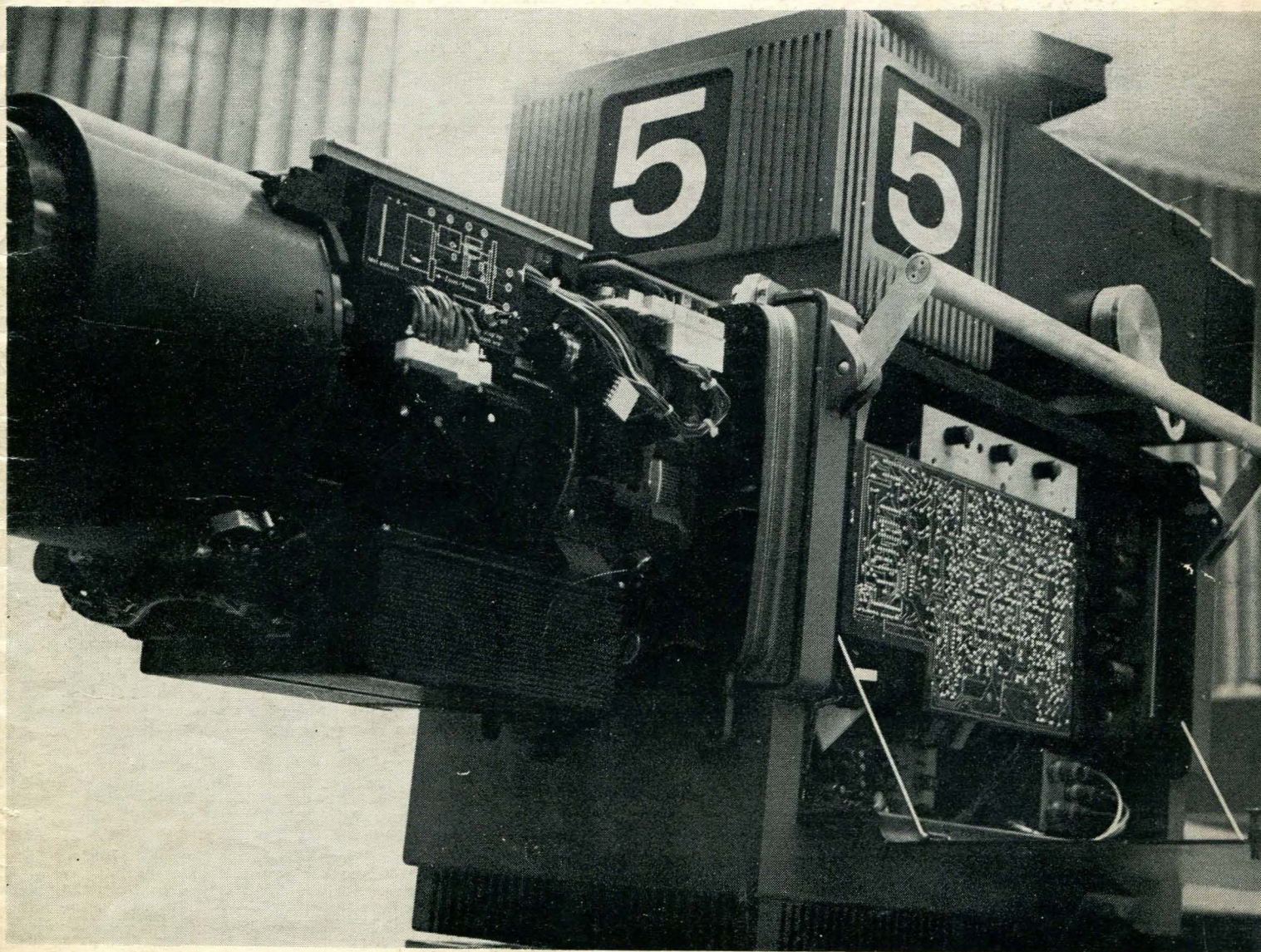


SDELOVACÍ TECHNIKA

MĚSÍČNÍK PRO ROZVOJ A PRAXI SDĚLOVACÍ ELEKTROTECHNIKY

10



ŘÍJEN 1981

CENA 4 KČS



- Významné výročí Českého vysokého učení technického v Praze 361
- Impulsně regulovaný napájecí zdroj s výkonovými tranzistory MOS 363
- Elektronické šekové knížky a doklady 368
- Plošné obrazové snímače 369
- Návrh propojení obvodů s volnými kolektory nebo třístavovými výstupy 371
- Elektrický teploměr s tranzistorovým čidlem 375
- Chyby při měření efektivních hodnot periodických nesinusových průběhů magnetoelektrickými a elektronickými přístroji s usměrňovači 377
- Několik poznámek k převodníku napětí-kmítőčet 379
- Další výstavy měřicí techniky 383
- Vnútorné časovanie pamätí s magnetickými bublinami 385
- Střídač 12 V =/220 V ~ 387
- Programovatelné kalkulátory 389
- Zajímavosti odevšad 393
- Drobnosti z praxe a literatury 395

KRATKOE СОДЕРЖАНИЕ

361 Знаменательная годовщина Чешского высокого технического заведения в Праге — 363 Импульсивно регулированный питательный источник с мощными транзисторами МОС — 371 Проект соединения схем со свободными коллекторами или с трехрежимными выходами — 375 Электрический термометр с транзисторным датчиков — 377 Ошибки при измерении эффективных величин периодических несинусовых характеристик магнитоэлектрическими и электроническими аппаратами с выпрямителями — 379 Несколько замечаний по преобразователю напряжение-частота — 385 Внутренний таймер памяти с магнитными пузырьками — 389 Программируемые калькуляторы — 393 Интересное отовсюду — 395 Мелочи из практики и литературы

SHORT SUMMARY

361 Significant anniversary of the Czech Technical University in Prague — 363 A pulse controlled power supply using MOS power transistors — 371 A suggestion for interconnecting circuits with free collectors or three-state outputs — 375 An electrical thermometer with a transistor sensor — 377 Errors incurred in measuring RMS values of periodic non-sine waveforms with the aid of moving-coil and electronic instruments using rectifiers — 379 Several remarks on the voltage-frequency converter — 385 Internal strobing of magnetic bubble memories — 389 Programmable calculators — 393 Items of interest from everywhere — 395 Sundry from practice and literature

INHALTSÜBERSICHT

361 Ein bedeutsamer Jahrestag der Tschechischen Technischen Hochschule in Prag — 363 Ein Impulsgeregeltes Stromspeisegerät mit MOS-Leistungstransistoren — 371 Eine Anregung für das Zusammenschalten von Schaltungen mit freien Kollektoren oder Dreipegelausgängen — 375 Ein elektrisches Thermometer mit Transistorsonde — 377 Fehler, die beim Messen von Effektivwerten periodischer, nicht sinusförmiger Wellenverläufe mit Drehspul- oder elektronischen Messgeräten mit Gleichrichter entstehen — 379 Einige Anmerkungen zum Spannung/Frequenzkonvertor — 385 Innere Taktgabe in Speichern mit Magnetblässenspeichern — 389 Programmierbare Taschenrechner — 393 Interessantes aus aller Welt — 395 Kleinigkeiten aus Praxis und Literatur



K SNÍMKU NA OBÁLCE:

Nikoliv rozsáhlou sériovostí, ale téměř charakterem unikátních zařízení se vyznačují elektronické výrobky pro vytváření televizního obrazového signálu. To může vést i k tomu, že u nás není příliš velká povědomost o tom, co v uvedené oblasti investiční elektroniky dělá náš vlastní průmysl. Proto jsme na obálku říjnového čísla vybrali snímek barevné televizní kamery TKP 306, která s příslušným zařízením pro zpracování signálů TAK 706 vznikla společným přičiněním k. p. TESLA závod Radiospoj a výzkumného ústavu rozhlasu a televize. Kamera je vybavena všemi náležitostmi pro studiový provoz i přenos z terénu, kdy je součástí přenosového vozu TQP 861, také od již zmíněného výrobce.

SĐELOVACÍ TECHNIKA, měsíčník pro rozvoj a praxi sdělovací elektrotechniky. Vydává federální ministerstvo elektrotechnického průmyslu ve SNTL — Nakladatelství technické literatury. Vedoucí redaktor Raymond Ježdík, redaktorky Jana Rollová a Eva Miškovská. Návštěvy v redakci od 14—15 h. nebo podle předběžné dohody. Otiisk povolen jen s uvedením původu. Redakci nevyžádané rukopisy se nevracejí. Za původnost, věcnou správnost nebo závazky ručí autoři příspěvků.

Adresa redakce časopisu: redakce Sdělovací techniky, Dittrichova 9, 120 00 Praha 2, tel. 293866.

Vychází dvanáctkrát ročně. Cena jednotlivého čísla 4 Kčs, roční předplatné 43 Kčs. Rozšiřuje PNS. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá pošta a doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS — ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kafkova 19, 160 00 Praha 8. Objednávky inzerce přijímá SNTL, Inzertní oddělení, Spálená 51, 113 02 Praha 1, telefon 29 44 41. Tiskne Mír, novinářské závody 1, Václavské náměstí 15, 112 58 Praha 1, telefon 28 81 51. — Toto číslo vyšlo v říjnu 1982.

SDĚLOVACÍ TECHNIKA

MĚSIČNÍK PRO ROZVOJ A PRAXI SDĚLOVACÍ ELEKTROTECHNIKY
ROČNÍK XXX. 1982

ČÍSLO 10

Významné výročí Českého vysokého učení technického v Praze

275. výročí svého vzniku oslavilo České vysoké učení technické důstojným způsobem. Hlavní oslavy probíhající koncem června v Karolinu, Paláci kultury a na jiných místech byly sledovány tiskem, rozhlasem a televizí a široká veřejnost o nich byla podrobně informována. Již menší pozornost — z pochopitelných důvodů — byla věnována hromadnými sdělovacími prostředky vědecké konferenci, která byla rovněž v rámci oslav uspořádána v prostorách školy. Konference byla slavnostně zahájena 28. června 1982 v Kongresovém sálu hotelu Intercontinental rektorem ČVUT prof. ing. Jiřím Klímov, DrSc. Dne 29. června bylo uspořádáno slavnostní plenární zasedání elektrotechnické fakulty i dalších fakult školy, na nichž vystoupila celá řada domácích i zahraničních hostů konference. V následujících dvou dnech potom probíhala vlastní odborná jednání.

Na programu konference byl tak velký počet odborných přednášek, referátů, diskusí a jiných akcí, že je nelze všechny na tomto místě ani vyjmenovat. Zaměříme se proto jen na jednání skupiny č. 3 označené jako „sdělovací technika“, která je našim čtenářům nejbližší. Zmíněná skupina byla rozdělena do sekcí mikroelektronika, systémy, aplikace elektromagnetického pole, obvody, telekomunikace a elektroakustika. Avšak ani při tak zúženém výběru nelze uvádět všechny přednesené příspěvky. Připomeňme si proto jen ty z nich, které lze považovat z hlediska perspektivního rozvoje sdělovací techniky za nejzávažnější. U každého z nich uvedeme úplný nebo alespoň zkrácený název a v závorce pak jméno autora (bez titulů).

Jednání sekce „mikroelektronika“ bylo zahájeno přednáškami o perspektivách rozvoje typových řad unipolárních a bipolárních integrovaných obvodů v ČSSR (P. Pfliegel, J. Kolínský). Další série referátů pojednávala o některých moderních pasivních a aktivních polovodičových součástkách, a to jmenovitě o nových typech výkonových polovodičových součástek (K. Ramajzl), optoelektronických součástkách (L. Kratěna), nábojově vázaných strukturách (A. Slovík, L. Michalko), implantovaných odporech (L. Pelikán) a polovodičových tetradách se strukturou MOS (J. Hejzlar). Následující příspěvky byly zaměřeny

na problémy velké integrace (J. Cetkovský), využití iontové implantace v technologii LSI bipolárních integrovaných obvodů (P. Ohneiser), dále na monolitickou integraci na GaAs (M. Rothbauer) a inovaci pasivních součástek s HIO (A. Konečný). Velmi zajímavý byl referát o realizačním projektu mikroelektroniky na katedře mikroelektroniky elektrotechnické fakulty ČVUT — jakožto příklad efektivního využití sdružených investic (J. Foit) a rovněž příspěvek o zkušenostech z výuky mikroelektroniky na VUT Brno (J. Brzobohatý, V. Mikula).

Na programu sekce „mikroelektronika“ byly v druhém jednacím dnu referáty o pokrokových mikroelektronických technologiích na GaAs (R. Harman), fluktuálních procesech v polovodičových strukturách (J. Šikula), za nimiž následovaly příspěvky dvou zahraničních hostů o montáži polovodičových prvků (D. Gerber, NDR) a o tenkovrstvých polovodičích SnO₂ jako čidlech plynů (J. Mészey, MLR). Poté bylo předneseno několik referátů souvisejících s problematikou iontové implantace, a to konkrétně referát o kontaktních odporech na implantovaných vrstvách (A. Krejčířík), iontově implantované fotodiody PIN (M. Čada) a mechanismu implantace heterostruktur (L. Pelikán, V. Rybka, P. Krejčí). Z dalších příspěvků připomeňme studii o kontaktu kov—polovodič jakožto izotropickém heteropřechodu (J. Kodeš), hlubokých úrovních v materiálech pro elektroluminiscenční diody (P. Macháč, L. Myslík) a optických vlastnostech výkonových polovodičových součástek (Z. Burian). Zajímavý byl referát o diagnostice některých kvalitativních změn elektronických prvků (L. Hudec, J. Náhlík). O problematice návrhu a výroby předloh pro výrobu matic integrovaných obvodů (J. Kokeš, M. Šemberová, V. Třeštíková) pojednávaly poslední referáty sekce „mikroelektronika“.

Jednání sekce „systémy“ bylo zahájeno referátem o rozhlasové družicové službě (S. Ďurovič), pozemské stanici II. třídy pro příjem signálů z družic (Z. Nejedlý), vstupní části přijímače zmíněné stanice (J. Otýpka) a tranzistorových vstupních dílech přijímačů pro RDS (V. Žalud). Dále následoval příspěvek o aplikacích mikrovlnné radiometrie (V. Tysl, J. Vrba, M. Mazánek).

Další referáty se zabývaly radiolokačním snímkováním Země (V. Rejchrt) a prvotním zpracováním signálu meteorologického radiolokátoru (J. Podlešák). Za vynikající lze označit přednášku o vývoji systémové teorie v telekomunikacích, optice a kybernetice (H. Marko, NSR). Otázkami simulace radioreléového spoje a dále otázkami simulace RT procesoru pro zpracování digitalizovaných obrazových signálů se zabývaly následující dva referáty (T. Bílek, J. Chmurný, J. Turán). V současné době velice aktuální problematika digitalizace nejrůznějších signálů se obrazila v příspěvku o digitalizaci obrazového signálu (Z. Sobotka), použití Walshovy transformace při digitalizaci obrazového signálu (J. Svatoš), dále v referátu o problematice číslicového zpracování akustického signálu (J. Felcman) a příspěvku o digitální realizaci modemu systému PSK (A. Mateescu, RSR). S uvedenou tematikou úzce souvisel i referát o obnově nosné ze signálu QPSK (J. Šimša) a referát o fázovém závěsu v nelineárním režimu (P. Hasan), jakož i příspěvek pojednávající o návrhu světlovodného spoje pro přenos číslicového signálu (A. Kuchár). Teoretickými přednáškami o diskretních signálech ve sdělovací technice (V. Zima) a o výpočtu okamžitého spektra signálů diskretní Fourierovou transformací (V. Čížek) bylo jednání sekce „systémy“ zakončeno.

V sekci „aplikace elektromagnetického pole“ byla nejprve přednesena přednáška o některých otázkách řešení přechodových jevů v elektromagnetickém poli (O. Benda). Dále následoval referát o integrované optice (J. Čtyroký), současných směrech v integrované optice (J. Schröfel), problémech spojení na optických kmitočtech (P. Spiegel) a vidové konverzi v mnohavidových optických vláknech (R. Vacek). Následující referáty pojednávaly o syntéze páskových filtrů (V. Džaparidze, SSSR), otázkách měření v mikropáskových strukturách (I. Špak, A. Bělošickij, V. Revín) a o imitancích páskového a šterbinového dipólu (Mejsnar K.). Zajímavý byl referát o stavu vývoje mikrovlnných polovodičových součástek v ČSSR (K. Bílý). Další příspěvky byly zaměřeny na problematiku dutinových rezonátorů (L. Steiner), čtyřstavových digitálních modulátorů (Z. Eismann), mikrovlnných směšovačů (F. Jelínek) a mikropáskových Gunnových oscilátorů (K. Hoffmann). Zbývajícím část jednání uvažované sekce pak byla věnována otázkám antén. Byly předneseny příspěvky o anténách s regulací proudového obložení (M. Hauška), metodách řešení drátových antén (T. Český, M. Svoboda), syntéze směrové charakteristiky antén (J. Vokurka), anténních systémech pro elektronicky vychylované svazky (L. Slezák) a difrakci rovinné vlny na parabolickém reflektoru (V. Stěpanov). Prakticky orientován byl referát o problematice vysílacích anténních systémů TV dodávaných čs. průmyslem (J. Bradáč).

V sekci „obvody“ bylo jednání zahájeno přednáškou přední osobnosti sovětské radiotechniky — profesora Sigorského — o adaptibilitě soustav automatizovaného projektování. V další přednášce byli posluchači seznámeni s univerzálním programem DAVID pro simulování dynamických soustav (H. Mann). Dále následovaly referáty o elektromechanických filtrech (J. Trnka) a číslicových filtrech (R. Vích, V. Rejchrt). Další příspěvky pojednávaly o výkonových zesilovačích (M. Pajgrt), o návrhu oscilátoru s nesoustředěnými parametry (I. Baláš) a o návrhu obvodů s velkou vstupní impedancí (P. Neumann). Poté následovaly referáty o pásmových propustích se syntetickými induktory (J. Pospíšil), filtrech a rezonátorech s gyrátory (M. LaiPERT, P. Martínek) a referát o šumu tlustovrstvých rezistorů (H. Klabačková).

Na teoretické otázky byly zaměřeny příspěvky o stabilitě lineárních n-branů (J. Osowski) a identifikaci parametrů nelineárních odporových modelů (J. Kadlec, J. Uhlř). Jako poslední byl přednesen v sekci referát o vývojovém systému pro zpracování analogových signálů mikroprocesorem 8085 (J. Šedivý).

V sekci „telekomunikace“ byly nejprve uvedeny referáty o otázkách rozvoje telekomunikací v ČSSR (J. Jíra), rozvoji telekomunikačních sítí (I. Laška) a rozvoji telekomunikačního průmyslu v ČSSR (L. Piálek). Koncepčními otázkami se rovněž zabývaly následující dva příspěvky o zavádění optoelektronických systémů v BLR (B. Nikolov) a o směrech vývoje systému dálkového zpracování dat (J. Pužman). Z technicky zaměřených příspěvků připomeňme referát o primárních multiplexních systémech PCM (V. Croitoru, A. Poppescu, RSR), o jednotkách zálohování okruhů systémů DZD (J. Příbyl), o počítačové optimalizaci modelů číslicových telefonních sítí (B. Nikolov, BLR) a referát o aplikaci metod rozložené inteligence na řízení spojovacích systémů (J. Šišila). Zajímavé byly informace o přechodu k programově řízeným spojovacím systémům v k. p. TESLA Karlín (V. Vinčálek), vývoji technologií elektronických součástek pro telekomunikace (R. Šorm) a závěrečný referát o zajištění vývoje telekomunikačních systémů ve výuce na katedře telekomunikační techniky elektrotechnické fakulty (V. Sobotka).

Jednání v poslední sekci „elektroakustika“ bylo zahájeno referátem o řešení záznamového a snímacího procesu ve spektrální doméně (K. Dušek), po němž byl přednesen referát o řešení soustav s rozprostřenými parametry u elektroakustických a elektromechanických měničů (Z. Škvor). Další příspěvky se zabývaly vlivem nelineárních vlastností krystalů na parametry piezoelektrických rezonátorů (J. Zelenka) a otázkou měření krátkodobé stability krystalových oscilátorů (M. Slavík). Následovaly referáty o interdigitálních měničích pro buzení povrchových akustických vln (M. Košek) a o vazebních prvcích ve filtrech s povrchovou akustickou vlnou (M. Vlček), k nimž lze tematicky přiřadit i referát o výpočtu admitance kmitajícího rezonátoru z LiNbO_3 (J. Nosek). Na závěr byl přednesen referát o aplikaci mikro počítačových systémů ve studiové technice (G. Kuchár).

Jak je patrné ze zdaleka ne úplného přehledu přednesených příspěvků, program vědecké konference ČVUT byl velice bohatý. Početná účast pracovníků elektrotechnické fakulty na ní svědčí o široké vědeckovýzkumné základně, kterou tato instituce dává k dispozici národnímu hospodářství. Rovněž nemalá účast domácích i zahraničních hostů — z nichž řada patří ke špičkovým pracovníkům svého oboru — dokumentuje, jakou vážnost a dobré jméno fakulta i celé ČVUT doma i ve světě má. Na počátku léta tedy slavila pražská technika významnou událost — a to 275. výročí svého založení. Současně si připomněla i 62. výročí svého pojmenování na České vysoké učení technické. Dnes je České vysoké učení technické jedním z desíti vysokých škol technického směru v ČSSR. Má celkem pět fakult, a to fakultu stavební, architektury, strojní, elektrotechnickou, jadernou a fyzikálně inženýrskou. Na vyjmenovaných fakultách studuje v různých formách studia asi 18 000 studentů. Kromě základní pedagogické práce věnuje ČVUT ročně 1,6 miliónu hodin činnosti vědeckovýzkumné, zhruba stejná kapacita je určena i přímé pomoci praxi, bohatá je činnost publikační, činnost v oblasti rozvíjení mezinárodní vědeckotechnické spolupráce apod. Přínos ČVUT k budování naší socialistické vlasti je tedy jistě pozoruhodný.

VŽ

Impulsně regulovaný napájecí zdroj s výkonovými tranzistory MOS

ING. PETR PARKAN, ING. ZDENĚK PATÁK

Úvod

Nezbytnou součástí každého elektrického zařízení jsou zdroje elektrického napájení, které vytvářejí ze vstupního (většinou síťového) napětí výstupní stejnosměrně stabilizované napětí vhodné pro napájení elektronických obvodů. Aby napájecí soustava tvořila únosnou adekvátní část z celkového objemu zařízení, je nutno mít k dispozici zdroje s velkou hodnotou výstupního výkonu vztaheného na jednotku objemu. To splňují moderní zdroje elektrického napájení s vysokou účinností řešené na principu impulsní regulace.

U zmíněných zdrojů je vstupní síťové napětí usměrněno a vyfiltrováno. Tak získané stejnosměrné napětí velikosti okolo 300 V je pomocí spínače převedeno na impulsní průběh, který je po vhodné transformaci transformátorem měniče znovu usměrněn sekundárním usměrňovačem a vyfiltrován výstupním filtrem LC. Vlastní regulace se uskutečňuje změnou střidy sepnutí spínače.

Uvedený způsob regulace, kdy regulační tranzistory pracují ve spínacím režimu, zajišťuje vysokou hodnotu účinnosti v rozsahu 70 až 90 % podle velikosti výstupního napětí zdroje. Použitá pracovní frekvence měničů impulsně regulovaných zdrojů leží v nadzvukovém pásmu, což vede k malým rozměrům transformátorů i filtračních prvků. Tím je dosaženo malých rozměrů i váhy zdrojů.

Možnosti realizace zdrojů elektrického napájení s impulsní regulací jsou určeny součástkovou základnou, která je k dispozici. Jedná se především o vysokonapěťové výkonové spínací tranzistory používané ve funkci spínače, o rychlé diody pro sekundární usměrňovač a vhodné feritové materiály pro jádra transformátorů a tlumivek. V současné době je možno již běžně realizovat impulsně regulované zdroje s pracovními frekvencemi 20 až 50 kHz (viz [1], [2], [8]).

U nás budou k dispozici vysokonapěťové tranzistory z NDR typu SU167 a SU169 ($U_{CES} = 800$ a 1000 V, $U_{CEO} = 325$ a 400 V; $I_{CM} = 10$ A, $P_{TOT} = 100$ W, $U_{CESAT} \leq 3,3$ V pro $I_C = 8$ A a $I_B = 2,5$ A, $f_T \geq 6$ MHz). V k. p. TESLA Piešťany se připravuje do výroby Schottkyho usměrňovací dioda ($I_{FAV} = 25$ A, $U_{RRM} = 30$ a 40 V, $U_{FMAX} = 0,65$ V při 25 A) a velmi rychlá dioda KYW31 ($I_{FAV} = 25$ A, $U_{RRM} = 50, 100, 150$ V, $U_{FMAX} = 0,85$ V při 20 A, $t_{rr} \leq 100$ ns). V podniku Pramet Šumperk se zavádí do výroby dostatečný sortiment feritových jader z hmoty H21 ($B_{MAX} = 0,32$ T, Curieova teplota ≥ 180 °C).

Hlavním omezujícím prvkem, který zatím brání dalšímu zvýšení pracovní frekvence měničů impulsně regulovaných zdrojů, byl spínací tranzistor. Při bipolární technologii vysokonapěťových tranzistorů (trojnásobná difúze) se dosahuje poměrně nízké hodnoty mezní frekvence, dlouhých spínacích časů a především dlouhých doby saturace. Z hlediska

aplikace je nevýhodný i jejich malý proudový zesilovací činitel.

V poslední době bylo dosaženo podstatného pokroku ve vývoji výkonových unipolárních tranzistorů typu MOS. Tranzistory vytvořené klasickou technologií MOS-FE měly velký odpor v sepnutém stavu, nízkou hodnotu závěrného napětí, velké kapacity a tím i nízké mezní frekvence a špatné spínací vlastnosti.

Technologie V-MOS odstranila citované nevýhody a dovoluje vyrábět tranzistory s malými odpory v sepnutém stavu a vysokou mezní frekvencí. Ty však nedosahují dostatečně velké hodnoty závěrného napětí, aby je bylo možno použít jako spínače u síťového impulsně regulovaného zdroje.

Nedávno uvedla firma Siemens na trh nově vyvinuté tranzistory SIPMOS (Siemens Power MOS), které mají závěrné napětí až 1000 V. Umožňují u impulsně regulovaných zdrojů přechod na vyšší pracovní frekvence měničů, což vede k dalšímu zmenšení rozměrů i váhy zdrojů.

Pro snadnou realizaci impulsně regulovaných zdrojů je výhodné mít k dispozici integrovaný obvod, který plní základní řídicí a ochranné funkce zdroje. Příkladem takového obvodu je integrovaný obvod typu TDA1060 Philips, jehož ekvivalent s označením B260D bude k nám dovážen z NDR.

V první části článku se stručně zmíníme o vlastnostech a možnostech použití tranzistorů typu SIPMOS. Dále je popsán integrovaný obvod B260D. V poslední části článku je uvedeno konkrétní zapojení impulsně regulovaného zdroje 5 V/20 A, který pracuje s frekvencí měniče 100 kHz a používá popsaných perspektivních prvků.

Tranzistory SIPMOS

Při výrobě je použito technologie dvojí iontové implantace, přičemž tranzistor je vytvořen z několika tisíc elementárních tranzistorů řazených paralelně na jediném křemíkovém čipu. Použití iontové implantace a optimální geometrické uspořádání vede k docílení velmi dobrých vlastností.

Tranzistory jsou vhodné k rychlému spínání velkých výkonů s velmi malými ovládacími výkony a mají vysoký vstupní odpor; odpor kanálu kolektor—

emitor v sepnutém stavu od setin Ω do několika Ω a spínací časy od jednotek do několika set nanosekund bez doby saturace. V porovnání s bipolárními tranzistory nemají druhý průraz, protože jsou chráněny kladnou teplotní závislostí odporu kanálu v sepnutém stavu proti teplotnímu přetížení. Z toho důvodu je možno radit je bez problémů a bez omezení paralelně.

Další jejich význačnou vlastností je nízká hodnota prahového napětí hradlo—emitor, při kterém dochází k otevření tranzistoru. To dovoluje jejich přímé buzení z logických úrovní TTL. Jsou řízeny napětím, mají pouze kapacitní nábojové proudy a téměř nevyžadují klidové budicí proudy. Ovládací výkon nezávisí na spínaném výkonu a podmínky pro ovládání tranzistorů dovolují i jejich bezprostřední připojení jako výkonový prvek k mikropočítači. V tabulce 1 je provedeno porovnání základních parametrů bipolárních tranzistorů a tranzistorů SIPMOS.

Výrobce předpokládá, že popisované tranzistory mohou vytlačit bipolární tranzistory z mnoha aplikací výkonové elektroniky. Jmenujme některá základní použití. Jako výkonový spínač pro impulsně regulované napájecí zdroje, měniče, regulátory elektromotorů a ultrazvukové generátory. Ve výpočetní technice jako výkonový koncový stupeň pro tiskárny, krokové řízení elektromotorů, zapisovače, jako obvody styku pro počítače a mikropočítače. V automobilové technice jako výkonový prvek např. pro regulátor alternátoru, pro elektronické řízení vstřikování paliva, pro elektronické zapalování či jako náhrada elektromechanického relé.

V tabulce 2 je ukázán současně vyráběný sortiment tranzistorů SIPMOS s udáním základních parametrů podle [3]. Závěrné napětí kolektor—emitor

Tab. 2. Přehled dosud vyráběných typů tranzistorů SIPMOS

Typ	U_{DS} [V]	$I_{D(om)}$ [A]	$R_{DS(on)}$ [Ω]	Pouzdro
BUZ10	50	12,0	0,1	TO—220
BUZ20	100	8,0	0,2	TO—220
BUZ23	100	8,0	0,2	TO—3
BUZ30	200	5,5	0,75	TO—220
BUZ31	200	12,5	0,2	TO—220
BUZ33	200	6,4	0,75	TO—3
BUZ34	200	14,0	0,2	TO—3
BUZ40	500	2,0	4,5	TO—220
BUZ41	500	5,0	1,1	TO—220
BUZ43	500	2,5	4,5	TO—3
BUZ44	500	5,6	1,1	TO—3
BUZ45	500	8,6	0,6	TO—3
BUZ80	800	2,6	4,0	TO—220
BUZ83	800	2,9	4,0	TO—3
BUZ84	800	4,7	2,0	TO—3
BUZ50	1000	2,8	3,5	TO—220
BUZ53	1000	3,0	3,5	TO—3
BUZ54	1000	4,7	2,0	TO—3

Tab. 1. Porovnání základních parametrů bipolárních tranzistorů a tranzistorů SIPMOS

Parametr	Bipolární tranzistor	Tranzistor SIPMOS
vstupní odpor	malý (proudové řízení)	velký, $> 10^9 \Omega$ (napěťové řízení)
výkonové zesílení	100 až 2000	staticky ∞
náběžná hrana	50 až 500 ns	10 až 200 ns
sestupná hrana	500 až 2000 ns	10 až 600 ns
doba saturace	1 až 5 μ s	0
mezní frekvence	< 100 MHz	GHz
odpor přechodu	0,3 Ω	0,03 Ω až 2 Ω
přetížitelnost	špatná (druhý průraz)	dobrá (není druhý průraz)
paralelní spojování	nutné přidavné zapojení	možné bez omezení
kompatibilita s TTL	ne	ano
buzení	0,1 až 10 A	5 V, max. 100 mA při odporu generátoru 50 Ω

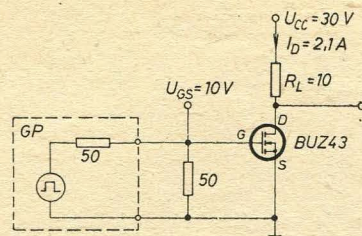
U_{DS} se pohybují v rozmezí 50 V až 1000 V a proudy kolektoru I_D od 2 A do 14 A. Maximální odpory v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$ jsou od 0,1 Ω do 4,5 Ω . Tranzistory jsou v pouzdrech TO-3 nebo TO-220.

