\alpha_{21}\beta_{12})=0 \qquad (18)$$

A négypólus stabil, ha a Nyquist-diagramm nem veszi körül a kezdőpontot. Ez biztosan fennáll, ha nem metszi a negatív valós tengelyt. A valós tengely pontjaira teljesül, hogy $Im\,\gamma=0$, vagyis (17) egyenlet. A (17) egyenletből kifejezve $(\beta_{11}+\beta_1)$-t és behelyettesítve (18)-ba, $(\beta_{22}+\beta_2)$-re másodfokú egyenletet kapunk. Amennyiben $(\beta_{22}+\beta_2)$-re kapott megoldás nem valós (a diszkrimináns negatív) a (18) nem állhat fenn, vagyis a Nyquist-diagramm sem a negatív valós tengelyt, sem az origót nem metszi; a négypólus stabil. A számítás elvégzése után a stabilitás feltétele:

$$2\,\mathrm{Re}\,(\gamma_{11}+\gamma_1)\,\mathrm{Re}\,(\gamma_{22}+\gamma_2)\geq|\gamma_{12}\gamma_{21}|+\mathrm{Re}\,(\gamma_{12}\gamma_{21}) \qquad (19)$$

illetve a (19)-ből származtatott stabilitási tényező:

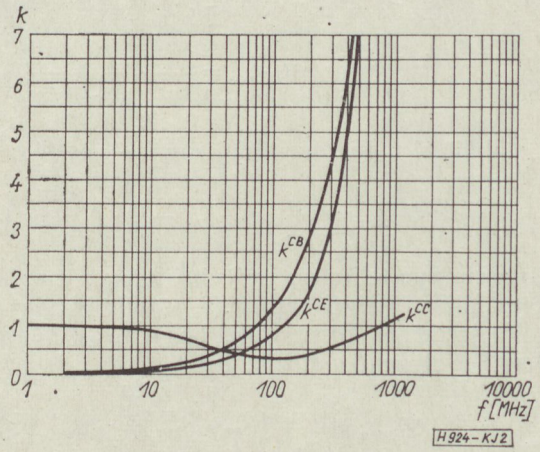
$$K=\frac{2\,\mathrm{Re}\,(\gamma_{11}+\gamma_1)\,\mathrm{Re}\,(\gamma_{22}+\gamma_2)-\mathrm{Re}\,(\gamma_{12}\gamma_{21})}{|\gamma_{12}\gamma_{21}|} \qquad (20)$$

(19)-ből látható, hogy ha $\mathrm{Re}\,\gamma_{11}>0$, $\mathrm{Re}\,\gamma_{22}>0$ teljesül, és természetesen (15) és (16) fennáll, a legkedvezőtlenebb esetet veszteségmentes reaktáns kétpólussal történő lezárás esetén kapjuk. Ekkor $\mathrm{Re}\,\gamma_1=0$, $\mathrm{Re}\,\gamma_2=0$, így a stabilitási tényező:

$$k=\frac{2\,\mathrm{Re}\,\gamma_{11}\cdot\mathrm{Re}\,\gamma_{22}-\mathrm{Re}\,(\gamma_{12}\gamma_{21})}{|\gamma_{12}\gamma_{21}|} \qquad (21)$$

A feltétlen stabilitás kritériuma:

$$k>1 \qquad (22)$$



2. ábra. Integrált áramköri tranzisztor stabilitási tényezője a három alapkapcsolásban

A négypólus feltételesen stabil, ha

$$-1<k<1 \tag{23}$$

(23) teljesülése esetén, megfelelő lezáró immittanciákkal stabillá tehető ($K>1$).

A stabilitás-vizsgálatot a teljes valós frekvenciatartományban el kell végezni. A 2. ábra integrált áramkörben levő Si tranzisztor stabilitási tényezőit mutatja a három alapkapcsolásban [4]. Az ábra jól szemlélteti az emitterkövető gerjedékenységét viszonylag széles frekvenciatartományban.

Tranzisztoroknál alacsony frekvencián a paraméterek képzetes része elhanyagolható és $\gamma_1=0$, $\gamma_2=0$ esetén a stabilitás feltétele (19)-ből:

$$\gamma_{11}\gamma_{22}-\gamma_{12}\gamma_{21}\geq 0 \tag{24}$$

A tranzisztor négypólus paramétereiből képzett determináns alacsony frekvencián általában pozitív, az utóbbi időben azonban a γ_{21} paraméter nagy értéke miatt előfordulnak negatív determinánsok is. Ilyen pl. a Valvo BCY 55 típusú tranzisztor.

3. Invariáns teljesítményerősítések

γ immittancián a teljesítmény:

$$P=\mathrm{Re}\,\varphi'^{*}\varphi''$$

ahol φ'^{*} a φ' konjugáltja.

Mivel

$$\varphi''=\gamma\varphi'$$

$$P=|\varphi'|^2\,\mathrm{Re}\,\gamma \tag{25}$$

3.1 Teljesítményerősítés

A terhelésen leadott és a négypólus által felvett teljesítmények viszonya (25) alapján:

$$G=\frac{P_{ki}}{P_{be}}=\frac{|\varphi_2'|^2\,\mathrm{Re}\,\gamma_2}{|\varphi_1'|^2\mathrm{Re}\,\gamma_{be}}$$

Az átviteli tényező (12) behelyettesítése után:

$$G=\frac{|\gamma_{21}|^2\gamma_{2r}}{|\gamma_{22}+\gamma_2|^2\gamma_{ber}} \tag{26}$$

Az indexben szereplő r betű a reális részt jelöli.

3.2 Maximális teljesítményerősítés

$\gamma_2=\gamma_{22}^{*}$ esetén $G=G_{max}$, amely a stabilitási tényezővel kifejezve

$$G_{max}=\frac{|\gamma_{21}|^2}{4\gamma_{11r}\gamma_{22r}-2(\gamma_{12}\gamma_{21})_r}=\left|\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{12}}\right|\frac{1}{k} \tag{27}$$

A stabilitási tényezővel kifejezve $k\geq 1$ esetén:

$$G_{T\,max}=\left|\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{12}}\right|(k-\sqrt{k^2-1}) \tag{32}$$

A visszirányú teljesítményátviteli tényezőt az 1 és 2 index felcserélésével kapjuk. A stabilitási tényező (21) kifejezéséből következik, hogy k az indexek felcserélésével nem változik, ezért

$$G_{T\,max}^{r}=\left|\frac{\gamma_{12}}{\gamma_{21}}\right|(k-\sqrt{k^2-1}) \tag{33}$$

A (27) és (32) kifejezésekből egyaránt látható, hogy a nem neutralizált négypólus maximális teljesítmény erősítése $k=1$-nél

$$G_{T\,max}(k=1)=G_{max}(k=1)=\left|\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{12}}\right| \tag{34}$$

A (32) és (33) alapján a normál és visszirányú maximális teljesítményátvitel mérésével a $|\gamma_{21}/\gamma_{12}|$ és a k stabilitási tényező szétválasztható:

$$\frac{G_{T\,max}}{G_{T\,max}^{r}}=\left|\frac{\gamma_{21}}{\gamma_{12}}\right|^2 \tag{35}$$

$$\sqrt{G_{T\,max}\cdot G_{T\,max}^{r}}=k-\sqrt{k^2-1} \tag{36}$$

3.3 Teljesítmény átviteli tényező

A teljesítmény átviteli tényező a terhelésen leadott és a generátorból kivehető maximális teljesítmény viszonya:

$$G_T=\frac{P_{ki}}{P_{g\,max}}$$

Mivel

$$P_{g\,max}=|\varphi_g''|^2\frac{1}{4\gamma_{1r}} \quad \text{és}$$

$$\varphi_g''=(\gamma_1+\gamma_{be})\varphi_1',$$

valamint

$$P_{ki}=|\varphi_2'|^2\gamma_{2r}$$

behelyettesítés után

$$G_T=\frac{4\gamma_{1r}\gamma_{2r}|\gamma_{21}|^2}{|(\gamma_1+\gamma_{be})(\gamma_{22}+\gamma_2)|^2}=$$

$$=\frac{4\gamma_{1r}\gamma_{2r}|\gamma_{21}|^2}{|(\gamma_{11}+\gamma_1)(\gamma_{22}+\gamma_2)-\gamma_{12}\gamma_{21}|^2}. \tag{28}$$

Ha

$$\gamma_1=\gamma_{be}^{*} \qquad G_T=G$$

3.4 Maximális teljesítmény átviteli tényező

A be- és kimenőoldal illesztése esetén, vagyis

$$\gamma_1=\gamma_{be}^{*}$$

$$\gamma_2=\gamma_{ki}^{*}$$

feltételeknél a teljesítmény átviteli tényező maximális lesz. Az illesztést megvalósító lezáró immittanciák valós és képzetes része:

$$\gamma_{1r}=\gamma_{11r}\sqrt{\left(1-\frac{(\gamma_{12}\gamma_{21})_r}{2\gamma_{11r}\gamma_{22r}}\right)^2-\left|\frac{\gamma_{12}\gamma_{21}}{2\gamma_{11r}\gamma_{22r}}\right|^2}=$$

$$=\frac{|\gamma_{12}\gamma_{21}|\sqrt{k^2-1}}{2\gamma_{22r}} \tag{29}$$

$$\gamma_{1i}=-\gamma_{11i}+\frac{(\gamma_{12}\gamma_{21})_i}{2\gamma_{22r}} \tag{30}$$

A γ_2-t az 1 és 2 index felcserélésével kapjuk.

A maximális teljesítmény átviteli tényező:

$$G_{T\,max}=\frac{|\gamma_{21}|^2}{2\gamma_{11r}\gamma_{22r}-(\gamma_{12}\gamma_{21})_r+\sqrt{[2\gamma_{11r}\gamma_{22r}-(\gamma_{12}\gamma_{21})_r]^2-|\gamma_{12}\gamma_{21}|^2}} \tag{31}$$

3.5 Unilaterális teljesítmény erősítés

Veszteségmentes hálózattal neutralizált négypólus esetén a maximális teljesítményátviteli tényezőt unilaterális teljesítményerősítésnek nevezzük:

$$G_U = \frac{|\gamma_{21} - \gamma_{12}|^2}{4(\gamma_{11r}\gamma_{22r} - \gamma_{12r}\gamma_{21r})} \tag{37}$$

Az unilaterális teljesítményerősítés nemcsak az immittanciaparaméterekre, hanem a különböző alapkapcsolásokra is invariáns, vagyis az alapkapcsolások (közös bázisú, közös emitteres, közös kollektorú) unilaterális teljesítményerősítése azonos. Ily módon az alapkapcsolásoktól függetlenül definiálható a $G_U(f_{max}) = 1$ határfrekvencia.

A veszteségmentes hálózattal történő neutralizálás lényegében kompenzálással történik: A kimenetről a bemenetre visszajutott jellel ellentétes fázisú és azonos nagyságú jelet vezetünk vissza a bemenetre. Első lépésként a kimenettel sorba vagy párhuzamosan (attól függően, hogy γ_{22} impedancia vagy admittancia) akkora γ_2 reaktáns elemet kapcsolunk, hogy $\gamma_{22} + \gamma_2$ azonos fázisú legyen γ_{12}-vel, így rajta a kompenzálandó jellel azonos fázisú jel jön létre:

$$\text{arc } \gamma_{12} = \text{arc } (\gamma_{22} + \gamma_2), \tag{38}$$

amiből

$$\gamma_{2i} = \gamma_{22r}\frac{\gamma_{12i}}{\gamma_{12r}} - \gamma_{22i} \tag{39}$$

$$\gamma_{22}^{(1)} = \gamma_{22} + \gamma_2 = \frac{\gamma_{22r}}{\gamma_{12r}}\gamma_{12} \tag{40}$$

A γ_2-vel kiegészített négypólus immittancia egyenletei:

$$\varphi_1'' = \gamma_{11}\varphi_1' + \gamma_{12}\varphi_2' \tag{41}$$

$$\varphi_2'' = \gamma_{21}\varphi_1' + \frac{\gamma_{22r}}{\gamma_{12r}}\gamma_{12}\varphi_2' \tag{42}$$

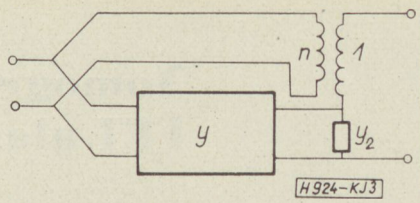
A megfelelő nagyságú jel visszavezetésére a kimenetről a bemenetre ideális transzformátor alkalmas, amelynek szükséges átvitele (41) és (42)-ből

$$\frac{\varphi_1^{(2)}}{\varphi_2^{(2)}} = -\frac{\gamma_{22r}}{\gamma_{12r}} \tag{43}$$

A transzformátor kapcsolási módja a négypólushoz attól függ, hogy milyen paramétereket használtunk. Például y paraméterek esetén az $y_{12}U_2$-vel az $y_{22}^{(1)}$-n folyó áram azonos fázisú és áramot kell visszavezetni, ezért $P-S$ kapcsolás szükséges (3. ábra). A menetszámáttétel, a szükséges áramátvitelből:

$$\frac{1}{n} = -\frac{\gamma_{22r}}{\gamma_{12r}} \tag{44}$$

h paraméter esetén γ_2 admittancia (párhuzamosan kapcsolódik) és a kompenzálandó $h_{12}i_1$ feszültséggel $h_{22}^{(1)}$-n folyó áram azonos fázisú. Mivel feszültséget kell visszavezetni, a kapcsolás $S-S$, a szükséges átvitel (43) inverz transzfer impedancia, amelyből a menetszámáttétel meghatározható. A fentiekhez hasonlóan számolható a neutralizálás T és g paraméterek megadása esetén is.



3. ábra. y paramétereivel megadott négypólus neutralizálása reaktáns elemekkel

A neutralizált eredő négypólus paramétereit behelyettesítve $G_{T_{max}}$ kifejezésébe G_U igazolható. y paraméteres megadás esetén a $P-S$ kapcsolás miatt a g paraméterek adódnak össze, ezért a γ_2-vel kiegészített négypólus $y^{(1)}$ paramétereit (41) és (42) egyenletből $g^{(1)}$-re számoljuk át, majd az n menetszámáttételű ideális transzformátor $g^{(2)}$ paramétereivel összeadjuk. Az eredő négypólus g' paraméterei:

$$g_{11}' = y_{11} - y_{21}\frac{y_{12r}}{y_{22r}} \tag{45}$$

$$g_{12}' = 0 \tag{46}$$

$$g_{21}' = \frac{y_{12r}}{y_{22r}}\left(1 - \frac{y_{21}}{y_{12}}\right) \tag{47}$$

$$g_{22}' = \frac{y_{12r}}{y_{22r}}\left|\frac{1}{y_{12}}\right. \tag{48}$$

A neutralizált négypólus g' paramétereit behelyettesítve a (31) egyenletbe, az unilaterális teljesítményerősítésre megadott (37) összefüggést kapjuk.

A különböző alapkapcsolások paraméterei közötti összefüggések behelyettesítésével igazolható, hogy P_U az alapkapcsolásokra is invariáns. Ily módon az unilaterális teljesítményerősítés, illetve az ebből származtatott f_{max} frekvencia az egyik legáltalánosabban használható, az aktív négypólusok — pl. tranzisztorok — jellemzésére szolgáló paraméterek.

IRODALOM

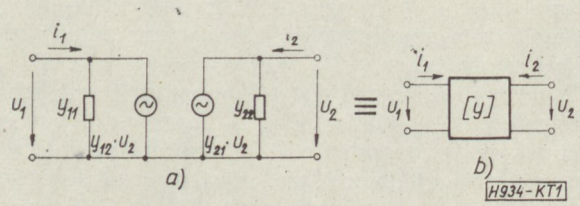
1. *Rollett, J. M.:* Stability and power gain invariants of linear twoports; IRE Trans. CT-9 1962. No. 1. pp. 29—32.
2. *Baumann, P.:* Untersuchungen zur Leitungverstarkung von Mesatransistoren; Nachrichtentechnik 1966. 12. sz. 447.
3. *Zawels, J.:* Gain-Stability Relationship; IRE Trans. CT-10, 1963. No. 1, pp. 109.
4. *Lynn, D. K.—Meyer, C. S.—Hamilton, D. J.:* Analysis and Design of Integrated Circuits; Motorola series in solid-state electronics 1967 pp. 293.

KAREL TOMASEK (Prága)

Nomogramok hangfrekvenciás FET alapkapcsolások számításához

ETO 621.375.4.029.4(083.57):621.382.323

A térvezérlésű tranzisztor, röviden FET, alkalmazása előnyös, ha extrém nagy bemenő ellenállást, kis zajt, a ki- és bemenet közötti jó elválasztást, vagy kis keresztmodulációt kell megvalósítani.



1. ábra

A kisjelű FET alapkapcsolás (1. ábra) négypólus egyenletei:

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \tag{1}$$

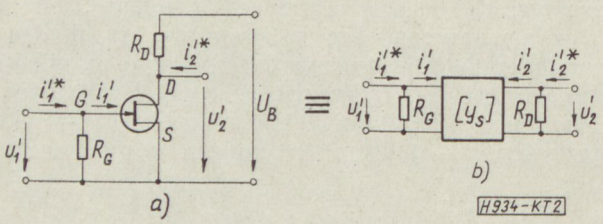
$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2, \tag{2}$$

ahol y_{11} a rövidzárási bemeneti admittancia, y_{12}, y_{21} a rövidzárási transzfer admittanciák, y_{22} a rövidzárási kimeneti admittancia. Továbbá:

$$|y| = y_{11}y_{22} - y_{12}\,y_{21} \tag{3}$$

Továbbiakban alacsony frekvenciákra szorítkozunk, ahol y_{21}, y_{22} valós.

Leggyakrabban az S-pólus (Source-pole) kapcsolást használják, mely a hagyományos tranzisztor-



2. ábra

technika földelt emitteres kapcsolásának megfelelője. Az S-póluskapcsolás feszültségerősítése

$$V_{u-s} = \frac{-y_{21s}}{G_D + y_{22s}} \tag{4}$$

A $z_{be-s} = \frac{u_1^*}{i_1^*}$ bemenőimpedanciát a 2*b* ábra szerint $R_G = \frac{1}{G_G}$ és z_{be-s} paralelkapcsolva, a $z_{ki-s} = \frac{u_2^*}{i_1^*}$ kimenőimpedanciát $R_D = \frac{1}{G_D}$ és z_{ki-s} paralelkapcsolva adja, ahol a négypólus bemenőimpedanciája $z_{be-s} = \frac{u_1}{i_1}$ és kimenőimpedanciája $z_{ki-s} = \frac{u_2}{i_2}$. Általában

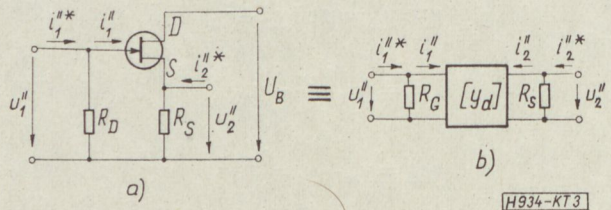
$$z_{be-s} = \frac{G_D + y_{22s}}{G_D y_{11s} + |y_s|} \tag{5}$$

$$z_{ki-s} = \frac{G_G + y_{11s}}{G_G y_{22s} + |y_s|}. \tag{6}$$

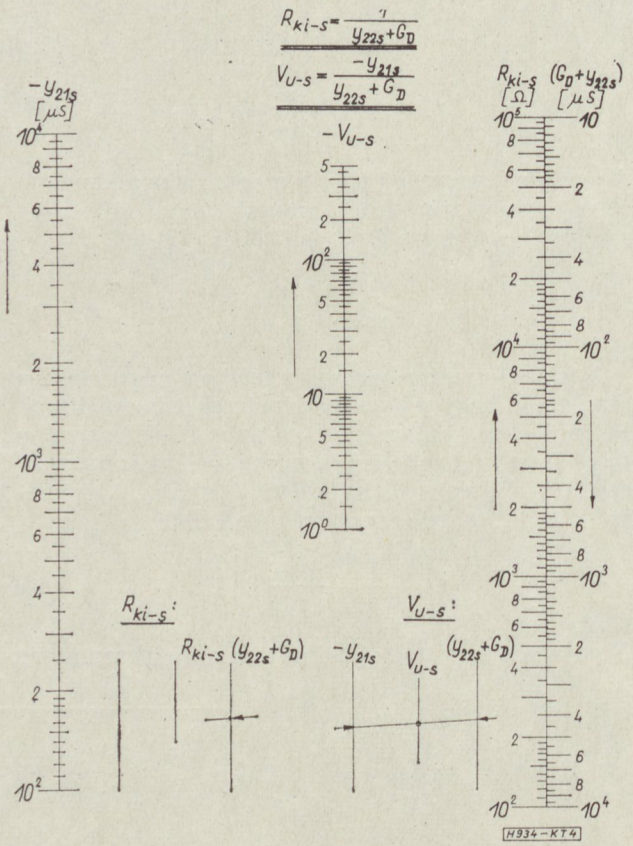
Fentiekből a következő közelítések adódnak:

$$R_{be-s} \approx R_G \tag{7}$$

$$R_{ki-s} \approx \frac{1}{G_D + y_{22s}}. \tag{8}$$

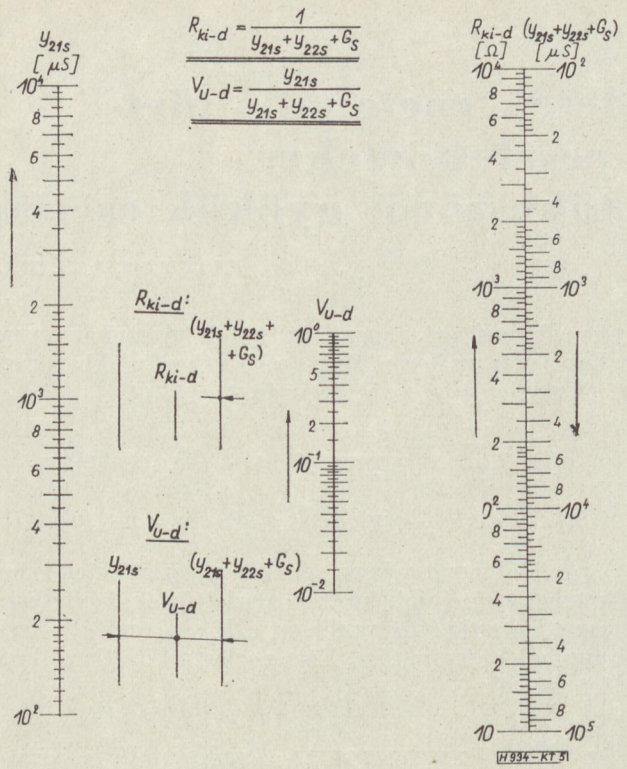


3. ábra



4. ábra

Beérkezett: 1968. október 10-én.



5. ábra

A D-pólus (Drain-pole), mely a 3. ábrán látható az emitterkövetőnek felel meg. Képletei a következők:

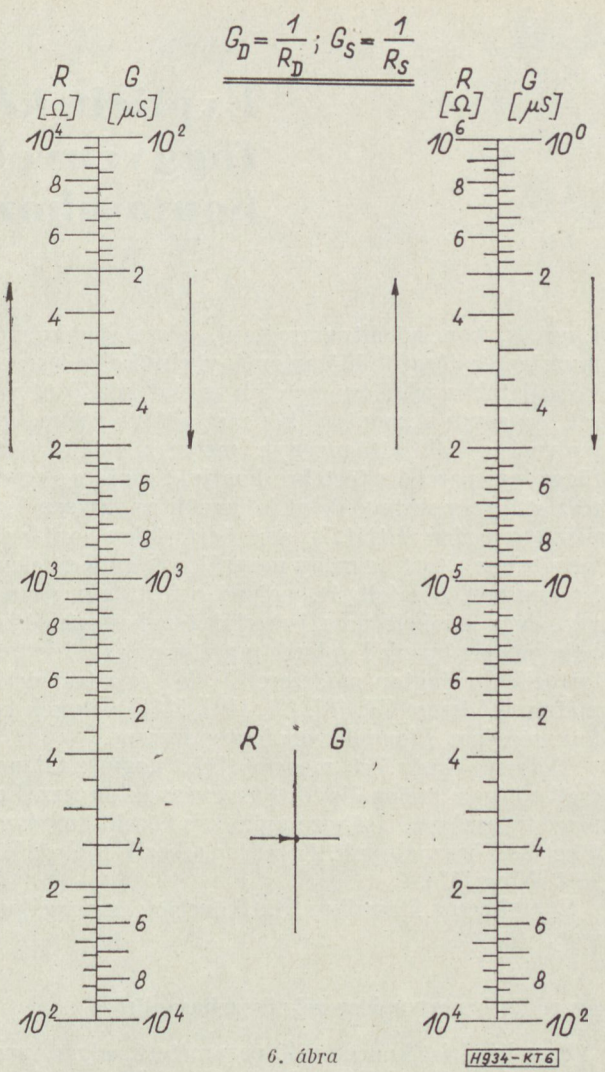
$$V_{u-d} \approx \frac{-y_{21d}}{G_S+y_{22d}} = \frac{y_{21s}}{G_S+y_{21s}+y_{22s}} \qquad (9)$$

$$R_{be-d} \approx R_G \qquad (10)$$

$$R_{ki-d} \approx \frac{1}{G_S+y_{22d}} = \frac{1}{G_s+y_{21s}+y_{22s}} \qquad (11)$$

ahol az s indexű paraméterek az S-pólus, a d indexűek a D-pólus kapcsolásra vonatkoznak.