Hlavní oblast použití uvedených výkonových tranzistorů v průmyslové elektronice je předpokládána u impulsně regulovaných zdrojů. Použití dovoluje zvýšit pracovní frekvenci měničů a tím i další zmenšení transformátorů a tlumivek (neboť objem jejich jader klesá přímo úměrně s rostoucím kmitočtem), jakož i filtračních kondenzátorů a odrušovacích prvků. To vede k podstatnému poklesu rozměrů i váhy celých zdrojů. Tranzistory lze ovládat jednoduchými a energeticky nenáročnými budicími obvody, což spolu s výhodným návrhem transformátorů a tlumivek vede i ke zvýšení celkové účinnosti zdrojů a k jejich obvodovému zjednodušení. Auto-stabilní teplotní režim zajišťuje odolnost proti přetížení, což zvyšuje spolehlivost zdrojů.

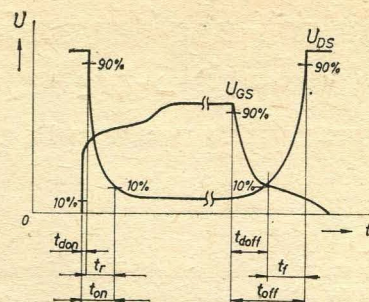
Měli jsme k dispozici dva vzorky tranzistorů BUZ43. Některé jejich základní katalogové údaje jsou uvedeny v tabulce 3. Spínací časy jsou měřeny v zapojení podle obrázku 1a; v obrázku 1b jsou jejich definice. Nyní popíšeme ještě integrovaný obvod B260D, jehož vzorek jsme rovněž měli možnost vyzkoušet.

Integrovaný obvod B260D

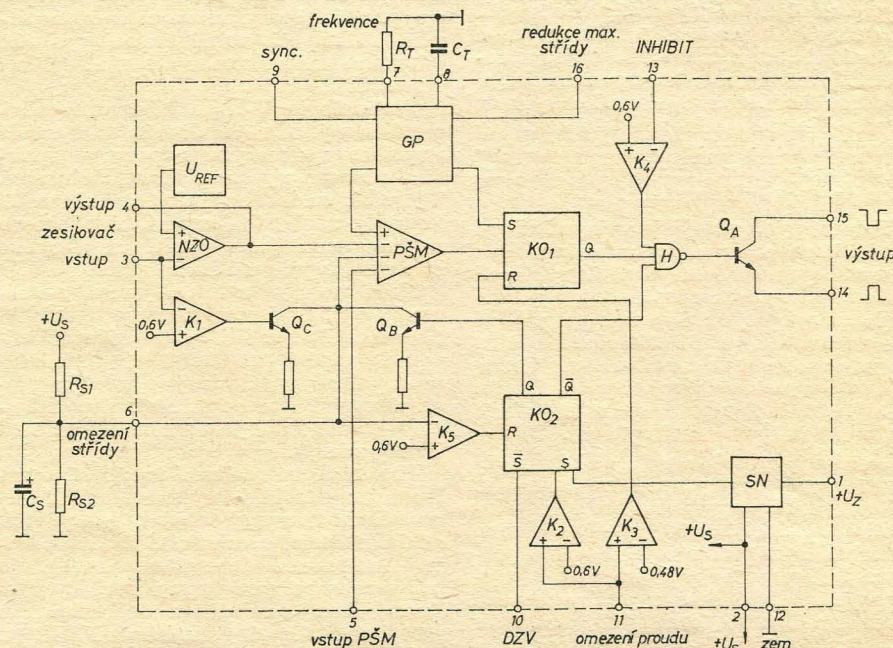
Jedná se o speciální monolitický integrovaný obvod pro řízení a ochranu zdrojů elektrického napájení s impulsní regulací. Je od roku 1981 vyráběn v NDR. Obvod B260D je přímým ekvivalentem obvodu TDA1060 firmy Philips a je zapouzdřen v 16-vývodovém plastickém pouzdru DIL; obsahuje některé základní obvody pro řízení



Obr. 1a. Zapojení pro měření spínacích časů



Obr. 1b. Definice spínacích časů



Obr. 2. Skupinové schéma integrovaného obvodu B260D

Tab. 3. Základní katalogové údaje tranzistoru BUZ43

Mezní hodnoty;	
napětí kolektor—emitor	U_{DS} 500 V
napětí emitor—hradlo ($R_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$)	U_{DGR} 500 V
stejnsměrný proud kolektoru	I_D 2,5 A
impulsní proud kolektoru	I_{Dpuls} 5 A
napětí hradlo—emitor	U_{GS} ± 20 V
maximální ztráta	P_D 78 W
pracovní rozsah teplot	T_j -25 až $+150$ $^\circ\text{C}$
tepelný odpor	R_{thjc} 1,6 K/W
Jmenovité hodnoty při teplotě pouzdra 25 $^\circ\text{C}$	
Statické hodnoty	
průrazné napětí kolektor—emitor	U_{DS} 500 V min.
$U_{GS} = 0$ V, $I_D = 1,0$ mA	
prahové napětí hradlo—emitor	$U_{GS(th)}$ 2,7 V typ.
$U_{DS} = U_{GS}$, $I_D = 10$ mA	
zbytkový proud kolektoru $T_j = 25$ $^\circ\text{C}$	1 mA max.
$U_{DS} =$ mezní hodnota, $U_{GS} = 0$ V $T_j = 125$ $^\circ\text{C}$	I_{DSS} 4 mA max.
svodový proud hradlo—emitor	I_{GSS} 100 nA max.
$U_{GS} = 20$ V, $U_{DS} = 0$ V	
odpor kolektor—emitor v sepnutém stavu	$R_{DS(on)}$ 4,5 Ω max.
$U_{GS} = 10$ V, $I_D = 1,2$ A	
Dynamické hodnoty;	
přenosová strmost	g_{fs} 3,5 S typ.
$U_{DS} = 25$ V, $I_D = 1,2$ A	
vstupní kapacita	C_{iss} 1600 pF typ.
$U_{GS} = 0$ V, $U_{DS} = 25$ V, $f = 1$ MHz	
doba zapnutí $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$	$t_{d(on)}$ 30 ns typ.
	t_r 70 ns typ.
doba vypnutí $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$	$t_{d(off)}$ 160 ns typ.
	t_f 100 ns typ.

i ochranu zdrojů a umožňuje konstruovat zpětnovazební obvody s minimem externích součástek (viz [4], [5], [6]). To vede ke značnému zjednodušení návrhu i řešení zdrojů s impulsní regulací.

Na obrázku 2 je vnitřní skupinové schéma obvodu, kde je vyznačeno i připojení a význam jednotlivých vývodů včetně nezbytných externích prvků. Obvod obsahuje základní bloky:

- stabilizátor napětí SN
- generátor pily GP
- zdroj referenčního napětí U_{REF}
- zesilovač odehlyky NZO
- převodník napětí—šířka impulsů PSM
- klopné obvody KO_1 a KO_2
- hradlo H typu AND
- tranzistory Q_A až Q_C
- komparátory K_1 až K_5 .

Obvod je napájen přes vývody 1 ($+U_S$) a 12 (zem) buď ze zdroje proudu (například přes odpor z vyššího napájecího napětí) nebo ze zdroje napětí v rozsahu 11 až 18 V.

Vnitřní stabilizátor SN vytváří stabilizované napětí asi 8,5 V pro napájení vnitřních obvodů vyvedené na vývodu 2 ($+U_S$). Je možno použít i externě do zatěžovacího proudu až 5 mA. Součástí stabilizátoru je také obvod hlídání napájecího napětí integrovaného obvodu; poklesne-li vnější napájecí napětí pod asi 9,5 V, dojde k zablokování výstupních budicích impulsů obvodu.

Frekvence generátoru pily GP je určena externími časovacími prvky —

odporem R_T na vývodu 7 a kondenzátorem C_T na vývodu 8 — zapojenými vždy proti zemi. Frekvence kmitání je dána přibližně vztahem

$$f_0 \doteq \frac{1,2}{R_T \cdot C_T} \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}]$$

a je ji možno nastavit v rozmezí od 50 Hz do 100 kHz. Nastavená frekvence určuje opakovací periodu měniče zdroje a pilotový průběh slouží k vytvoření širkové modulovaných impulsů na výstupu převodníku napětí—šířka impulsů PŠM.

Generátor pily může být externě synchronizován přes slučitelný vstup 9 pro TTL, přičemž synchronizační frekvence musí být nižší než frekvence generátoru pily ($f_{\text{sync}} < f_0$). Teplotně kompenzovaný interní zdroj referenčního napětí U_{REF} velikosti okolo 3,72 V má teplotní stabilitu lepší než $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Zesilovač odchylky NZO vyhodnocuje rozdíl mezi vzorkem výstupního napětí zdroje přivedeným přes vývod 3 na invertující vstup zesilovače a referenčním napětím přivedeným na neinvertující vstup zesilovače. Zesílení zesilovače bez vazby je typicky 60 dB. Zisk je možno externě nastavit vazbou z výstupu zesilovače, který je vyveden na vývod 4.

Převodník napětí—šířka impulsů PŠM umožňuje modulovat střidu impulsů v rozsahu od nuly do 95 % porovnáním lineárně narůstajícího pilotového napětí z generátoru pily s napětím na vstupu převodníku. Vstup 5 dovoluje přímý přístup k převodníku a umožňuje externí připojení dalších zpětnovazebních obvodů, například zavedení klasické proudové zpětné vazby.

Napětí na vstupu 6 určuje omezení střidy výstupních impulsů obvodu. To je možno definovat externím odporovým děličem zapojeným mezi vývod 2 a zem. Potom pro maximální střidu budičích impulsů platí vztah

$$\delta_{MAX} \doteq \frac{1}{0,6} \cdot \left(\frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} - 0,1 \right).$$

Na výstupu převodníku se vytvářejí impulsy, jejichž šířka je úměrná nejnižšímu napětí na invertujících vstupech převodníku. Ty jsou dále tvarovány klopným obvodem RS KO_1 , který navíc zabezpečuje, že během jedné periody se vytvoří vždy pouze jeden budič impuls. Získané impulsy jsou přes hradlo H zavedeny do výstupního stupně Q_1 . Ten je možno zapojit buď jako sledovač (přímý výstup 14, $U_{14} \leq 5 \text{ V}$) nebo jako spínač (invertovaný výstup 15, $U_{CEMAX} = U_Z$, $U_{CE} \leq 0,4 \text{ V}$ pro $I_C \leq 40 \text{ mA}$). Jedná se o systém zpětné vazby s pevnou frekvencí, tj. regulace se uskutečňuje změnou šířky impulsů, které mají konstantní (synchronní) začátek a proměnný konec.

Komparátor K_1 chrání zdroj v případě zkratu na snímacích čidlech. Je-li napětí na vývodu 3 menší než 0,6 V, dojde přes tranzistor Q_C k omezení střidy budičích impulsů na určitou minimální hodnotu danou přibližně vztahem

$$\delta_0 \doteq \delta_{MAX} \cdot [2,5 - 0,25 \cdot \ln(R_{S1} + R_{S2})].$$

Aby po odstranění závady v čidlech došlo k samočinnému rozběhu zdroje, musí být plněna podmínka $R_{S1} + R_{S2} < 15 \text{ k}\Omega$. V případě rozpojení čidel dojde prostřednictvím dalšího (v obrázku 2 neuvedeného) obvodu)

k zablokování výstupních budičích impulsů. Přes vývod 10 je možno provádět dálkové zapnutí a vypnutí zdroje logickým signálem (úroveň TTL, vypnutí = logická nula).

Vývod 11 je možno použít k dynamickému omezení proudu zdroje, případně i k zavedení proudové zpětné vazby. V tom případě je na zmíněný vývod přivedeno napětí odpovídající kolektorovému proudu spínacího tranzistoru měniče (například z proudového snímacího transformátoru). Dosáhne-li napětí hodnoty asi 0,48 V, dochází prostřednictvím komparátoru K_3 k omezení střidy impulsů. Při případném dalším nárůstu napětí až na hodnotu asi 0,6 V, dojde působením komparátoru K_2 k logickému vypnutí zdroje a následuje „zkoušecí“ režim s pozvolným rozběhem zdroje trvající až do odstranění zkratu.

Výstupní budič impulsy mohou být zablokovány přes třetí vstup hradla H prostřednictvím druhého klopného obvodu RS KO_2 . Ten je překlopen signálem z vnitřního stabilizátoru SN integrovaného obvodu v případě poklesu vnějšího napájecího napětí $+U_Z$ pod povolenou mez nebo v případě přivedení externího vypínacího signálu (logické nuly) na vstup 10, případně při překlopení komparátoru K_2 . V tom okamžiku dojde k zablokování výstupních budičích impulsů zdroje a zároveň je sepnut tranzistor Q_B . Ten vybíjí vnější časovací kondenzátor C_S . V okamžiku, kdy napětí na kondenzátoru poklesne na hodnotu 0,6 V, dojde prostřednictvím komparátoru K_5 k vynulování klopného obvodu KO_2 (pokud již vymizela původní příčina vypnutí) a k zavření tranzistoru Q_B . Hradlo H je odblokováno a vlivem nabíjení kondenzátoru C_S (s časovou konstantou $R_{S1} \parallel R_{S2} \cdot C_S$) dojde k pozvolnému rozšíření výstupních budičích impulsů od nuly na pracovní střidu, tedy i k pozvolnému a plynulému vzrůstu výstupního napětí zdroje na jmenovitou hodnotu. Uvedený obvod měkkého startu omezuje namáhání spínacích tranzistorů měniče i sekundárních usměrňovacích diod při zapnutí zdroje, což vede ke zvýšení jeho spolehlivosti. Vstup 13 (inhibit) slouží ke

speciálnímu použití; je-li napětí na něm větší než asi 0,6 V, dojde přes komparátor K_4 k zablokování výstupních budičích impulsů.

Přes vstup 16 je možno ovlivňovat maximální střidu budičích impulsů. S rostoucím napětím na něm se střida zmenšuje. Tím je možno např. zavést omezení střidy impulsů závislé na velikosti síťového napájecího napětí zdroje, což je výhodné s ohledem na návrh transformátoru měniče.

Pokud vývody 11, 13 a 16 nejsou použity, spojí se se zemí (vývod 12). Nepoužité vývody 5, 9 a 10 je možno nechat plovoucí.

Obvod B260D lze použít pro řízení všech typů jednočinných blokujících i propustných měničů a po přidání dvou logických obvodů i k řízení dvojčinných typů měničů. Funkce celého obvodu vyplne nejlépe z jeho konkrétní aplikace pro řízení a ochranu realizovaného impulsně regulovaného zdroje, který bude nyní podrobněji popsán.

Realizace impulsně regulovaného zdroje

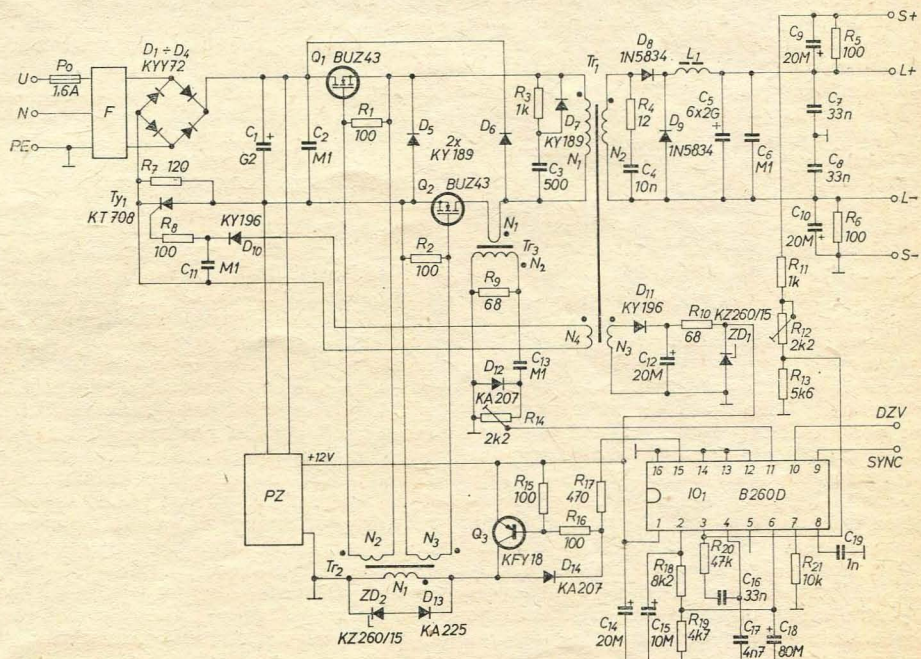
Pro ověření výše popsaných prvků jsme měli k dispozici dva tranzistory BUZ43 a vzorky integrovaných obvodů B260D. Po vyzkoušení jejich základních funkcí jsme přistoupili ke konstrukci laboratorního vzorku síťového napájecího zdroje s impulsní regulací. Návrh zdroje měl základní parametry:

- výstupní napětí 5 V,
- maximální zatěžovací proud 20 A,
- vstupní síťové napětí 220 V (+10 %, -15 %)/50 Hz,
- pracovní frekvence měniče 100 kHz.

Popis zapojení

Schéma celého napájecího zdroje je na obrázku 3, kde pouze odrušovací filtr F a pomocný zdroj PZ jsou naznačeny blokově.

Vstupní síťové napětí prochází odrušovacím radiofrekvenčním filtrem F sestaveným ze dvou filtrů LC za sebou z běžných odrušovacích prvků TESLA.



Obr. 3. Zapojení impulsně regulovaného zdroje s tranzistory BUZ43

Síťové napětí se dále dvoucestně usměrňuje můstkovým usměrňovačem D_1 až D_4 a vyhlazuje elektrolytickým filtračním kondenzátorem C_1 . Stejněměrné napětí je měničem zdroje převedeno na impulsní napětí s frekvencí 100 kHz. S ohledem na dovolené závěrné napětí tranzistorů BUZ43 a použitý integrovaný obvod byl zvolen jednočinný propustný typ měniče se dvěma spínacími tranzistory Q_1 a Q_2 , který umožňuje použít tranzistory se závěrným napětím $U_{DS} \geq 400$ V (viz [7] a [8]).

V době sepnutí obou tranzistorů Q_1 a Q_2 prochází energie transformátorem měniče Tr_1 přes otevřenou usměrňovací diodu D_8 a tlumivku L_1 do zátěže a výstupního kondenzátoru C_5 . Zároveň se akumuluje energie v primární indukčnosti vinutí N_1 transformátoru Tr_1 a v tlumivce L_1 .

V době rozeznutí tranzistorů měniče je dioda D_8 zavřena a část energie z tlumivky L_1 je převáděna do zátěže přes nyní otevřenou rekuperační diodu D_9 . Energie nahromaděná v primárním vinutí N_1 transformátoru Tr_1 se vrací přes demagnetizační diody D_5 a D_6 zpět do filtračního kondenzátoru C_1 . Přitom jsou oba zavřené tranzistory měniče namáhány napětím téměř rovným usměrňovanému síťovému napětí.

Transformátor měniče Tr_1 vhodně transformuje vstupní napětí a galvanicky odděluje výstup zdroje od síťového vstupu. Impulsní napětí na sekundárním vinutí N_2 transformátoru měniče je po usměrnění diodami D_8 a D_9 převedeno výstupním filtrem LC na stejnosměrné napětí, které odpovídá střední hodnotě impulsního průběhu a má minimální střídavou složku (zvlnění).

Obvod s odporem R_7 a tyristorem Ty_1 zabraňuje nadměrnému zvětšení vstupního proudu zdroje při připojení síťového napětí vlivem rychlého nabíjení filtračního kondenzátoru C_1 . Nejdříve se vyhlazovací kondenzátor C_1 nabíjí přes odpor R_7 , čímž je omezen vstupní nabíjecí proud. Teprve potom nabíhá plynule měnič přes obvod měkkého startu a na vinutí N_4 transformátoru Tr_1 se objeví impulsní napětí, které po usměrnění a vyfiltrování sepne tyristor Ty_1 . Tím je zkratován odpor R_7 , na kterém by při ustálené činnosti měniče byl velký ztrátový výkon.

Obvod z prvků D_7 , R_3 a C_3 snižuje rozpínací ztráty tranzistorů měniče. V době sepnutí obou tranzistorů Q_1 a Q_2 se přes odpor R_3 nabíjí kondenzátor C_3 na hodnotu stejnosměrného napětí na kondenzátoru C_1 . V době rozpínání přechází energie z kondenzátoru C_3 přes diodu D_7 do transformátoru Tr_1 . Tím dochází ke zpomalení napětí hrany na tranzistorech Q_1 a Q_2 měniče a jejich impulsní proud I_D zaniká již při nízkém napětí U_{DS} .

Kvalitní kondenzátor C_2 zapojený paralelně k vyhlazovacímu kondenzátoru C_1 a umístěný však co nejbližší k tranzistorům Q_1 a Q_2 měniče slouží k podstatnému snížení impulsního rušení vnikajícího do síťového rozvodu. Impulsní rušení na výstupu zdroje (vzniká činností měniče) omezují kvalitní kondenzátory C_6 , C_7 , C_8 . Odpor R_4 a kondenzátor C_4 působí jako tlumící člen pro vysokofrekvenční zářivky vznikající při činnosti měniče v hranách sekundárních napětových impulsů. Tím je omezeno i napětové namáhání obou sekundárních diod D_8 a D_9 .

Výstupní napětí zdroje je zavedeno přes zpětnovazební čidla $S+$, $S-$

a děliče R_{11} , R_{12} , R_{13} na vstup 3 integrovaného obvodu IO_1 , v němž se zpracovává zesilovačem odchylky, převodníkem napětí—šifra impulsů a dalšími obvody v IO_1 , jak bylo popsáno v předchozí kapitole. Na jeho invertovaném výstupu 15 jsou regulační impulsy s konstantní frekvencí 100 kHz, jejichž šifra je ve smyslu záporné zpětné vazby nepřímo úměrná výstupnímu napětí zdroje. Impulsy se zesilují a invertují v jednoduchém budičím obvodu obsahujícím spínací tranzistor PNP Q_3 s desaturací diodou D_{14} a budičím transformátorem Tr_2 . Zenerova dioda ZD_2 s diodou D_{13} omezuje napětí na primárním vinutí N_1 budičím transformátoru Tr_2 a tím i napětové namáhání U_{CE} tranzistoru Q_3 a zároveň definuje i napětí U_{GS} tranzistorů Q_1 a Q_2 v době jejich zavírání. Budičím transformátorem je vhodně impedančně přizpůsoben a zajišťuje dostatečně kvalitní vzájemně galvanicky oddělené budičí impulsy pro oba tranzistory Q_1 a Q_2 měniče a galvanické oddělení výstupní strany zdroje od síťové.

Mezi vstupem 3 a výstupem 4 zesilovače odchylky v IO_1 je zapojen korekční člen R_{20} , C_{16} a C_{17} , který zajišťuje zpětnovazební stabilitu zdroje. Výstup 2 vnitřního stabilizátoru je blokován kondenzátorem C_{15} . Děliče R_{18} a R_{19} určuje omezení střídavých impulsů měniče na hodnotu menší než 50 % opakovací periody, což je u použitého typu měniče nezbytné, aby nedošlo k syčení transformátoru měniče. V našem případě je maximální střída impulsů 0,42.

Hodnota kondenzátoru C_{18} spolu s odpory R_{18} a R_{19} určuje rychlost náběhu výstupního napětí zdroje po jeho zapnutí — měkký start. Prvky R_{21} a C_{19} určují pracovní frekvenci měniče 100 kHz. Dále je v integrovaném obvodu IO_1 využita možnost synchronizace (vstup SYNC) vnějším generátorem a možnost zapnutí a vypnutí zdroje logickým signálem přes vstup DZV.

Ochranu zdroje proti proudovému přetížení zabezpečuje obvod s proudovým snímacím transformátorem Tr_3 . Na snímácím odporu R_9 v sekundárním vinutí N_2 transformátoru Tr_3 je napětí úměrné okamžité velikosti impulsního proudu tranzistorů Q_1 a Q_2 měniče. To je zpracováno obnovitelem stejnosměrné složky C_{13} , D_{12} a přes trimr R_{14} zavedeno na vstup 11 obvodu IO_1 . Dosáhne-li výstupní proud zdroje úroveň danou nastavením trimru R_{14} , způsobí obvod proudové ochrany v IO_1 zúžení impulsů měniče, čímž je omezen impulsní proud tranzistorů na dovolenou hodnotu. Proudová ochrana zdroje byla nastavena na hodnotu asi 22 A výstupního proudu.

Napájecí zdroj obsahuje silové výstupní svorky $L+$ a $L-$ i zpětnovazební čidla $S+$ a $S-$, která umožňují dálkovou detekci odchylky; zajišťují nominální výstupní napětí v místě, kde se provede jejich spojení s příslušnými silovými výstupy $L+$ a $L-$, například přímo u zátěže. Mezi svorkami L a S jsou zapojeny odpory R_5 , R_6 a kondenzátory C_9 , C_{10} , které zabezpečují činnost zdroje i při přerušování galvanického spojení příslušných svorek L a S a zajišťují zpětnovazební stabilitu zdroje při dálkové detekci odchylky.

V době činnosti měniče jsou elektronické obvody zdroje napájeny z impulsního napětí na sekundárním vinutí N_3 transformátoru měniče Tr_1 po příslušném usměrnění, vyfiltrování a částečné stabilizaci prvků D_{11} , C_{12} , R_{10} a ZD_1 .

Při rozběhu zdroje, při chodu na prázdnou nebo při vypnutí zdroje logickým signálem jsou jeho elektronické obvody napájeny z pomocného zdroje PZ. Ten je konstruován jako jednoduchý blokujeící typ měniče, jehož vstupní napětí je sníženo odporovým děličem na hodnotu, která umožňuje použít běžně dostupného typu tranzistoru.

Návrh zdroje

S použitím základních vzorců podle [2], [7], [8] a s využitím [10] byl proveden návrh transformátoru měniče Tr_1 , tlumivky L_1 i transformátorů Tr_2 a Tr_3 . Uvádíme výsledky použitého návrhu.

— Transformátor Tr_1 :

hrníčkové jádro $\varnothing 36 \times 22$ mm z hmoty H12 bez vzduchové mezery, $N_1 = 34$ z. $\varnothing 0,6$ mm CuS, $N_2 = 3$ z. $0,35 \times 10$ mm pásek Cu, $N_3 = 3$ z. $\varnothing 0,45$ mm CuS, $N_4 = 2$ z. $\varnothing 0,45$ mm CuS.

S ohledem na snížení ztrát ve vinutí vlivem povrchového jevu bylo rozděleno primární vinutí N_1 na dvě vrstvy o stejném počtu závitů, přičemž sekundární vinutí N_2 je umístěno mezi nimi.

— Tlumivka L_1 :

hrníčkové jádro $\varnothing 36 \times 22$ mm z hmoty H12, vzduchová mezera 1 mm v celém průřezu jádra, 10 závitů $\varnothing 2$ mm CuS (indukčnost $L = 21 \mu\text{H}$).

— Transformátor Tr_2 :

hrníčkové jádro $\varnothing 18 \times 11$ mm z hmoty H22 bez vzduchové mezery; $N_1 = 16$ z. $\varnothing 0,45$ mm CuS, $N_2 = N_3 = 10$ z. $\varnothing 0,45$ mm CuS.

— Proudový transformátor Tr_3 :

toroidní jádro $\varnothing 10$ mm z hmoty H20, $N_1 = 1$ z. $\varnothing 0,6$ mm CuS, $N_2 = 50$ z. $\varnothing 0,15$ mm CuS.

U všech transformátorů je nutná izolace na 2,5 kV mezi vinutími galvanicky spojenými se síťovou a výstupní stranou zdroje.

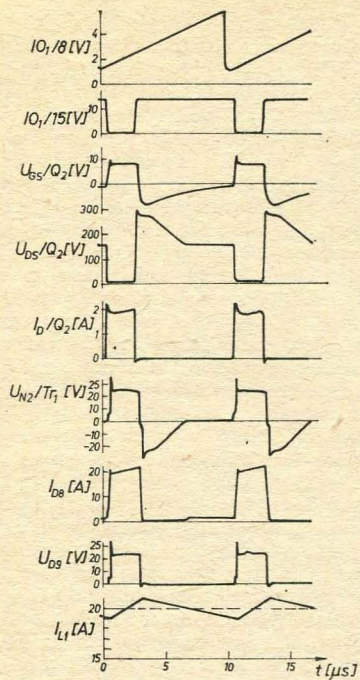
Hodnoty ostatních prvků uvedených v obrázku 3 jsou navrženy po požadované parametry podle vztahů uvedených v článku a v [2]. V konstrukci laboratorního vzorku jsme dodrželi základní zásady správného konstrukčního uspořádání z hlediska vysokofrekvenčního odrušení a zpětnovazební stability zdroje. Hlavním cílem vzorku bylo ověření vlastností použitých nových prvků i činnosti měniče při přechodu na vyšší pracovní frekvence.

Měření na zdroji

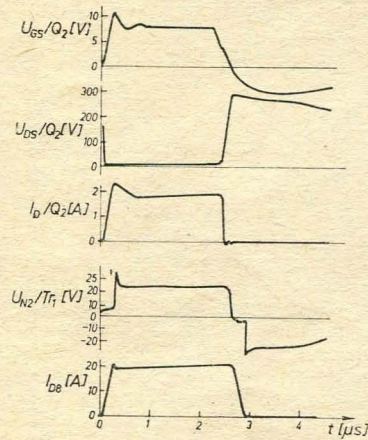
Po celkovém oživení a prověření všech základních funkcí impulsně regulovaného zdroje byly měřeny nejdůležitější napětové i proudové průběhy a parametry zdroje.

Na obrázcích 4a, 4b a 4c jsou uvedeny impulsní průběhy sejmuté osciloskopem v jednotlivých označených bodech zapojení podle obrázku 3 s uvedením časových i amplitudových měřítek. Všechny průběhy jsou měřeny pro jmenovitou hodnotu vstupního síťového napětí $U_1 = 220$ V a jmenovitou výstupní zátěž, tj. $U_2 = 5$ V, $I_2 = 20$ A.

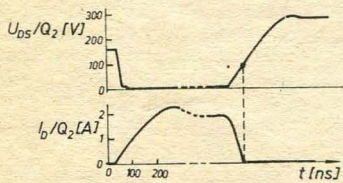
První průběh $IO_1/8$ v obrázku 4a znázorňuje pilovité napětí generátoru pily obvodu B260D určující opakovací periodu celého měniče. Průběh $IO_1/15$ ukazuje výstupní regulační impulsy, které jsou aktivní v nule. Průběh



Obr. 4a. Základní impulsní průběhy zdroje podle obr. 3



Obr. 4b. Časové vztahy mezi nejdůležitějšími průběhy z obr. 4a



Obr. 4c. Detailní průběhy napětí U_{DS} a proudu I_D v době sepnutí a rozepnutí spínacích tranzistorů měniče

U_{GS}/Q_2 představuje budící napětí tranzistoru Q_2 , na němž jsou měřeny i další průběhy. Přitom příslušné průběhy na tranzistoru Q_1 jsou analogické. Z průběhů U_{DS} a I_D vyplývá napěťové a proudové namáhání každého ze spínacích tranzistorů Q_1 a Q_2 . Maximální napěťové namáhání v době rozepnutí je 300 V a vrcholová hodnota proudu $I_D = 2,3$ A, takže tranzistory pracují s dostatečnými rezervami. Detail hran průběhů U_{DS} a I_D je na obrázku 4c. Při rozpínání tranzistorů dojde v důsledku činnosti již popsaného obvodu D_7 , R_3 a C_3 k zániku proudu tranzistorem již při napětí

$U_{DS} = 90$ V. Tím jsou značně omezeny rozpínací ztráty v tranzistorech.

Bylo rovněž měřeno zbytkové (saturační) napětí při sepnutí tranzistoru. Z naměřené hodnoty $U_{DSSAT} = 3,9$ V je pro proud $I_D \approx 2$ A možno určit skutečný odpor použitého tranzistoru BUZ43 v sepnutém stavu $R_{DSS(on)} \approx 1,95 \Omega$. Z průběhů U_{N2}/Tr_1 , I_{D8} a U_{D9} na obrázku 4a je zřejmé napěťové i proudové namáhání sekundárních usměrňovacích diod D_8 a D_9 .

Průběh I_{L1} znázorňuje proud tekoucí tlumivkou L_1 výstupního filtru LC. Ten je ze dvou složek — ze stejnosměrného proudu určeného velikostí výstupní zátěže a ze střídavého proudu s amplitudou $2I_0$ určenou impulsním průběhem U_{D9} na vstupu filtru LC a velikostí indukčnosti tlumivky L_1 . V našem případě je naměřená hodnota $I_0 \approx 1,1$ A. Poklesne-li výstupní zatěžovací proud zdroje pod hodnotu I_0 , dochází již k přerušování proudu tekoucího tlumivkou. Navíc jeho velikost spolu s kvalitou kondenzátorů C_5 výstupního filtru určuje i velikost výstupního pilovitého vlnění zdroje (s frekvencí měniče.) Byla naměřena hodnota 30 mV.

Stabilita výstupního napětí při změnách síťového napětí v rozsahu 187 až 242 V a při změnách zátěže v rozsahu nula až 20 A je určena ziskem ve zpětné vazbě zdroje. Ten závisí na kvalitě integrovaného obvodu B260D a použitím typu zpětnovazební korekce. V našem případě činila souhrnná nestabilita při kumulaci obou změn méně než 5 mV a síťové vlnění 8 mV.

Pro lepší znázornění vzájemných časových vztahů důležitých průběhů jsou na obrázku 4b uvedeny některé průběhy se zvětšeným časovým měřítkem.

Dále byla měřena účinnost zdroje, opět při jmenovitých vstupních i výstupních hodnotách. Dosažená účinnost je do značné míry závislá na typu a kvalitě použitých sekundárních usměrňovacích diod D_8 a D_9 . Diody musejí mít minimální úbytek v propustném směru a co nejkratší dobu zotavení. V tabulce 4 je uvedena celková účinnost zdroje naměřená pro různé typy sekundárních usměrňovacích diod od různých výrobců včetně jejich základních parametrů.

Souhrnné ztráty ve zdroji činí tedy v nejlepším případě asi 28 W. Jednoduchými výpočty a sledováním oteplení jednotlivých prvků jsme došli k zhruba následujícímu rozdělení ztrát na hlavních prvcích zdroje: diody D_8 a D_9 — 12 W, tranzistory Q_1 a Q_2 — 8 W, transformátor měniče Tr_1 — 1,3 W, tlumivka L_1 — 1,7 W, ostatní obvody — 5 W.

Na závěr jsme ještě ověřili funkci a měřili účinnosti zdroje pro pracovní frekvence měniče v rozsahu 80 až 240 kHz. Přitom jsme k jeho řízení použili vzorku integrovaného obvodu TDA4700.

Tab. 4. Závislost účinnosti zdroje na typu diod D_8 a D_9

Typ diod	Výrobce	Parametry I_{FAV}/U_{RRM} [A/V]	Účinnost zdroje [%]	Poznámka
1N5834	Motorola	40/40	78,2	Schottky
SD41	Motorola	30/45	77,1	Schottky
—	TESLA	—	—	—
—	Piešťany	25/40	73,7	vzorky Schottky
BYW31	Philips	25/150	71,7	velmi rychlé křemíkové

(podmínky měření: napětí sítě 220 V, výstupní napětí 5 V, výstupní proud 20 A, pracovní kmitočet měniče 100 kHz)

Obvod, který zajišťuje podobné řídicí a ochranné funkce jako obvod B260D, má nejvyšší pracovní frekvenci až 250 kHz a je snadno přeladitelný v požadovaném rozsahu frekvencí (viz [9]). V tabulce 5 je naměřená závislost celkové

Tab. 5. Závislost účinnosti zdroje na pracovní kmitočet měniče

Frekvence měniče [kHz]	Účinnost zdroje [%]
80	78,9
100	78,2
120	77,6
140	77,0
160	76,3
180	75,6
200	75,1
220	74,4
240	73,8

(podmínky měření: napětí sítě 220 V, výstupní napětí 5 V, výstupní proud 20 A, usměrňovací diody D_8 a $D_9 = 1N5834$)

účinnosti zdroje na pracovní frekvenci měniče. Při měření byly použity usměrňovací diody typu 1N5834. Zhruba lineární pokles účinnosti s rostoucí frekvencí je dán narůstajícími impulsními ztrátami v hranách, neboť jejich počet za jednotku času se zvětšuje. Totéž platí i pro ztráty v tlumicích a ochranných členech měniče.

Závěr

Použití nově vyvinutých unipolárních výkonových vysokonapěťových tranzistorů typu MOS umožňuje zvýšit pracovní frekvence měničů impulsně regulovaných napájecích zdrojů na kmitočty řádově až stovky kHz. To vede k dalšímu zmenšení rozměrů i váhy těchto zdrojů. V článku byla popsána konkrétní realizace impulsně regulovaného zdroje s tranzistorem SIPMOS, v jehož řídicí části je použito integrovaného obvodu B260D.

LITERATURA

- [1] Návod na obsluhu a údržbu impulsně regulovaných zdrojů řady DBP, ZPA Děčín.
- [2] Sborník přednášek konference a kursu o impulsně regulovaných zdrojích v ZPA Děčín, 1979 a 1981.
- [3] SIPMOS Power Transistors, Siemens Data Book, listopad 1980.
- [4] Control and protection of switched-mode power supplies, Philips News Report 1977.
- [5] Philips Analogue circuits, Data handbook 1978.
- [6] Katalogový list integrovaného obvodu B260D RFT.
- [7] Parkan, Paták: Impulsně regulované napájecí zdroje, ST 11/76.
- [8] Nesvada, Parkan, Paták: Konkrétní realizace impulsně regulovaného napájecího zdroje, ST 12/76.
- [9] Integrierte Schallnetzteile-Steuerungen TDA4700/TDA4718; Funktion und Anwendung, Siemens, Technische Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente.
- [10] Katalog feritových výrobků FONOX, Pramet Šumperk.

ELEKTRONICKÉ ŠEKOVÉ KNÍŽKY A DOKLADY

Počátkem roku 1983 má být v NSR z celkového počtu 3,2 milionu šekových průkazných listků vydaných různými peněžními ústavami asi 2,3 milionu opatřeno identifikačním znakem zaznamenaným magnetickým čárkovým kódem. Např. Bayrische Vereinsbank, pátá největší banka NSR, vydává od roku 1982 již jen zmíněné nové štítky tzv. evropského formátu. K jejich výhodám patří, že slouží nejen pro ověření totožnosti vlastníka, ale navíc umožňují vybírání peněžní hotovosti ze speciálních automatů instalovaných na místech přístupných široké veřejnosti. Dvanáct takových automatických bankovních přepážek bylo nedávno uvedeno do zkušebního provozu v Západním Berlíně. Peněžní automaty jsou univerzální v tom smyslu, že z nich lze vybírat peníze využitím magnetických průkazných štítků všech peněžních ústavů účastnících se experimentu. „Evidenční ústředna“ přitom sleduje prováděné transakce a zajišťuje případné zablokování přístupu majitelům bankovních kont, jejichž stav klesl pod minimální přípustnou mez.

Obdobné štítky se zavádějí i v jiných zemích. Např. ve Velké Británii vyvinula společnost Racal elektronický platební systém, založený rovněž na štítcích s magneticky kódovanými údaji. Technické prostředky potřebné pro bezpeněžní platby tvoří dále účastnický telefonní přístroj doplněný o snímač a modem, jehož prostřednictvím se přenáší údaje o peněžní transakci a ověřuje totožnost osoby předkládající štítek. Společnost Racal počítá s tím, že se její systém v zemi rychle rozšíří, např. mají být příslušnými snímači opatřeny pokladny v řadě obchodů a obchodních domů.

Optoelektronickou variantu úvěrního štítku, umožňujícího telefonovat z veřejných automatů bez vhození mincí, zavedla společnost Telecom. Provozní vlastnosti jejího systému nazvaného Card Phone se nyní ověřují pomocí prvních dvou set automatů instalovaných v Londýně, na letišti Heathrow, v Birminghamu, Manchesteru a několika dalších velkých městech ve Velké Británii. Štítek Card Phone je vlastně dobropisem pro 40 nebo 200 telefonních tarifních jednotek (sazba za nejnižší účetvatelnou dobu hovoru), jejichž hodnota je 5 pencí. Předplacené jednotky jsou na štítku z plastické hmoty vytištěny formou hologramů, které se v průběhu telefonního hovoru v závislosti na jeho délce postupně tepelně znehodnotí. Kromě toho jsou na štítku, a to rovněž holografickou technikou, zaznamenány údaje sloužící pro kontrolu platnosti dobropisu.

Telefonování z automatů upravených pro službu Card Phone se obvykle provádí vedených prostřednictvím běžných moderních přístrojů liší jen minimálně. Štítek se po vložení do výřezu ve snímači odvíjí a na zobrazovači se objeví číslo udávající počet do té doby znehodnocených jednotek. Jestliže pak do určité doby není zvednuto sluchátko, popř. je-li použit jiný než platný typ úvěrního průkazu, je štítek z výřezu automaticky vysunut. Během hovoru se na zobrazovači průběžně zobrazuje počet zbývajících tarifních jednotek a 20 sekund před okamžikem, kdy mají být všechny holo-

gramy na štítku znehodnoceny, se ozve v telefonním sluchátku výstražný akustický signál a zapojí se světelná návěš. Jestliže hodlá volající v hovoru pokračovat, může stisknutím jednoho z tlačítek prošlý štítek vysunout a nahradit jej jiným, platným. Počítání hovorného a telefonní spojení se ukončí zavěšením sluchátka.

Štítky Card Phone si mohou zájemci koupit na poštách, nádražích, letištích a u novinových stánků. Jejich používání má i tu výhodu, že nemůže dojít k jinak častému jevu, že totiž telefonujícímu právě v nejdůležitější fázi hovoru dojdou mince potřebné k prodloužení hovoru u běžných mincovních automatů. Ještě větší výhody však systém Card Phone přináší pro provozovatele telefonních soustav. Přístroje konstruované na „placení“ úvěrními štítky nejsou přitažlivé pro vykrádače mincí, nedovolují hovory bez placení umožněné podvodnými manipulacemi a navíc není nutný personál vybírající mince nastrádané v automatech. Holografické štítky Card Phone se rozhodla vyzkoušet i pošta v NSR, po technické stránce přitom hodlá spolupracovat s firmou Landis & Gyr.

Nejvýznamnějším a nejperspektivnějším z nových typů průkazných štítků je nesporně široce využitelný elektronický doklad vyvinutý v rámci francouzského programu „telematika“ (neologismus vzniklý spojením slov telekomunikace a informatika) z podnětu poštovní správy a několika bank. Průkaz je zatažen v ochranném obalu z průhledné plastické hmoty, vzhledem ani velikostí se příliš neliší od běžných úvěrních štítků a z hlediska mechanických vlastností i ohebnosti vyhovuje příslušné normě ISO. Jeho zvláštností je to, že je vybaven dvěma složitými integrovanými obvody — mikroprocesorem a pamětí. Ve spojení s vhodným terminálem, připojeným na systém pro zpracování dat, může elektronický doklad sloužit pro nejrůznější účely: převody peněz, placení účtů, výběr informací z databank, jako osobní doklad, elektronický zápisník apod.

Štítek je široký 85 mm a vysoký 54 nebo 31 mm, oba integrované obvody mají tloušťku 0,45 mm a jsou potaženy tenkou polyimidovou vrstvou, celý průkaz má tloušťku pouze 0,5 až 0,8 mm. V levém horním rohu štítku je kruh nazláté barvy o průměru 18 mm se zvláštním liniovým vodivým obrazcem, což je systém osmi elektrických kontaktů sloužících pro přenos dat a připojení napájecího napětí. Řešení elektronických obvodů zatím zřejmě ještě není definitivní. Podle prvních zpráv byla použita paměť s kapacitou 16 kilobitů, v pozdějším pramenu se uvádí, že jde o dlouhodobou paměť s kapacitou 4 kilobity. Mikroprocesor je pevně naprogramován a jeho úkolem je řídit výběr a ukládání informací do paměti průkazu.

V paměti jsou 64 bitů využity pro známý osobního identifikačního čísla vlastníka průkazu (PIN) a číslo nelze bez poškození elektroniky změnit. Další část paměťové kapacity je vyhrazena pro vymezení určitých provozních vlastností, jako je doba platnosti dokladu, omezení počtu možných použití průkazu, maximální výše peněžních částek, které lze vybrat z bankovního konta, přístup k určitým kategoriím informací

v databankách apod. Největší část paměti slouží pro uložení informací definujících použitelnost štítku pro různé služby.

Paměť průkazu je schopna uchovat uložené informace spolehlivě po dobu deseti let. Elektronické obvody jsou odolné proti magnetické indukci o hodnotě až 1 T (magnetické štítky pouze do 0,1 T) a dávkám záření rentgenových paprsků 20 J.kg⁻¹ (asi desetinásobek dávek při kontrolách zavazadel na letištích). Teplota se může pohybovat mezi 0 °C až 50 °C, přípustná maximální vlhkost vzduchu je 80 %. Elektronický průkaz dokonce bez poškození přežil jeden nezamýšlený test — vyprání v pračce.

Elektronika průkazu se aktivuje ihned po vložení do příslušného terminálu, což může být např. elektronická pokladna (nespražený provoz) nebo koncové zařízení připojené trvale přes rozhraní k ústřednímu počítači (spražený provoz). Aby se zabránilo případnému zneužití průkazu jinou osobou, musí uživatel před každou transakcí prostřednictvím klávesnice terminálu oznámit svoje identifikační číslo. Procesor terminálu popř. centrální počítač pak zkontroluje zda uvedené číslo souhlasí s číslem PIN uloženým v paměti dokladu. Po třech bezúspěšných pokusech o ověření identity se má zato, že se štítkem manipuluje neoprávněný držitel a zabudovaná elektronika se velkým proudovým nárazem zničí. Vzhledem ke stu milionů možných číselných kombinací je téměř vyloučeno, aby cizí osoba na tři pokusy našla správné číslo PIN.

To vše k bylo pouze první bezpečnostní opatření. Souhlasí-li identifikační číslo, vyšle externí počítač pseudonáhodné číslo o délce 64 bitů do mikroprocesoru štítku. Ten na základě svého pevného programu a algoritmu známého rovněž prověřujícímu počítači pseudonáhodné číslo předepsaným způsobem zpracuje a oznámí výsledek. Teprve až počítač v terminálu nebo ústředně došel stejným postupem ke shodnému výsledku je zřejmé, že elektronický doklad je v pořádku. Protože „klíč“ je správný, uvolní se uživateli vstup do systému.

Z popisovaného postupu ověřování dokladu vysvítá, že elektronický průkaz najde účelné využití všude tam, kde má být zajištěna dokonalá ochrana dat před zneužitím neoprávněnými osobami. Elektronický průkaz může velmi dobře nahradit občanský průkaz, pas nebo jiné osobní doklady. Ve Francii se však zatím počítá pouze s těmito jeho aplikacemi:

- převody peněz z bytu vlastníka bankovního konta;
- úvěrní štítek, bezpeněžní platby;
- přístup k systémům pro zpracování dat;
- kódovaný přenos informací;
- uživatelský průkaz opravňující k využití telematických služeb;
- cestovní šeková knížka;
- vůdčí list;
- průkaz sloužící k vypůjčení automobilu z veřejných půjčoven;
- firemní průkazka, oprávnění ke vstupu do budovy, registrace příchozí a odchodů.

Prvních pět návrhů na využití elektronického průkazu se již ve Francii dostalo do fáze realizace. Ústřední správa spojů (DGT) pověřila čtyři firmy vyvinout potřebné terminály a další zařízení. CII-Honeywell Bull (která nej-

více spolupracovala již v počátcích vývoje elektronického dokladu), Flonic Schlumberger a Philips Data Systems (France) se zabývaly technickým vybavením, Steria a Sligos připravovaly programy.

V oblasti jižně od Paříže, ve které leží Versailles, Vélizy a Val de Bièvre, je od roku 1981 ve zkušebním provozu interaktivní videotextová soustava Télétel 3 V. Od února 1982 bylo 300 z 2500 domácností účastnicích se experimentu vybaveno ještě druhým terminálem pro využití elektronického dokladu s identifikačním číslem. Po ověření průkazu může jeho vlastník prostřednictvím klávesnice na terminálu videotextové služby a připojeného televizního přijímače „korespondovat“ se svojí bankou — dávat jí příkazy k placení účtů (odtud název nové služby „télépaiement“) a kontrolovat stav svého konta. Přitom může použít terminál ve svém bytě nebo jiná vhodná periferní zařízení instalovaná v obchodních domech, bankách apod.

I když se počítá s pozdějším zavedením jednotného typu elektronického průkazu, jsou zatím při ověřování různých možností jeho využití ve Francii používány různé verze dokladu. V polovině roku 1982 měl být v oblasti Lyonu, Caen a Blois zahájen experiment s bezpečnější platbou v obchodech, kterého se mělo účastnit 120 000 uživatelů vybavených štítkem s číslem PIN. Pro pokus bylo zabezpečeno 650 terminálů, které jsou dvojího druhu — POS (point-of-sale, tj. elektronické pokladny v obchodech) nebo periferní zařízení přímo připojená k ústřednímu počítači. V obou případech se platba uskutečňuje s přihlédnutím k výši obnosu, kterým může vlastník průkazu volně disponovat (částka zaznamenaná do paměti dokladu bankou při jeho vydání a pak postupně snižovaná při nákupu). Údaje o vyrovnaní účtu za odebrané zboží se vytisknou a ihned u pokladny předají zákazníkovi, takže má čerstvý doklad o současně výši svého bankovního účtu. Kromě toho se zaznamenávají v kazetové paměti pokladny, odkud se vždy po určité dohodnuté době odešlou elektronicky nebo poštou do banky.

Třetí a velmi důležitou aplikací elektronických dokladů je komunikace s bankami dat, což je zvláště choulostivá záležitost. V důsledku neoprávněného spojení s počítačem může dojít k narušení programového vybavení i souboru dat, nehledě na možnost přístupu k důvěrným a přísně utajovaným informacím. V systému navrženém ve Francii lze dvoustupňově prověřit totožnosti žadatele o informace provést pomocí terminálu „Télépass“, zařazeného mezi koncové zařízení počítače (např. obrazovkový terminál) a přenosovou soustavu. Kromě toho je možné použít výsledku zpracování pseudonáhodného čísla z kontrolního počítače pro kódování a dekodování přenášených zpráv. Protože při každém dalším styku s počítačem je výchozí pseudonáhodné číslo a tedy i výsledek jiný, mění se tím také kód a nevzniká nebezpečí zneužití staršího kódu.

Pokud jde o kódovaný přenos informací, ve Francii byla zatím doporučena jedna z možností jeho zavedení. Součástí nabídky v rámci jednosměrné bezdrátové videotextové služby Antiope (jde o číselný přenos přídatných informací v neaktivní části televizního kanálu) jsou i nejnovější burzovní zprávy. Aby se dostaly jen k platícím abonen-

tům uvedené služby, lze k dekodéru televizního signálu připojit obdobný terminál jako je typ Télépass a aktivovat jej vložením elektronického průkazu.

Auťori francouzského elektronického dokladu si již od počátku jeho vývoje byli vědomi toho, že podobný projekt má naději na mezinárodní uplatnění jedině za předpokladu dalekosáhlé standardizace, která začíná formátem štítku. Především se proto snaží o slučitelnost s normou ISO, což se až na tloušťku průkazu podařilo (pravděpodobně budou zavedeny dva typy štítků, tenké a tlustší). Optimalizací a sjednocením parametrů elektronických dokladů se nyní zabývá zvláštní skupina odborníků z národního hospodářství, bank a francouzské telekomunikační správy. Projekt elektronických dokladů je považován za uskutečnitelný i z hlediska nákladů.

V červnu 1981 byla ve Francii založena „Mezinárodní společnost pro mikroelektronické štítky“, na níž mají finanční podíl organizace z Francie, Velké Británie, NSR, Belgie, Irsko a Lucemburska. Tady je nutné dodat, že zatím nebylo dosaženo dohody o výstižném pojmenování elektronických průkazních štítků, navržený jsou termíny card à mémoire, smart card, microcircuit card, Schlüsselkarte aj. To však na perspektivním významu francouzské novinky nic nemění. Dobře si toho byla jistě vědoma i komise, která posuzovala novinky na výstavě „Inovační využití mikroelektroniky“, uspořádané v rámci letošního hannoverského veletrhu, kde byl elektronický průkaz vyhodnocen jako nejvýznamnější exponát roku 1982.

JK

LITERATURA

- [1] *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, (1982), č. 4, s. 236 až 239, 249.
[2] *Elektronik*, (1981), č. 23, s. 7.

PLOŠNÉ OBRAZOVÉ SNÍMAČE

Úvod

Rozvoj mikroelektroniky umožnil vytvoření plošných polovodičových snímačů, které nahrazují v některých aplikacích doposud používané snímače elektronky. Uvedené snímače umožňují konstruovat televizní kamery pro průmyslová i vědecká použití a vykazují následující výhody:

- vysokou spolehlivost a dlouhou dobu života;
 - malý rozměr při nízkém příkonu;
 - odolnost vůči elektrostatickým a magnetickým rušivým polím;
 - přesné definovanou topologii obrazu, neboť odpadají nelinearity rozkladového systému;
 - vysokou citlivost;
 - spektrální charakteristiku posunutou do infračervené oblasti.
- V současné době vyráběné polovodičové snímače je možno rozdělit na:
- snímače založené na principu nábojově vázaných obvodů, označovaných jako obvody CCD (charge coupled devices);
 - adresovatelné matice z fotodiod.

Rozlišovací schopnost je u sériově vyráběných snímačů poněkud nižší v porovnání se snímači elektronkami. Laboratorně však již byly vyrobeny vzorky s rozlišovací schopností a s citlivostí větší než u elektronek.

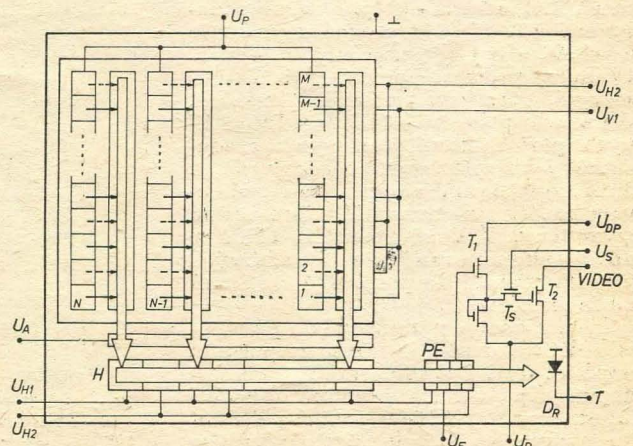
Snímače CCD

Základem je matice sestávající z fotocitlivých prvků, přičemž náboj, který se při osvětlení vytváří v jejich oblasti je zpracováván pomocí obvodů CCD. Při konstrukci obrazového snímače se nabízejí dva principy a to s řádkovým přenosem (LT — line transfer) nebo s přenosem obrazových polí (FT — frame transfer) [1], [2].

Snímače typu LT vyrábí firma Fairchild pod označením CCD211 a CCD221. Prvek CCD211 je uspořádán jako matice 244 horizontálních řádků a 190 vertikálních sloupců, prvek CCD221 jako matice 488 horizontálních řádků a 380 vertikálních sloupců. Počet fotocitlivých prvků je u CCD211 46 360 u CCD221 185 440, při rozměru jednoho fotocitlivého prvku 12 μ m horizontálně a 18 μ m vertikálně. Osová vzdálenost fotocitlivých prvků činí horizontálně 30 μ m a vertikálně 18 μ m. Obrazová plocha je u CCD211 4,4 \times 5,7 mm, u CCD221 8,8 \times 11,4 mm.

Snímač CCD221 je schematicky znázorněn na obr. 1, přičemž uspořádání odpovídá pohledu shora. Paralelně s každým vertikálním sloupcem je integrován dvoufázový přenosový registr typu CCD. Základním materiálem čipu je křemík vodivosti P, přičemž mezi jednotlivými fotocitlivými prvky a přeno-

Obr. 1. Uspořádání snímače CCD221; $N = 380$, $M = 488$, U_{DP} , U_D - napájecí stejnosměrné napětí



sovné registry jsou oddělovací kanály vodivosti N, které nejsou na obr. 1 zakresleny. Fotocitlivé prvky zaujímají asi 36 % z celkové obrazové plochy, zbytek připadá na vertikální přenosové registry a oddělovací kanály. Z uspořádání prvků je zřejmé, že horizontální rozlišovací schopnost je nižší než vertikální, zachováva se standardní poměr obrazové plochy 4 : 3.

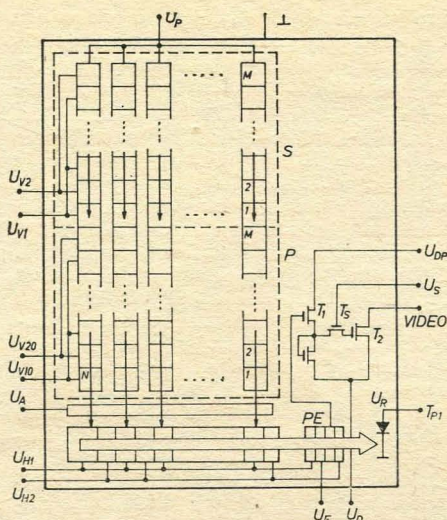
Zpracování obrazové informace lze přizpůsobit libovolnému televiznímu standardu, dále se předpokládají časové průběhy řídicích impulsů odpovídající soustavě OIRT. Zpracování obrazu se děje ve dvou pulsnímých, přičemž v prvním pulsnímku se do přenosových registrů přenáší náboj z lichých, v druhém ze sudých fotocitlivých prvků. Přenos je řízen napětím U_P (na obr. 1 je napětí označeno u odpovídajícího vývodu). Posun náboje v dvofázových registrech se děje impulsním napětím U_{V1} a U_{V2} o opakovací periodě 64 μ s. Znamená to, že do horizontálního přenosového registru H se postupně z vertikálních registrů přenáší náboj odpovídající obrazové informaci v jednom řádku. Z horizontálního registru se v době mezi dvěma přenosy vertikálních registrů přeneše obrazová informace na výstupní obvod, přičemž přenos je ovládan pomocí napětí U_{H1} a U_{H2} o kmitočtu 7 MHz. Výstupní obvod představuje obvod s tak zvanou „plovoucí elektrodou“ (na obr. 1 označená PE) na který navazuje tranzistor T_1 . Napětí z jeho výstupu je klíčováno tranzistorem T_S (ovládací napětí označené U_S) a přiváděno na výstupní tranzistor T_2 , kde je k dispozici zpracovaný signál video. Velikost signálu v saturaci je asi 0,4 V. Náboj, který prošel na výstup, rekombinuje v prostoru diody D_R .

Popisovaný snímač není přesně kompatibilní se soustavou OIRT a proto je při uvedených řídicích napětích na zobrazovacím monitoru nevyužito 89 řádků a v horizontálním směru pak 78 obrazových bodů z každého řádku.

Výhodou prvku je, že osvětlení je pouze z jedné strany. Tím není ovlivněn náboj v prostoru vertikálních registrů, jejichž kontaktní plocha je neprůhledná. Je možno dosáhnout vysoké dynamiky, typická hodnota je 1 : 1000 při 25 °C. Lze tedy splnit požadavek 256 rozlišovacích úrovní šedé pro analýzu technických obrazů [4]. Ve spojení se systémem pro analýzu obrazu lze frekvenci snímání zvýšit asi dvojnásobně. Omezením pro vyšší frekvence jsou velké kapacity na vstupech přenosových registrů.

Malé využití obrazové plochy u snímačů LT odstraňuje provedení označované FT. Příklad provedení snímače uvedeného typu je uveden na obr. 2. Obraz se promítá pomocí optické soustavy do obrazového pole označeného S. Obrazové pole tvoří matice fotocitlivých prvků, které jsou využity současně jako přenosové registry CCD. Mezi vertikálními sloupci jsou oddělovací kanály s vodivostí N, které nejsou zakresleny. V době zpětného běhu se náboj akumulovaný ve fotocitlivých prvcích přenáší do paměťové části snímače označené P.

Přenos náboje z obrazové do paměťové části snímače je řízen impulsním napětím U_{V1} , U_{V2} , U_{V10} a U_{V20} . Pomocí napětí U_P je řízen záznam obrazové informace a to tak, že v prvním pulsnímku se vytváří náboj v lichých a v druhém v sudých fotocitlivých prvcích přísluš-



Obr. 2. Uspořádání snímače typu FT

ných sloupců. Náboj odpovídající obrazové informaci se z paměťové části postupně převádí do horizontálního registru H, přičemž se do něj přenáší informace o jednom řádku. Uvedený přenos se děje v době jednoho pulsnímku a je řízen napětím U_{V10} a U_{V20} . Z horizontálního registru se náboj přenáší pomocí řídicích impulsů U_{H1} a U_{H2} na výstup snímače, zcela analogicky jak bylo uvedeno u snímačů LT.

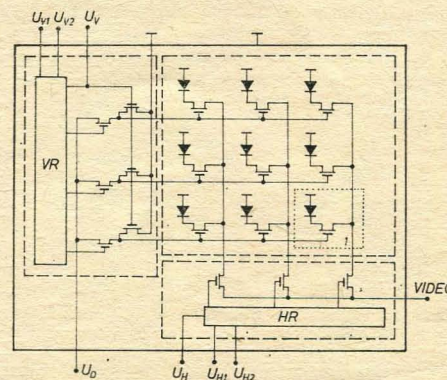
U popsaného provedení je lepší využití obrazové plochy, neboť na fotocitlivé prvky připadá asi 80 % obrazové plochy. Nevýhodou je osvětlení snímače při přenosu náboje z části S do části P. Tím dochází k jistému zkrácení a ke snížení dynamiky. Fotocitlivé prvky se u typu FT osvětlují z opačné strany než je propojení přenosových registrů. Snímač zmíněného typu vyrábí například firma RCA v uspořádání matice 320 řádků a 512 sloupců.

Adresovatelné matice fotodiód

Snímače uvedeného typu představují odlišné provedení proti doposud známým provedením obrazových snímačů. Jedná se o snímače firmy Hitachi, např. typ HE97211 [5].

Uvedený prvek sestává z matice fotodiód (320 horizontálně, 244 vertikálně) při rozměru jedné fotodiody 27 x 27 μ m. Rozměr obrazového pole je 8,8 x 6,6 mm.

Obrazový rozklad se děje pomocí dynamických posuvných registrů v horizontálním i ve vertikálním směru. Po-



Obr. 3. Uspořádání snímače HE97211; HR - horizontální, VR - vertikální posuvný registr, U_D - napájecí stejnosměrné napětí, U_V a U_H - pomocná ovládací napětí

suvné registry jsou integrovány na stejném čipu, základním materiálem je křemík vodivosti P. Prvek HE97211 je schematicky znázorněn na obr. 3. Při promítnutí sledovaného předmětu do obrazového pole snímáče se u jednotlivých fotodiód vytváří náboj úměrný době a intenzitě osvětlení. V sérii s každou fotodiódou je integrován klíčovací tranzistor MOS. Diody jsou postupně adresovány pomocí horizontálního a vertikálního registru. Jedná se o dynamické registry, kde pro jeden bit je použito 8 tranzistorů. Přes klíčovací tranzistory jsou fotodiody připojeny k výstupu, kde je k dispozici odpovídající signál video. Na fotodiody připadá asi 60 % z plochy obrazového pole.

Impulsní napětí pro posun adresovacího napětí je u vertikálního registru označeno U_{V1} a U_{V2} a jeho opakovací perioda je 64 μ s (soustava OIRT). Odpovídající kmitočet impulsů pro horizontální registr je 6,8 MHz, impulsy jsou označeny jako U_{H1} a U_{H2} . Vzhledem k tomu, že prvek není přesně kompatibilní se soustavou OIRT je na monitoru nevyužito 90 řádků a 120 obrazových bodů řádku.

Výhodou popsaného uspořádání je, že není nutný složitý přesun náboje, jak je to nutné u snímačů CCD. Tím odpadají chyby v důsledku rekombinace náboje. Dále kapacity vstupů rozkladových registrů jsou více jak o řád nižší než je tomu u prvků CCD. V důsledku toho je možné až 10-krát zvýšit snímací frekvenci. Spektrální charakteristika a citlivost jsou u obou provedení přibližně stejné.