A 4. és 5. ábra nomogramjainak segítségével a feszültségerősítés és a kimenőimpedancia az y paraméterekből gyorsan meghatározható, a 6. ábra segítségével R_s és R_d vezetéssé könnyen átszámítható.



6. ábra

Számpéldák:

1. Erősítőfokozat BFX 63 FET-tranzisztorral, S-pólus kapcsolásban. Adva $R_d = 5000\ \Omega$ és $y_{21s} = 1800$ μS, ha $U_{ds} = 15$ V, $U_{gs} = 0$ V, $f = 1$ kHz, $T_a = 25$ C°. A 4. ábráról ezekkel az adatokkal leolvasható: $V_{u-s} = -8{,}2$ és $R_{ki-s} = 4550\ \Omega$.

2. D-pólus kapcsolásban adott munkapontban $G_s = 300$ μS, $y_{21d} = 1980$ μS, $y_{22d} = 2000$ μS. Az 5. ábráról leolvasva: $V_{u-d} = 0{,}86$ és $R_{ki-d} = 435\ \Omega$.

Az Oktatási Bizottság közleménye

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara 1970. februárjában

félvezető digitális elektronika
integrált áramkörös elektronika
színes televízió
mikrohullámú technika

tárgyú kétéves szakmérnöki kurzusokat indít.

Jelentkezés és felvilágosítás a Villamosmérnöki Kar Dékáni hivatalában 1969. szeptember 15-ig.

Dr. Ambrózy András

KOVÁCS SÁNDOR
Mechanikai Laboratórium

Explicit képletek racionális törtfüggvények részlettörtekre bontásához, többszörös gyökök esetén

ETO 517.942.82:621.372.22

Lineáris, koncentráltparaméterű, véges elemszámú, invariáns hálózatok időtartománybeli viselkedésének vizsgálatához jelen ismereteink szerint két fő út vezet. Az egyik a „pontos" képletet adó klasszikus út, melynél a hálózatfüggvényt, mely racionális törtfüggvény, parciális törtekre bontjuk, majd az egyes részlettörteknek tagonként képezzük az inverz Laplace transzformáltját. Itt a részlettörtekre bontás elvégzéséhez a törtfüggvény nevezőjének gyökeit eleve ismerni kell. A másik út, melynél a törtfüggvény nevezőjének gyökeit nem ismerjük, szukcesszív úton adja meg az inverz Laplace transzformáltat. Ide tartartozik Corrington módszere [5], [6], és a tranziciós mátrix módszere [7], [8], [9], [10], [11], melynek kifejlesztésében Liounak volt fontos szerepe.

Teljesség kedvéért megemlítjük, hogy általános esetben (nem racionális tört) függvények inverz Laplace transzformálásához numerikus közelítő módszereket kell használnunk. Ezzel foglalkozik többek között Wing [12].

E cikkben a klasszikus utat követjük és vizsgáljuk meg.

Az eddig ismert módszerek összehasonlítása

Egy lineáris, koncentrált paraméterű, véges elemszámú, invariáns hálózat hálózatfüggvénye a következő alakú racionális törtfüggvény alakjában írható:

$$K(p)=\frac{P(p)}{Q(p)}=\frac{\sum_{j=0}^{N} a_j p^j}{\prod_{i=1}^{M}(p-p_i)^{\mu_i}}+\sum_{i=0}^{J} K_i p^i, \quad \text{ahol} \quad N<\sum_{i=1}^{M}\mu_i \tag{1}$$

A jobb oldali kifejezés első részét kell részlettörtekre bontanunk. Itt a nevezőt azért írtuk gyöktényezős formába, mert a részlettörtekre bontáshoz a p_i gyökök ismerete eleve szükséges. A továbbiakban a jobb oldalon szereplő $\sum_{i=0}^{J} K_i p^i$ részt elhagyjuk, mert annak inverz Laplace transzformáltja $\sum_{i=0}^{J} K_i \delta^{(i)}(t)$, tehát a Dirac $\delta(t)$ függvényt és annak deriváltjait tartalmazza. Ezek ismert függvények, és ezenkívül a $t=0$ pont kivételével 0 értékűek. A fenti tört részlettörtekre bontva a következőképpen fest (a $\sum_{i=1}^{J} K_i p^i$ elhagyásával):

$$K(p)=\sum_{i=1}^{M}\sum_{h=1}^{\mu_i}\frac{K_{i,h}}{(p-p_i)^h} \tag{2}$$

Beérkezett: 1968. november 26.

Ennek most már tagonként tudjuk képezni az inverz Laplace transzformáltját, s a következő alakban kapjuk eredményül az időfüggvényt:

$$k(t)=\sum_{i=1}^{M}\sum_{h=1}^{\mu_i}\frac{t^{h-1}}{(h-1)!}\cdot e^{x_i t}\cdot(\operatorname{Re} K_{i,h}\cdot\cos y_i t-$$

$$-\operatorname{Im} K_{i,h}\cdot\sin y_i t), \quad \text{ahol} \quad p_i=x_i+jy_i \tag{3}$$

Az időfüggvény képzése tehát a részlettörtek ismeretében nem probléma. A részlettörtek képzésekor egyetlen sarkalatos probléma a $K_{i,h}$ állandók, a reziduumok* kiszámítása. Erre elvileg a következő képlet szolgál:

$$K_{i,h}=\frac{1}{(\mu_i-h)!}\cdot\frac{d^{\mu_i-h}}{dp^{\mu_i-h}}\left((p-p_i)^{\mu_i}\cdot K(p)\right)_{p=p_i}=$$

$$=\frac{1}{(\mu_i-h)!}\cdot\frac{d^{\mu_i-h}}{dp^{\mu_i-h}}\left(\frac{\sum_{j=0}^{N} a_j p^j}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\right)_{p=p_i}, \tag{4}$$

ahol $h=1,2,\ldots,\mu_i$

A Π^i jelentése az, hogy a gyöktényezők közül az i-iket ki kell hagyni. Ennek a képletnek a közvetlen alkalmazása sem kézi számítások végzésekor nem célszerű — különösen akkor, ha egyes μ_i értékek nagyok (pl. 4—6), mert ekkor magasabbrendű differenciálásokat kell végezni, ami hosszadalmas és kényelmetlen —, sem pedig számológépes számításokra nem alkalmas, mert a gép egyáltalán nem, vagy csak igen körülményesen tud differenciálni.

A probléma a megoldása, vagyis a $K_{i,h}$ reziduumok kiszámítása, amely nélkülözhetetlen az időfüggvény képzéséhez, sok szerzőt foglalkoztatott [1], [2], [3], [4]. Ezek közül egyesek [1], [2], [3] iterációs módszert javasolnak, vagyis egyenként deriválva, egyik együttható kiszámítása után, annak felhasználásával kapják a következőt. Ezeknek a módszereknek közös hátránya, hogy a számítás folyamán a hibák felhalmozódnak, mert valamely reziduum a saját számítási hibáján kívül az elötte levő reziduum hibáját is tartalmazza. Ez főleg magas többszörösségű gyökök esetén jelent hátrányt. Ettől a lényeges hátránytól mentes Brugia módszere [4], amely közvetlen képletet ad az egyes $K_{i,h}$ reziduumok kiszámítására, vagyis valamely reziduum kiszámításához nem kell ismernünk és felhasználnunk az azt megelőzőt. Ez a módszer tehát lényegesen pontosabb az előbbieknél, de két fő hátránya van.

* A matematikától eltérően itt minden $K_{i,h}$ együtthatót reziduumnak nevezünk.

Az első és legfontosabb hátrány az, hogy ismernünk kell a törtfüggvény számlálójának a gyökeit. Ez azért baj, mert e gyököket egyébként semilyen más okból vagy célból nem kellene kiszámítanunk. A módszer alkalmazhatóságával tehát együtt jár egy hosszadalmas gyökkeresés, amely gyököket ezután másra már nem használunk.

A Brugia módszer másik hátránya, hogy a reziduumok kiszámítására szolgáló képletet determináns formájában adja meg, melynek kifejtésekor azonos tagokat többször is ki kell számítanunk, tehát a végeredmény időigényes számítási munka árán adódik.

A következőkben ismertetésre kerülő módszerrel közvetlen, tehát nem iteratív képleteket vezetünk le anélkül, hogy a törtfüggvény számlálójának a gyökeit ismernünk kellene. A képlet az azonos tagokat összevonva, tehát a lehető legrövidebb formában adja meg. Így az eddigi módszerekhez viszonyítva pontosabb, kevesebb számítási időt igénylő és újabb paraméterek kiszámítását szükségtelenné tevő képleteket nyerünk.

A részlettörtek reziduumait megadó képletek

Induljunk ki a (4) képletből, és vezessük be a $g=\mu_i-h$ segéd indexet ($g=\mu_i-1, \mu_i-2, \ldots, 1,0$). Ekkor a következő képletet nyerjük:

$$K_{i,h}=\frac{1}{g!}\cdot\frac{d^g}{dp^g}\left(\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\cdot\sum_{j=0}^{N}a_jp^j\right)_{p=p_i},$$

$$g=\mu_i-h \tag{5}$$

A zárójelben levő mennyiséget tekintsük két tényező szorzatának, melyek közül az egyik tényező az $\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}$ kifejezés, míg a másik a $\sum_{j=0}^{N}a_jp^j$ összeg

E két tényezőből álló szorzatra alkalmazzuk a Leibniz-féle differenciálási szabályt:

$$K_{i,h}=\left[\frac{1}{g!}\sum_{n=0}^{g}\binom{g}{n}\cdot\frac{d^n}{dp^n}\left(\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\right)\cdot\frac{d^{g-n}}{dp^{g-n}}\left(\sum_{j=0}^{N}a_jp^j\right)\right]_{p=p_i}=\left[\frac{1}{g!}\cdot\sum_{n=0}^{g}\binom{g}{n}\cdot U'_{i,n}\cdot V'_{i,g-n}\right]_{p=p_i},\quad g=\mu_i-h \tag{6}$$

Ebben a képletben meg kell még határoznunk az

$$U'_{i,n}=\frac{d^n}{dp^n}\left(\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\right)$$

és a

$$V'_{i,g-n}=\frac{d^{g-n}}{dp^{g-n}}\left(\sum_{j=0}^{N}a_jp^j\right)$$

kifejezéseket. Kezdjük az utóbbival, mert az az egyszerűbb. Ez ugyanis p hatványainak lineáris kombinációjából áll, így a megfelelő rendű differenciálhányados rögtön felírható.

$$V'_{i,g-n}=\frac{d^{g-n}}{dp^{g-n}}\left(\sum_{j=0}^{N}a_jp^j\right)=\sum_{j=g-n}^{N}\frac{j!}{(j-g+n)!}a_jp^{j-g+n} \tag{7}$$

A differenciálhányados értéke természetesen 0, ha

$$N<g-n, \text{ vagyis } V'_{i,N+k}=0;\quad k=1,2,\ldots$$

Hátra van még az $U'_{i,n}$ kifejezés kiértékelése. Ez bonyolultabb meggondolásokat igényel, ezért ezt itt nem közöljük. (Levezetése a [13]-ban megtalálható.) Az ott levezetett (F10) képletet az $y(p)=\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}$ függvényre alkalmazva a következőt kapjuk ($y^{(n)}(p)$-t $U'_{i,n}$-vel jelölve):

$$U'_{i,n}=\frac{d^n}{dp^n}\left(\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\right)=\frac{(-1)^n}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{(n-1)!\cdot q_n+\sum_{m=2}^{n}\left(\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{m}\right]}\cdots\sum_{l_k=l_{k-1}}^{L_k}\cdots\sum_{l_m=l_{m-1}}^{L_{m-1}}\frac{n!}{\left(\prod_{k=1}^{m}l_k\right)\cdot\left(\prod_{k=1}^{m}e_k!\right)}\cdot\prod_{k=1}^{m}q_{l_k}\right)\right\} \tag{8}$$