Závěr

Plošné polovodičové snímače představují perspektivní polovodičové prvky velké integrace. Jejich vývoj není ani zdaleka ukončen. Předpokládá se zvětšení rozlišovací schopnosti nad hranice vakuových snímacích elektronek [6], [7]. Výhodná je spektrální charakteristika, která je posunuta do infračervené oblasti, což umožňuje použití v aplikacích, kde je zapotřebí zobrazení za tmy.

Použití snímačů umožňuje nové aplikace, které není možné s vakuovými prvky realizovat. Příklady použití jsou následující:

- zobrazovací systém pro orientaci průmyslového robota;
- měřicí systémy pro stanovení polohy a rozměrů v průmyslovém prostředí při silných magnetických a elektrostatických polích;
- měřicí systémy s velkým dynamickým rozsahem zobrazení;
- zobrazení a měření v oblasti infračerveného záření;
- orientační systémy, kde je zapotřebí zajistit přesnou topologii obrazu.

Ing. Jan Bydžovský, CSc.

LITERATURA

- [1] Kosonocky, W. F., Sauer, D. J.: Consider CCDs for a wide range of uses; *Electronic Design* 6, březen, 1976, str. 70-78.
- [2] Vaníček, F., Bydžovský, J.: Použití nábojově vázaných struktur v obrazových snímačích; *Sdělovací technika*, 2, 1982, str. 51-54.
- [3] CCD - The Solid State Imaging Technology; fremní publikace, Fairchild 1981.
- [4] Micro-Videoomat, Automatisches Bildanalyse-system; fremní publikace - Optron NSR, 1982.
- [5] Hitachi Monochromatic Imaging Devices; fremní publikace Hitachi, 1981.
- [6] *Elektronik* č. 16, 1980, str. 11.
- [7] *Funkschau* č. 1, 1981, str. 9.

Návrh propojení obvodů s volnými kolektory nebo třístavovými výstupy

ING. EDUARD KOTTEK

Sortiment používaných integrovaných obvodů obsahuje stále více typů s volnými kolektory nebo třístavovými výstupy. Jejich nejdůležitější aplikační vlastností je možnost propojování na společné sběrnice.

Při statickém návrhu kontrolujeme, zda je možné propojit požadovaný počet výstupů M při dané logické zátěži N a určujeme hodnotu společného zatěžovacího odporu R_Z . Vychází se z katalogových údajů a postupuje se metodou nejhorsího případu. Dynamický návrh má určit mezní zpoždění signálu pro dané propojení a zatěžovací odpor. Při výpočtu se uvažují mezní dynamické parametry integrovaných obvodů a mezní nebo naměřené hodnoty rozptylu statických parametrů. V příspěvku se budeme zabývat návrhem propojení, které bude realizováno na jedné nebo několika sousedních deskách, vedením o charakteristické impedanci 70 až 120 Ω . Maximální délka spoje by neměla přesáhnout 70 cm, pro obvody řady MH74 nebo mikroprocesorového souboru MH3000 a 30 cm pro obvody řady MH74S. Přitom se předpokládá, že odbočky od páteře spoje nejsou delší než 20 cm (MH74, MH3000) a 10 cm (MH74S). S tímto omezením lze propojení považovat za obvod se soustředěnými parametry a zanedbat geometrii spojů. Použitelnost získaných výsledků lze za určitých předpokladů rozšířit i na případy, kdy se spoj chová jako vedení. Příspěvek na zmíněné téma bude v některém z dalších čísel ST.

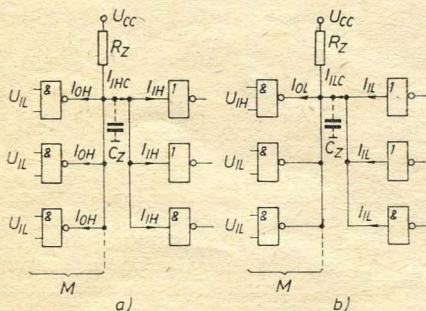
Výpočet zatěžovacích odporů ze statických parametrů

Nejhorsí podmínky pro výpočet zatěžovacích odporů R_Z obvodů s volným kolektorem jsou znázorněny na obr. 1. Maximální hodnota R_Z vyplývá z podmínky, kdy jsou všechny propojené výstupy ve stavu H (obr. 1a) a vypočteme ji ze vztahu:

$$R_{Zmax} = \frac{U_{CCmin} - U_{OHmin}}{M \cdot I_{OHmax} + I_{IHmax}} \quad (1)$$

Minimální hodnota zatěžovacího odporu vyplývá z podmínek, kdy je pouze jeden z propojených výstupů ve stavu L (obr. 1b) a vypočteme ji ze vztahu:

$$R_{Zmin} = \frac{U_{CCmax} - U_{OLmax}}{I_{OLmax} - I_{ILCmax}} \quad (2)$$



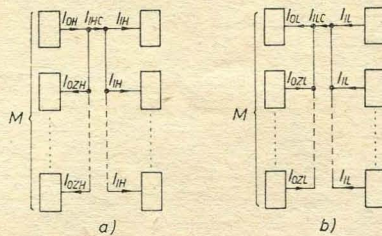
Obr. 1. Propojení obvodů s volným kolektorem; nejhorsí případ pro výpočet R_{Zmax} (a) a R_{Zmin} (b).

Pokud je logická zátěž sestavena pouze z integrovaných obvodů řady MH74 případně MH74S, je výhodné ji uvádět v počtu standardních vstupů. Jeden standardní vstup představuje vstupní proud $I_{IHSmax} = 40 \mu A$ a $I_{ILSmax} = 1,6 \text{ mA}$. Vstup řady MH74S lze vyjádřit jako 5/4 tj. 1,25 standardního vstupu. Existují ovšem výstupy, které představují násobky uvedených zátěží ($N = 2, N = 2,5$ ap.) nebo různé zátěže pro úroveň H (N_H) a úroveň L (N_L). Do rovnice (1) pak dosadíme $I_{IHCmax} = N_H \cdot I_{IHSmax}$ a do rovnice (2) $I_{ILCmax} = N_L \cdot I_{ILSmax}$. Obsahuje-li zátěž vstup s tranzistorem pnp, je výhodnější počítat přímo se vstupními proudy, protože vstupní proud ve stavu L je definován $I_{ILmax} = 250 \mu A$ tj. $N_L = 0,156$.

Z rovnic (1) a (2) můžeme vypočítat maximální a minimální hodnoty odporů R_Z pro jednotlivé typy obvodů s volným kolektorem a daný počet propojených výstupů M a logickou zátěž N .

U třístavových výstupů nemusíme zatěžovací odpor R_Z používat. Nejhorsí případ pro výstup ve stavu H je naznačen na obr. 2a a platí pro něj vztah

$$I_{OHmax} \geq (M - 1) I_{OZHmax} + I_{IHCmax} \quad (3)$$



Obr. 2. Propojení obvodů s třístavovým výstupem; nejhorsí případ pro výstup ve stavu H (a) a výstup ve stavu L (b)

Nejhorsí případ pro výstup ve stavu L je znázorněn na obr. 2b a platí pro něj vztah

$$I_{OLmax} \geq (M - 1) I_{OZLmax} + I_{ILCmax} \quad (4)$$

Pro navrhované propojení musí být obě nerovnosti (3), (4) splněny. Lze z nich také spočítat přípustné kombinace M, N (pokud dosadíme za I_{IHCmax} a I_{ILCmax} výrazy s N).

Jestliže jsou propojeny výstupy různých typů integrovaných obvodů s různými výstupními proudy, uděláme vý-

počet pro obvod s nejnižší hodnotou I_{OLmax} . U třístavových výstupů dosazujeme do rovnice (3) nejnižší hodnotu I_{OHmax} propojených výstupů. Celkový výstupní proud není M násobkem výstupních proudů jednotlivých obvodů, ale počítáme přímo s jejich součtem.

Statický návrh propojení

Pro aplikace obvodů s volným kolektorem a třístavovým výstupem je výhodné omezit sortiment zatěžovacích odporů. Sníží se tím počet položek v rozpiskách desek a hlavně je možné mechanizovat statický i dynamický návrh propojení. Doporučuji použít následujících hodnot zatěžovacích odporů vybraných z řady E24 (tolerance $\pm 5\%$):

(91 Ω); 100 Ω ; (110 Ω)	— 0,5 W
130 Ω ; (150 Ω); 180 Ω ;	
(220 Ω)	— 0,25 W
300 Ω ; 360 Ω ; 430 Ω ; 510 Ω ;	
680 Ω ; 1,1 k Ω ; 3,3 k Ω	— 0,125 W

Odpory, jejichž hodnoty jsou v závorkách, lze z řady vypustit. Záleží na návrháři, chce-li mít řadu jemnější a lépe využít vlastností obvodů.

Na základě rovnic (1) a (2) můžeme pro vybrané hodnoty zatěžovacích odporů (včetně tolerance) sestavit grafy pro jednotlivé typy obvodů nebo skupiny typů obvodů. Příklad takového grafu pro MH7489 je na obr. 3. Volbu zatěžovacích odporů uskutečneme z grafu podle zadaných hodnot M, N (I_{OZHmax}, I_{IHCmax} a I_{ILCmax}). Bod určený souřadnicemi M, N nebo oba body se souřadnicemi I_{OZHmax}, I_{IHCmax} (M, N_H) a I_{OZHmax}, I_{ILCmax} (M, N_L) musí ležet uvnitř ohraničené oblasti. Pokud vyžadujeme minimální zpoždění, bereme pro dané M, N vždy nejnižší doporučenou hodnotu odporu (plně ohraničená oblast). Hraníční čáry jsou součástí vymezených oblastí. Na obr. 4 je příklad podobného grafu pro obvody s třístavovým výstupem bez zatěžovacího odporu sestaveného z rovnice (3) a (4).

Příklad 1: Máme zvolit zatěžovací odpor pro propojení výstupů MH7489 v zápisníkové paměti o kapacitě 256 slov po 8 bitech. Každý výstupní bit bude zatěžován dvěma logickými členy z MH74S00.

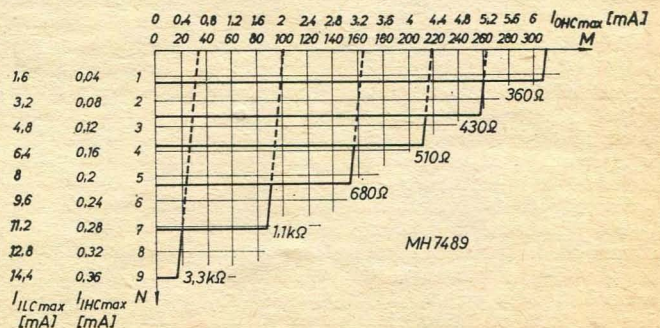
Řešení: Nejprve stanovíme hodnoty N a M . Propojené výstupy budou zatěžovány dvěma vstupy řady 74S

$$N = 2 \cdot 1,25 = 2,5$$

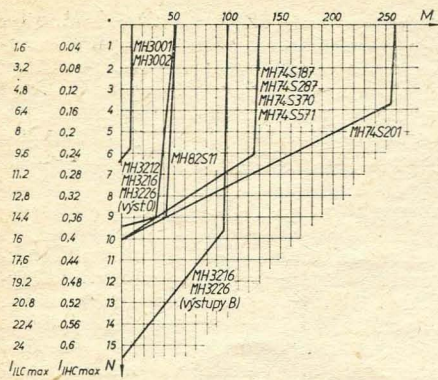
Propojeno bude vždy tolik výstupů, kolik je počet slov v paměti dělený počtem slov v jednom pouzdru MH7489 (16 slov \times 4 bity)

$$M = \frac{256}{16} = 16$$

Z obr. 3 odečteme pro $N = 2,5$ a $M = 16$



Obr. 3. Graf pro volbu R_Z u propojených výstupů MH7489

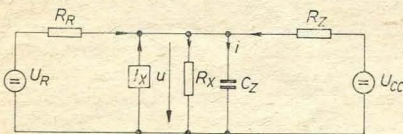


Obr. 4. Graf znázorňující přípustný počet propojených třístavových výstupů M při dané logické zátěži

zatěžovací odpor $R_Z = 430 \Omega$. Pro zápisníkovou paměť bude potřeba celkem 8 odporů 430Ω .

Rozbor přechodového jevu RC

Skutečná zapojení obvodů s volným kolektorem a třístavovým výstupem mohou mít různé modifikace a při rozboru musíme zahrnout i vlastnosti výstupů a vstupů propojených ke společné sběrnici. Proto vycházíme z obecného schématu na obr. 5, kde zdroj napětí U_R , odpor R_R a zdroj proudu I_X představují vnitřní parametry budícího obvodu a odpory R_Z , R_X a kapacita C_Z vnější zátěž. Pro proud i na obr. 5 sestavíme diferenciální rovnici



Obr. 5. Elektrické schéma propojení se sběrnici (krátký spoj)

$$C_Z \frac{du}{dt} = \frac{U_R - u}{R_R} + \frac{U_{CC} - u}{R_Z} - \frac{u}{R_X} + I_X, \quad (5)$$

kteřou převedeme na

$$C_Z \frac{du}{dt} = I - \frac{u}{R}, \quad (6)$$

kde

$$I = \frac{U_R}{R_R} + \frac{U_{CC}}{R_Z} + I_X, \quad (7)$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_R} + \frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R_X}. \quad (8)$$

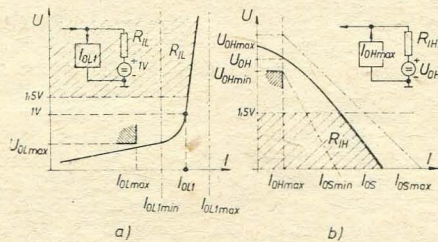
Řešením rovnice (6) dostáváme vztah pro dobu náběhu impulsu na napětí $u = U$

$$t_U = R \cdot C_Z \ln \frac{IR - U_P}{IR - U}. \quad (9)$$

Ze základní rovnice vycházíme při všech výpočtech dynamických parametrů obvodů s volným kolektorem i třístavovým výstupem. Vztahy (7) a (8) pro I a R a hodnota počátečního napětí U_P se upravují podle konkrétního zapojení.

Při přechodu do stavu H u obvodů s volným kolektorem nebo do stavu Z u obvodů s třístavovým výstupem a zatěžovacím odporem je přechodový jev určený zatěžovacími odpory. Při

přechodu do stavu L je pro přechodový jev rozhodující výstupní charakteristika obvodu ve stavu L a při přechodu do stavu H u třístavových výstupů výstupní charakteristika ve stavu H. Uvedené charakteristiky musíme pro účely výpočtu linearizovat. Na obr. 6a je výstupní charakteristika ve stavu L,



Obr. 6. Výstupní charakteristiky obvodů TTL i STTL a odpovídající náhradní zapojení: a) ve stavu L, b) ve stavu H

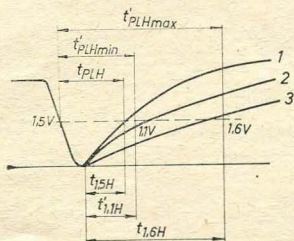
kteřou můžeme nahradit např. zdrojem proudu I_{OL1} a paralelním odporem R_{IL} určeným sklonem charakteristiky v lineární pracovní oblasti výstupního tranzistoru. Podobně výstupní charakteristiku ve stavu H, která je na obr. 6b, můžeme nahradit zdrojem proudu I_{OHmax} a paralelním odporem

$$R_{IH} = \frac{U_{OH}}{I_{OS} - I_{OHmax}}$$

připojeným na napětí $2,4 \text{ V}$. Vyšrafovaná oblast je uplatní při výpočtu doby náběhu.

Rovnice pro výpočet dynamických parametrů

Dynamické parametry integrovaných obvodů TTL a STTL jsou uváděny při různých dynamických zátěžích na úrovni $1,5 \text{ V}$. Náš úkol je ze zmíněných parametrů určit zpoždění při skutečné zátěži R_Z , C_Z na desce. Situace je pro přechod do stavu H znázorněna na obr. 7, kde



Obr. 7. Definice dynamických parametrů při přechodu z úrovně L na úroveň H; průběh 1 odpovídá zátěži podle TP, průběhy 2 a 3 jsou mezní průběhy při skutečné zátěži na desce

parametry bez čárek odpovídají údajům technických podmínek definovaným většinou na úrovni $1,5 \text{ V}$ a parametry s čárkou údajům při skutečné zátěži, které definujeme při napětích $1,1 \text{ V}$ a $1,6 \text{ V}$. Úroveň $1,1 \text{ V}$ a $1,6 \text{ V}$ odpovídají s určitou bezpečností maximálnímu rozptylu rozhodovacích úrovní logických členů řady 74 a 74S. Výpočet mezních hodnot zpoždění při různých napětíových úrovních byl zvolen proto, že při kapacitních zátěžích C_Z , které se mohou vyskytnout, jsou čela výstupních impulsů povlnné. Při tvarování povlnných čel následujícím logickým členem s rozhodovací úrovní odlišnou od $1,5 \text{ V}$ by vznikaly značné chyby proti hodnotám dynamických

parametrů stanovených pro úroveň $1,5 \text{ V}$. Platí, že

$$t_{PLHmax} = t_{PLHmax} + t_{1,6H} - t_{1,5H} = t_{PLHmax} + z, \quad (10)$$

$$t_{PLHmin} = t_{PLHmin} + t_{1,1H} - t_{1,5H} = t_{PLHmin} + v. \quad (11)$$

Podobně pro přechod do stavu L platí, že

$$t_{PHLmax} = t_{PHLmax} + t_{1,1L} - t_{1,5L} = t_{PHLmax} + y, \quad (12)$$

$$t_{PHLmin} = t_{PHLmin} + t_{1,6L} - t_{1,5L} = t_{PHLmin} + x. \quad (13)$$

Vztahy pro doby náběhu impulsů odvodíme z rovnice (9). Pro doby náběhu impulsu vlivem dynamické zátěže $t_{1,5H}$, $t_{1,5L}$, které se počítají z jmenovitých hodnot R_Z , R_X a C_Z , platí společný vztah

$$t_{1,5} = R \cdot C_Z \ln \frac{IR - U_P}{IR - 1,5}. \quad (16)$$

Pro doby náběhu vlivem skutečné zátěže uvažujeme vždy nejhorší případ

$$t_{1,6H} = R_{max} C_{Zmax} \ln \frac{I_{min} R_{max} - U_{Pmin}}{I_{min} R_{max} - 1,6}, \quad (17)$$

$$t_{1,1H} = R_{min} C_{Zmin} \ln \frac{I_{max} R_{min} - U_{Pmax}}{I_{max} R_{min} - 1,1}, \quad (18)$$

$$t_{1,1L} = R_{min} C_{Zmax} \ln \frac{I_{max} R_{min} - U_{Pmax}}{I_{max} R_{min} - 1,1}, \quad (19)$$

$$t_{1,6L} = R_{max} C_{Zmin} \ln \frac{I_{min} R_{max} - U_{Pmin}}{I_{min} R_{max} - 1,6}. \quad (20)$$

Poznamenejme, že hodnotu I nutno brát relativně (včetně algebraického znaménka). To znamená, že např. ve vztahu (19), který platí pro případ, kdy se kapacita C_Z vybíjí záporným proudem I , je nejhorší případ absolutně co nejmenší proud I .

Do rovnic (16) až (20) dosazujeme hodnoty I a R vypočtené ze vztahů (7) a (8) pro konkrétní zapojení. Je nutné si uvědomit, že pro $t_{1,6H}$ a $t_{1,1L}$, které určují maximální zpoždění, je nejhorší co nejnižší U_{CC} , kdežto pro $t_{1,1H}$ a $t_{1,6L}$, které určují minimální zpoždění, co nejvyšší U_{CC} . Z toho vyplývá, že např. za U_{Pmax} ve vztahu (19), je-li použit zatěžovací odpor R_Z připojený k U_{CC} , dosazujeme U_{CCmin} . Kapacitu C_Z vypočteme ze vztahů

$$C_{Zmax} = C_{Smax} + N \cdot C_{Imax} + M \cdot C_{Omax}, \quad (21)$$

$$C_{Zmin} = C_{Smin} + N \cdot C_{Imin} + M \cdot C_{Omin}. \quad (22)$$

Údaje pro výpočet dynamických parametrů

Hodnoty, které dosazujeme do rovnic odvozených v předchozím odstavci, musíme získat z technických podmínek (TP) nebo měřením. Dynamický návrh ovlivňují dynamické i statické parametry obvodů, hodnota napájecího napětí, zatěžovací odpory, kapacity spojů a vývodů na deskách a teplota okolí. Při výpočtu dynamických para-

metrů propojení uvažujeme mezní dynamické parametry obvodů zaručované výrobcem, mezní hodnoty zatěžovacích odporů a napájecího napětí. U statických parametrů a kapacit spojů a vývodů vycházíme z naměřených rozptylů hodnot.

Pro účely dynamického návrhu, zabýváme vstupní proudy I_{IH} a výstupní proudy I_{OH} integrovaných obvodů s volným kolektorem, neboť bylo měřením zjištěno, že u většiny kusů se hodnoty pohybují do 5 μ A. Pokud byly naměřeny vyšší hodnoty, byla hodnota proudu úměrná přiloženému napětí (odporový charakter). To je podstatné, neboť i kdyby byly všechny vstupní a výstupní proudy podle TP mezní, ale odporového charakteru, zvětší se hodnoty doby náběhu impulsu proti stejnému případu bez uvažování vstupních a výstupních proudů pouze asi o 10 %. Neuvažujeme také vstupní proudy I_{IL} připojených logických členů. Důvodem je, že ostatní vstupy připojených logických členů mohou být na úrovni L a proudy I_{IL} odčerpají. Nelze tedy počítat, že by proud I_{ILC} snížil dobu potřebnou pro nabití kapacity C_Z při přechodu L—H. Při opačném přechodu H—L jsou do úrovně 1,5 V vstupní přechody uzavřeny, takže proudy I_{IL} , které prodlužují dobu potřebnou pro vybití kapacity C_Z , se neuplatní.

Pro dobu náběhu do stavu L je určujícím parametrem výstupní proud ve

Tab. 1. Rozptyl výstupních proudů I_{OL1}

Typ	I_{OL1min} [mA]	I_{OL1max} [mA]
UCY7401N, MH7403, MH7405,	40	100
UCY7406N, UCY7407N, UCY7417N	50	150
MH7438	100	200
MH7489, MH74188	25	60
MH74S03, MH74S201, MH74S187, MH74S287, (MH74S370, MH74S571)	50	120
MH74S38	150	250

Tab. 2. Rozptyl kapacit spojů a vývodů IO

Měřený objekt	Kapacita
Spoj vnitřní vrstvy osmivrstvé desky (vrstvy 2, 3, 6, 7)	0,9—1,2 pF/cm
Spoj vnější vrstvy osmivrstvé desky (vrstvy 1, 8)	0,4—0,5 pF/cm
Spoj čtyřvrstvé desky	0,7—0,9 pF/cm
Zapájená pokovená díra	1—2 pF
Vstupní vývod (pro N = 1)*	1,2—3,5 pF
Výstupní vývod MH7403, MH7405, MH7489	2,5—5,0 pF
Výstupní vývod UCY7407N, MH7438, MH74188, MH74S03, MH74S201, SN74S287N	3—6,5 pF
Výstupní vývod MH74S38	5—10 pF

*) Neplatí pro vstupy s tranzistory pnp (např. u MH74S201)

Tab. 3. Část tabulky pro výpočet dynamických parametrů propojených MH7489

C_{Nmin} C_{Nmax}	C_{Mmin} C_{Mmax}	M	3,8	11,5	19,2	26,9	34,6	42,3	50	57,7	65,4
			38	52	66	80	94	108	122	136	150
R_Z			1—2	3—4	5—6	7—8	9—10	11—12	13—14	15—16	17—18
0 5,5	360		—0,5 10 —3 3	—0,5 14 —2,5 5	0 18 —2 7	0,5 22 —2 9	1 26 —1,5 10,5	1,5 30 —1 12,5	2 34 —0,5 14,5	2,5 38 —0,5 16,5	3 42 0 18,5
2,5 13,7	430		—0,5 11 —3 5,5	0 14,5 —2,5 7,5	0,5 18 —2 10	1 22 —1,5 12,5	1,5 25,5 —1 14,5	2 29 —0,5* 17	2,5 32,5 0 19,5	3 36,5 0,5 21,5	3,5 40 1 24
6,3 20,6	510		—0,5 11,5 —2,5 8,5	0 15 —2 11	0,5 18,5 —1,5 14	1 22 —1 16,5	1,5 25,5 —0,5 19,5	2 29 0 22	2,5 32 1 25	3 35,5 1,5 27,5	3,5 39 2 30,5
9,4 28,9	680		0 12,5 —2 14,5	0,5 15,5 —1 18	0,5 19 —0,5 21,5	1 22 0 25,5	1,5 25 1 29	2 28,5 1,5 32,5	2,5 31,5 2,5 36,5	3 34,5 3 40	3,5 38 3,5 44
13,1 38,5	1k1		0 13,5 —0,5 29,5	0,5 16,5 0,5 35	1 19,5 1,5 41	1,5 22 3 47	2 25 4 53	2,5 28 5 59	2,5 31 6,5 65	3,5 34 7,5 71	3,5 37 8,5 77
17,5 49,5	3k3		0,5 14,5 6,5 108	0,5 17 10 126	1 20 13,5 144	1,5 22,5 17 162	2 25,5 20,5 180	2,5 28 24 198	3 31 27,5 215	3,5 33,5 31 233	4 36,5 34,5 251

C [pF] R_Z [Ω] x, y, v, z [ns]

stavu L, kterým je vybíjena kapacita C_Z . Nerozhoduje hodnota I_{OLmax} , při které se v TP udává U_{OLmax} (obr. 6a) a která zaručuje nízký odpor výstupního tranzistoru v oblasti nasycení, ale hodnota proudu, kdy je výstupní tranzistor v lineární oblasti. Např. při výstupním napětí 1 V můžeme snadno změřit proudy I_{OL1} . Rozptyly proudů I_{OL1} pro některé typy obvodů udává tab. 1. Při výpočtech musíme respektovat, že výstupní tranzistor není schopen hned na počátku přechodového děje spínat plný proud I_{OL1} (časová konstanta aktivní oblasti). Proto dosazujeme ve výpočtech přechodového jevu H—L do rovnice (7) pro I_{min} za I_X hodnotu $2/3 I_{OL1min}$. Z charakteristik můžeme odečíst hodnotu $R_{IL} = 1$ k Ω a pro zjednodušení výpočtu uvažovat, že je R_{IL} zapojen mezi výstup a zem.

Dobu náběhu do stavu H u třístavových výstupů počítáme z mezních

charakteristik zaručovaných v TP parametry U_{OHmin} při I_{OHmax} , I_{OSmin} a I_{OSmax} (obr. 6b). Hodnoty kapacit do vzorců (21) a (22) lze získat měření na používaných deskách a integrovaných obvodech. Výsledky měření kapacit impulsní metodou na čtyřvrstvé a osmivrstvé desky počítače EC 1025 obsahuje tab. 2.

Dynamický návrh propojení

Na základě údajů uvedených v předchozím odstavci a hodnot součástek dynamických zátěží vypočteme z rovnice (16) hodnoty $t_{1,5H}$, $t_{1,5L}$. Z rovnice (17) až (20) pak stanovíme hodnoty $t_{1,6H}$, $t_{1,1H}$, $t_{1,1L}$, $t_{1,6L}$, a z nich odečtením hodnot $t_{1,5H}$, $t_{1,5L}$ veličiny z, v, y, x . Návrh podstatně urychlí a zmechanizuje, jsou-li pro jednotlivé typy používaných obvodů sestaveny tabulky uvedených hodnot pro doporučené hodnoty odporů

x	y
v	z

R_Z . Příklad části takové tabulky pro typ MH7489 je v tab. 3. Hodnoty zatěžovacích kapacit pro různý počet propojených výstupů M a logickou zátěž N (dáno hodnotou R_Z) byly stanoveny z rovnice (21) a (22) a jsou uváděny v záhlaví tabulky. Nad tabulkou jsou hodnoty $C_M = C_S + M \cdot C_O$, v prvním levém sloupci hodnoty $C_N = N \cdot C_I$. Celková zatěžovací kapacita je dána součtem obou hodnot $C_Z = C_M + C_N$. Potřebné hodnoty zpoždění při skutečné zátěži získáme přičtením údaje x, y, v, z pro dané R_Z a M k mezním hodnotám příslušného zpoždění uvedeným v katalogu. Rozhodující pro dobu náběhu jsou ovšem hodnoty R_Z a C_Z . Je-li proto známa skutečná kapacita spoje C_S odečítáme hodnoty x, y, z, v v tom poli

tabulky, jehož součet $C_M + C_N$ odpovídá celkové kapacitě C_Z .

Příklad 2: Určíme zpoždění MH7489 v zápisníkové paměti podle př. 1 ($R_Z = 430 \Omega$, $N = 2,5$, $M = 16$).

Řešení: Z tab. 3 odečteme pro zadané M a stanovené R_Z $x = 3$ ns, $y = 36,5$ ns, $v = 0,5$ ns, $z = 21,5$ ns. Mezní hodnoty zpoždění při zátěži podle TP odečteme z katalogu. (Minimální hodnoty zpoždění, pokud nejsou uvedeny, odhadneme jako 1/4 maximální hodnoty zaokrouhlenou směrem dolů.) Pro náš případ je pro zpoždění výběr—výstup; $t_{PHLmin} = 12$ ns, $t_{PHLmax} = 50$ ns, $t_{PLHmin} = 12$ ns, $t_{PLHmax} = 50$ ns; pro zpoždění adresa—výstup: $t_{PHLmin} = 15$ ns, $t_{PHLmax} = 60$ ns, $t_{PLHmin} = 15$ ns, $t_{PLHmax} = 60$ ns. Z rovnice (10) až (13) stanovíme zpoždění výběr—výstup: $t_{PHLmin} = 12 + 3 = 15$ ns, $t_{PHLmax} = 50 + 36,5 = 86,5$ ns, $t_{PLHmin} = 12 + 0,5 = 12,5$ ns, $t_{PLHmax} = 50 + 21,5 = 71,5$ ns, zpoždění adresa—výstup: $t_{PHLmin} = 15 + 3 = 18$ ns, $t_{PHLmax} = 60 + 36,5 = 96,5$ ns, $t_{PLHmin} = 15 + 0,5 = 15,5$ ns a $t_{PLHmax} = 60 + 21,5 = 81,5$ ns.

Závěr

Představa, že při dynamickém návrhu propojených obvodů s volným kolektorem nebo třístavovým výstupem lze vystačit s dynamickými parametry uváděnými v katalogu je chybná. Z příkladu 2 je vidět, že maximální hodnoty zpoždění i pro poměrně malý počet propojených výstupů jsou podstatně vyšší než katalogové údaje. Solidní dynamický návrh vyžaduje znalost

Seznam použitých symbolů

C_I
 C_O
 C_S
 C_Z
 $I_{IH}(I_{IL})$
 $I_{IH}(I_{ILO})$
 $I_{IHS}(I_{ILS})$
 $I_{OH}(I_{OL})$
 I_{OHC}
 I_{OL1}
 I_{OS}
 $I_{OZH}(I_{OZL})$
 I_X
 M
 N
 $N_H(N_L)$
 R_{IH}
 R_{IL}
 R_R
 $R_Z(R_X)$
 $t_{1,5H}(t_{1,5L})$
 $t_{1,1H}(t_{1,1L})$
 $t_{1,6H}(t_{1,6L})$
 $t_{PHL}(t_{PLH})$
 $t_{PHL}(t_{PLH})$
 t_U
 U_{CC}
 $U_{IH}(U_{IL})$
 $U_{OH}(U_{OL})$
 U_P
 U_R
 $x(y)$
 $v(z)$
 Z

kapacita vstupního vývodu IO proti zemi
kapacita výstupního vývodu IO proti zemi
kapacita spoje proti zemi
zatěžovací kapacita
vstupní proud při napětí úrovně H(L)
součet vstupních proudů při napětí úrovně H(L)
vstupní proud standardního vstupu při napětí úrovně H(L)
výstupní proud ve stavu H(L)
součet výstupních proudů ve stavu H
výstupní proud ve stavu L při napětí $U_{OL} = 1$ V
zkratový proud
výstupní proud ve stavu Z při napětí úrovně H(L)
proud zdroje proudu
počet paralelně propojených výstupů
logická zátěž
logická zátěž při úrovni H(L)
vnitřní odpor výstupu IO ve stavu H (oblast nasycení)
vnitřní odpor výstupu IO ve stavu L (lineární oblast)
vnitřní odpor zdroje
zatěžovací odpor zapojený mezi U_{CC} (zem) a propojené výstupní vývody
doba náběhu na úroveň 1,5 V při dynamické zátěži podle TP, přechod L—H (H—L)
doba náběhu na úroveň 1,1 V při skutečné zátěži přechod L—H (H—L)
doba náběhu na úroveň 1,6 V při skutečné zátěži, přechod L—H (H—L)
zpoždění signálu při zátěži podle TP, přechod H—L (L—H)
zpoždění signálu při skutečné zátěži, přechod H—L (L—H)
doba náběhu impulsu na napětí U
napájecí napětí
vstupní napětí úrovně H(L)
výstupní napětí ve stavu H(L)
počáteční napětí
vnitřní napětí zdroje
hodnota pro určení $t_{PHLmin}(t_{PLHmax})$
hodnota pro určení $t_{PHLmin}(t_{PLHmax})$
třetí (vysokoimpedanční) stav

dalších údajů, které lze získat měřením.

Při statickém i dynamickém návrhu můžeme použít vzorců odvozených v článku. Urychlení a zmechanizování

návrhu dosáhneme použitím vhodných grafů (obr. 3) a tabulek (tab. 3). Podobné grafy a tabulky jsou již několik let úspěšně používány ve VÚMS.

DETEKCE HRAN SYNCHRONIZAČNÍHO SIGNÁLU MIKROPROCESOREM

Prakticky v každém programu pro zpracování dat mikroprocesorem potřebujeme realizovat určitou akci (např. čtení vstupních dat) pouze $1 \times$ při změně nebo čelní (týlové) hraně synchronizačního signálu (také např. stisk tlačítka).

Dosud publikované programy naše i zahraniční, viz třeba [1, 2], používají struktury příslušného podprogramu podle obr. 1a, kde se akce děje $1 \times$ vždy při změně stavu brány $VSTUP$ z 01H na 00H (týlová hrana synchr. signálu). Jediná akce je nutná např. proto, aby nedošlo k vícenásobnému čtení stejného znaku ze snímače děrné pásky. Naprogramujeme-li strukturu podle obr. 1a pro 8080, zabere 12 slabik paměti, nepočítáme-li ovšem slabiky pro akci a návrat z podprogramu.

Na obr. 1b uvádíme ekvivalentní avšak podstatně efektivnější strukturu, která pro stejný účel vystačí s polovičním počtem 6 slabik. Vtip je v tom, že porovnáme sousední vzorky x_i a x_{i+1} synchronizačního signálu z brány $VSTUP$. Použijeme-li testu x_i větší než x_{i+1} , bude při jeho splnění akce provedena $1 \times$ vždy při sestupné hraně synchronizace, při testu x_i menší než x_{i+1} struktura obdobně reaguje pouze na vzestupné hrany a při testu shody $x_i = x_{i+1}$ bude akce uskutečněna při nesplnění testu, tj. vždy při změně úrovně synchronizace. Vzorek x_{i+1} je

v diagramu na obr. 1b ve strážáči A , předešlý vzorek x_i v registru B .

Chceme-li mít jistotu, že podprogram bude reagovat i na prvý synchronizační impuls (řada aplikací to však nevyžá-

na obr. 1b, bude stále o 3 slabiky kratší než v zahraničí i u nás značně rozšířené a neefektivní struktury podle obr. 1a.

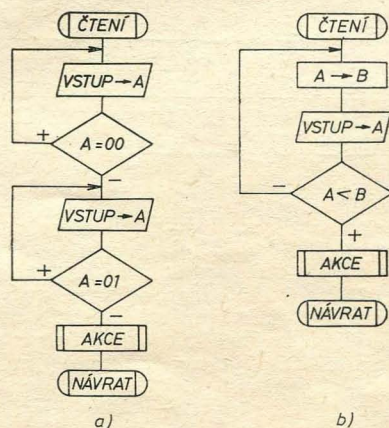
Pokud na jediné bráně vyhodnocujeme synchronizační signál i s daty, přiřadíme mu nejvíce významný bit. Při vyhodnocování stavu tlačítek, kontaktů (např. číselnice, relé) a spínačů je vhodné na začátek podprogramu zařadit čekací dobu T , aby byly potlačeny zákmitové přechodové jevy kratší než vzorkovací perioda T vstupní brány MH3212. Nakonec poznamenejme, že u nás nedostupné obvody V/V např. 8255, 6821, 6520 mají k dispozici módy činnosti, které zajišťují správnou reakci na hrany synchronizačního signálu, takže jejich vyhodnocování je jednodušší.

Článek byl vyprovokován některými neefektivními postupy, které se ujaly v zahraniční literatuře o mikroprocesorech a které bohužel jako náказа pronikly i k nám. V této souvislosti by bylo vhodné si uvědomit, že i když západní země mají v mikroprocesorové technice zatím náskok, nemusí být programová řešení vždy optimální a při troše technického vtipu a přemýšlení často přijdeme na lepší způsoby řešení, které stojí za publikaci.

-mb-

LITERATURA

- [1] Hora, P., Kuna, J.: Jednoduché vstupné zariadenie mikropočítača; ST 6/1979.
[2] Pelka, H.: Mikroprozessoren und ihre Anwendung; Francis Verlag, 1978.



Obr. 1. Programové struktury k detekci synchronizačního signálu: a) klasická detekce hrany — 12 slabik, b) efektivní detekce hrany — 6 slabik

duje), zavoláme při iniciaci uvedený podprogram nebo registr B iniciujeme na hodnotu brány $VSTUP$. Nechceme-li používat registr B , použijeme namísto něj slabiky v paměti, kde je operandová část testu obsahu strážáče CPI ; i když struktura zabere o 3 slabiky více než

ELEKTRICKÝ TEPLOMĚŘ S TRANZISTOROVÝM ČIDLEM

V naší i zahraniční literatuře se vyskytují zapojení elektrických teploměrů, která využívají jako teplotního čidla polovodičový přechod PN. Při elektrickém měření teploty se využívá teplotní závislosti předního napětí diody napájené ze zdroje konstantního proudu. Přední napětí diody, které se měří, je v poměrně širokém teplotním rozsahu (cca $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ ÷ $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$) přímo úměrné teplotě přechodu PN diody využité jako teplotní čidlo.

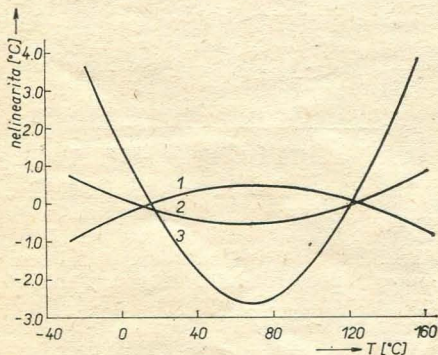
Fyzikální základy funkce diodových elektrických teploměrů spolu s praktickými aplikacemi jsou uvedeny např. v [1] a [2]. Základním problémem při využívání elektrických teploměrů s diodovými čidly je dosažení přesného souběhu převodních charakteristik teplota—přední napětí. V [3] je např. ukázáno, že lze s výbornými výsledky využít jako teplotní čidla varikapky vyráběné a vybírané v trojicích nebo čtveřicích. Další možností, jež zaručuje souběh charakteristik různých čidel stejného typu, byla popsána v [4] a spočívá ve využití tranzistorů vyrobených planárně-epitaxní technologií jako teplotních čidel. U teplotních čidel s tranzistory se využívá teplotní závislosti předního napětí báze—emitor tranzistoru.

Tolerance převodních charakteristik teplota/napětí báze—emitor v propustném směru u tranzistorů téhož typu jsou dány především přesností, s jakou se podaří dodržet geometrické rozměry struktury přechodů PN tranzistoru a přesností, s jakou se podaří dodržet shodné fyzikální vlastnosti struktury tranzistoru.

Pro využití tranzistorů pro teplotní čidla popsaných v [4] vyvinula firma Motorola speciální tranzistory typů MTS102, MTS103 a MTS105 s přesně dodrženy fyzikálními a geometrickými rozměry přechodů PN, což umožnilo dosažení velmi úzkých tolerancí elektrických parametrů tranzistorů.

Pro typ MTS102 se zaručuje maximální chyba převodu $\pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$ v rozmezí pracovních teplot $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$, pro typ MTS103 je maximální chyba převodu $\pm 3\text{ }^{\circ}\text{C}$, pro typ MTS105 je maximální chyba převodu $\pm 5\text{ }^{\circ}\text{C}$ rovněž v rozmezí teplot $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Na obr. 1 je znázorněna nelinearita převodních charakteristik teplotních čidel tří typů — platinového odporového čidla



Obr. 1. Průběhy nelinearity převodních charakteristik teplotních čidel s termočlánkem, tranzistorem a platinovým odporovým čidlem; 1 - platina, 2 - tranzistor, 3 - termočlánek měď—konstantan

la, čidla s tranzistorem typu MTS102 a čidla s termočlánkem typu měď—konstantan v rozsahu teplot $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+160\text{ }^{\circ}\text{C}$. Z obrázku je zřejmé, že nelinearita převodní charakteristiky čidla s tranzistorem je srovnatelná s nelinearitou převodní charakteristiky mnohem dražšího speciálního platinového odporového čidla.

Tranzistory tří uvedených typů MTS-102, MTS103 a MTS105 jsou získány rozříděním základního typu na základě měření stejnosměrného proudového zesilovacího činitele B , napětí báze—emitor v propustném směru při pokojové teplotě a konstantním kolektorovém proudu $100\text{ }\mu\text{A}$. Pro každý z uvedených tří typů tranzistorů musí být napětí báze—emitor ve specifikované tolerančním poli. Jmenovitá hodnota napětí U_{BE} se může pohybovat v rozmezí od 580 do 620 mV. Například pro typ MTS102 nesmí být tolerance napětí U_{BE} vyšší než $\pm 3\text{ mV}$ od jmenovitého napětí, které je např. 600 mV a je vytisknuto na pouzdru tranzistoru.

Pro dodržení garantované maximální chyby převodu $\pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$ je nutné při záměně čidla uvedeného typu MTS102 za jiné čidlo shodného typu použít čidlo se shodným napětím báze—emitor vytisknutým na pouzdru tranzistoru.

V [4] jsou uvedeny základní matematické vztahy, pomocí kterých je odvozen teplotní koeficient napětí U_{BE} tranzistoru zapojeného jako teplotní čidlo. Je ukázáno, že v těch případech, kdy je stejnosměrný zesilovací činitel B tranzistorů shodný, je shodná i teplotní závislost saturačního proudu I_{sat} diody tvořené přechody báze—emitor tranzistorů. V těch případech, kdy tranzistory budou mít shodné hodnoty B a předního napětí U_{BE} , bude shodná i změna napětí U_{BE} s okolní teplotou. Tranzistory budou tedy vzájemně zaměnitelné pro použití jako teplotní čidla. Pro přední napětí U_{BE} tranzistoru je ve [4] uveden vztah:

$$U_{BE} = U_{BE1} \left(\frac{T}{T_1} \right) + U_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_1} \right) - r \cdot \left(\frac{KT}{q} \right) \cdot \ln \left(\frac{T}{T_1} \right), \quad (1)$$

kde U_{BE1} je úbytek napětí na přechodu báze—emitor při teplotě T_1 , U_{g0} je napětí na přechodu při $0\text{ }^{\circ}\text{K}$ (pro křemík je to asi 1,1 V), r je konstanta, $\frac{KT}{q} = U_T$ je teplotní napětí.

Pro změnu napětí U_{BE} s okolní teplotou lze ze vztahu (1) odvodit vztah

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = - \frac{r \cdot k}{q} - \frac{(U_{g0} - U_{BE})}{T} \quad (2)$$

Pro tranzistory série MTS byla odvozena empirická verze vztahu (2), která předpokládá, že napětí $U_{BE} = 600\text{ mV}$ při teplotě $25\text{ }^{\circ}\text{C}$

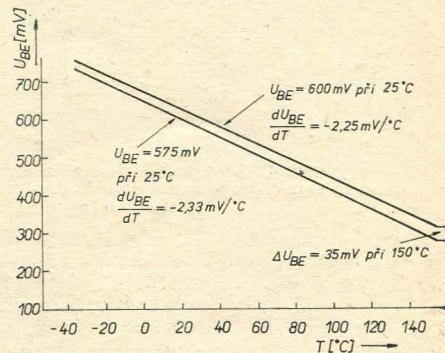
$$\frac{dU_{BE}}{dT} = -2,25 + 0,0033 \cdot (U_{BE} - 600) \quad (3)$$

[mV/°C].

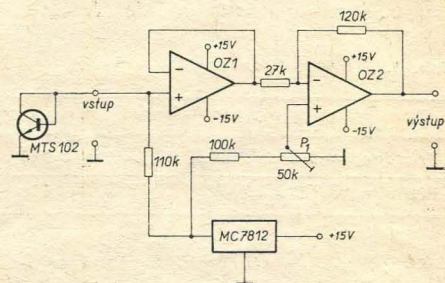
Na obr. 2 je znázorněn vztah (3), v případě, kdy je $U_{BE} = 600\text{ mV}$ při teplotě

$25\text{ }^{\circ}\text{C}$ a kdy je $U_{BE} = 575\text{ mV}$ při teplotě $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Porovnáním obou přímek znázorňujících vztah (3) lze zjistit, že rozdíl napětí $U_{BE} = 35\text{ mV}$ při okolní teplotě $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ může způsobit chybu měření až $15\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Na obr. 3 je zapojení elektrického teploměru, v němž je teplotní sonda tvořená



Obr. 2. Typický průběh teplotní závislosti předního napětí U_{BE} nepárových tranzistorů

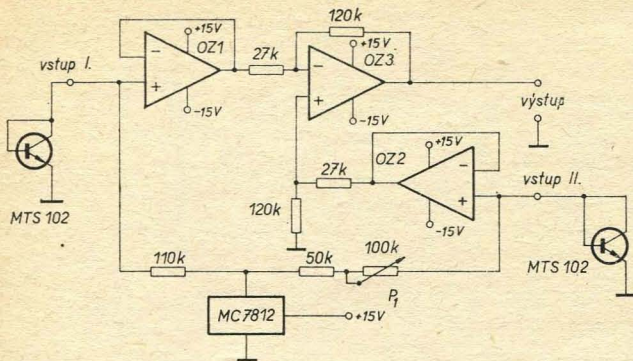


Obr. 3. Zapojení elektrického teploměru s teplotním čidlem s tranzistorem řady MTS

tranzistorem MTS102 napájena přes odpor $110\text{ k}\Omega$ ze stabilizátoru napětí s výstupním napětím 12 V konstantním proudem asi $100\text{ }\mu\text{A}$. Operační zesilovač OZ_1 pracuje jako impedanční transformátor s jednotkovým zesílením a vysokým vstupním odporem, aby sonda nebyla zatěžována vyhodnocovacím obvodem. Operační zesilovač OZ_2 pracuje jako invertující zesilovač se zesílením $A_u = -4,44$ tak, aby přírůstek teploty o $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ odpovídal zvýšení napětí o 10 mV na výstupu OZ_2 [viz vztah (3)]. Potenciometrem P_1 se kalibruje výstup OZ_2 na nulové napětí při teplotě okolí sondy $0\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Na obr. 4 je zapojení diferenčního elektrického teploměru se dvěma sondami tvořenými tranzistory MTS102. Funkce zapojení je obdobná jako v zapojení na obr. 3 — sondy jsou napájeny konstantním proudem asi $100\text{ }\mu\text{A}$, napětí ze sond je přes oddělovací zesilovače (sledovače napětí) přivedeno na diferenční zesilovač OZ_3 se zesílením $A_u = 4,44$, takže rozdílu teplot sond o $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ odpovídá zvýšení nebo pokles napětí na výstupu OZ_3 o 10 mV . Potenciometrem P_1 se nastavuje hodnota konstantního proudu jedné ze sond tak, aby při shodné teplotě sond bylo na výstupu OZ_3 nulové napětí.

Zapojení elektrického teploměru podle obr. 3 bylo v modifikované podobě ověřeno se součástkami československé výroby. Jako teplotní čidla byly použity tranzistory typu KC149, protože mají



Obr. 4. Zapojení diferenčního elektrického teploměru s teplotními čidly s tranzistory řady MTS

izolované pouzdro a jsou běžně dostupné. Ze 30 kusů tranzistorů, které jsme měli k dispozici, byly vybrány celkem 2 šestice tranzistorů, které vyhovely požadavkům na minimální rozptyl předního napětí U_{BE} a stejnosměrného zesilovacího činitele B . Měření U_{BE} a B se dělo při teplotě okolí $T_0 = 25^\circ\text{C}$ a při kolektorovém a předním proudu přechodu $BEI = 90 \mu\text{A}$. Naměřené hodnoty B_{BE} a B jedné šestice vybraných tranzistorů jsou uvedeny v tabulce 1.

Tab. 1. Změřené hodnoty U_{BE}

Tranzistor č.	1	2	3	4	5	6
Proudový zesilovací činitel B	215	225	220	230	210	225
Přední napětí U_{BE} [mV]	559	560	560	560	558	560

Zapojení elektrického teploměru se sondami s tranzistory typu KC149 je na obr. 5. Na vstup teploměru je možné přepínačem P_1 připojit jednu z šesti teplotních sond. Stabilizované teplotně stálé napětí $+8\text{V}$ pro napájení sond konstantním proudem asi $90 \mu\text{A}$ je získáno ze zdroje referenčního napětí z obvodu MAA435 (podle [5]), k cejchování teploměru slouží potenciometr P_1 , jímž se nastavuje při teplotě sond 0°C nulové výstupní napětí a potenciometr P_2 , kterým se nastavuje při teplotě sond $+100^\circ\text{C}$ výstupní napětí $+1\text{V}$. Teplotu je nejvýhodnější měřit pomocí číslicového multimetru s automatickou změnou polaritu vstupního napětí připojeného na výstup OZ_2 .

Po nastavení elektrického teploměru podle obr. 5 byla zjišťována chyba při měření teploty -20°C , 0°C a $+100^\circ\text{C}$ tranzistorovými sondami a „normálovým“ rtuťovým teploměrem. Maximální chyba při měření téže teploty různými sondami nepřesáhla $\pm 2^\circ\text{C}$, maximální chyba při měření téže teploty rtuťovým teploměrem a různými sondami nepřesáhla $\pm 3^\circ\text{C}$, což je pro běžné technické aplikace dostačující přesnost.

Využitím speciálních křemíkových planárně-epitaxních tranzistorů podle [4] jako teplotních čidel elektrických teploměrů lze dosáhnout přesné definovaných elektrických parametrů teplotních čidel v relativně širokém teplotním rozsahu -40°C až $+150^\circ\text{C}$. Výběrem křemíkových planárně-epitaxních tranzistorů typu KC149 z běžné produkce TESLA lze s vybranými tranzistory uvedeného typu dosáhnout obdobných výsledků jako s tranzistory podle [4].

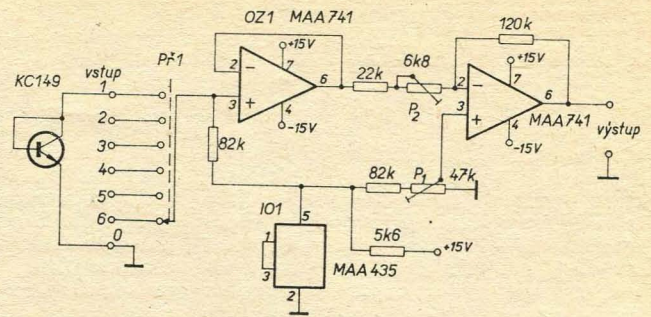
Teplotní čidla s tranzistory KC149 mají proti teplotním čidlům s obdobnými

vlastnostmi využívajícími varikapu podle [3] výhodu zejména ve výhodnějším tvaru pouzdra (jednostranné vývody umožňující snadné připojení přívodního kabelu a izolaci sondy zatměním např. tmelem Stukarit) a v běžné dostupnosti použitých tranzistorů.

Velmi výhodné využití elektrického teploměru s teplotními čidly s tranzistory je měření oteplení různých elektrických součástí při zkouškách a oživování elektrických zařízení. Pomocí řady tep-

lotních čidel umístěných v zařízení a jediného elektrického teploměru (s případným programovým řízením) lze dálkově měřit oteplení exponovaných součástí.

-i/ko-



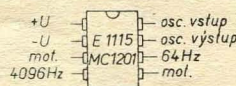
Obr. 5. Zapojení elektrického teploměru se součástkami tuzemské výroby

LITERATURA

- [1] Lineární teploměry s tranzistorovými a diodovými čidly; ST 12/1972, str. 474—475.
- [2] Raška Stanislav; Diodové teploměry; ST 12/1977, str. 449—450.
- [3] Brunnhofer V., Kryška L., Zuska J.; Měřicí přístroje; AR 5/1980/B, str. 170—175.
- [4] P. O'Neill, C. Derrington; Transistors — a hot tip for accurate temperature sensing; Electronics, říjen, 1979, str. 137—141.
- [5] Vitámovs Z.; Příspěvek k řešení teplotně kompenzovaného zdroje referenčního napětí; SO 12/1977, str. 595.

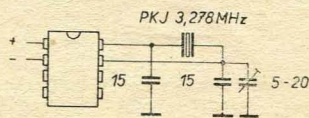
ROZŠÍŘENÍ APLIKACE HODINOVÉHO INTEGROVANÉHO OBVODU

Jako zdroj přesného kmitočtu pro hodiny a budíky se dnes používá krystalem řízený oscilátor o kmitočtu $4,194304\text{ MHz}$. Oscilátor je součástí hodinového integrovaného obvodu, jehož podstatnou část tvoří dvojkový dělič kmitočtu. Napájení hodinových integrovaných obvodů se děje jedním článkem $1,2$ až $1,5\text{ V}$ s proudovým příkonem kolem $50 \mu\text{A}$. Oscilátor integrovaného obvodu je zpravidla schopen kmitat v širokém kmitočtovém rozsahu, širším než doporučuje výrobce.



Obr. 1. Zapojení hodinového obvodu

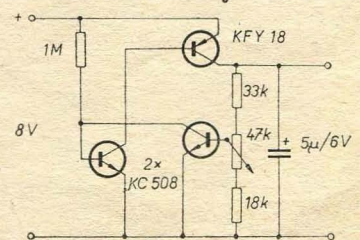
Většina hodinových obvodů má na některém z vývodů budíkový výstup (pro bzučák), tzn. vyveden kmitočtet ze slyšitelné oblasti. Jedná se o některou z moenin 2, tj. 64, 1024, 2048, 4096 Hz. Připojíme-li na oscilátorové svorky obvodu PKJ o rezonančním kmitočtu $3,276800\text{ MHz}$ dostaneme na původním



Obr. 2. Zapojení oscilátoru s hodinovým obvodem

výstupu 64 Hz kmitočtet 50 Hz . Přesný kmitočtet, tzn. s koeficientem teplotní závislosti $2 \cdot 10^{-7}/0,1\text{ V}$ o hodnotě 50 Hz se dá použít např. pro úpravu hodin, které mají časovou základnu zaváženou na síťový kmitočtet, dále pro napájení motoru s přesnou hodnotou obrátek apod.

Ze známějších integrovaných hodinových obvodů mají výstup 64 Hz obvody E1115, E1151 Eurosil a MC1210N, MCY1210N polské výroby CEMI. Zapojení obvodu je na obr. 1. Výstup 50 Hz je zatížitelný $1\text{ k}\Omega$ a kmitočtet oscilátoru je možné kontro-



Obr. 3. Zapojení stabilizátoru napětí

lovat na kontrolním výstupu 3200 Hz nebo na svorce OSC IN připojením čítače přes zesilovač a kondenzátor $0,7\text{ pF}$ ($3,2\text{ MHz}$). Obvyklé zapojení oscilátoru, je na obr. 2. Paralelně k trimru je možné zapojit kondenzátor 10 až 18 pF pro zmenšení stromosti nastavování. Na obr. 3 je uveden jednoduchý stabilizátor napětí $1,5\text{ V}$. Některé hodinové obvody lze využít i jako zdroje minutových impulsů připojením oscilátoru o kmitočtu $69,905\text{ kHz}$ na svorku OSC IN.

bks

Chyby při měření efektivních hodnot periodických nesinusových průběhů magnetoelektrickými a elektronickými přístroji s usměrňovači

ING. MILOŠ SEDLÁČEK, CSc.

Úvod

Při měření střídavých napětí a proudů nás obvykle zajímá efektivní hodnota. Z konstrukčního hlediska je značně jednodušší realizovat převodník střední hodnoty na stejnosměrné napětí nebo proud než převodník efektivní hodnoty. Proto je většina dříve vyrobených analogových elektronických voltmetrů a číslicových multimetrů vybavena převodníky střední hodnoty. Střední hodnotu měří také magnetoelektrické přístroje s usměrňovači, tedy i velmi rozšířené univerzální přístroje typu Avomet, DU 120 apod. Aby bylo přístroji s převodníky střední hodnoty možno měřit hodnotu efektivní, je nutno jejich stupnici vynásobit činitelem tvaru (poměrem efektivní hodnoty ke střední). Zmíněný číselný faktor ale závisí na časovém průběhu měřené veličiny. Běžná praxe spočívá ve vynásobení stupnice přístroje měřicího střední hodnotou činitelem tvaru pro sinusový průběh, tedy hodnotou 1,11 (přesněji 1,1107). Měří-li se takovým přístrojem průběh výrazně odlišný od sinusového, dochází k chybám, které mohou dosáhnout značných hodnot. Má-li měřený průběh nenulovou stejnosměrnou složku, závisí chyba navíc na tom, zpracovává-li použitý přístroj kmitočtové spektrum od nulové hodnoty kmitočtu (např. ručkové magnetoelektrické přístroje s usměrňovačem) nebo jde o tzv. střídavý voltmetr, který měří od určité minimální hodnoty kmitočtu (např. analogové střídavé elektronické voltmetry, jako TESLA BM 310 a větší část starších číslicových voltmetrů schopných měřit střídavá napětí).

Dále uvedeme hodnoty chyby pro vyjmutý sinusový průběh, jaký se v praxi vyskytuje velmi často (při souměrném řízení napětí a proudu odporové zátěže pomocí dvojice antiparalelně zapojených tyristorů). Kromě toho uvedeme průběhy chyb pro periodický se opakující obdélníkový impuls používaný v praxi např. pro zjišťování rozsahu činitele výkvy (poměru maximální hodnoty průběhu k efektivní hodnotě), který je schopen zpracovávat určitý převodník. Budou uvedeny jak teoretické průběhy chyb, tak hodnoty chyb určené měřením pro konkrétní přístroje. V závěru budou uvedeny příklady kmitočtových závislostí přístrojů s usměrňovačem, které jsou jednou z příčin odchylky naměřených a teoretických hodnot chyb.

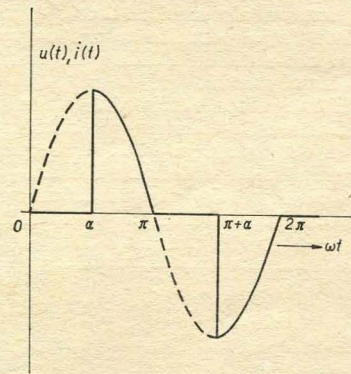
Poměrná chyba, které se dopustíme při měření průběhu s činitelem tvaru k_t přístrojem měřícím střední hodnotu, jehož údaj je vynásoben činitelem 1,11, je dána vztahem

$$\delta = \frac{U_{str} \cdot 1,11 - U}{U} 100 \% = \left(\frac{1,11}{k_t} - 1 \right) 100 \% \quad (1)$$

kde U je efektivní hodnota měřeného průběhu a U_{str} je střední hodnota téhož průběhu (tzv. aritmetická střední hodnota).

Chyby při měření vyjmuté sinusovky

Při symetrickém fázovém řízení výkonu odporové zátěže pomocí antiparalelní dvojice tyristorů odpovídá průběh napětí a proudu zátěže obrázku 1.

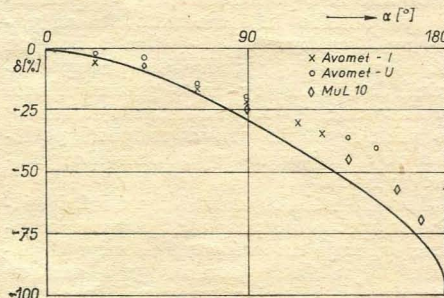


Obr. 1. Časový průběh napětí a proudu na odporové zátěži při regulaci výkonu zátěže dvojicí antiparalelně zapojených a symetricky fázově řízených tyristorů

Závislost činitele tvaru tohoto průběhu na úhlu α z obr. 1 je dána vztahem

$$k_t = \frac{U(\alpha)}{U_{str}(\alpha)} = \frac{1}{\sqrt{\pi \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}} = \frac{1}{\sqrt{2(1 + \cos \alpha)}} \quad (2)$$

Dosažením (2) do (1) dostaneme teoretický průběh chyby měření efektivní hodnoty průběhu podle obr. 1 v závislosti na hodnotě úhlu α , což uvádí obr. 2. V něm jsou současně uvedeny hodnoty chyb při měření průběhu napětí a proudu podle obr. 1 přístrojem Avomet

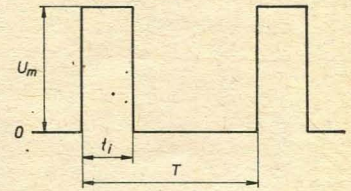


Obr. 2. Teoretický průběh chyby při měření průběhu podle obr. 1 přístroji s usměrňovačem a hodnoty chyb určené měřením pro přístroje Avomet a více rozsahový voltmetr typu MuL 10

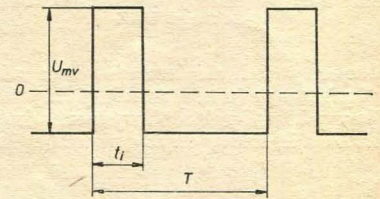
met. Odchylky naměřených a teoretických hodnot chyb jsou působeny kmitočtovou závislostí přístroje, která závisí na zvoleném rozsahu (viz obr. 7 až 10) a nepřesností nastavení úhlu α na přípravku použitým pro měření.

Chyby při měření obdélníkových průběhů

Všimneme si dvou případů periodicky se opakujících obdélníkových impulsů — s nenulovou stejnosměrnou složkou podle obr. 3 a s nulovou stejnosměrnou složkou podle obr. 4. Průběh podle



Obr. 3. Periodický obdélníkový impuls s nenulovou stejnosměrnou složkou



Obr. 4. Periodický obdélníkový impuls s nulovou stejnosměrnou složkou

obr. 4 slouží pro výpočet chyby přístrojů, na jejichž vstup je přiveden průběh podle obr. 3, ale které neměří stejnosměrnou složku (mají na vstupu zapojen kondenzátor, případně střídavý zesilovač).