E képletben $q_{lk}=\sum_{l=1}^{M}{}^{l}\frac{\mu_l}{(p-p_l)^l{}_k}$; $\left[\frac{n}{m}\right]$ az $\frac{n}{m}$ egész részét jelenti, e_k az azonos értékű l_k indexek darabszámát jelenti. $k=1,2,\ldots,$ m (tehát pl. $l_1=2$, $l_2=2$, $l_3=2$, $l_4=3$, $l_5=3$ esetben l_1-gyel azonos az l_2 és l_3 értéke ($e_1=3$) és l_4-gyel azonos az l_5 értéke ($e_4=2$) míg $e_2=e_3=e_5=1$ veendő) és

$$L_k=\left[\frac{n-\sum_{f=1}^{k-1}l_f}{m-k+1}\right],\qquad l_m=n-\sum_{f=1}^{m-1}l_f$$

(a szögletes zárójel itt is a szám egész részét jelöli). Az m szerinti szummázást csak akkor kell figyelembe

venni, ha az index felső határa nem kisebb, mint az alsó határ, vagyis $n \geq 2$ esetén. Ha a (8) képletben az m szerinti szummázást kifejtjük, akkor a következő részletesebb formában kapjuk a kifejezést:

$$U'_{i,n} = \frac{(-1)^n}{\prod_{l=1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}} \cdot \left\{ (n-1)!\, q_n + \sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{2}\right]} \frac{n!}{l_1 \cdot l_2 \cdot \prod_{k=1}^{2} e_k!} \cdot q_{l_1} \cdot q_{l_2} + \sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{3}\right]} \sum_{l_2=l_1}^{L_2} \frac{n!}{l_1 \cdot l_2 \cdot l_3 \cdot \prod_{k=1}^{2} e_k!} \cdot q_{l_1} \cdot q_{l_2} \cdot q_{l_3} + \right.$$

$$l_2 = n - l_1 \qquad L_2 = \left[\frac{n-l_1}{2}\right], \qquad l_3 = n - (l_1 + l_2)$$

$$\left. + \sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{4}\right]} \sum_{l_2=l_1}^{L_2} \sum_{l_3=l_2}^{L_3} \frac{n!}{l_1 \cdot l_2 \cdot l_3 \cdot l_4 \cdot \prod_{k=1}^{4} e_k!} \cdot q_{l_1} \cdot q_{l_2} \cdot q_{l_3} \cdot q_{l_4} + \ldots \right\}$$

$$L_2 = \left[\frac{n-l_1}{3}\right], \qquad L_3 = \left[\frac{n-(l_1+l_2)}{2}\right], \qquad l_4 = n - (l_1 + l_2 + l_3)$$

Itt q_{l_k}, e_k értékét az előzőek szerint kell venni. A képletnek mindig az első n tagját kell figyelembe venni, a többi 0-nak veendő tehát (legfeljebb $n-1$-szeres szummázás fordul elő egy adott n esetében). Ez a képlet első ránézésre kissé bonyolultnak látszik. A könnyebb érthetőség kedvéért néhány konkrét n érték esetére megadjuk a (8) képlet kifejtését (1. táblázat).

1. táblázat

n = 1

$$U'_{i,1} = -\frac{1}{\prod_{l=1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}} \cdot q_1$$

n = 2

$$U'_{i,2} = \frac{1}{\prod_{l=1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}} \cdot \{q_2 + q_1^2\}$$

n = 3

$$U'_{i,3} = -\frac{1}{\prod_{l=1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}} \cdot \{2q_3 + 3q_1q_2 + q_1^3\}$$

n = 4

$$U'_{i,4} = \frac{1}{\prod_{l=1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}} \cdot \{6q_4 + 8q_1q_3 + 3q_2^2 + 6q_1^2q_2 + q_1^4\}$$

Az előbbi kifejezések általános alakját adja meg tetszőleges n esetére a (8) képlet. (Érdekességként megemlítjük, hogy adott n-hez tartozó együtthatók összege $n!$-t ad.)

Ha a [13]-ban levezetett másik képletet, a (F13) képletet alkalmazzuk az $y(p) = \frac{1}{\prod_{l=1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}}$ függvényre, akkor $U'_{i,n}$ kiszámításának egy másik lehetséges módját kapjuk meg ($y^{(n)}(p)$-t $U'_{i,n}$-vel jelölve).

$$U'_{i,n} = \frac{(-1)^n}{\prod_{l-1}^{M} i(p-p_l)^{\mu_l}} \cdot \left\{ \sum_{i_1=1}^{M} {}^{i} \left[\frac{(\mu_{i_1})_n}{(p-p_{i_1})^n} + \sum_{m=2}^{\min(n,M-1)} \left(\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{m}\right]} \cdots \sum_{l_k=l_{k-1}}^{L_k} \cdots \sum_{l_{m-1}=l_{m-2}}^{L_{m-1}} \sum_{i_2}^{i} {}^{l} \cdots \sum_{i_{k+1}}^{i} \cdots \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. \cdots \sum_{i_m}^{i} {}^{l} \frac{n!}{\prod_{k=1}^{m} (l_k!)} \cdot \prod_{k=1}^{m} \frac{(\mu_{i_k})^{l_k}}{(p-p_{i_k})^{l_k}} \right) \right] \right\} \tag{9}$$

Ebben a képletben az $\left[\frac{n}{m}\right]$, L_k, l_m jelentése ugyanaz, mint a (8) képletben. $k = 1,2,\ldots,$ m. Az m szerinti szummázást itt is csak akkor kell végrehajtani, ha a szummázási index felső határa nem kisebb, mint az alsó határ. Az $i_2, \ldots, i_m$ indexek szerinti szummázást minden olyan i_k-ra el kell végezni, melyre $i_k \neq i_{k-1}$, $i_k \neq i_{k-2}, \ldots, i_k \neq i_2$, $i_k \neq i_1$ feltéve, hogy $l_k \neq l_{k-1}, \ldots, l_k \neq l_1$. Ha pedig néhány l_k értéke megegyezik, pl. $l_{k-2} = l_{k-1} = l_k$, akkor $i_{k-2} < i_{k-1} < i_k$ szerint kell a szummázásokat végrehajtani.

A $(\mu)_l$ mennyiségek jelentése pedig: $(\mu)_l = \frac{(\mu+l-1)!}{(\mu-1)!}$ Az m szerinti szummázás felső határánál

azért szerepel M-1, mert az $y(p)$ csak M-1 gyököt tartalmaz. (Az i-iket nem tartalmazza!) A könnyebb érthetőség kedvéért ennek a képletnek is közöljük a kifejtését néhány konkrét n érték esetére (2. táblázat). Itt feltesszük, hogy mindegyik esetben $M-1>n$, vagyis $\min(n, M-1)=n$. Ha történetesen valamely n esetén $M-1<n$ lenne, akkor azokat a tagokat, melyek a $\frac{1}{p-p_{i_M}}$ tényezőt tartalmazzák, figyelmen kívül kell hagyni. Más szóval csak a legfeljebb $M-1$ számú tényezőből álló tagokat kell számításba venni.

2. táblázat

n=1

$$U'_{i,1}=-\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{\sum_{i_1=1}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}}{p-p_{i_1}}\right\}$$

n=2

$$U'_{i,2}=\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{\sum_{i_1=1}^{M}{}^{i}\left(\frac{(\mu_{i_1})_2}{(p-p_{i_1})^2}+2\sum_{\substack{i_2=2\\ i_1<i_2}}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}\cdot\mu_{i_2}}{(p-p_{i_1})(p-p_{i_2})}\right)\right\}$$

n=3

$$U'_{i,3}=-\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{\sum_{i_1=1}^{M}{}^{i}\left(\frac{(\mu_{i_1})_3}{(p-p_{i_1})^3}+3\sum_{\substack{i_2=1\\ i_1\neq i_2}}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}\cdot(\mu_{i_2})_2}{(p-p_{i_1})(p-p_{i_2})^2}+6\sum_{\substack{i_2=2\\ i_1<i_2}}^{M}{}^{i}\sum_{i_3=3}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}\cdot\mu_{i_2}\cdot\mu_{i_3}}{(p-p_{i_1})(p-p_{i_2})(p-p_{i_3})}\right)\right\}$$

n=4

$$U'_{i,4}=\frac{1}{\prod_{l=1}^{M}{}^{i}(p-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{\sum_{i_1=1}^{M}{}^{i}\left(\frac{(\mu_{i_1})_4}{(p-p_{i_1})^4}+4\sum_{\substack{i_2=1\\ i_1\neq i_2}}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}\cdot(\mu_{i_2})_3}{(p-p_{i_1})(p-p_{i_2})^3}+6\sum_{\substack{i_2=2\\ i_1<i_2}}^{M}{}^{i}\frac{(\mu_{i_1})_2\cdot(\mu_{i_2})_2}{(p-p_{i_1})^2(p-p_{i_2})^2}+\right.$$

$$\left.+12\sum_{\substack{i_2=2\\ i_1<i_2}}^{M}{}^{i}\sum_{\substack{i_3=1\\ i_1\neq i_3\\ i_2\neq i_3}}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}\cdot\mu_{i_2}\cdot(\mu_{i_3})_2}{(p-p_{i_1})(p-p_{i_2})(p-p_{i_3})^2}+24\sum_{\substack{i_2=2\\ i_1<i_2<i_3<i_4}}^{M}{}^{i}\sum_{i_3=3}^{M}{}^{i}\sum_{i_4=4}^{M}{}^{i}\frac{\mu_{i_1}\cdot\mu_{i_2}\cdot\mu_{i_3}\cdot\mu_{i_4}}{(p-p_{i_1})(p-p_{i_2})(p-p_{i_3})(p-p_{i_4})}\right)\right\}$$

A két képlet közül a (9)-nek a (8)-hoz képest akkor van előnye, ha a pólusok száma M kicsi azok multiplicitásához viszonyítva, míg ebből kifolyólag a (8) képlet sok pólust, kevés multiplicitással tartalmazó függvények esetén célszerűbb.

Feladatunkat ezzel tulajdonképpen megoldottuk. Most tekintsük át még egyszer a számítást, végezzük el a lehetséges egyszerűsítéseket és a $p=p_i$ helyettesítését az $U'_{i,n}$ és $V'_{i,g-n}$ képleteiben és foglaljuk össze eredményeinket.

A (6) képletben végezzük el a $\binom{g}{n}=\frac{g!}{n!(g-n)!}$ helyettesítést, ekkor $g!$-sal egyszerűsíteni tudunk, majd kissé átcsoportosítva a tényezőket a következő kifejezést kapjuk:

$$K_{i,h}=\sum_{n=0}^{g}\frac{U'_{i,n}(p_i)}{n!}\cdot\frac{V'_{i,g-n}(p_i)}{(g-n)!},\qquad g=\mu_i-h \tag{10}$$

Vegyük figyelembe, hogy $V'_{i,g-n}$ értéke 0, ha $N<g-n$ ((7) képlet). Ez azt jelenti, hogy csak az $N\geq g-n$, tehát $n\geq g-N$ eseteket kell figyelembe venni. Ez természetesen csak akkor jelent új feltételt, ha a $g-N$ szám pozitív; ha ugyanis negatív vagy 0, akkor $n\geq 0$ feltétel a mérvadó. A (10) képletünk tehát a következő alakot ölti:

$$K_{i,h}=\sum_{n=\max(0,g-N)}^{g}\frac{U'_{i,n}(p_i)}{n!}\cdot\frac{V'_{i,g-n}(p_i)}{(g-n)!},\qquad g=\mu_i-h \tag{11}$$

Ha most bevezetjük az

$$U_{i,n}(p_i)=\frac{U'_{i,n}(p_i)}{n!},\qquad V_{i,g-n}(P_i)=\frac{V'_{i,g-n}(p_i)}{(g-n)!} \tag{12}$$

jelöléseket, akkor $K_{i,h}$ kiszámítására a következő végképletet kapjuk:

$$K_{i,h}=\sum_{n=\max(o,g-n)}^{g}U_{i,n}(p_i)\cdot V_{i,g-n}(p_i) \tag{13}$$

ahol

$$V_{i,g-n}(p_i)=\frac{V'_{i,g-n}(p_i)}{(g-n)!}=\sum_{j=g-n}^{N}\binom{j}{g-n}\cdot a_j\cdot p_i^{j-g+n} \tag{14}$$

és

$$U_{i,n}=\frac{U'_{i,n}(p_i)}{n!}$$

Összefoglalás

A feladat lineáris, koncentrált paraméterű, véges elemszámú, invariáns hálózat időtartománybeli viselkedését leíró függvény kiszámítása. A hálózatot jellemző p komplex tartománybeli hálózatfüggvény vizsgálandó része

$$K(p)=\frac{\sum_{j=0}^{N}a_jp^j}{\sum_{i=1}^{M}(p-p_i)^{\mu_i}},\qquad \text{ahol}\qquad N<\sum_{i=1}^{M}\mu_i \tag{15}$$

alakú.