Zavedeme-li označení

$$S = \frac{t_i}{T} \quad (3)$$

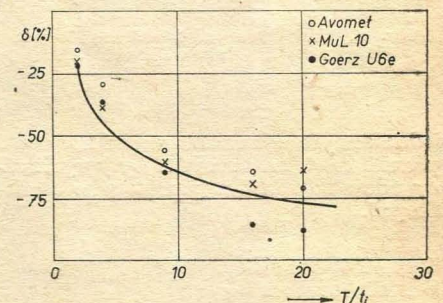
platí pro závislost činitele tvaru na hodnotě S pro průběh z obr. 3 vztah

$$k_t(S) = \frac{1}{\sqrt{S}} \quad (4)$$

a pro průběh z obr. 4 vztah

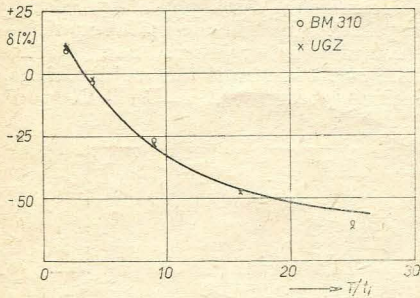
$$k_t(S) = \frac{1}{2\sqrt{S(1-S)}} \quad (5)$$

Vypočteme-li závislost poměrné chyby měření na hodnotě S dosažením z



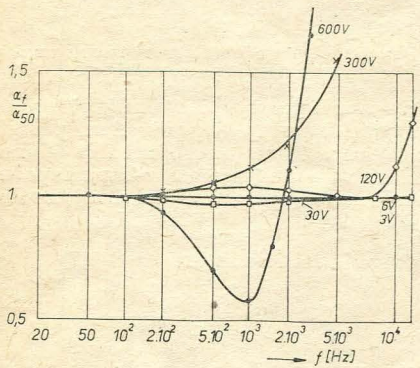
Obr. 5. Teoretický průběh chyby při měření průběhu podle obr. 3 přístroji s usměrňovačem a hodnoty chyb určené experimentálně pro univerzální přístroje Avomet, MuL 10 a Goerz U6e

vztahů (4) a (5) do (1), dostaneme průběhy chyb podle obr. 5 a obr. 6. V nich jsou opět současně uvedeny hodnoty chyb zjištěné měřením jednak pro ručkový magnetoelektrický přístroj, jednak pro elektronické voltmetry (analogový BM 310 TESLA a číslicový UGZ Rohde-Schwarz). Odchyšky naměřených hodnot chyby od teoretických jsou opět

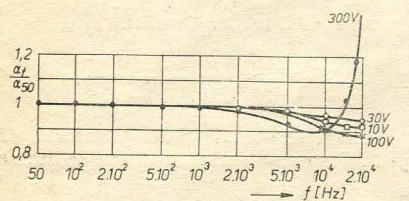


Obr. 6. Teoretický průběh chyby při měření průběhu podle obr. 3 střídavými elektronickými voltmetry a číslicovými voltmetry s převodníky střední hodnoty a chyby určené měřením pro analogový voltmetr TESLA BM 310 a číslicový multimetr Rohde-Schwarz UGZ

způsobeny jednak kmitočtovou závislostí přístrojů (u elektronických přístrojů je v pásmu kmitočtů významnější pro ovlivnění hodnoty chyby zanedbatelná),



Obr. 7. Kmitočtová závislost napěťových rozsahů přístroje Avomet

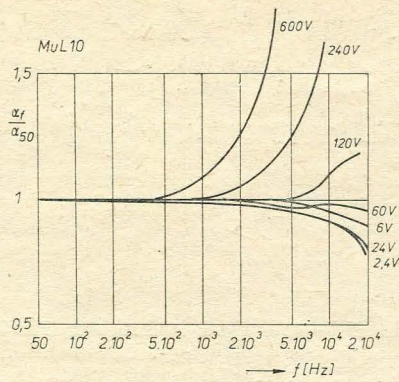


Obr. 8. Kmitočtová závislost napěťových rozsahů přístroje PU 120

jednak nepřesným nastavením hodnot S při měření (k nastavování byly využívány údaje ze stínítka paměťového osciloskopu).

Kmitočtová závislost přístrojů s usměrňovačem

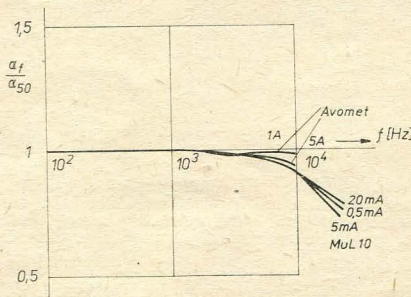
Kmitočtovou závislost magnetoelektrických přístrojů s usměrňovačem způsobují parazitní kapacity a indukčnost obvodu vlastního přístroje včetně usměr-



Obr. 9. Kmitočtová závislost jednotlivých rozsahů více rozsahového magnetoelektrického voltmetru s usměrňovačem MuL 10

ňovače, jednak obvody použité pro změnu měřicího rozsahu. Pro zmenšení kmitočtové závislosti používá někdy výrobce obvodů kmitočtové kompenzace, kterou ale není možno provést tak dokonale jako kmitočtovou kompenzaci vstupních děličů střídavých elektronických voltmetrů.

U magnetoelektrických voltmetrů se měřicí rozsah mění přepínáním předřadných odporů. Čím větší je hodnota odporu (při hodnotách zhruba nad 100 Ω), tím větší je také vliv parazitní kapacity odporu, přes kterou při vyšších kmitoč-



Obr. 10. Kmitočtová závislost proudových rozsahů přístroje Avomet a více rozsahového magnetoelektrického miliampermetru s usměrňovačem typu MuL 10

NA STOPĚ BITOVÝCH CHYB

U elektronických zařízení pro zpracování dat dochází občas k závadám, tzv. „soft failures“. Ty nemají nic společného s programovým vybavením, ale pouze s technickými prostředky počítačů — objevují se totiž v pamětech. Příčinou jejich vzniku je krátkodobé překlopení paměťového bitu, tedy změna z logické nuly na logickou jedničku nebo naopak, po níž následuje regenerace původního informačního stavu paměťové buňky. V důsledku takových závad může dojít k chybám při zpracování dat, aniž by bylo možné zjistit proč se tak stalo. Vznik „soft failures“ se však nedávno pravděpodobně podařilo objasnit jednou výzkumnou organizací v NSR.

Jestliže nějaká elektricky nabitá částice, např. alfa, prochází pevnou hmotou, ionizuje na své cestě atomy. U paměti typu CCD (součástky s vazbou nábojem), jejichž záznamová kapacita je přes čtvrt milionu bitů, je každý bit reprezentován asi 50 000 elektrony a stejným počtem děr. Jak bylo zjištěno, mohou v důsledku průchodu jediné částice alfa křemíkovou destičkou vzniknout

tech teče nezanedbatelný proud. Skutečnost je zřejmá z obr. 7 až obr. 9, v nichž jsou uvedeny kmitočtové závislosti univerzálních magnetoelektrických přístrojů s usměrňovačem použitých jako voltmetry. Ve všech případech jsou v grafech kmitočtových závislostí vynášeny poměry výchylky přístroje při kmitočtu f k výchylce při kmitočtu 50 Hz.

Kmitočtová závislost nízkofrekvenčních analogových elektronických voltmetrů a zejména číslicových multimetrů je výrazně menší — číslicové multimetry měří sinusové průběhy s chybou pod 1 % údaje v kmitočtových pásmech od 20 Hz asi do 20 kHz až 100 kHz podle výrobce a ceny přístroje.

Závěr

Jak je zřejmé z výše uvedeného, je možno se při měření periodických nesinusových průběhů přístroji s převodníky střední hodnoty dopustit chyby od +11 % do -100 %. Chyba je určena časovým průběhem napětí nebo proudu. Proto je pro nesinusové průběhy použití zmíněných přístrojů zcela nevhodné.

Pouze tehdy, zobrazíme-li současně měřený průběh na osciloskopu a jde-li o průběh se snadno určitelným činitelem tvaru, je možno získat správný výsledek vydělením údaje přístroje hodnotou 1,11 a vynásobením výsledku určeným činitelem tvaru. Pro některé typické průběhy byla publikována tabulka konstant, kterými je nutno vynásobit údaj přístroje měřícího střední hodnotu, abychom dostali hodnotu efektivní [1], [2]. Její použití je ale nouzovým opatřením a přesnější i pohodlnější je samozřejmě použití přístrojů měřících efektivní hodnotu i pro nesinusové průběhy (označovaných také jako přístroje měřící „skutečnou efektivní hodnotu“).

LITERATURA

- [1] Kraengl, W. D.: Table provides ac waveform/meter conversion factors. EDN, 1977, č. 17, str. 115.
- [2] Fílovš, L., Pernica, K.: Pomůcka pro měření střídavých napětí různých tvarů. Měřicí technika, 1978, č. 3, str. 11—14.

až tři milióny volných elektronů a děr. To dostačuje pro změnu informace v paměťové buňce. Pokud jde o částice alfa, mohou vznikat přímo v keramickém materiálu v němž je křemíková destička zapouzdřena, popř. může jít o kosmické záření.

Využitím statistických metod se došlo k závěru, že v pamětech CCD se během jednoho milionu provozních hodin může objevit přibližně tři tisíce „soft failures“. Je to sice poměrně málo, ovšem protože nelze předem zjistit, kde všude takové poruchy mohou vzniknout a co způsobí, nelze jejich důsledky podezřívávat. Protože nelze spolehlivě zabránit vzniku poruch uvedeného typu, je alespoň nutné využitím jednoduchého kódu tak vzniklé chyby korigovat nebo přinejmenším lokalizovat. Pro uložení opravného kódu je samozřejmě potřeba uvolnit část paměťové kapacity zařízení, čímž vzrůstá cena za každý uložený informační bit. Ovšem v řadě případů takto zvýšené náklady mohou znamenat menší vydání než by činila výše případných škod.

Kin

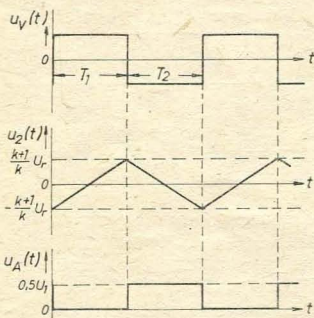
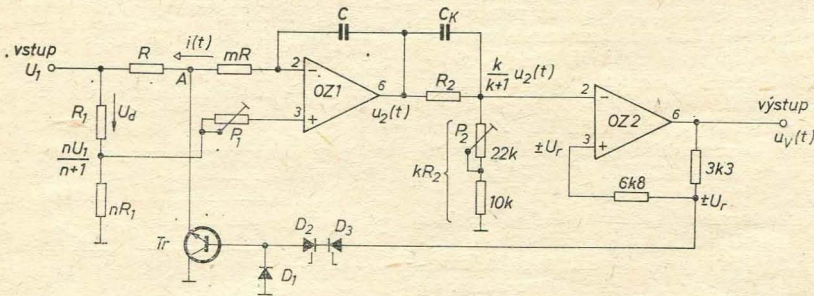
[1] Elektronik Zeitung, (1982), č. 5, s. 40.

Několik poznámek k převodníku napětí-kmitočet

ING. JOSEF PUNČOCHÁŘ ML.

V [2], ze které vychází [3], je uveden převodník napětí—kmitočet (U/f), který při své jednoduchosti dosahuje dobrých vlastností. Původní zahraniční literatura není k uvedenému zapojení konkrétně uvedena. Popis není dostatečný k tomu, aby převodník mohl být za každých okolností nastaven, ani neumožňuje návrh převodníku U/f podle specifických požadavků. Je škoda, že autoři [2] a [3] nenavázali na [1], kde je velmi podrobný a kvalitní popis téměř stejného převodníku U/f . Současně je v [1] naznačeno několik dalších možností, lákavých pro konstruktéra generátorů funkcí.

Principiální schéma převodníku U/f (podle [3]) je na obr. 1a, průběhy napětí jsou na obr. 1b. Komparátor s hysterezi



Obr. 1. a) Základní schéma převodníku U/f podle [3] ($R_1 = 68 \text{ k}\Omega$; $nR_1 = 22 \text{ k}\Omega$; $R = 30 \text{ k}\Omega$; $mR = 15 \text{ k}\Omega$; $C = 390 \text{ pF}$; $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$; $kR_2 = 10 \text{ až } 32 \text{ k}\Omega$; $P_1 = 33 \text{ k}\Omega$; $C_k = 1 \text{ nF}$ až 1.5 nF ; $Tr = \text{KC149}$; $OZ_{1,2} = \text{MAA748}$; $D_1 = \text{KA261}$; $D_{2,3} = \text{KZ141}$ — párovat na 1 %); b) Průběhy napětí v obvodu na obr. 1a

$2U_r$ (OZ_2) mění svůj stav, dosáhne-li napětí $u_2(t) \cdot k/(k+1)$ hodnoty $\pm U_r$. Z toho plyne, že napětí $u_2(t)$ se mění v rozmezí $\pm U_r(k+1)/k$ (obr. 1b) a maximální rozdíl napětí mezi neinvertujícím a invertujícím vstupem OZ_2 je $\pm 2U_r$.

V periodě T_1 je tranzistor Tr sepnut, $u_V(t) > 0$, na neinvertující vstup OZ_1 (integrátor) je přiváděno napětí

$$U^+ = nU_1/(n+1).$$

Napětí $u_2(t)$ narůstá z hodnoty $-U_r(k+1)/k$ k hodnotě $+U_r(k+1)/k$. Protože na obou vstupech ideálního operačního zesilovače musí být shodná napětí, platí pro proud $i(t)$ v periodě T_1

$$i(t) = U^+/(mR) = nU_1/[(n+1)mR].$$

Pro napětí $u_2(t)$ platí:

$$u_2(t) = -U_r(k+1)/k + i(t) \cdot t/C = -U_r(k+1)/k + nU_1 t/[(n+1)mRC],$$

význam všech symbolů plyne z obr. 1 a textu.

V okamžiku $t = T_1$ právě platí $u_2(T_1) = +U_r(k+1)/k$. Z toho

$$T_1 = 2 \frac{k+1}{k} \frac{n+1}{n} mRC \frac{U_r}{U_1}, \quad (1)$$

význam všech symbolů plyne z obr. 1 a textu.

V okamžiku $t = T_1$ mění komparátor (OZ_2) svůj stav, $u_V(t) < 0$, tranzistor

Tr je rozepnut, začíná perioda T_2 . Na vstupy OZ_1 je přiváděno diferenční napětí U_d (obr. 1a)

$$U_d = U_1 - nU_1/(n+1) = U_1/(n+1),$$

napětí $u_2(t)$ klesá z hodnoty $U_r(k+1)/k$ k hodnotě $-U_r(k+1)/k$. Platí

$$i(t) = -U_d/[(m+1)R],$$

$$u_2(t) = U_r(k+1)/k + i(t) \cdot t/C = U_r(k+1)/k - U_1 t/[(n+1)(m+1)RC],$$

význam všech symbolů je zřejmý z obr. 1 a textu.

V okamžiku $t = T_2$ platí $u_2(T_2) = -U_r(k+1)/k$, OZ_2 mění svůj stav, $u_V(t) > 0$, nastává opět perioda T_1 , celý děj se opakuje. Z hodnoty napětí $u_2(T_2)$ snadno určíme, že

$$T_2 = 2 \frac{k+1}{k} (m+1)(n+1) RC \frac{U_r}{U_1}. \quad (2)$$

Pro celou periodu výstupní funkce [$u_V(t)$ — obr. 1b] platí

$$T = T_1 + T_2 = 2 \frac{k+1}{k} (n+1) \left(\frac{m}{n} + m+1 \right) RC \frac{U_r}{U_1}. \quad (3)$$

Požadujeme-li $T_1 = T_2$, dostaneme ze vztahu (1) a (2) podmínku

$$n = m/(m+1). \quad (4)$$

Je-li podmínka (4) splněna, platí $T_1 =$

$= T_2$ a po dosazení do (3) dostáváme

$$T = 4 \frac{k+1}{k} (2m+1) RC \frac{U_r}{U_1}. \quad (3a)$$

Nyní snadno určíme frekvenci

$$f = 1/T = U_1 \frac{k}{k+1} \frac{1}{4(2m+1)RCU_r}, \quad (5)$$

význam všech symbolů plyne z textu a obr. 1.

Definujeme-li převodní strmost jako $S = f/U_1$, dostaneme ze vztahu (5):

$$S = \frac{k}{k+1} \frac{1}{4(2m+1)RCU_r} [\text{Hz/V}; \Omega, \text{F}, \text{V}]. \quad (6)$$

Výstupní frekvenci potom určujeme ze vztahu

$$f = SU_1 [\text{Hz}; \text{Hz/V}, \text{V}]. \quad (7)$$

Z hlediska požadavků, kladených na tranzistor Tr nás zajímá i hodnota napětí U_A (obr. 1a) při rozepnutém tranzistoru Tr . Je zřejmé, že nesmí přesáhnout velikost závěrného napětí U_{EBO} tranzistoru Tr . Platí-li $U_A > U_{EBO}$, nepředstavuje tranzistor nekonečně velký odpor, dříve uvedené vztahy přestávají platit. Může dokonce dojít k takovému paradoxu, že se zvětšováním U_1 (a tím i U_A) klesá f . Je-li tranzistor Tr rozepnut (perioda T_2), platí

$$U_A = U_1 + Ri(t),$$

pro proud $i(t)$ platí:

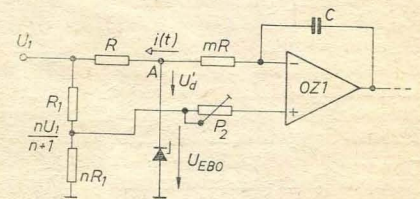
$$i(t) = -U_d/[(m+1)R] = -U_1/[(n+1)(m+1)R].$$

Z toho

$$U_A = U_1 \left[1 - \frac{1}{(n+1)(m+1)} \right], \quad (8)$$

význam všech symbolů je zřejmý z textu a obr. 1.

Překročí-li napětí U_A hodnotu U_{EBO} , není již tranzistor Tr v periodě T_2 ideálně zavřený. V bodě A nebude napětí určováno napětím U_1 , zůstává přibližně na hodnotě U_{EBO} . Náhradní schéma pro tuto situaci je na obr. 2.



Obr. 2. Náhradní schéma obvodu z obr. 1a v periodě T_2 pro $U_A > U_{EBO}$

Platí:

$$U_d' = U_{EBO} - nU_1/(n+1),$$

$$i(t) = -U_d'/(mR),$$

$$u_2(t) = U_r(k+1)/k - [U_{EBO} - nU_1/(n+1)] \cdot t/(mRC).$$

Z podmínky $u_2(T_2) = -U_r(k+1)/k$ dostaneme.

$$T_2 = 2 \frac{k+1}{k} mRC U_r/[U_{EBO} -$$

$$-nU_1/(n+1)].$$

Je-li splněna podmínka (4), dostaneme pro $U_A > U_{EBO}$; [$n = m/(m+1)$]:

$$T_2 = 2 \frac{k+1}{k} mRC U_r / [U_{EBO} - mU_1/(2m+1)].$$

Poměry v periodě T_1 se nemění a proto při splnění (4) platí

$$T_1 = 2 \frac{k+1}{k} (2m+1) RC \frac{U_r}{U_1}.$$

Nyní již není obtížné určit periodu výstupního signálu $u_v(t)$

$$T = T_1 + T_2 = 2 \frac{k+1}{k} RC U_r \cdot \left(\frac{2m+1}{U_1} + \frac{m}{U_{EBO} - U_1 m / (2m+1)} \right).$$

Dále určíme

$$f = 1/T = U_1 \frac{k}{k+1} \cdot \frac{U_{EBO} - U_1 m / (2m+1)}{2(2m+1) RC U_r U_{EBO}}. \quad (9)$$

Je zřejmé, že pro $U_1 = (2m+1) U_{EBO}/m$ platí, že $f \rightarrow 0$. Budeme-li zjišťovat extrém funkce (9), zjistíme, že nastává právě pro

$$U_1 \cdot 2m / (2m+1) = U_{EBO}.$$

Dosadíme-li do vztahu (8) z podmínky (4), dostáváme ovšem, že

$$U_A = U_1 \cdot 2m / (2m+1).$$

Je tedy zřejmé, že dosáhne-li napětí U_A hodnoty U_{EBO} , nastává pokles frekvence f (s růstem napětí U_1). Napětí U_{EBO} omezuje maximální frekvenci f_{max} obvodu na hodnotu, kterou určíme ze vztahu (9), dosadíme-li za $U_1 = U_{EBO}(2m+1)/(2m)$. Po úpravě dostaneme:

$$f_{max} = \frac{k}{k+1} \cdot \frac{U_{EBO}}{8mRCU_r}. \quad (10)$$

f_{max} je maximální možná frekvence obvodu omezená (mimo jiné) velikostí závěrného napětí U_{EBO} . Stejný vztah pro f_{max} dostaneme, dosadíme-li hraniční hodnotu $U_1 = U_{EBO}(2m+1)/(2m)$ do vztahu (5).

Za podmínek uvedených v [3] je $m = 0,5$; $n = 22/68 = 0,3235$; $C = 390$ pF a $k = 2,12$ až $6,8$ ($R_2 = 4,7$ kΩ; $kR_2 = 10$ kΩ až 32 kΩ). Zkontrolujeme platnost podmínky (4): $n = 0,3235$; $m/(m+1) = 1/3 = 0,3333$. Chyba vyjádřená v procentech je $(0,3235 - 0,3333) \cdot 100/0,3333 = -2,9\%$. Pro výstupní frekvenci určíme ze vztahu (5)

$$f = U_1 \frac{k}{k+1} 1,068 \cdot 10^4 / U_r,$$

pro strmost převodu ze vztahu (6)

$$S = \frac{k}{k+1} 1,068 \cdot 10^4 / U_r \quad [\text{Hz/V; V}].$$

Maximální strmosti vůbec dosahujeme pro $k \rightarrow \infty$, v našem případě je to

$$S(k \rightarrow \infty) = 1,068 \cdot 10^4 / U_r.$$

Se zmenšováním k se strmost zmenšuje. V daném případě je maximální strmost při $k = 6,8$:

$$S_{max} = S(k = 6,8) = 9,311 \cdot 10^3 / U_r.$$

Minimální strmost je při $k = 2,12$:

$$S_{min} = 7,257 \cdot 10^3 / U_r.$$

Napětí U_r je v obvodu na obr. 1a určeno vždy napětím diody v závěrném směru (D_2 nebo D_3) — pro KZ141 je to 4,8 až 5,4 V — a dvěma úbytky na diodách v propustném směru (D_1 a D_2 nebo D_3 a přechod báze—kolektor tranzistoru). Pro dané diody [3] (za předpokladu shodnosti D_2 a D_3) tedy můžeme počítat s U_r v rozmezí 4,8 + 1,2 = 6 V až 5,4 + 1,2 = 6,6 V. Potom dostáváme $S_{min} = 1,21$ až $1,10$ kHz/V. Je zřejmé, že za uvedených poměrů [3] nelze vůbec nastavit při $U_1 = 1$ V frekvenci 1 kHz. To se potvrdilo i při praktickém nastavení, kdy bylo $U_r = 6,5$ V a nebylo možné nastavit $f = 1$ kHz při $U_1 = 1$ V.

Úpravy strmosti S lze dosáhnout několika způsoby. Vzhledem k dodržení podmínky (4) není vhodné měnit R , mR , R_1 a nR_1 . Změna rozsahu k je také problematická; musíme si uvědomit, že napětí $u_2(t)$ dosahuje hodnot $\pm U_r(k+1)/k$. Zmenšování k vede k růstu vrcholové hodnoty $u_2(t)$. Již pro $k = 1$ se jedná o hodnoty $\pm 2U_r$, snadno by mohlo být dosaženo hodnot saturačního napětí OZ_1 , obvod by přestal pracovat.

Vhodné je věnovat pozornost výběru diod D_2 a D_3 . Je zřejmé, že při $C = 390$ pF stačí vybrat (a párovat) diody D_2 a D_3 tak, aby $U_r > 7,257$ V a již dosáhneme $S_{min} < 1$ kHz/V. Z toho hlediska je vhodnější (při daném rozsahu k) volit diody KZZ71 (6 až 7,4 V), potom $U_r = 7,2$ až $8,6$ V.

Další možnou (a nevhodnější) cestou ke zmenšení strmosti je zvětšování kapacity C . Připojíme-li paralelně ke kondenzátoru 390 pF ještě kondenzátor 120 pF, dostáváme $C = 510$ pF a platí

$$S_{max} = 7,120 \cdot 10^3 / U_r,$$

$$S_{min} = 5,549 \cdot 10^3 / U_r.$$

Je zřejmé, že nastavení požadované strmosti S se musí provádět uvážlivě, abychom zachovali funkčnost obvodu i všechny jeho dobré vlastnosti.

Ze vztahu (8) zjistíme, že pro $m = 0,5$ a $n = 1/3$ platí $U_A = 0,5U_1$. Vzhledem k tomu, že použitý tranzistor (KC149) má v katalogu uváděno $U_{EBO} > 5$ V, musí platit $U_A = 0,5U_1 < 5$ V a z toho $U_1 < 10$ V.

Ze vztahu (10) můžeme určit pro danou situaci, že omezení frekvence (f_{max}) díky U_{EBO} nastává při $U_r = 6$ V a $C = 510$ pF na frekvenci:

$$U_{EBO} = 5 \text{ V} - f_{max} = k/(k+1) \cdot 1,36 \cdot 10^4 \text{ Hz};$$

$$U_{EBO} = 6 \text{ V} - f_{max} = k/(k+1) \cdot 1,63 \cdot 10^4 \text{ Hz};$$

$$U_{EBO} = 8 \text{ V} - f_{max} = k/(k+1) \cdot 2,17 \cdot 10^4 \text{ Hz}.$$

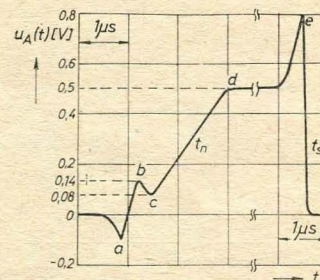
Je-li například $k = 2,12$ a $U_{EBO} = 8$ V, dostáváme $f_{max} = 1,47 \cdot 10^4$ Hz. Požadovaný rozsah vstupních napětí je $U_1 = 0$ až 10 V. Proto musíme tranzistor Tr vybírat tak, aby hodnota U_{EBO} byla co největší. Měla by být větší než 7 V, aby se vliv závěrného napětí U_{EBO} uplatnil co nejmenší měrou.

Potenciometr P_1 (obr. 1a) není principiálně nutný pro funkci obvodu. Slouží ke kompenzaci vstupní proudové nesymetrie OZ_1 . Nastavení se má podle [3] provádět tak, že při stálém zmenšování hodnot U_1 nastavujeme pomocí P_1

stav $T_1 = T_2$. Žádoucí je udržet funkci obvodu i pro $U_1 < 10$ mV. V praxi se ukázalo, že s OZ MAA748 tato metoda neumožňuje dosáhnout kýžený stav se všemi OZ. Samotný potenciometr P_1 nestačí kompenzovat vliv vstupní proudové i napětové nesymetrie a další vlivy, které vznikají při spínání tranzistoru Tr . Je vhodné u OZ₁ kompenzovat vstupní napětovou i proudovou nesymetrii. Kompenzování vstupní napětové nesymetrie u OZ MAA748 není problém protože obvod je pro tuto eventualitu „vybaven“ patřičnými vývody (na rozdíl od MAA502, viz [2]).

Krokem zpět je v [3] (proti [2] i [1]) použití operačního zesilovače MAA748 na místě OZ₂ (původně MAA502). Měření na výstupu 6 zesilovače MAA748 zjistíme, že při rozkmitu 33 V (napájení ± 18 V) je čelo i týl 6 μ s. Tomu odpovídá rychlost přeběhu $\rho = 33/6 = 5,5$ V/ μ s. Použití MAA502 jako OZ₂ je mnohem vhodnější. Rychlost přeběhu je u něj větší než 20 V/ μ s (kompenzace pro zisk 1000). Musíme ovšem zajistit, aby rozdílové napětí mezi vstupy OZ MAA502 nepřesáhlo hodnotu 5 V. Uvedená podmínka je svorně opomínuta v [1] i [2]. Zapojení diod D_2 a D_3 (použité v [2] a [3]) není také nejvhodnější.

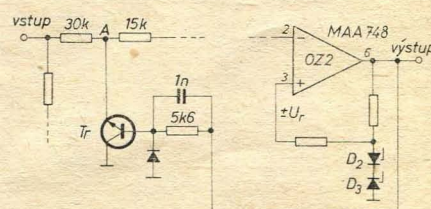
Na obr. 3 je průběh napětí v bodě A (obr. 1a) pro obvod zapojený podle obr. 1a [3]. Při měření bylo $U_1 = 1$ V.



Obr. 3. Průběh napětí v bodě A pro obvod na obr. 1a

Rízení tranzistoru Tr přes diody D_2 , D_3 není vhodné. Při rozpínání se nejdříve uplatní parazitní kapacita diod (úsek a—b), potom nastává pokles (c) díky tomu, že proud z báze tranzistoru sleduje pokles výstupního napětí $u_v(t)$ již jen přes diody D_2 a D_3 až do zavření tranzistoru (d). Svou roli sehraje při zavírání tranzistoru i značný prostorový náboj, který je v inverzním režimu v bázi. Sepnutí tranzistoru je mnohem rychlejší, protože pracujeme s relativně velkými bázeovými proudy. Při řízení tranzistoru dochází také k průniku řídicího napětí tranzistoru do bodu A (a, e—obr. 3).

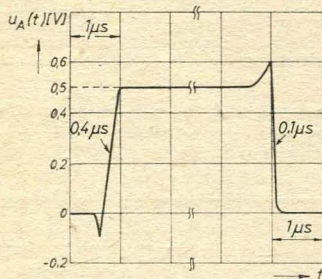
Podstatně lepších výsledků je dosaženo i s operačním zesilovačem MAA748 (OZ₂), byl-li obvod zapojen podle obr. 4. Zapojení je uvedeno již v [1]. Při $U_1 = 1$ V bylo čelo (úsek a—d, obr. 3) bez



Obr. 4. Zlepšení spínacích dějů tranzistoru Tr (dále shodně s obr. 1a)

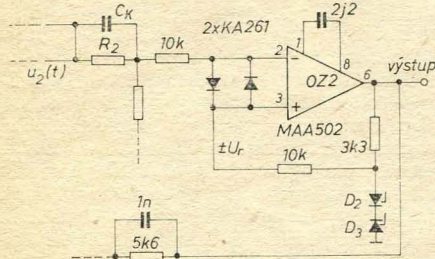
zákmitu, čelo $t_n = 0,9 \mu s$, tyl $t_s = 0,1 \mu s$. Průnik (e) je $0,15 V$ proti ustálené hodnotě $0,5 V$. Přitom na výstupu $6 OZ_2$ (748) má i nyní čelo a tyl délku $6 \mu s$.

Dále byl na místě OZ_2 (obr. 4) zapojen zesilovač MAA502 [2] — bez ochrany vstupů (kompenzace mezi svorkami 1 a 8 je $2,2 pF$; mezi svorkami 5 a 6 je $1 pF$). Na výstupu 6 obvodu MAA502 je při rozkmitu $26 V$ (napájení $\pm 15 V$) nástupná hrana $t_n = 2 \mu s$ a sestupná hrana $t_s = 0,8 \mu s$. Je zřejmé, že i při tomto nevhodném režimu (přetěžování vstupů OZ_2) je rychlost komparace podstatně větší než se zesilovačem MAA748. Průběh napětí v bodě A při $U_1 = 1 V$ je na obr. 5.

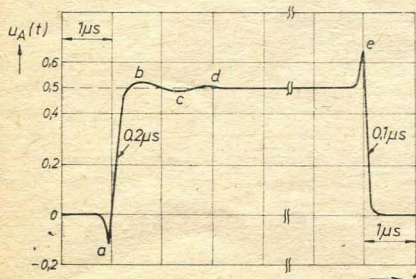


Obr. 5. Průběh napětí v bodě A (obr. 4), je-li jako OZ_2 zapojen obvod MAA502 bez ochrany vstupů

Dalšího zvětšení rychlosti komparátoru bylo dosaženo zapojením podle obr. 6. Na výstupu 6 zesilovače MAA502 byla nástupná i sestupná hrana délky $0,5 \mu s$ (napájení $\pm 15 V$) při rozkmitu $26 V$. Průběh napětí v bodě A při $U_1 = 1 V$ je na obr. 7. Za uvedených podmínek dosahoval komparátor s zesilovačem MAA502 rychlosti přeběhu $26/0,5 = 52 V/\mu s$. Záškmity (b, c, d) kolem ustálené hodnoty (obr. 7) nezpůsobují vážnou chybu vzhledem k tomu, že napětí $u_A(t)$ je vedeno na integrátor (OZ_1), který vytváří střední hodnotu. Střední hodnota těchto záškmitů se



Obr. 6. Zapojení komparátoru s OZ MAA502 a ochranou vstupů (dále shodně s obr. 1a; mezi svorkami 5 a 6 OZ není korekční kapacita)



Obr. 7. Průběh napětí v bodě A , je-li převodník zapojen podle obr. 6

velmi rychle blíží nule. Průniky řídicího napětí tranzistorem Tr (a, e , obr. 7) nejsou při své době trvání také vážným problémem. Výsledkem provedených úvah je schéma převodníku U/f na obr. 8. Pro obvod na obr. 8 platí:

$$n = nR_1/R_1 = 22,78/68,1 = 1/2,9895,$$

$$m = mR/R = 15/30 = 1/2.$$

Podle vztahu (4) by mělo ideálně platit $n = 1/3$. To je s vyhovující přesností splněno (odchylka $+0,36 \%$).

Při daném uspořádání diod je $U_r = 6 V$ (diody párovány). Potom podle úvah provedených v textu ke vztahu (6) je $S_{max} = 1,187 \text{ kHz/V}$ a $S_{min} = 0,925 \text{ kHz/V}$ — rozsah nastavení je vyhovující.

Nastavování obvodu na požadovanou strmost $S = 1 \text{ kHz/V}$ (1 Hz/mV) bylo prováděno odporovými trimry P_1, P_2, P_3 a proměnnou kapacitou C_k . Postupnými změnami P_1 a P_3 byla nastavována největší dosažitelná shoda frekvence s teoretickou hodnotou při nejmenším možném vstupním napětí U_1 . Podařilo se nastavit frekvenci $2,2 \text{ Hz}$ při $U_1 = 3,38 \text{ mV}$. Ukázalo se, že je důležitější nastavovat tuto maximálně možnou shodu, než trvat na požadavku $T_1 = T_2$ při malých U_1 .

frekvenci při $U_1 = 3,38 \text{ mV}$ a pomocí P_1 jsme nastavovali „největší možnou symetrii“, pokud toto nastavení nevedlo ke zmenšování frekvence f .

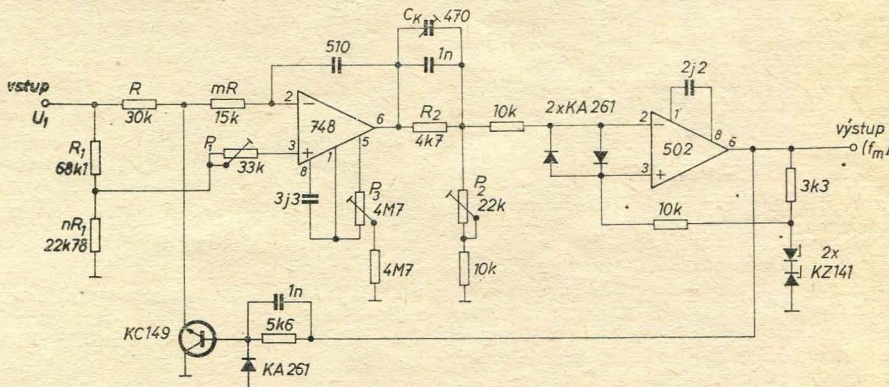
Dále již byla postupně nastavována frekvence 1 kHz při $U_1 = 1 V$ trimrem P_2 a 10 kHz při $U_1 = 10 V$ pomocí O_k . Výsledky měření jsou shrnuty v tabulce 1. Percentuální odchylka je určována podle vztahu

$$\Delta f = (f_m - f) \cdot 100/f \quad [\%],$$

kde f_m je naměřená frekvence na výstupu $6 OZ_2$ a $f = SU_1$; předpokládá se, že $S = 1 \text{ kHz/V} = 1 \text{ Hz/mV}$. Dynamické vlastnosti jsou shodně s popisem k obr. 6.

Z výsledků měření v tabulce 1 plyne, že vhodnější bude nastavovat převodník tak, aby při $U_1 = 1 V$ byla frekvence 1001 Hz ($+0,1 \%$) a při $U_1 = 10 V$ frekvence 10010 Hz ($+0,1 \%$). Tím se nám podaří vyrovnat relativně velkou chybu pro $U_1 = 6 V$ a současně se zlepši i přesnost pro vstupní napětí menší než $1 V$.

Je zřejmé, že pro $U_1 < 500 \text{ mV}$ je chyba převodníku určena především stejnosměrnými vlastnostmi OZ_1 (nesymetrie) a nedokonalostí spínacího tranzistoru. Pro větší napětí U_1 začíná narůstat chyba převodníku díky dynamickým vlastnostem obvodu (zpoždění komparátoru, spínače i integrátoru).



Obr. 8. Převodník U/f se zlepšenými dynamickými vlastnostmi (napájení $\pm 15 V$)

Musíme si uvědomit, že situace na vstupu OZ_1 pro malá napětí U_1 je poměrně složitá. V každé periodě (T_1, T_2) jsou na vstupech OZ_1 jiné poměry (mění se hodnota odporu v neinvertujícím vstupu OZ_1); uplatňuje se zbytkové napětí na tranzistoru Tr , případně i jeho svodové proudy. Jestliže všechny vlivy vykompenzujeme v jedné periodě, v druhé periodě se situace změní a obvod zde není vykompenzován. Není tedy prakticky možné kompenzovat všechny vlivy v obou půlperiodách a tím dosáhnout stavu $T_1 = T_2$. S růstem vstupního napětí U_1 vliv vstupní proudové a napěťové nesymetrie klesá, symetričnost výstupního napětí $u_v(t)$ ($T_1 = T_2$) je určena především dodržáním podmínek (4) a spárováním diod D_2 a D_3 (pokud není v bodě A překročeno napětí U_{EBO}).

Při nastavování je výhodné použít na místě P_3 víceobrátkový potenciometr nebo nejdříve zjistit hrubě nejvhodnější polohu jezdeck trimru P_3 a potom zapojit dva odpovídající odpory a odporový trimr, což umožní jemně nastavení frekvence při malém napětí U_1 (stejná poznámka platí i pro práci s P_2 s tím, že stačí jeden odpor a jeden trimr). V našem konkrétním případě jsme pomocí P_3 nastavovali největší možnou

Tab. 1. Naměřená závislost $f_m = f(U_1)$ a procentuální odchylka Δf od ideální hodnoty ($f = U_1$; Hz ; mV) pro obvod na obr. 8; Δf^+ — procentuální chyba vztahovaná k plnému rozsahu ($100 \text{ Hz} = 1 \%$).

U_1 [mV]	f_m [Hz]	Δf [%]	Δf^+ [%]
3,38	2,2	-34,9	-0,012
10,61	9,6	-9,51	-0,010
50,74	49,7	-2,05	-0,010
100,06	99,3	-0,76	-0,008
220,4	219,9	-0,23	-0,005
500,7	500,2	-0,10	-0,005
1000,5	1000,3	-0,02	-0,002
2001	1999	-0,10	-0,020
3001	2996	-0,17	-0,050
4000	3993	-0,17	-0,070
5000	4990	-0,20	-0,100
6002	5989	-0,22	-0,12
7001	6989	-0,17	-0,12
8000	7987	-0,16	-0,13
8998	8990	-0,09	-0,08
10000	9998	-0,02	-0,02
11008	11008	+0,07	+0,08
12001	12022	+0,17	+0,21
13000	13039	+0,30	+0,39
13250	13301	+0,38	+0,51
13500	13556	+0,41	+0,56
13700	13758	+0,42	+0,58
13900	13947	+0,34	+0,47
14002	13967	-0,25	-0,35
14099	13986	-0,80	-1,13
14250	13993	-1,80	-2,57
14500	13989	-3,52	-5,11
15000	13960	-6,93	-10,4

Chybu kompenzujeme pomocí kapacity C_k , která nám pro vyšší frekvence zaručuje překlopení komparátoru s určitým „předstihem“. Z tabulky 1 plyne, že patrné zlepšení (pro dané nastavení) nastává pro $U_1 > 6000$ mV. Pro $U_1 > 11$ V již zmíněný mechanismus korekce vede k tomu, že výstupní frekvence přesahuje teoretickou hodnotu [dělicí poměr $k/(k+1)$ je při zapojení C_k frekvenčně závislý; s růstem frekvence roste k a roste tedy i strmost]. Pro napětí $U_1 > 13,9$ V se začíná výrazně uplatňovat „nová chyba“ — napětí U_A se blíží k napětí U_{EBO} , tranzistor Tr není dokonale rozpínán. Kapacita C se nabíjí v jedné půlperiodě menším proudem. Je potlačen vliv kompenzační kapacity C_k a pro $U_1 > 14,25$ V již výstupní frekvence s růstem napětí U_1 klesá [viz vztah (9)].

Závěr

V článku bylo rozebráno několik variant zapojení převodníku U/f z lite-

ratury [3], [2] a [1]. Bylo poukázáno na některé skutečnosti, které zhoršují vlastnosti převodníku a vedou k některým obtížím při jeho nastavování. Na základě těchto úvah vzniklo upravené schéma převodníku U/f na obr. 8.

Tak upravený převodník umožňuje při pečlivém nastavení realizovat vztah $f = 1000 U_1$ [Hz; V] s přesností (absolutní) $\Delta f = \pm 0,1\%$ pro $U_1 = 0,5$ až 10 V a s přesností (absolutní) $\pm 0,5\%$ pro $U_1 = 0,2$ až 13 V. V žádném z citovaných prací není vlastně přesnost převodníku definována zcela jednoznačně.

Ošidnost nepřesného popisu linearity převodníku U/f vyplývá ze srovnání sloupce Δf se sloupcem Δf^+ , kde Δf^+ je vztaženo vůči plnému rozsahu (10 000 Hz — plný rozsah, odchylka 100 Hz = 1 %, odchylka 10 Hz = 0,1 %, odchylka 1 Hz = 0,01 %). Potom linearity vztaženou vůči plnému rozsahu určíme ze vztahu $\Delta f^+ = (f_m - f)/100$ [%; Hz]. Výsledky jsou uvedeny v tabulce 1. Nejvhodnější

způsob popisu linearity převodníku U/f je tedy tabulka, v níž je vynesena závislost výstupní frekvence neměřené (f_m) na vstupním napětí U_1 .

V článku uvedené vztahy umožňují návrh popsaného typu převodníku podle specifických požadavků konstruktéra. Současně jsou z provedené diskuse zřejmé faktory, které určují reálné možnosti převodníku.

Za pozornost stojí literatura [1], která uvádí principiálně stejný převodník. Je škoda, že na tuto práci nenavázali již autoři [2] a [3] a vytvořili tak zapojení, které je v některých směrech méně výhodné než zapojení obvodu v [1].

LITERATURA

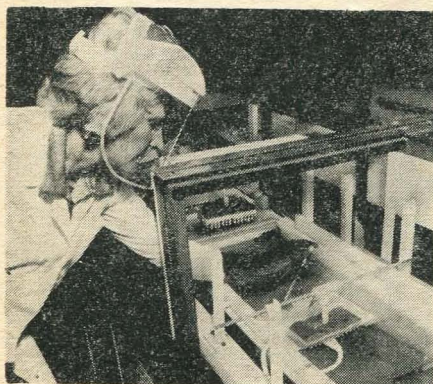
- [1] Kyrš, F.: Převodník U/f , *Amatérské radio* č. 8, 1976, str. 296 až 298; Převodník U/f , *Amatérské radio* č. 9, 1976, str. 343 až 346.
- [2] Kryška, L., Zuska, J.: *Amatérské radio pro konstruktéry* č. 6, 1977, str. 211.
- [3] Haas, K., Zuska, J.: *Amatérské radio pro konstruktéry* č. 4, 1981, str. 141, 144.

POVRCHOVÉ KOVOVÉ VRSTVY A JEJICH KONTROLA

Pro britské výrobce elektronických součástek vyrábí firma Pampus Fluorplast Ltd. ohřívač galvanických lázní z PTFE (teflonu), který byl proto nazván „Heatflon“. Dosavadní ohřívače kryté křemenem měly některé nevýhody, např. se na nich usazoval kov z lázně, musel být téměř denně odstraňován a v lázni o určitém objemu jich musel být větší počet, protože výkon jednotlivého ohřívače nepřekročil 0,5 kW.

Nové provedení z teflonu může mít výkon až 1,5 kW a kov z lázně se na něm usazuje v zanedbatelné míře díky antiadhesivním vlastnostem povrchu teflonu. Stará provedení ohřívačů musela být pro napadání chemikáliemi vyměňována asi pětkrát týdně, teflonové např. v niklovacích nebo zlatících lázních stačí vyměňovat pětkrát nebo šestkrát za rok. Teflonové ohřívače Pampus jsou vyráběny v typech pro bezproudé niklování, zlatění a leptací lázně. Jako konkrétní příklad použití lze uvést lázeň s obsahem 60 l pro bezproudé niklování (pH 4,5 až 4,7) se čtyřmi ohřívači Heatflon, která je v provozu 11 hodin denně s teplotou 80 až 90 °C nebo zlatící lázeň (pH 5,2 až 5,5) se stejným počtem ohřívačů i provozní dobou a teplotou 80 až 83 °C.

Vytvářené povrchové vrstvy se ovšem také musejí kontrolovat, a to je zase doména přístrojů firmy UPA Technology, s jejímiž některými výrobky byli např. čtenáři seznámeni v *ŠT* č. 5/1982



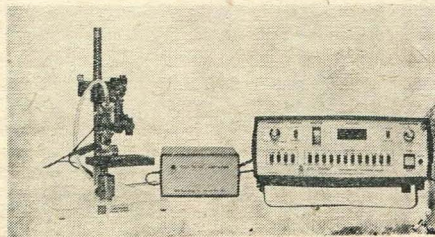
Obr. 1. Ohřívač galvanických lázní Heatflon



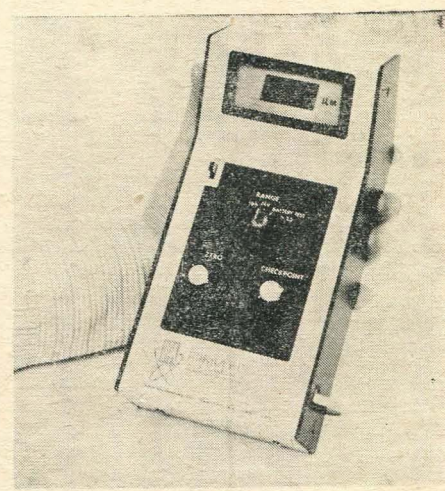
Obr. 2. Řídicí a měřicí přístroj Qualiderm Q-1000

na str. 194. K novinkám uvedeného výrobce z poslední doby patří přístroj Qualiderm Q-1000 pro měřicí lázně a Couloderm. Měřicí přístroj Q-1000 monitoruje a řídí vytváření povrchové vrstvy mědi analytickou metodou „cyclic voltammetric stripping“, na níž má UPA Technology výhradní licenci od firmy Roekwell Int. Corp. Přístroj Q-1000 je řízen mikroprocesorem, má paměť pro údaje o čtyřech lázních, vestavěnou abecedněčíslicovou tiskárnu a výstup pro souřadnicový zapisovač. Uživatelsky řízené funkce obsahují i rozsah číselově selektivního potenciálu od 1 do 9,999 mV/s a měnicí se napětový rozsah od +2,5 do -2,5 V ve stupních po 10 mV. K automatickému průběžnému měření je jako čidlo používána rotující platinová elektroda.

Pro přesná měření povrchových vrstev na malých plochách o průměru menším než 1 mm nebo na nepravidelných plochách má již zmíněný výrobce přístroj Couloderm, který využívá coulometrickou metodu, jež je založena na patentovaném principu spočívajícím v rozdílné



Obr. 3. Měřicí přístroj Couloderm



Obr. 4. Přenosný přístroj Miniderm pro měření povrchových ochran u oceli

přilnavosti masek na měřeném kusu a vzorku. Tím je přesně definována měřená oblast výrobku. Přístroj umožňuje odečítat přímo v digitální formě tloušťku povrchové vrstvy ze zinku, kadmia, chromu, mědi, stříbra, zlata, niklu, cínu i jeho slitin atd. Při měřicích aplikacích jsou mžikově spinány tlakem každý z 11 přístrojových selekčních tlačítek a přístroj má automatické čisticí kontaminované katody v měřicí komůrce.

Zatím se jako poslední novinka firmy UPA objevil lehký přenosný přístroj Miniderm (obr. 4) pro přesná a opakovaná měření tloušťky tenkých nemagnetických vrstev na oceli. V metrické verzi s označením S-100M může přístroj měřit ve dvou rozsazích, a to 0 až 20,0 μm nebo 0 až 200 μm. Změřený údaj se objevuje na zobrazovači v číselkové formě. Tam se dostává po zpracování údajů z jednobodové sondy, s níž lze měřit i plochy menší než 3 mm. Lehce přenosný přístroj je napájen z vestavěné baterie a má vestavěný obvod, který věs upozorní obsluhu na její výměnu nebo dobítí.

-hjk-

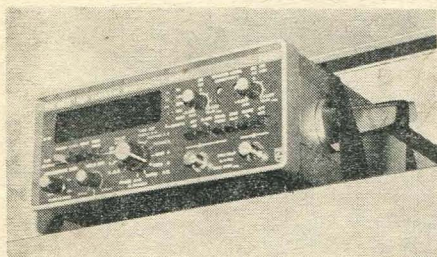
[1] Tisková informace Du Pont PA-FPD-126 z 7. 5. 1982.

[2] Firmní informace UPA-1082 482, UPA-1081 a 582 a UPA-1069 682.

DALŠÍ VÝSTAVY MĚŘICÍ TECHNIKY

Více než 70 závodů společnosti Philips v různých zemích zaměstnává přes 400 000 pracovníků a produkuje široké spektrum průmyslových i spotřebních, elektrických i elektronických zařízení, fyzikálních a vědeckých přístrojů neousoucích tradiční značku a vyznačujících se vysokou kvalitou. O úrovni a kvalitě současné elektronické měřicí techniky jsme se mohli přesvědčit při návštěvě nového výstavního autobusu Philips v ČSSR. Z velkého počtu exponátů jsme vybrali několik zajímavých novinek.

Čítače Philips v plné míře využívají soudobé součástkové základny — obvody LSI a mikroprocesory, jež jim poskytují spolehlivost a účelný komfort. Z celkem 15 čítačů řady 6600 můžeme oddělit kmitočtové čítače do 80—1000 MHz mající minimum ovládacích prvků, často automatickou regulaci citlivosti, někdy určují kmitočet výpočtem jako převratnou hodnotu násobků periody. Reprezentantem skupiny univerzálních čítačů je model PM 6671 (obr. 1)



Obr. 1. Univerzální čítač PM 6671 do 120 MHz

měřicí kmitočet až do 120 MHz. Základní krystalový oscilátor lze zvolit z pěti typů — od standardního přes TCXO až po termostataný se stabilitou $5 \times 10^{-10}/24$ hod. Nastavení úrovně překlápění vstupních spouštěcích obvodů může být indikováno vnějším číslicovým voltmetrem nebo osciloskopem.

Kmitočet je určen synchronizovaným měřením délky volitelného násobku periody a výpočtem převratné hodnoty. Tím je zajištěna maximální přesnost určení kmitočtu a odstraněna tradiční chyba metody ± 1 jednotka posledního místa výsledku. Při tom můžeme měřicí dobu zvolit v rozsahu 10 ms — 96 s a odečíst na zobrazovači.

Mimo obvyklé funkce lze přímo odečítat fázi, počet otáček za minutu a měřit kmitočet impulsně modulovaného signálu. Významné možnosti se nabízejí při měření časových intervalů (s rozlišením 100 ns, resp. 10 ps při průměru z 10^6 měření). Regulátorem „hold-off“ můžeme v rozsahu 200 μ s — 200 ms po startu měření zamezit rušivým vlivům případných impulsů v kanálu „start“ i „stop“. Obdobně můžeme vnějším signálem blokovat po vhodné dobu funkci spouštěcích obvodů před nežádoucími impulsy.

4 1/2-číslíkový multimetr PM 2521 (obr. 2) s dobře čitelným zobrazovačem LCD 13 mm je opravdu univerzální: s automatickou nebo ruční volbou rozsahu měří stejnosměrná a střídavá napětí (do 100 kHz, v efektivní hodnotě) s rozlišením 10 μ V, stejnosměrné a střídavé proudy s rozlišením 0,001 μ A (až

do 10 A) a dále odpory od 10 m Ω do 20 M Ω měřicími proudy 10 mA až 100 nA. Kromě toho lze měřit střídavá napětí v dB buď vzhledem k úrovni 1 mW/600 Ω nebo vzhledem k předem měřené hodnotě. Rovněž můžeme určovat odchylku odporů od naměřené referenční hodnoty. Ne zcela běžné u multimetrů je též měření kmitočtu do 10 MHz (s měřicím intervalem 10 ms — 10 s) a teploty sondou s platinovým odparem

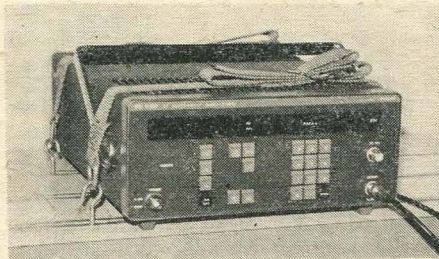


Obr. 2. Multimetr PM 2521

v rozsahu -50 až $+200$ $^{\circ}$ C. Na zvláštní přání může zákazník mít i sondu vf, proudový bočnick a transformátor, sondu VN a další příslušenství.

Za zmínku stojí i syntezátor nízkých kmitočtů 0,001 Hz až 2,147 MHz PM 5190 (obr. 3) řízený oscilátorem se stabilitou $\pm 1,5 \times 10^{-6}$ /rok. Je opatřen tlačítkovou volbou parametrů a separátními zobrazovači kmitočtu, vrcholové hodnoty signálu a offsetu. Rozkmit sinusového obdélníkového nebo trojúhelníkového napětí je nastavitelný od 0 do 19,9 V, offset od 0 do 9,9 V_a při výstupním odporu 50 Ω .

Účelné je tlačítko „enter“, jež omezuje časové ztráty při opakovaných nastaveních v průběhu měření: veškeré parametry můžeme „přednastavit“ (což se projeví blikáním zobrazovače kmitočtu) a teprve stiskem tlačítka „enter“ vstoupí v platnost nové parametry signálu.

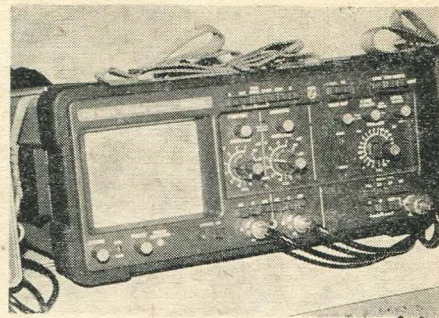


Obr. 3. Syntezátor nízkých kmitočtů 1 mHz — 2 MHz PM 5190

O osciloskopech Philips jsme se často v minulosti šílili. Tentokrát jsme měli příležitost poprvé vidět model PM 3310 s číslicovou pamětí; připomeňme jen tolik, že vysoký vzorkovací kmitočet až 50 MHz je umožněn rychlou analogovou pamětí (PPCCD — 256 osmibitových slov), z níž se teprve relativně pomalu data přepisují do 4 číslicových pamětí pro celkem 8 průběhů.

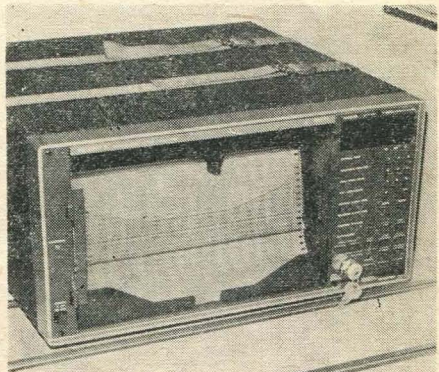
Zcela novým osciloskopem je PM 3254 (obr. 4), již na první pohled určený pro tvrdé polní podmínky. Při šíři pásma 75 MHz a citlivosti 2 mV/dílek je vybaven jednou časovou základnou s rychlostmi 0,5 s/dílek až 50 ns/dílek. (Provedení PM 3256 má navíc pozděnou časovou základnu.) Může být napájen i z baterie 20÷28 V, rozsah pracovních teplot je -10 až $+55$ $^{\circ}$ C.

Velmi zajímavým přístrojem je zapisovač dat PM 8237 (obr. 5), jenž slučuje



Obr. 4. Osciloskop PM 3254 do 75 MHz

výhody grafického záznamu s přednostmi číslicové techniky. V podstatě je to autonomně měřicí ústředna řízená mikroprocesorem (s možností systémového využití prostřednictvím sběrnice IEC nebo V 24), vybavená 30 dvouvodíčovými nebo 15 čtyřvodíčovými vstupními kanály. Číslo kanálu a měřený údaj je jednak indikován diodovým zobrazovačem, jednak zaznamenáván na skládaný papírový pás 250 mm široký

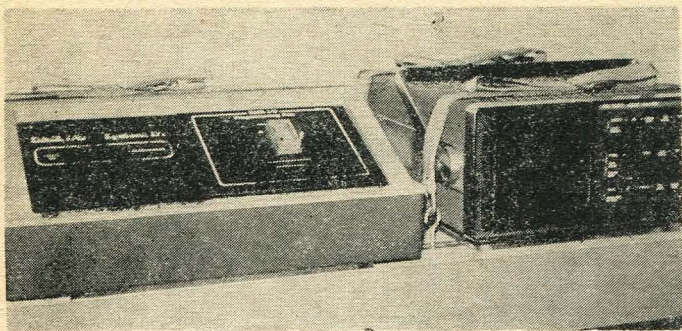


Obr. 5. Zapisovač dat PM 8237

s posuvem 0—60 mm/min. resp./hod. buď bodově (1000 bodů na šíři zápisu s identifikací čísla kanálu), nebo číslicově v tabulkové formě.

Podle použitých převodníků můžeme použít rozsahy vstupních napětí od 1 mV do 30 V s účinným potlačením nuly v pásmu -30 až $+30$ V. Dále můžeme připojit odpory Pt nebo 4 běžné typy termočlánků a zaznamenávat přímo teploty, při čemž jsou k dispozici tři možnosti kompenzace teploty studeného spoje. Případné přerušení termočlánku je indikováno. Zvolené kanály mohou být zvýrazněny, různým kanálům může být přiřazena různá odezva na podmínky poplachu. Zapisovač PM 8237 může spolupracovat též s číslicovým kazetovým záznamníkem PM 4201 (obr. 6).

V souvislosti s líniovými zapisovači pro 4—6 stop PM 8224 a PM 8226 uvedeme jejich zajímavý doplněk — synchronizátor PM 9889. Uvedené kompenzační zapisovače mají písátka vzájemně posunuta o 2,5 mm, takže jednotlivé stopy mají své vlastní (posunuté) časové základny a vyhodnocování vzájemných časových vztahů je obtížné. Nedostatek odstraňuje synchronizátor PM 9889 tak, že zpožďuje jednotlivé měřicí signály úměrně rychlosti posuvu papíru a umístění písátka. Funkci zajišťuje mikroprocesor 8035: vstupní analogové signály jsou digitalizovány, zapisovány do paměti, z níž jsou ve vhodný okamžik



Obr. 6. Programátor paměti PROM PM 4491 a číselný kazetový záznamník PM 4201

opět čteny, převedeny zpět do analogového tvaru a graficky zaznamenány.

Firma Philips věnuje velkou pozornost mikroprocesorové technice a prostředkům usnadňujícím její vývoj i provoz. V minulosti jsme již psali o logickém analyzátoru PM 3543, jenž byl rovněž představen a jenž zejména svým programovým vybavením znamená významný příspěvek k analýze funkce celé řady mikroprocesorů.

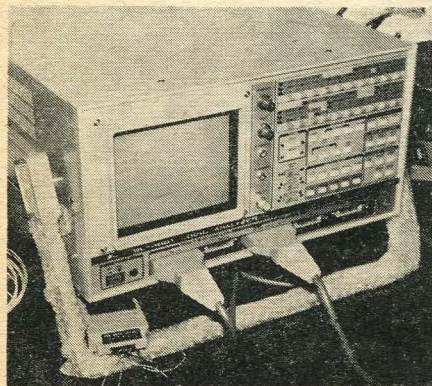
Rovněž univerzální vývojový mikropočítačový systém PM 4421 zabezpečuje aplikaci nejrůznějších mikroprocesorů a mikropočítačů. Opírá se o kompaktní stolní počítač PM 4400 (obr. 7)



Obr. 7. Stolní počítač PM 4400

s pamětí 64 kilobytů, dvěma pružnými disky a obrazovkou o úhlopříčce 12". Systém je náležitě technicky a zejména programově vybaven. Jako doplněk může sloužit programátor paměti PM 4491 (obr. 6).

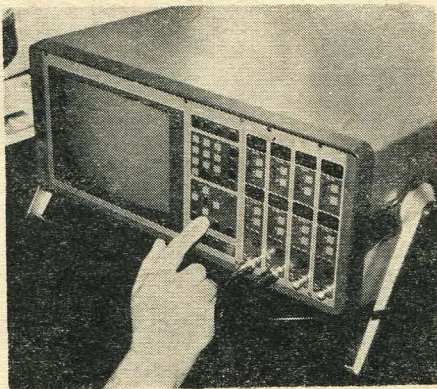
Dalším již tradičním vystavovatelem byly obchodní vídeňské společnosti Universal Elektronik Import a Laborex, zastupující celou řadu firem včetně zámořských. Japonskou firmu Iwatsu Electric Co. reprezentova logický analyzátor SL-4601 (obr. 8) určený přede-



Obr. 8. Logický analyzátor Iwatsu SL-4601

vším pro odladování programů a servis přístrojů s mikroprocesory: dovoluje současně rychlé asynchronní měření s vnitřním hodinovým kmitočtem až 100 MHz v 8 kanálech spolu se synchronním měřením v 16 kanálech s vnějšími hodinami do 20 MHz a analýzu časových vztahů zapsaných dat. Případně může všech 24 kanálů pracovat v synchronním režimu. Každý kanál je opatřen pamětí 1024 bitů, data jsou interpretována jako časové nebo stavové zobrazení binární až hexadecimální, v kódu ASCII nebo sběrnice IEC.

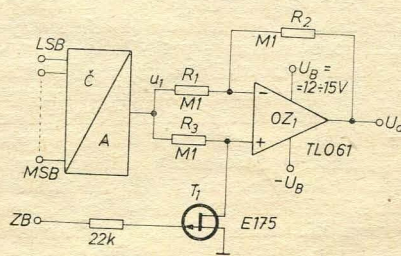
Švýcarská firma René Maurer představila zástupce nové řady číselných pamětí jednorázových jevů TMP (obr. 9). Modulová koncepce dovoluje 2–16 kanálů s rozsahem paměti 4–64 kilobitů/kanál při 8–10-bitovém rozlišení.



Obr. 9. Číselná paměť jednorázových jevů R. Maurer TMP

UŽITEČNÝ DOPLNĚK UNIPOLÁRNÍHO PŘEVODNÍKU Č/A

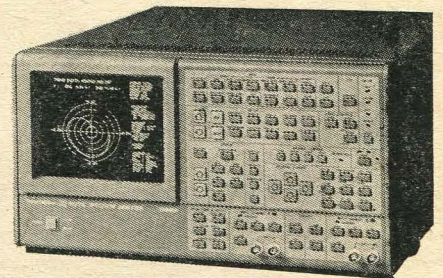
Obvod připojený v zapojení na obr. 1 na výstup převodníku Č/A mění polaritu jeho výstupního napětí podle velikosti signálu přivedeného na svorku ZB. Je-li signál odvozen od znaménkového bitu číselného signálu, lze v případě potře-



Obr. 1. Zapojení k doplnění unipolárního převodníku Č/A

Měřicí rozsahy vstupních zesilovačů 0,1 — 100 V jsou opatřeny ofsetem $\pm 127\%$ a mají širší pásma 2,5 MHz. Jednoduchá nebo dvojité časová základna pracuje s vzorkovacím kmitočtem až 1 nebo 10 MHz, zápis může být vzhledem k spouštěcímu signálu situován v mezích 100% „pretrigger“ až 250% „posttrigger“, kromě toho ještě jednotlivé kanály mohou být zpožděny až o 1500%. Bloky 256 slov až 64 kilobitů mohou být zapisovány jednotlivě nebo automaticky opakovaně. Na obrazovce monitoru video s úhlopříčkou 9" může být zapsaný signál vhodně upraven (měřítko, posuvy), proměřen pomocí posuvných ukazatelů a doplněn abecedněčíselnými údaji. Případné překročení zvoleného rozsahu (i mezi vzorky) je signalizováno. Jednoduchá interaktivní obsluha se děje klávesnicí podle návodu na obrazovce. Zaznamenané signály mohou být zapsány souřadnicovým nebo líniovým zapisovačem, systémové aplikace zajišťuje sběrnice IEC.