A hálózat időtartománybeli viselkedését ennek inverz Laplace transzformáltja, a (3) időfüggvény írja le. Ehhez ismernünk kell a $K_{i,h}$ reziduumokat, melyeket a (13) kifejezés ad meg. Ebben a kifejezésben a $V_{i,g-n}$-t a

$$V_{i,g-n}(p_i)=\sum_{j=g-n}^{N}\binom{j}{g-n}\cdot a_j p_i^{j-g+n} \qquad (16)$$

képlet adja meg, míg az $U_{i,n}$-t a következő képletek valamelyikéből nyerjük. Az egyik képlet (mely sok pólust viszonylag kis multiplicitással tartalmazó függvényeknél előnyös):

$$U_{i,n}(p_i)=\frac{(-1)^n}{\prod_{l=1}^{M} i(p_i-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{\frac{q_n(p_i)}{n}+\right.$$

$$\left.+\sum_{m=2}^{n}\left(\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{m}\right]}\cdots\sum_{l_k=l_{k-1}}^{L_k}\cdots\sum_{l_{m-1}=l_{m-2}}^{L_{m-1}}\frac{\prod_{k=1}^{m} q_{l_k}(p_i)}{\prod_{k=1}^{m} l_k!\cdot\prod_{k=1}^{m} e_k!}\right)\right\} \qquad (17)$$

ahol $q_{l_k}(p_i)=\sum_{l=1}^{M} i\,\frac{\mu_l}{(p_i-p_l)^{l_k}}$, $\quad L_k=\left[\frac{n-\sum_{f=1}^{k-1} l_f}{m-k+1}\right]$

$$l=n-\sum_{f=1}^{m-1} l_f$$

Az egyes azonos értékű l_k indexek darabszáma e_k, $k=1,2\ldots,m$.

A másik képlet (amely kevés pólust viszonylag nagy multiplicitással tartalmazó függvények esetén célszerűbb):

$$U_{i,n}(p_i)=\frac{(-1)^n}{\prod_{l=1}^{M} i(p_i-p_l)^{\mu_l}}\cdot\left\{\sum_{i_1=1}^{M} i\left[\frac{1}{n!}\cdot\frac{(\mu_{i_1})_n}{(p_i-p_{i_1})^n}+\sum_{m=2}^{\min(n,M-1)}\left(\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{n}{m}\right]}\cdots\sum_{l_k=l_{k-1}}^{L_k}\cdots\sum_{l_{m-1}=l_{m-2}}^{L_{m-1}}\sum_{l_2}^{i}\cdots\sum_{i_{k+1}}^{i}\cdots\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\cdots\sum_{l_m}^{i}\frac{1}{\prod_{k=1}^{m}(l_k!)}\cdot\prod_{k=1}^{m}\frac{(\mu_{i_k})_{l_k}}{(p_i-p_{i_k})^{l_k}}\right)\right]\right\} \qquad (18)$$

ahol $L_k=\left[\frac{n-\sum_{f=1}^{k-1} l_f}{m-k+1}\right]$, $\quad l_m=n-\sum_{f=1}^{m-1} l_f$ $\quad (\mu_{i_k})_{l_k}=\frac{(\mu_{i_k}+l_k-1)!}{(\mu_{i_k}-1)!}$

és $\quad i_k\neq i_{k'}$ ha $l_k\neq l_{k'}$

illetve $\quad i_k<i_{k'}$, ha $l_k=l_{k'}$ és $k<k'$ $\quad k=1,2,\ldots,m$

$U_{i,n}$ kifejezését néhány konkrét n érték esetére az 1. vagy 2. táblázatból is megkaphatjuk a $p=p_i$ helyettesítés és az

$$U_{i,n}(p_i)=\frac{U'_{i,n}(p_i)}{n!} \qquad (19)$$

összefüggés felhasználásval. $n=0$ esetén

$$U_{i,0}=U'_{i,0}=\frac{1}{\prod_{l=1}^{M} i(p_i-p_l)^{\mu_l}}$$

Egy konkrét feladat esetén a számítás menete az előbbiek alapján a következő:

Rögzített i ($i=1,2,\ldots M$) és rögzített h ($h=1,2,\ldots\mu_i$) mellett kiszámítjuk a $g=\mu_i-h$ számot és n értékét max (0, $g-N$)-től g-ig változtatva meghatározzuk a (16) alapján a $V_{i,g-n}(p_i)$ és (17) vagy (18) alapján az $U_{i,n}(p_i)$ mennyiségeket. Ezek ismeretében (13)-ból kiszámítjuk $K_{i,h}$-t. Ily módon kiszámítjuk a (2)-ben szereplő összes $K_{i,h}$ reziduumot, majd ezek ismeretében (3)-ból megkapjuk a keresett időfüggvényt.

Az eddigiekben ismertetett módszer főleg többszörös pólusokkal rendelkező hálózatok időtartománybeli vizsgálatára használható előnyösen. Különös jelentősége van az időtartománybeli érzékenység és tolerancia számításánál, mert ezek Laplace transzformált függvényei még akkor is többszörös gyököket tartalmaznak, ha az eredeti hálózatfüggvénynek csak egyszeres gyökei vannak.

Példa

Bontsuk részlettörtekre a $K(p)=\frac{\sum_{j=0}^{N} a_j p^j}{\sum_{l=1}^{M}(p-p_l)^{\mu_l}}=$

$=\frac{\sum_{l=1}^{4} a_j p^j}{(p-p_1)(p-p_2)^4}$ függvényt, ahol tehát $N=4$, $M=2$, $\mu_1=1$, $\mu_2=4$ (az a_j, p_1 és p_2 mennyiségek számértéke közömbös). A (2) alapján

$$K(p)=\frac{K_{1,1}}{p-p_1}+\frac{K_{2,1}}{p-p_2}+\frac{K_{2,2}}{(p-p_2)^2}+\frac{K_{2,3}}{(p-p_2)^3}+\frac{K_{2,4}}{(p-p_2)^4}$$

A $K_{1,1}$ és $K_{2,4}$ kiszámítása közismert, ezekre az előbb ismertetett módszer alkalmazása a klasszikussal azonos eredményt ad.

$$K_{11}=\frac{\sum_{j=0}^{4} a_j p_1^j}{(p_1-p_2)^4}, \qquad K_{2,4}=\frac{\sum_{j=0}^{4} a_j p_2^j}{p_2-p_1}$$

A $K_{2,1}$ kiszámításakor $h=1$, tehát $g=\mu_2-h=3$

A (13) képlet szerint (most $i=2$):

$$K_{2,1}=\sum_{n=0}^{3} U_{2,n}(p_2)\cdot V_{2,3-n}(p_2)=$$
$$=U_{2,0}(p_2)\cdot V_{2,3}(p_2)+U_{2,1}(p_2)\cdot V_{2,2}(p_2)+$$
$$+U_{2,2}(p_2)\cdot V_{2,1}(p_2)+U_{2,3}(p_2)\cdot V_{2,0}(p_2)$$

A V függvények értékei (16)-ból:

$$V_{2,3}(p_2)=\sum_{j=3}^{4}\binom{j}{3}\cdot a_j p_2^{j-3}=a_3+4a_4p_2$$

$$V_{2,2}(p_2)=\sum_{j=2}^{4}\binom{j}{2}\cdot a_j p_2^{j-2}=a_2+3a_3p_2+6a_4p_2^2$$

$$V_{2,1}(p_2)=\sum_{j=1}^{4}\binom{j}{1}\cdot a_j p_2^{j-1}=a_1+2a_2p_2+3a_3p_2^2+4a_4p_2^3$$

$$V_{2,0}(p_2)=\sum_{j=0}^{4}\binom{j}{0}\cdot a_j p_2^{j}=a_0+a_1p_2+a_2p_2^2+a_3p_2^3+a_4p_2^4$$

Az U függvények kiszámítására először a (17) képletet használjuk:

$$U_{2,0}(p_2)=\frac{1}{p_2-p_1}$$

$$U_{2,1}(p_2)=-\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{p_2-p_1}\right\}=-\frac{1}{(p_2-p_1)^2}$$

$$U_{2,2}(p_2)=\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{(p_2-p_1)^2}+\right.$$
$$\left.+\sum_{m=2}^{2}\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{2}{m}\right]}\frac{\prod_{k=1}^{m}\frac{1}{(p_2-p_1)^{l_k}}}{\left(\prod_{k=1}^{m}l_k\right)\cdot\left(\prod_{k=1}^{m}e_k!\right)}\right\}$$

Láthatóan $m=2$, $l_1=1$ és így $l_2=n-l_1=1$ értékek adódnak, tehát $e_1=2$ lesz (mert $l_1=l_2=1$ — két azonos érték). Tehát:

$$U_{2,2}(p_2)=\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}+\frac{1}{2!}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}\right\}=\frac{1}{(p_2-p_1)^3}$$

Hasonlóan:

$$U_{2,3}(p_2)=-\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{3}\cdot\frac{1}{(p_2-p_1)^3}+\sum_{m=2}^{3}\left(\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{3}{m}\right]}\cdots\sum_{l_k=l_{k-1}}^{L_k}\cdots\sum_{l_{m-1}=l_{m-2}}^{L_{m-1}}\frac{1}{\left(\prod_{k=1}^{m}l_k\right)\cdot\left(\prod_{k=1}^{m}e_k!\right)}\cdot\prod_{k=1}^{m}\frac{1}{(p_2-p_1)^{l_k}}\right)\right\}=$$

$$=-\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{3}\cdot\frac{1}{(p_2-p_1)^3}+\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{3}{2}\right]}\frac{1}{\left(\prod_{k=1}^{2}l_k\right)\cdot\left(\prod_{k=1}^{3}e_k!\right)}\cdot\prod_{k=1}^{3}\frac{1}{(p_2-p_1)^{l_k}}+\sum_{l_1=1}^{\left[\frac{3}{3}\right]}\sum_{\substack{l_2=l_1\\ L_2=\left[\frac{3-l_1}{2}\right]}}^{L_2}\frac{1}{\left(\prod_{k=1}^{3}l_k\right)\cdot\left(\prod_{k=1}^{3}e_k!\right)}\cdot\prod_{k=1}^{3}\frac{1}{(p_2-p_1)^{l_k}}\right\}=$$

$$=-\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{3}\cdot\frac{1}{(p_2-p_1)^3}+\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\frac{1}{(p_2-p_1)^2}+\frac{1}{3!}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\frac{1}{p_2-p_1}\right\}=-\frac{1}{(p_2-p_1)^4}$$

Ezek alapján $K_{2,1}$ értéke a következő lesz:

$$K_{2,1}=\frac{a_3+4a_4p_2}{p_2-p_1}-\frac{a_2+3a_3p_2+6a_4p_2^2}{(p_2-p_1)^2}+$$
$$+\frac{a_1+2a_2p_2+3a_3p_2^2+4a_4p_2^3}{(p_2-p_1)^3}-$$
$$\frac{a_0+a_1p_2+a_2p_2^2+a_3p_2^3+a_4p_2^4}{(p_2-p_1)^4}$$

A $K_{2,2}$ kiszámításakor $h=2$, tehát $g=\mu_2-h=2$
A (13) képlet szerint ($i=2$):

$$K_{2,2}=\sum_{n=0}^{2}U_{2,n}(p_2)\cdot V_{2,2-n}(p_2)=U_{2,0}(p_2)\cdot V_{2,2}(p_2)+$$
$$+U_{2,1}(p_2)\cdot V_{2,1}(p_2)+U_{2,2}(p_2)\cdot V_{2,0}(p_2)$$

Most az előbb kiszámított U és V mennyiségeket csak be kell helyettesíteni.

$$K_{2,2}=\frac{a_2+3a_3p_2+6a_4p_2^2}{p_2-p_1}-\frac{a_1+2a_2p_2+3a_3p_2^2+4a_4p_2^3}{(p_2-p_1)^2}+$$
$$+\frac{a_0+a_1p_2+a_2p_2^2+a_3p_2^3+a_4p_2^4}{(p_2-p_1)^3}$$

A $K_{2,3}$ kiszámításakor $h=3$, tehát $g=\mu_2-h=1$
A (13) képlet szerint ($i=2$):

$$K_{2,3}=\sum_{n=0}^{1}U_{2,n}(p_2)\cdot V_{2,1-n}(p_2)=$$
$$=U_{2,0}(p_2)\cdot V_{2,1}(p_2)+U_{2,1}(p_2)\cdot V_{2,0}(p_2)$$

Ide is behelyettesítjük az előbb kiszámított U és V mennyiségeket

$$K_{2,3}=\frac{a_1+2a_2p_2+3a_3p_2^2+4a_4p_2^4}{p_2-p_1}-$$
$$-\frac{a_0+a_1p_1+a_2p_2^2+a_3p_2^3+a_1p_2^4}{(p_2-p_1)^2}$$

A részlettörtre bontás állandóit ezzel meghatároztuk. Az U mennyiségek kiszámításakor használhattuk volna az 1. táblázatot és a (19) képletet is, vagy a (18) képletet. A (18) képlet használatakor a következőket kaptuk volna:

$$U_{2,0}(p_2)=\frac{1}{p_2-p_1}$$

$$U_{2,1}(p_2)=-\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{1}{p_2-p_1}\right\}=-\frac{1}{(p_2-p_1)^2}$$

$$U_{2,2}(p_2)=\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{2!}{2!(p_2-p_1)^2}\right\}=\frac{1}{(p_2-p_1)^3}$$

$$U_{2,3}(p_2)=-\frac{1}{p_2-p_1}\cdot\left\{\frac{3!}{3!(p_2-p_1)^3}\right\}=-\frac{1}{(p_2-p_1)^4}$$

Természetesen ugyanezt az eredményt kapjuk a 2. táblázat és a (19) képlet használatával is.

Látható, hogy esetünkben a (18) képlet [vagy a 2. táblázat és a (19) képlet] sokkal gyorsabban célhoz vezetett, mint a (17) képlet [vagy az 1. táblázat és a (19) képlet]. Ez várható is volt, mert jelenleg 2 gyökünk volt, az egyik négyszeres multiplicitással rendelkezett, tehát kevés pólust viszonylag nagy multiplicitással tartalmazó függvényről volt szó.

Végezetül köszönetemet fejezem ki dr. Géher Károlynak, a műszaki tudományok kandidátusának és dr. Kiss Dénes tanársegédnek a kézirat gondos átnézéséért és fontos észrevételeikért.

IRODALOM

1. *S. Moskowitz, J. Racker:* Pulse Techniques, Englewood Cliffs N. J., Prentice Hall 1951. pp. 43—45
2. *C. Pottle:* On the partial fraction expansion of a rational function with multiple poles by digital computer. IEEE Trans. on CT (Correspondence), vol. CT-11, pp. 161—162, march. 1964.
3. *F. F. Kuo:* Network Analysis and Synthesis. 2-nd ed. New York, J. Wiley 1966.
4. *O. Brugia:* A noniterative method for the partial fraction expansion of a rational function with high order poles. SIAM rev., vol. 7, pp. 380—387, jul. 1965.
5. *M. Corrington:* Simplified calculation of transient response. Proc. IEEE vol. 53, pp. 287—292, march. 1965.
6. *M. R. Aaron, J. F. Kaiser:* On the calculation of transient response. Proc IEEE (Correspondence), vol. 53, p. 1269, sept. 1965.
7. *L. A. Zadeh, C. A. Desoer:* Linear System Theory-The State Space Approach, New York, McGraw Hill. 1963.
8. *M. L. Liou:* A novel method of evaluating transient response. Proc. IEEE vol. 54, pp. 20—23, jan. 1966.
9. *F. F. Kuo:* Network Analysis by Computer, Proc. IEEE jun. 1966.
10. *M. L. Liou:* Evaluation of the Transition Matrix. Proc. IEEE pp. 228—229 feb. 1967.
11. *W. Everling:* On the evaluation of e^{At} by Power Series. Proc. IEEE (Proceedings Letters), p. 413, march. 1967.
12. *O. Wing:* Recent computer experiments on the numerical inversion of the Laplace transform. Lecture on SSCT 68 in Prague.
13. *Kovács S.:* Explicit képletek racionális törtfüggvények részlettörtekre bontásához. ML Műszaki Tájékoztató 1969 (sajtó alatt)

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.395.722.001.2

Horváth Gy.:

Telefontechnikai ismereteink tudományos feldolgozásának problémái

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 7. sz.

A cikk a telefontechnikai ismeretek tudományos megalapozásának időszerű feladatait elemzi. A telefonközpontok gyakorlati tapasztalatok alapján kialakult méretezési módszereinek rövid ismertetése után foglalkozik az eddigi elméleti eredményekkel. Rámutat a rendszertechnikai szemlélet fontosságára, a logikai módszerek szerepére. Végül felsorolja a tudományos feldolgozás leglényegesebb előttünk álló feladatait.

ETO 621.375.43.018.783.001.24

Terplán K.:

Visszacsatolt tranzisztoros erősítők nemlineáris torzításainak számítási módjai

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 7. sz.

A tanulmány bevezetője röviden összefoglalja a nemlineáris torzításokat és a számítási módokat. Részletesebben ismertet két számítási módot: az átmeneti függvény, ill. a Volterra-sorok módszerét. A matematikai alapok rövid összefoglalása után számítási alapul mindkét esetben a tranzisztor helyettesítő kapcsolásai szolgálnak. Ezekkel a fellépő torzítások analitikus meghatározására, valamint számítógépek segítségével a terhelő- és generátorellenállás, a kivezérlés, a frekvencia, a munkapont, a visszacsatoló ellenállások és a helyettesítő kapcsolás egyes elemektől függő értékelésére nyílik lehetőség.

ETO 621.372.5.09

Kauker I.:

Immittancia paraméterekkel jellemzett négypólus invariánsai

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 7. sz.

Az y, z, h vagy g paraméterekkel megadott négypólus átviteli tulajdonságai általánosan a γ immittancia paraméterekkel írhatók le. Az immittancia paraméterekkel kifejezett be- és kimenőimmittancia, átviteli tényező, stabilitási tényező és a teljesítményerősítés kifejezések a négy paramétercsoportra invariánsak. A γ paraméterekkel kifejezett általános átviteli tényező tartalmazza a feszültségerősítést, az áramerősítést, a transzfer impedanciát és admittanciát is. Az immittancia paraméterek alkalmazásával általánosan tárgyalható a négypólusok neutralizálása reaktáns elemekkel. A neutralizált négypólusra definiált unilaterális teljesítményerősítés a pólusok felcserélésekor is invariáns.

Обобщения

ДК 621.395.722.001.2

Д. Хорват:

Проблемы научной разработки наших знаний по телефонной технике

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 7

Статья анализирует современные задачи научного основания знаний по телефонной технике. После краткого изложения метода проектирования телефонных станций по практическим опытам трактуются теоретические результаты полученные до сих пор. Показывается важность воззрения техники систем и роль логических методов. Наконец излагаются важнейшие задачи научной разработки, решение которых актуально.

ДК 61.275.43:018.783.001.24

К. Терплан:

Методы исчисления нелинейных искажений усилителей на транзисторах с обратной связью

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 7

Дан краткий резюме нелинейных искажений и их методов расчёта. Подробно излагаются два методы расёта: переходной функции и рядов Вольтерра. После краткого обобщения математических основ даются эквивалентные схемы транзисторов для обоих случаев, как исходные пункты расчётов. Таким образом можно определить аналитическо возникающие искажения, а также с помощью вычислительных машин сопротивления нагрузки и генератора, возбуждения, частоты, рабочей точки, сопротивлений обратной связи, в зависимости величин отдельных элементов эквивалентной схемы.

ДК 621.372.5.09

И. Каукер:

Инварианты четырёхполюсников характеризированных параметрами имиттанса

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 7

Свойства педачи четырёхполюсников данных параметрами y, z, h, или g могут быть вписаны параметрами имиттанса γ.
Входный и выходный импеданс, постоянная передачи, постоянная стабильности и уссиение мощности являются инвариантными для четырёх группы параметров. Общая постоянная передачи выраженная параметрами содержит усиление напряжения, усиление тока, трансферный импеданс и проводимость. Применением параметров имиттанса нейтрализация четырёхполюсников реактивными элементами может быть трактована вообще. Однобоковое усиление мощности определенное для нейтрализированного четырёхполюсника является инвариантным при обмене полюсов.

ETO 621.375.4.029.4(083.57) 621.382.323

Tomasek K.:

Nomogramok hangfrekvenciás FET alapkapcsolások számításához

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 7. sz.

A szerző röviden összefoglalja az elvi alapokat, megadja a jelölések magyarázatát és 3 nomogramot közöl a feszültségerősítés és a kimenőimpedancia számításához.

ETO 517.942.82:621.372.22

Kovács S.:

Explicit képletek racionális törtfüggvények részlettörtekre bontásához, többszörös gyökök esetén

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 7. sz.

Koncentrált paraméterű lineáris hálózatok időtartománybeli viselkedésének leírá á oz a hálózatfüggvénynek inverz Laplace transzformáltját kell képezni. A hálózatfüggvény racionális törtfüggvény. Transzformációjának egyik leggyakrabban követett módszere a részlettörtre bontás, melynek számos módszerét fejlesztették ki. Ezek közül a legjobbnak tartott Brugia módszer fő hátránya, hogy a függvény számlálójának gyökeit is ismerni kell. Ettől és a többi hátránytól mentes módszert és képleteket ismertet a szerző jelen cikkében. A módszer elsősorban olyan racionális törtfüggvények inverz Laplace transzformációjára használható előnyösen, amelyek nevezőjének többszörös gyöke van.

ДК 621.375.4.029.4(083.57):621.382.323

К. Томашек:

Номограммы для расчёта основных схем транзисторов с полевым управлением для низких частот

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 7

Автор кратко обобщает принципиальные основы, даёт выяснение обозначений и 3 номограммы для расчёта усиления напряжения и выходного импеданса.

ДК 517.942.82:621.372.32

Ш. Ковач:

Явные формулы для разложения дробнорациональных функции в частичные дробы в случае кратных корней

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 7

К написанию поведения линейных цепей с концентрированными параметрами. В временной области необходимо создать обратный образ функции сети при преобразовании Лапласа. Функция сети является дробно-рациональной функцией. Одним из часто применяемых методов её преобразования является разложение в частичные дроби, имеющее много вариантов. Основной недосткой метода Бруджа, считанного наилучшем из них, является необходимость знания корней числителя функции. Автор излагает метод и формулы устраняющие эти и другие недостатки. Метод применяется выгодно для обратного образа при преобразовании Лапласа таких дробно-рациональных функций, в которых знаменатель имеет кратный корень.

Zusammenfassungen

DK 621.395.722.001.2

Gy. Horváth:

Probleme der wissenschaftlichen Bearbeitung unserer fernsprechtechnischen Kenntnissen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 7

In dem Artikel werden die aktuellen Aufgaben der wissenschaftlichen Begründung der fernsprechtechnischen Kenntnisse analysiert. Nach einer kurzen Erörterung der Bemessungsmethoden von Fernsprechzentralen, die auf dem Grund von praktischen Erfahrungen entwickelt wurden, werden die bisherigen theoretischen Ergebnisse behandelt. Es wird auf die Bedeutung der systemtechnischen Anschauung und auf die Rolle der logischen Methoden hingewiesen. Zuletzt werden die vor uns stehenden wichtigsten Aufgaben der wissenschaftlichen Bearbeitung aufgeführt.

DK 621.375.43:018.783.001.24

K. Terplán:

Berechnungsmethoden der nichtlinearen Verzerrungen von rückgekoppelten Transistorverstärkerstufen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 7

In der Einleitung des Artikels werden die nichtlinearen Verzerrungseffekte und die Berechnungsmethoden zusammengefasst. Es werden zwei Methoden ausführlicher behandelt: die Methode mit der Übertragungsfunktion und die Methode mit Hilfe der Volterra-Reihen. Nach der Zusammenfassung der mathematischen Grundlagen dienen in beiden Fällen die Ersatzschaltungen als Berechnungsgrundlagen. Mit Kenntnis dieser Verfahren ist man in der Lage die gewünschten Verzerrungseffekte analytisch zu erfassen und numerisch mit Hilfe von Rechenautomaten in Abhängigkeit des Last- und Generatorwiderstandes, der Aussteuerung, der Frequenz, des Arbeitspunktes, der Rückkopplungswiderstände und de Gösrers der einzelnen Ersatzschaltbildelemente auszuwerten.

DK 621.372.5.09

I. Kauker:

Invarianten des mit Immittanzparametern charakterisierten Vierpoles

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 7

Die Übertragungseingenschaften der mit y, z, h, oder g Parametern gegebenen Vierpole können allgemein mit γ Immittanzparametern beschrieben werden. Die mit den Immittanzparametern ausgedrückten Ein- und Ausgangsimmittanzen, der Übertragungsfaktor, Stabilitätsfaktor und die Leitungsverstärkerausdrücke sind bezüglich der vier Parametergruppen invariant. Der mit γ Parametern ausgedrückte allgemeine Übertragungsfaktor enthält die Spannungsverstärkung, die Stromverstärkung und auch die Transferimpedanz und Admittanz. Mit der Anwendung der Immittanzparameter kann die Neutralisierung der Vierpole mit reaktiven Elementen allgemein auseinandergesetzt werden. Die bezüglich des neutralisierten Vierpols definierte unilaterale Leistung ist beim Umtausch der Polen auch invariant.

Summaries

UDC 621.395.722.001.2

Gy. Horváth:

Problems of the Scientific Analysis of Principles about Telephone Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) № 7

The present tasks of the scientific foundation of the principles of telephone engineering are analysed. After a brief information of the design methods of telephone exchanges on the basis of experiences in practice the results obtained up to now are dealt with. The importance of the aspect of systems engineering and the role of the logical methods are presented. Finally the most important future tasks of scientific analysis are enumerated.

UDC 621.375.43:018.783.001.24

K. Terplan:

Method of Calculation of the Non-linear Distortions of Feedback Transistor Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) № 7

The non-linear distortions and methods of calculation are briefly summarized in the introduction of the paper. Two methods of calculation are presented in detail: the transmission function and the method of the Volterra-series. After the brief summary of the mathematical bases, the equivalent circuits of the transistors serve for the grounds of the calculation in both cases. By means of these a possibility presents itself for the analytical determination of the produced distortions and to evaluate by means of computers the load and generator resistance, drive, frequency, working point, feedback resistance depending on elements.

UDC 621.372.5.09

I. Kauker:

Invariants of Fourpole Characterized by Immittance Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) № 7

The transmission properties given by the y, z, h or g parameters can be described in general by γ immittance parameters. The input and output immittance expressed by imittance parameters, the transmission factor, stability factor and expressions of power amplification are invariant regarding the four parameter groups. The general transmission factor expressed by the γ parameters comprises the voltage amplification, current amplification, the transfer impedance and the admittance, too. With the use of the immittance parameters the neutralization of the fourpoles by reactive elements can be discussed in detail. The unilateral power amplification defined for a neutralized fourpole is also invariant at the change of the poles.

DK 621.376.4.029.4(083.57):621.382.323

K. Tomasek:

Nomogramme zur Berechnung der Tonfrequenz FET Grundschaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 7

Die prinzipiellen Gründe werden kurz zusammengefasst, die Erklärungen der Bezeichnungen werden gegeben und 3 Nomogramme zur Berechnung der Spannungsverstärkung und Ausgangsimpedanz werden erörtert.

DK 517.942.82:621.372.22

S. Kovács:

Explizitformeln zur Zerlegung in Partialbrüche von gebrochenen rationalen Funktionen im Falle von vielfachen Wurzeln

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 7

Zur Beschreibung des Verhaltens der linearen Netzwerke mit konzentrierten Parametern in dem Zeitbereich muss man das inverse Laplace-Transformierte der Netzfunktion bilden. Die Netzfunktion ist eine gebrochene rationale Funktion. Die häufigst verwendete Methode der Transformation ist die Zerlegung in Partialbrüche, deren zahlreiche Methoden entwickelt wurden. Man hält für die beste Methode die Brugia-Methode, deren Nachteil ist, dass man dazu auch die Wurzeln des Zählers der Funktion kennen muss. Es werden Methoden und Formeln frei von diesem und anderen Nachteilen erörtert. Die Methode kann in erster Reihe vorteilhaft zur inversen Laplace-Transformation solcher gebrochenen rationalen Funktionen verwendet werden, deren Nenner vielfache Wurzel hat.

UDC 621.375.4.029.4(083.57):621.382.323

K. Tomasek:

Nomograms for the Calculation of Audio Frequency Basic Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

The basic principles are briefly summarized, explanations of the symbols are given and 3 nomograms are presented for the calculation of the voltage gain and of output impedance.

UDC 517.942.82:621.372.22

S. Kovács:

Explicite Formulas for the Expansions of Functions of Rational Fractions in Case of Multiple Roots

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

To describe the behaviour in the time domain of the linear networks with concentrated parameters the inverse Laplace transformed of the network function shall be formed. The network function is a function of rational fractions. One of the most frequently used method of the transformation is the expansion into fractions. Many methods were developed for this purpose. The main desadvantage of the preferred Burgia method is, that the roots of the numerator must be known, too. Methods and formulae free from these and other disadvantages are presented in this paper. The method can be used advantageously, first of all, for the transformation of functions of inverse Laplace rational fractions the denominator of which has multipole roots.

Résumés

CDU 621.395.722.001.2

G. Horváth:

Problèmes de l'élaboration scientifiques de nos conaissances dans la technique téléphonique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

L'article analyse les tâches actuelles de la fondation scientifique des connaissances dans la technique téléphonique. Après une exposition brève des méthodes de projet des centraux téléphoniques, basées sur expériences pratiques, les résultats théoriques obtenus jusqu' à présent sont exposés. L'importance de l'aspect de la technique des systèmes et la rôle des méthodes logiques est accentuée. Enfin les tâches les plus éssentielles de l'élaboration scientifique qui doivent être resolues, sont énumerées.

CDU 621.375.43:018.783.001.24

K. Terplan:

Méthodes de calcul des distorsions non-linéaires des amplificateurs à réaction transistorisés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

L'introduction de l'étude résume brièvement les distorsions nonlinéaires et leurs méthodes de calcul. Deux méthodes sont exposées en détail: les méthodes de la fonction de transit et des séries de Volterra. Après un abrégé des bases mathématiques les circuits équivalents des transistors sont utilisés pour les calculs dans les deux cas. De cette manière on peut determiner analytiquement les distorsions produites, et à l'aide d'un ordinateur calculer les résistances de charge et du générateur, l'excitation, la fréquence, le point de fonctionnement, les résistances de réaction en fonction des vaeurs des élements du circuit équivalent.

CDU 621.372.5.09

I. Kauker:

Invariants d'un quadripôle caractérisé par des paramètres d'immittance

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

Les propriétés de transfert d'un quadripôle donné par les paramètres y, z, h ou g peuvent être descrites généralement par les paramètres d'immittance. L'admittance d'entrée et de sortie, les constantes de propagation et de sortie, les constantes de propagation et de stabilité, l'amplification de puissance sont invariantes pour les quatre groupes des paramètres. La constante de propagation générale exprimée avec les paramètres γ comprend aussi l'amplification de tension, l'amplification de courant, l'impédance de transfert et l'admittance. En utilisant les paramètres d'immittance on peut traiter généralement la neutralisation des quadripôles par éléments réactifs. L'amplification unilatérale définie pour le quadripôle neutralisé est invariable auss ien changeant les pôles.

CDU 621.375.4.029.4(083.57):621.382.323

K. Tomasek:

Nomogrammes pour le calcul des circuits fondamentaux basse fréquence à transistors à effet de champ

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

L'auter donne un resumé bref des fondations de principe, l'explication des notations et 3 nomogrammes pour le calcul de l'amplification et de l'impédance de sortie.

CDU 517.942.82:621.372.22

S. Kovács:

Formules explicites pour la décomposition des fonctions de fractions rationelles en fractions partielles en cas des racines multiples

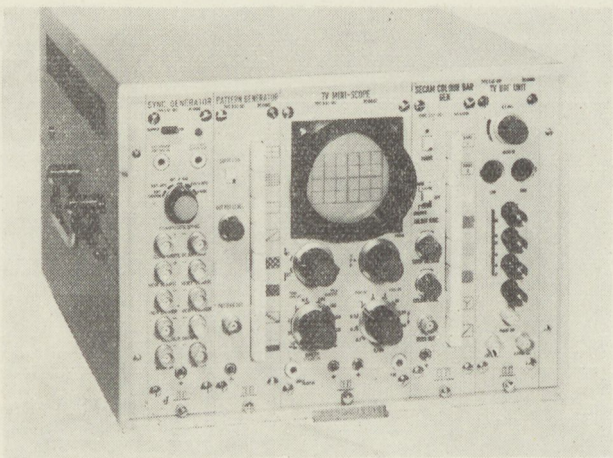
HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 7

Pour la description du comportement des résaux linéaires à paramètres discrets dans le domaine de temps on doit determiner les transformés de Laplace inversés de la fonction de réseau.
La fonction de réseau est une fonction de fraction rationelle. Une des méthodes appliquées le plus fréquemment est la décomposition en fractions partielles, dont plusieurs méthodes ont été développées. Le désavantage principal de la méthode de Brugia regardée comme la meilleure est la nécessité de la connaissance des racinés du numérateur de la fonction. L'auteur donne une méthode et des formules exemptes de ceci et autres désavantages. La méthode peut être appliquer profitablement pour la transformation de Laplace inversée des fonctions de fractions rationelles ayant des racines multiples.

Színes TV Komplex Generátor

A HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ az idei Budapesti Nemzetközi Vásáron mutatta be a fekete-fehér és színes televíziós műszercsaládok teljes kollekcióját.

A kiállított műszerek között is kiemelkedő konstrukcióval rendelkezik a színes és fekete-fehér tv vevőkészülékek, valamint Monitorok laboratóriumi és stúdió szinten való vizsgálatára készült



A TV SZINKRONGENERÁTOR a komplett szinkron és kioltójeleket egyetlen jelforrásból képezi. Ennek megfelelően szabványos sor- és képszinkron elő- és utókiegyenlítő jeleket, sor- és képkioltó jeleket, ezeken felül színszinkron kapujeleket állít elő a SECAM és PAL rendszerek szerint, valamint kép- és sorvezérlő jeleket is szolgáltat.

A TV VIZSGÁLÓÁBRA GENERÁTOR speciális stúdióvizsgáló jeleket állít elő, amelyek bármelyikére 4 MHz-es jel ráültethető. Képmintái: keresztábra, hálóábra, pontraszter, függőleges és sorirányú gradációs lépcső, sakkábra, sorfűrészjel és 50 Hz-es négyszögjel.

A TV MINISZKÓP teljesen tranzisztorizált, kalibrált idő és kalibrált függőleges erősítővel rendelkezik. Függőleges erősítője 0—6 MHz-ig, vízszintes erősítője 10 Hz—1 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban működik.

Az eltérítő jelgenerátor időalap értéke 10 μsec—10 msec-ig terjed. Ez a generátor eddig még nem alkalmazott áramköri megoldással készült, ami lehetővé teszi, hogy az időalap finom szabályozásánál az időérték kalibrációja változatlan marad.

TR-0873 típusú SZÍNES TV KOMPLEX GENERÁTOR

Ez a műszer a vázrendszerbe betolható öt modulfiókból áll. A műszeregységek részben integrált áramkörökkel, részben szilícium tranzisztorokkal készültek.

Az egységek a következők:

TR-0822 típusú TV Szinkrongenerátor
TR-0854 típusú TV Vizsgálóábra Generátor
TR-4351 típusú TV Miniszkop
TR-0868 típusú SECAM TV Színsávgenerátor
TR-0872 típusú TV UHF Egység

A SECAM SZÍNSÁVGENERÁTOR a következő színes vizsgáló ábrákat szolgáltatja:

— vízszintes fehér, sárga, cián, zöld, piros, bíbor és kék, vagy fekete színsávok,
— külön-külön teljes frekvencia-fehér, -zöld, -piros, vagy -kék jelek,
— a színsávoknak megfelelő fényességi (Y) jelek.

A színjelek előállítása kristályvezérlésű oszcillátorokkal történik.

A TV UHF EGYSÉG a TV IV. és V. sávban működik és egyidejűleg a TV szabványoknak megfelelő kép- és hangvivőt is biztosítja. A képvivő AM-ben, a hangvivő FM-ben van modulálva. A kép- és hangvivő közötti távolság 6,5, illetve 5,5 MHz.

A műszer állandó üzemre alkalmas és minden hálózati feszültségre kapcsolható. A csatlakozók BNC típusúak.

A műszert a mellékelt fénykép szemlélteti.

A műszert az 1969. évi Budapesti Nemzetközi Vásáron a főváros nagydíjával tüntették ki.

Színes és fekete-fehér televíziós műszerek laboratóriumi és szervíz célokra,
ipari televízió berendezések
különböző műszaki igények kielégítésére

Gyártómű:

HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ
Budapest, VII., Csengery u. 28.
Elnökség: 225-216, 425-923
Értékesítés: 222-074
Anyag- és áruforgalom: 424-115, 422-735

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

MINIATÜRIZÁLÁS

A híradástechnika és műszeripar miniatürizálásának elősegítésére vállalatunk kifejlesztett egy új extra vékony szigetelésű kötőhuzalt.
A vezeték rendelkezik a híradástechnika és műszeriparban használt kötőhuzalok minden előnyös tulajdonságával és az alkalmazott szigetelőréteg anyaga lehetővé teszi közvetlen forrasztásos feldolgozását is. Nem forrasztásos feldolgozásnál a csupaszítás hővel vagy mechanikus eljárásokkal egyaránt végrehajtható, mégis előnyösebb a meleg (forrasztópákával történő) csupaszítás.

A vezetékek alkalmazhatósága

A vezetékek híradástechnikai és műszeripari berendezések szerkezeti elemeinek belső csatlakoztatására használhatók. Használhatók az **MSZ 91** szerint hálózattal közvetlen kapcsolatban levő áramkörben max. 353 V csúcsfeszültségig, −40 °C – +90 °C hőmérséklethatárok között.

A vezetékek szerkezete

A vezeték 0,02 mm² – 0,5 mm² vezető keresztmetszettel készül az alábbi táblázatok szerinti kivitelben.

I. Tömörvezetőjű vezetékek:

Névleges keresztmetszet mm²	Vezető átmérője	Vezeték max külső átmérője
	mm	
0,075	0,3	0,65
0,125	0,4	0,75
0,2	0,5	0,85
0,28	0,6	0,95
0,5	0,8	1,15

II. Hajlékony vezetőjű vezetékek:

Névleges keresztmetszet mm²	Vezető szerkezete	Vezető ∅	Vezeték maximális külső ∅
		mm	
0,08	5×0,15	0,4	0,85
0,125	7×0,15	0,45	0,90
0,2	7×0,2	0,6	1,06
0,3	10×0,2	0,8	1,25
0,35	12×0,2	0,83	1,30
0,5	7×0,3	0,9	1,35

III. Különösen hajlékony vezetőjű vezetékek:

Névleges keresztmetszet mm²	Vezető szerkezete	Vezető ∅	Vezeték maximális külső ∅
		mm	
0,05	7×0,1	0,3	0,75
0,08	10×0,1	0,4	0,85
0,1	14×0,1	0,45	0,90
0,15	19×0,1	0,5	0,95
0,2	12×0,15	0,6	1,05
0,26	15×0,15	0,7	1,15
0,35	20×0,15	0,8	1,25
0,5	16×0,2	0,95	1,40

IV. Leghajlékonyabb vezetőjű vezetékek:

Névleges keresztmetszet mm²	Vezető szerkezete	Vezető ∅	Vezeték maximális külső ∅
		mm	
0,02	10×0,05	0,2	0,65
0,05	26×0,05	0,3	0,75
0,1	52×0,05	0,45	0,90

A vezető anyaga 0,1 mm ∅-jű elemi szál méretig húzási keménységű csupasz rézhuzal, 0,1 mm átmérő feletti elemi szál méreteknél lágyított csupasz vagy ónozott rézhuzal.
A szigetelés anyaga poliamid.
A vezetékek a következő színekben készülnek: vörös, kék, zöld, barna, natur, sárga, fekete. Készülnek az előbbi színek kettes kombinációi is.

A vezeték tulajdonságai

Szigetelési ellenállás

A vizsgálandó vezetékek kb. 1 m hosszú darabját 15 mm átmérőjű fémhengerre tekercseljük fel. Az így feltekercselt vezetéket 24 óráig 20 °C-on 70% relatív légnedvességű térben tartjuk. A szigetelési ellenállásmérést a kondicionált légtérben 100 – 200 V egyenfeszültséggel kell végezni. A mért értékből a fémhengerrel érintkező vezetékhossz figyelembevételével kell meghatározni a szigetelési ellenállást, három mérés átlagaként. Az előírt minimális szigetelési ellenállás: **100 Mohm m**

Átütési szilárdság

A vizsgálandó vezeték 1 m hosszú darabját 15 mm átmérőjű fémtüskékre szorosan egymásmellé feltekercseljük. Az így előkészített vezetéket 24 óráig +40 °C-on 96%-os relatív légnedvességű térben tartjuk. A légnedves térből kivett vezetéket 500 V 50 Hz váltakozó feszültséggel vizsgáljuk. A feszültséget a szigeteléstől megtisztított vezetővég és a fémhenger közé kell kapcsolni 1 perc időtartamra. Ezen időtartam alatt átütésnek nem szabad bekövetkeznie.

Hidegtekercselési vizsgálat

Három mintát kell venni a vezetékből egymástól 0,5 m távolságban. A táblázatban megadott fémcsappal együtt

A vezeték külső ⌀ mm	A csap ⌀ mm
1 mm-ig	3
1–1,5	4,5

–40 °C-on 2 órai hűtés elteltével a vezetéket 1 menet/sec sebességgel a tüskére feltekerjük még a szekrényben.

A vezetéken 20 °C-ra történő felmelegedés után szabad szemmel látható repedések nem lehetnek.

Szigetelés zsugorodásának vizsgálata

A vizsgálandó vezetékből kb. 300 mm hosszú mintadarabot vágunk, melynek két végéről a szigetelést annyira eltávolítjuk, hogy a középen 200±0,5 mm hosszú szigetelt vezeték maradjon. A vezetékmintát 15 percig 150±2 °C hőmérsékletű szárítószekrényben tartjuk. A 15 perc elteltével a mintákat a szárítószekrényből ki kell venni és hagyni kell lehűlni szobahőmérsékletre. Lehűlés után meg kell mérni a szigetelés hosszát. A zsugorodás az eredeti értékre vonatkoztatva legfeljebb 6% lehet.

Égéssel szembeni ellenállás vizsgálata

Kb. 1 m hosszú vízszintesen kifeszített vezetéket huzatmentes térben, egy kb. 9 mm ⌀-jű Bunsen-égő max 20 mm magas lángjának csúcsával érintjük, a vezeték meggyulladásáig, de legfeljebb 20 mp-ig.

A burkolat a lángban gyengén éghet. Ha lángra lobban, önmagától ki kell aludnia a Bunsen-égő lángjának eltávolítása után, 30 mp-en belül.

Forraszthatóság vizsgálata

Csak ónozott vezetőjű vezetéknél végzendő.

A szigetelőburkolat összezsugorodása forrasztásnál. A vezetékek poliamid szigetelésének forrasztási helyén forrasztáskor lehetőleg kevéssé szabad visszahúzódnia. A szigetelésnek a következő próbákat kell kiállnia.

A kötőhuzalból mintegy 10 cm hosszúságú próbadarabot levágunk és egyik végén a szigetelést 5 mm-nyire eltávolítjuk. A szigeteléstől megfosztott véget 5 másodpercig vízszintesen a felmelegített, 350±10 °C-os ónforraszba merítjük, hogy a vezetőt 1 mm távolságra a szigeteléstől a forrasz beborítsa. A vizsgálati idő letelte után a szigetelésnek nem szabad jobban összezsugorodnia, mint ahogy az alábbi táblázat mutatja. A forrasz állandó folyási tulajdonságának fenntartása érdekében a forraszt minden vizsgálathoz megújítjuk.

Vezető ⌀ mm	Megengedett zsugorodási érték mm
0,5	1,0 (legmagasabb érték)
0,6 és 0,8 ...	1,5 (irányérték)

Megrendelésnél a vezeték megnevezése a Magyar Kábel Művek 73—68 háziszabványa szerint:

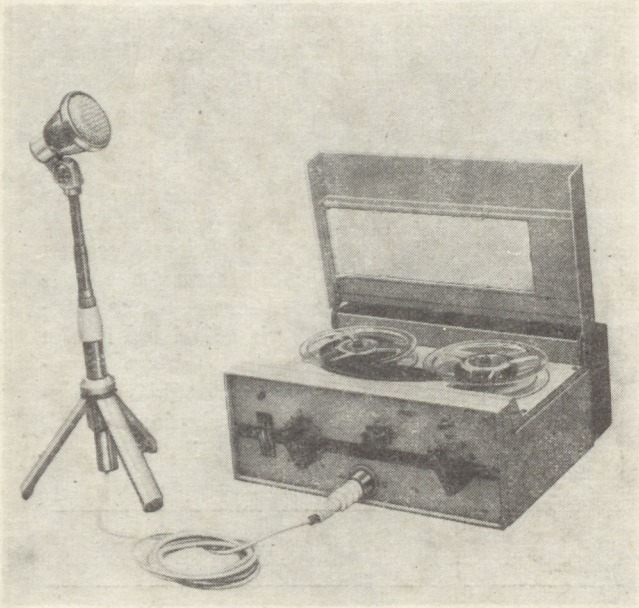
Példák a megnevezésre:

1. 0,8 mm átmérőjű, tömörvezetőjű sárga poliamid szigetelésű miniatűr vezeték szerkezeti jele:
   TFn 0,5 s az MKM HSZ 73—68 szerint.
2. Ónozott 0,5 mm átmérőjű, tömörvezetőjű zöld-sárga poliamid szigetelésű miniatűr vezeték szerkezeti jele:
   ToFn 0,5 z-s az MKM HSZ 73—68 szerint.
3. Ónozott 0,35 mm² keresztmetszetű különösen hajlékony vezetőjű zöld-fekete színű poliamid szigetelésű miniatűr vezeték szerkezeti jele:
   VoFn 0,35 kh mm² z-f az MKM HSZ 73—68 szerint.
4. 0,02 mm² keresztmetszetű leghajlékonyabb vezetőjű fekete poliamid szigetelésű miniatűr vezeték szerkezeti jele:
   VFn 1h 0,02 mm² f az MKM HSZ 73—68 szerint.

A fenti termék sorozatgyártása megindult és a Magyar Kábel Művek Kereskedelmi Osztályánál megrendelhető.

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁG: BUDAPEST XI., BUDAFOKI ÚT 60
TELEFON: 453-590



R-6
riportermagnetofon

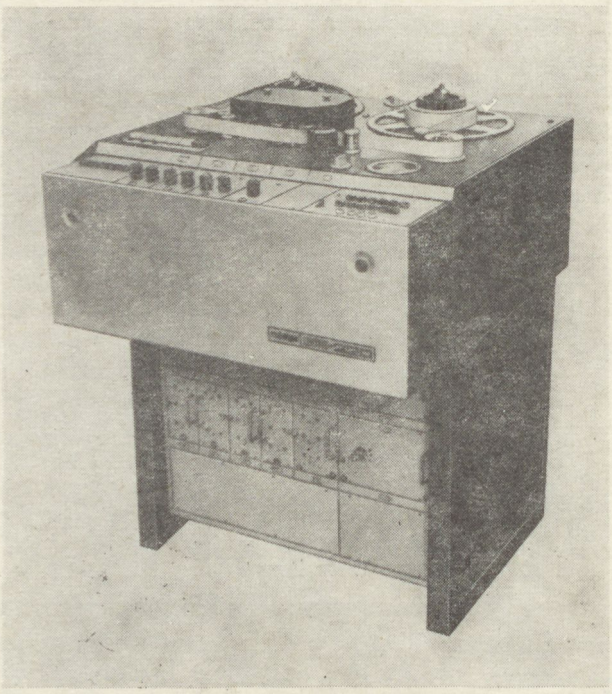
Teljesen kontaktusok nélküli egyenáramú elektromotor alkalmazásával készült. A beépített dinamikakompresszor a tízszeres hangerő növekedést kevesebb mint 4/1000 mp alatt szabályozza le önműködően normál szintre.

Szalagsebesség: 9,5 és 19,05 cm/mp

STM-224
négycsatornás (Play-Back) stúdiómagnetofon

Alkalmazásával sztereo műsorok elkészítése lényegesen egyszerűbbé válik.
Csíkszélesség: 4,5 mm. Minden csík külön törölhető és rájátszható.

Szalagsebesség: 38,1 és 19,05 cm/mp
Alkalmazott szalag: 25,4 mm széles
Max. tekercsátmérő: 300 mm



MECHANIKAI LABORATÓRIUM

Híradástechnikai Kísérleti Vállalat

Budapest VII., Gorkij fasor 25