Japonskou firmu Takeda Riken zastupoval číselný spektrální analyzátor TR 9305, o němž jsme již referovali. Novější model TR 9405 (obr. 10) do



Obr. 10. Číselný spektrální analyzátor Takeda Riken TR 9405

100 kHz má dva diferenciální kanály s rozsahy efektivního napětí 1 mV až 31,6 V (dynamický rozsah 70 dB) a je vybaven pamětí 16 kilobitů. Zapsané signály jsou číselově zpracovány a obrazovka 8" poskytuje grafický výstup doplněný abecedněčíselnými údaji. Můžeme získat celkem 13 různých funkcí analýzy signálů.

-ich-

by k jeho převodu na analogovou hodnotu užít i převodníku unipolárního.

Je-li totiž vstup ZB na nulovém potenciálu, tranzistor řízený polem T_1 je otevřen a spojuje neinvertující vstup OZ_1 se zemí. Ten pak při $R_1 = R_2$ pracuje jako invertor a $U_a = -U_1$. Je-li naopak ZB na potenciálu $+U_B$, tranzistor se zavírá a OZ_1 pracuje jako sledovač, tedy $U_a = U_1$.

Chyba výstupního napětí U_a způsobená vstupní napětovou nesymetrií U_{Nvst} , vstupním klidovým proudem I_{Ovst} , odporem sepnutého T_1 R_s , relativní odchylkou odporů $R_1, R_2 - \Delta R/R$ a vstupním odporem R_a převodníku je při hodnotách $U_{Nvst} = 10$ mV, $I_{Ovst} = 50$ nA, $R_s = 125 \Omega$, $\Delta R/R = 0,2\%$ a $R_a = 100 \Omega$ menší než 25 mV pro $U_1 = 5$ V. Zmíněná hodnota představuje relativní chybu 0,5% a odpovídá kvantizační chybě 8-bitového převodníku Č/A.

hls

[1] Ramm, G.: Vorzeichen-Zusatzbit für unipolare D/A Umsetzer; *Elektronik* 23/1981, str. 102.

Vnútorne časovanie pamäti s magnetickými bublinami

ING. MARIÁN ŠT OFKA

V článku sa popisuje vnútorne časovanie pamäti s magnetickými bublinami s organizáciou s hlavnou a vedľajšími slučkami. Je navrhnutý generátor impulzov pre riadenie posuvu, generácie, anihilácie, replikácie a prenosov bublín v pamäti. Riadiace priebehy sú naprogramované v permanentnej polovodičovej pamäti. Priebehy sú modifikované pre počiatočnú a koncovú periódu časovania.

Úvod

Pre riadenie posuvu magnetických bublín pomocou rotačného magnetického poľa, riadenie zápisu a čítania v pamäti s magnetickými bublinami je potrebné generovať riadiace impulzy, ktorých poloha a šírka je presne definovaná v rámci periódy časovania. Perióda časovania je totožná s periódou rotačného magnetického poľa. Počet potrebných priebehov je 11 . Rotačné magnetické pole sa vytvára pomocou štyroch riadiacich impulzových priebehov; generácia, anihilácia, replikácia, prenos do hlavnej slučky, prenos z hlavnej slučky, vyžadujú po jednom riadiacom priebehu. Na detekciu bublín sa využívajú 2 priebehy. Typické požadované priebehy sú na obr. 2.

Pri uvedení pamäti do činnosti a pri ukončení činnosti je potrebné generovať modifikované impulzové priebehy. V prvej perióde časovania (obr. 2a) pri začiatku činnosti pamäti sa riadiace impulzy pre vytváranie rotačného poľa generujú až od určitej fázy v porovnaní s posúvacou periódou (obr. 2b). Priebehy pre riadenie zápisu a čítania majú počas prvej periódy neaktívnu logickú úroveň. Podobne pri ukončení činnosti pamäti sa riadiace priebehy pre vytváranie rotačného poľa v určitej fáze ukončujú; priebehy pre riadenie zápisu a čítania majú neaktívnu logickú úroveň. Definovaná fáza rotačného poľa pri začiatku a ukončení činnosti pamäti je potrebná pre spoľahlivé uchovanie obsahu pamäti.

Generovanie riadiacich priebehov pre posúvaciu periódu

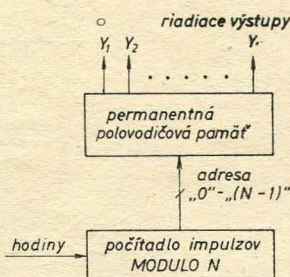
Riadiace logické priebehy sa generujú pomocou permanentnej polovodičovej pamäti (PROM) [1]. To má mnohostranné výhody. Poloha a šírka impulzov generovaných pomocou PROM je v rámci periódy daná s voliteľnou presnosťou a je stála. Významný je číslicový charakter generovania — pamäť PROM možno vytvoriť ako súčasť monolitického integrovaného časovacieho obvodu.

Pre časovanie sa používa PROM so slovnou organizáciou. Riadiace priebehy sa vytvárajú tak, že údaj na adrese vstupe PROM sa postupne mení a na každom jednobitovom výstupe je logický signál, ktorý predstavuje jeden riadiaci priebeh. Postupne narastajúca adresa sa vytvára generátorom adresy — počítadlom impulzov modulu N — pripojeným k adresovému vstupu PROM (obr. 1). Na vstup počítadla sa

postupným spôsobom priradené adresy slov v PROM. Zmena logickej hodnoty generovaných riadiacich priebehov môže nastať len na ich hraniciach. Pamäť PROM je programovaná tak, že bity v slove predstavujú logické hodnoty jednotlivých riadiacich priebehov v príslušnom časovom úseku periódy časovania.

Spôsob generovania modifikovaných riadiacich priebehov pri zapnutí a vypnutí pamäti

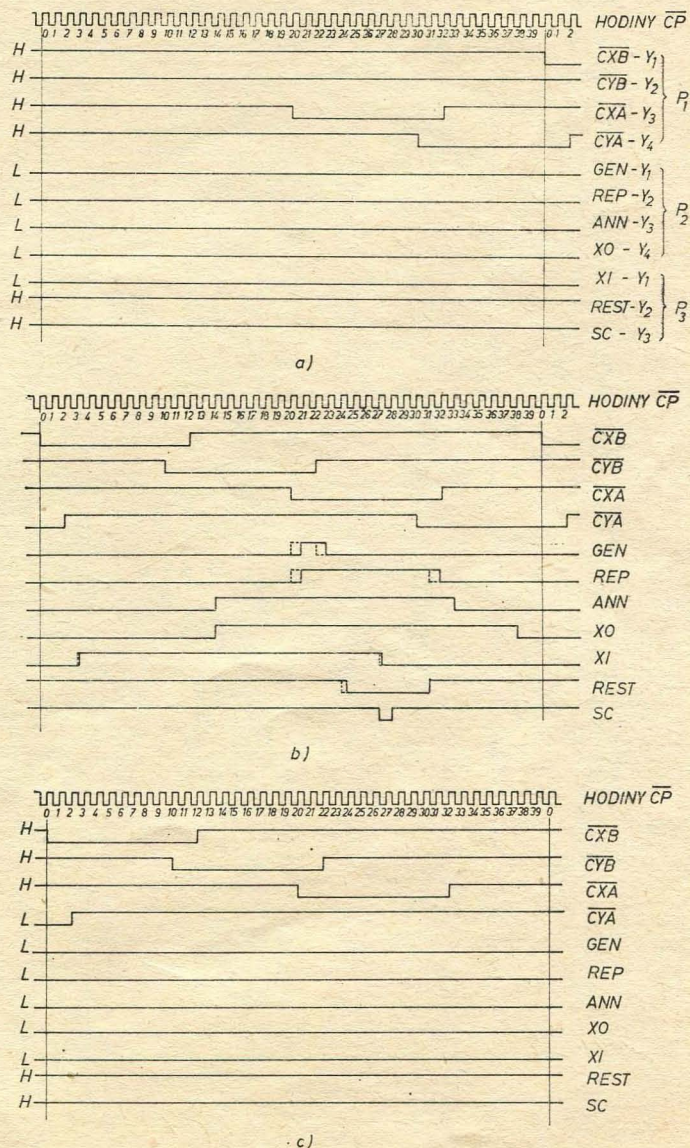
Je navrhnutý spôsob generovania modifikovaných riadiacich priebehov pre počiatočnú a koncovú periódu činnosti pamäti (obr. 2a, c). Využíva sa pritom PROM s väčšou kapacitou než je potrebná pre generovanie riadiacich priebehov v rámci posúvacej periódy (obr. 2b). Pre tri druhy periód sú v pamäti PROM programované tri údajové oblasti so spoločným postupným adresovaním tými istými nižšími adresovými bitmi. Voľba oblasti a tým druhu periódy je určená kombináciou logických stavov dvoch vyšších adresových bitov. Trvanie počiatočnej a koncovej periódy je rovnaké ako posúvacej periódy.



Obr. 1. Číslicový generátor časových priebehov s pamäťou PROM

privádza hodinový signál. Opakovacia frekvencia hodinového signálu je N -krát vyššia než frekvencia rotačného poľa.

Perióda časovania je rovnomerne rozdelená na N časových úsekov. Im sú



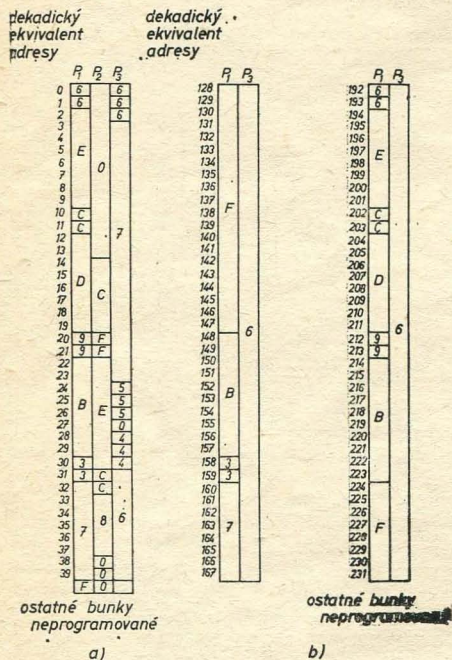
Obr. 2. Vnútorne riadiace logické signály pamäti s magnetickými bublinami pre počiatočnú (a), posúvaciu (b) a ukončovaciu (c) periódu časovania

Kapacita pamäti PROM pri tomto spôsobe modifikácie riadiacích priebehov je štvornásobkom kapacity potrebnej pre generovanie riadiacích priebehov pre posúvaciu periódu.

Dva vyššie adresové bity sa odvodzujú z vonkajšieho uvoľňovacieho signálu, synchronne s hodinovým signálom. Začiatok impulzu na jednom z vyšších adresových vstupov je oneskorený o jednu periódu časovania. Po skončení impulzu sa vytvorí impulz na druhom vyššom adresovom vstupe. Po skončení impulzu na druhom vyššom adresovom vstupe sa trvale nuluje počítadlo impulzov. Popísaným spôsobom sa dosahuje vytvorenie postupnosti počiatočná-posúvacie-koncová perióda.

Kódovanie riadiacích priebehov v pamäti PROM

Na obr. 2 sú časové diagramy požadovaných riadiacích signálov pre počiatočnú (a), posúvaciu (b) a koncovú (c) periódu časovania konkrétneho typu pamäti s magnetickými bublinami. Organizácia pamäti je s hlavnou a vedľajšími slučkami. Priebehy \overline{XA} , \overline{XB} , \overline{YA} , \overline{YB} sú určené pre vytváranie rotačného poľa. Priebehmi označenými GEN , REP , ANN , XI , XO , SC a $REST$ sa riadi zápis a čítanie v pamäti. Tieto priebehy

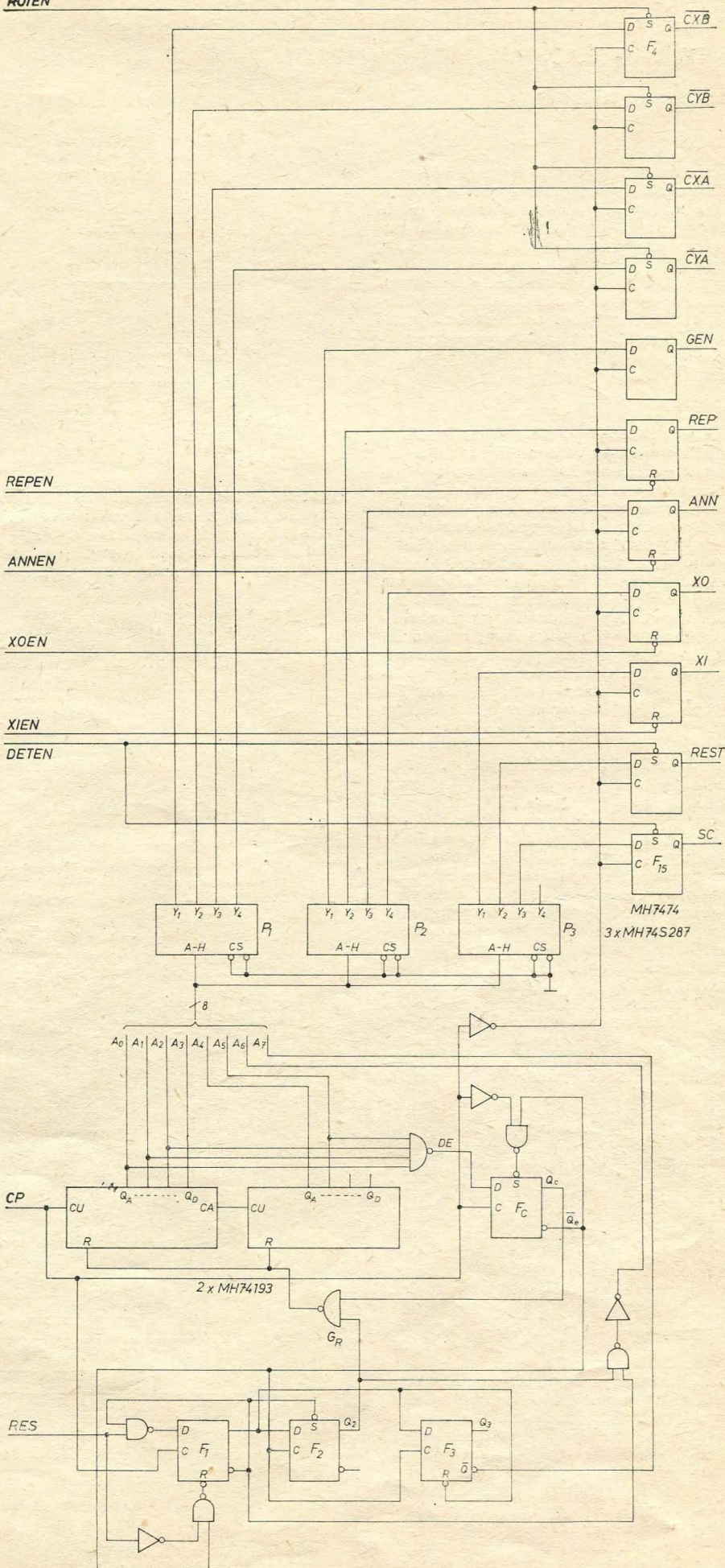


Obr. 3. Kódovacie tabuľky pre pamäť PROM P_1 , P_2 , P_3 so zakódovanými priebehmi podľa obr. 2a, b, c

prislúchajú prvkom riadiacim operácie s bublinami a ich detekciu: GEN -generátoru bublín, REP -replikátoru, ANN -anihilátoru, XI , XO -prvku pre prenos informácie z hlavnej do vedľajších slučiek a naopak. Signálom SC sa určuje vhodný okamih detekcie a signálom $REST$ sa zlepšujú podmienky detekcie [2]. Počiatky niektorých impulzov v časovom diagrame posúvacej periódy na obr. 2b sú upravené v rámci dovolených tolerancií šírky a polohy impulzov tak, aby sa perióda dala rozdeliť na najmenší počet intervalov. S opravenými prie-

Obr. 4. Navrhnutý generátor vnútorných riadiacích signálov pre pamäť s magnetickými bublinami

ROTEN



behmi, vyznačenými čiarkovane, vychádza počet úsekov periódy $N = 40$.

Spolu 11 riadiacich priebehov je naprogramovaných v troch kusoch pamätí PROM s organizáciou 256×4 — MH74S287. Pamäti sú adresované paralelne. Každému z troch druhov periód je priradená oblasť týchto pamätí s rovnakými adresami a s počtom adries $N = 40$. Adresy sú priradené intervalom v časovom diagrame postupným spôsobom. Riadiace priebehy sú do pamätí PROM naprogramované tak, aby logickej úrovni každého riadiaceho signálu v danom intervale časového diagramu zodpovedala rovnaká logická úroveň na príslušnom výstupe PROM, pri adrese prislúchajúcej danému intervalu.

Priradenie riadiacich priebehov výstupom Y pamätí je zakreslené na obr. 2a. Na obr. 3 sú kódovalce tabulky pre pamäti označené P_1, P_2, P_3 — v hexadecimálnom kóde. Číslica v údajovom poli tabulky pre danú adresu je pre každú z pamätí P_1, P_2, P_3 získaná zo vzťahu:

$$\langle \rangle = Y_0 \cdot 2^0 + Y_1 \cdot 2^1 + Y_2 \cdot 2^2 + Y_3 \cdot 2^3.$$

Y_0, Y_1, Y_2, Y_3 sú pritom požadované výstupy pamätí PROM pre danú adresu.

Druh periódy sa volí logickým stavom adresových vstupov A_6, A_7 s najvyššou váhou. Posúvacej perióde je priradené $A_6 = A_7 = L$, pre počiatočnú periódu je $A_6 = L, A_7 = H$ a pre koncovú periódu je $A_6 = H, A_7 = H$. Posúvacia perióda je naprogramovaná v oblasti pamätí s adresami 0—39, počiatočná perióda je v oblasti s adresami 128—167 a koncovéj perióde sú vyhradené slová s adresami 192—231. Ostatné bunky pamätí sú neprogramované. Pri adresovaní neprogramovaných buniek je na výstupoch pamätí úroveň L .

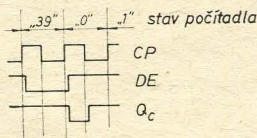
Konkrétne zapojenie časovacieho obvodu

Schéma zapojenia navrhnutého časovacieho obvodu je na obr. 4. Pamäti PROM sú programované podľa tabuliek na obr. 3. Generátor adresy je tvorený počítačom modulu 40 s dvoma integrovanými počítačmi a s preklápacím obvodom F_6 . V obvode s preklápacími obvodmi F_1, F_2, F_3 sa generujú dva najvyššie bity adresy A_6, A_7 . Na výstupy pamätí PROM sú pripojené vzorkovacie pamäti $F_4—F_{15}$.

Časový diagram činnosti generátora adresy je na obr. 5. Po prechode uvoľňovacieho signálu RES na aktívnu úroveň L sa pri najbližšom prechode úrovne $L \rightarrow H$ hodinového signálu CP preklopí obvod F_1 ($Q_1 = H$). Obvod F_2 sa pritom nastaví ($Q_2 = H$) a uvoľní sa počítanie v počítači impulzov. Po 40 periódach hodinového signálu sa impulzom prenosu na výstupe Q_3 počítača preklopí obvod F_3 ($Q_3 = H$). Každý ďalší časový úsek medzi dvomi impulzmi prenosu predstavuje počas $Q_3 = H$ posúvaciej

periódy. Po prechode uvoľňovacieho signálu RES na neaktívnu úroveň H sa pri najbližšom impulze prenosu nuluje obvod F_1 a tým aj obvod F_3 . Obvod F_2 sa preklopí ($Q_2 = L$) pri nasledujúcom impulze prenosu. Výstup Q_3 obvodu F_3 predstavuje adresový bit A_7 . Adresový bit A_6 sa vytvára logickým súčinom výstupov Q_2 a Q_1 .

Synchrónne integrované počítačlá sú použité kvôli minimalizácii rozdielov



Obr. 6. Signály prenosu v počítači impulzov na konci periód

oneskorení medzi jednotlivými adresovými bitmi. Preklápacím obvodom F_6 sa zaručuje definovaná šírka nulovacieho impulzu pre počítačlá (obr. 6). Logický člen G_2 je zlučovacím členom nulovania. Vysokou logicou úrovňou na vstupoch $ROTEN \div DETEN$ sa uvoľňuje generovanie výstupných riadiacich impulzov.

Dynamická analýza

Výstupy pamätí PROM sa vzorkujú jednotlivými pamätami $F_4—F_{15}$ pri každom prechode úrovne $H \rightarrow L$ hodinového signálu. Krátkodobé prechodné stavy výstupov pamätí PROM (dané zmenou adresy pri prechode úrovne $L \rightarrow H$ hodin) sa preto na výstupoch obvodov $F_4—F_{15}$ neprejavujú. Rovnako sa neprejavujú ani prechodné stavy spôsobené oneskorením adresových bitov A_6, A_7 voči bitom $A_0—A_5$. Pritom musí byť splnená podmienka, že doba trvania prechodných stavov na adresových vstupoch pamätí PROM, resp. na výstupoch PROM, musí byť menšia než doba T_{CPH} trvania úrovne H hodinového impulzu. Analýzou adresovania bolo pre konkrétne logické obvody zistené, že najkritickejšie je oneskorenie adresového bitu A_7 pri prechode z posúvacej na ukončovaciu periódu. Celková doba trvania prechodného stavu adresy je 56 (< 105) ns. Celková doba oneskorenia signálu na výstupe PROM je daná súčtom doby oneskorenia adresy a oneskorenia pamäti. Pre T_{CPH} vychádza $T_{CPH} > 165$ (> 98 typ.) ns. Riadiace priebehy na výstupoch pamätí $F_4—F_{15}$ sú časovo posunuté o dobu T_{CPH} trvania vysokej úrovne hodinového impulzu.

Záver

Je rozobraný spôsob číslicového generovania vnútorných riadiacich signá-

lov pre pamäť s magnetickými bublinami s použitím pamäti PROM. Je navrhnutý časovací obvod, ktorý je z hľadiska funkcie vstupov a výstupov približne ekvivalentný integrovanému časovaču LSI Texas Instruments pre riadenie pamäti 92 kilobitov. Pri analýze dynamických vlastností navrhnutého obvodu je odvodená minimálna dovolená doba trvania vstupných hodinových impulzov. Navrhnutý obvod v porovnaní so zahraničným integrovaným obvodom LSI umožňuje pohotové úpravy svojej funkcie.

LITERATÚRA

- [1] Patent USA č. 3 997 877, Naden R. A. Timing Control Means for a Magnetic Domain Memory, 1976.
- [2] Michaelis, P. C., Bonjhard, P. I., Magnetic Bubble Mass Memory. Module Design and Operation. IEEE-T-MAG-9, č. 3., sept. 1973.
- [3] Texas Instruments, fir. lit.

STRÍDAČ 12 V = /220 V ~

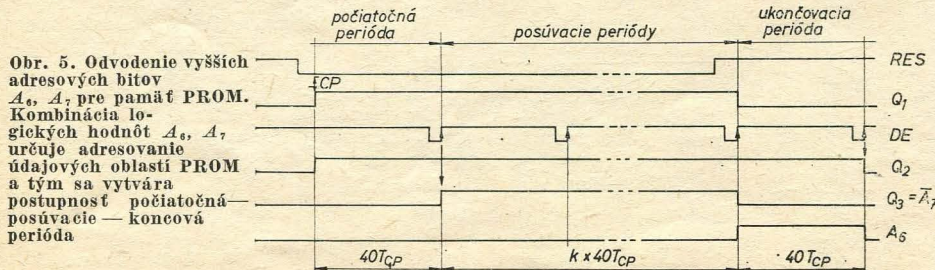
Měníče napětí pro provoz síťových spotřebičů v polních podmínkách se hodí i jako záložní zdroj při výpadku sítě. Obvykle bývají konstruovány jako nouzové zdroje s malým výbušným motorem a alternátorem. Jejich nevýhodou je nutnost nastartování, hlučnost, nutnost údržby a omezená možnost provozování v uzavřených prostorech.

Moderní elektronika umožňuje konstruovat ryze elektronické měniče napětí, které ze stejnosměrného napětí akumulátoru vyrábějí napětí střídavé a proto bývají nazývány střídači. Zpravidla se jedná o spínače, takže výstupní napětí není sinusové, nýbrž pravouhlé. Ve většině případů to nebývá na závadu, mohou však nastat jisté potíže při napájení některých elektronických přístrojů, které takové pravouhlé střídavé napětí nesaňeší. Pro takové přístroje byl vyvinut střídač, jehož výstupní napětí se více přibližuje sinusovému průběhu a jehož celkové zapojení je na obr. 1.

Popis funkce

Základem řídicích obvodů střídače je krystalem řízená časová základna s jediným integrovaným obvodem původně určeným pro náhradní časovou základnu neautonomních síťových kmitočtem řízených číslicových hodin. Při výpadku nosného kmitočtu sítě, který je u zmíněných hodin časovým normálem, se automaticky zapojily náhradní obvody s integrovaným obvodem ICM7038A. Kmitočet krystalového oscilátoru 3,2768 MHz je binárními děliči dělen na výstupní kmitočet 50 Hz. Napájecí napětí pro uvedený obvod je stabilizováno Zenerovou diodou D_4 .

Nový druh řízení výkonového stupně pravouhlým průběhem s mezerou je znázorněn na obr. 2. Pro srovnání je nejprve na obr. 2a čistě pravouhlý průběh řídicího napětí obvyklých střídačů, na obr. 2b pak průběh s mezerou, který se více blíží sinusovce (kreslena čárkovane). Zatímco u obvyklých střídačů je skoková změna z $+U$ na $-U$, je u průběhu s mezerou skoková změna podstatně menší, z $+U$ nejprve na 0, kde



Obr. 5. Odvodenie vyšších adresových bitov A_6, A_7 pre pamäť PROM. Kombinácia logických hodnôt A_6, A_7 určuje adresovanie údajových oblastí PROM a tým sa vytvára postupnosť počiatočná—posúvacia—koncová perióda

je prodleva (na obr. 2b označena jako mezera), pak teprve pokračuje průběh napětí skokově z 0 na $-U$, dále opět na 0, kde opět prodlevá a pak teprve je skoková změna na $+U$.

nastavená referenční napětí získaná z napětí Zenerovy diody D_4 děličem R_5 až R_8 . Neinvertující vstupy jsou připojeny přes děliče $R_{14}R_{15}$ na zkušební vstupní napětí. Odporem R_3 se nastavuje

Uvedení do chodu

Po kontrole osazení součástkami se doporučuje oživení bez transformátoru. S připojením napájecího napětí by se měla nejprve rozsvítit některá ze světelných diod. Pro nastavení hranic indikace je vhodné použít regulovatelný zdroj (stačí s výstupním proudem do 100 mA). Napájecí napětí nastavíme na 10 V a potenciometrem R_5 nalezneme polohu, kdy zelená světelná dioda zhasíná a rozsvěcí se žlutá (podpětí). Při zvětšování napájecího napětí musí svítit nejprve zelená (provozní napětí), při napětí přibližně 14,5 V pak červená světelná dioda (přepětí). Nastavení postačuje s přesností 0,2 až 0,3 V.

Frekvenci budicího obvodu není nutno nastavovat, neboť je řízena krystalem a je jen zapotřebí nastavit mezeru potenciometrem R_3 . Je-li hodnota jeho odporu minimální, je výstupní napětí obou komparátorů pravouhlé (mezera nulová). Zvětšováním hodnoty odporu R_3 se zvětšuje i mezera (prodleva) mezi impulsy. Nejvýhodnější poloha se nastavuje dvoukanálovým osciloskopem tak, aby se výsledné napětí, snímané na výstupech komparátoru (vývody 7 a 8) co nejvíce přibližovalo průběhu sinusovky (viz obr. 2b). Není-li k dispozici osciloskop, lze nastavit výhodný průběh sluchem. K tomu je nutno připojit výstupní transformátor, který při pravouhlém průběhu značně bručí. Změnou R_3 dojde k prudkému snížení brumu a rovněž se prudce zmenší i klidový proud a střídač pracuje „čistě“. Dalším zvětšováním odporu R_3 se zvětšuje mezera až je stejně velká jako perioda a pak již nedochází vůbec k buzení výkonových tranzistorů. Kontrolou je připojení žárovky, která při správném nastavení svítí obvyklým jasem. Při velké mezeře je svit slabý, při malé příliš jasný, klidový proud je velký (přes 2 A) a transformátor silně bručí.

Před zapojením transformátoru je v každém případě nutný odrušovací člen na sekundáru (R_{22} a C_{13}), bez něhož by mohly pravouhlým napětím vznikající vrcholy poškodit výkonové tranzistory. Nakonec je nutno upozornit, že na sekundáru je životno nebezpečné napětí a je tedy nutno dodržovat bezpečnostní předpisy.

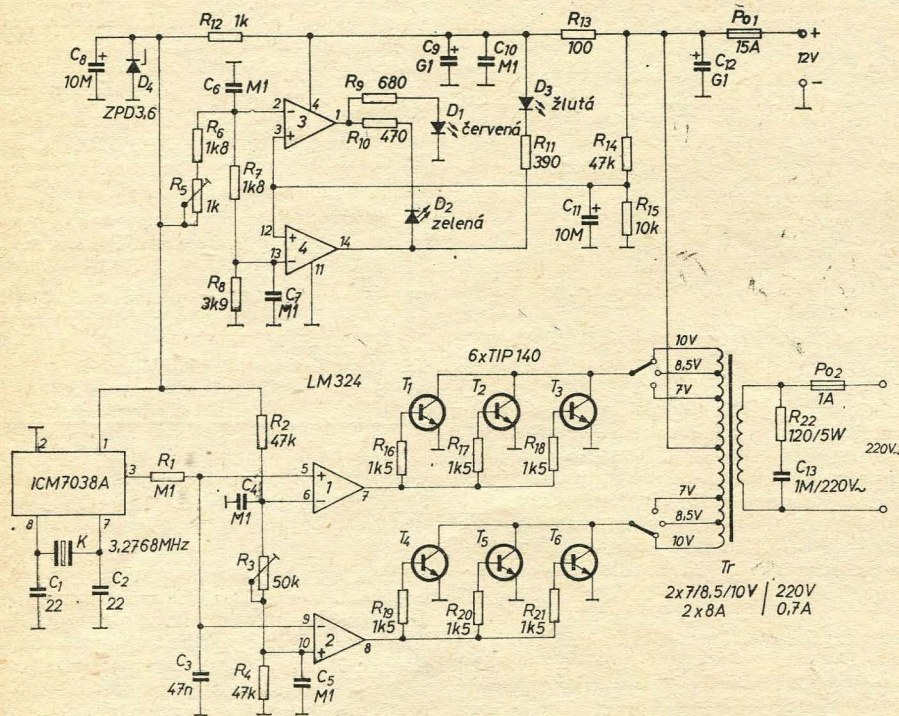
Závěr

V článku je popsán střídač umožňující ze stejnosměrného napětí 12 V získat střídavé napětí 220 V při výkonu 120 VA. Frekvence výstupního napětí je velmi přesná, neboť kmitočet napětí pro budicí obvody je získáván z krystalem řízeného oscilátoru.

Průběh řídicího napětí s mezerou umožňuje lepší přiblížení požadovanému sinusovému průběhu, zmenšuje tím ztráty vyššími harmonickými kmitočty v transformátoru, snižuje jeho hlučnost a zmenšuje klidový proud střídače.

Výhodné vlastnosti moderní koncepce umožňují proti srovnatelným polyblívným zdrojům síťového napětí s výbušnými motorky mnohem širší použití ať již v polních podmínkách (měření v terénu, pojítka apod.) nebo jako záložní zdroje pro řídicí systémy s mikro počítači.

-jah-



Obr. 1. Zapojení střídače z 12 V stejnosměrných na 220 V střídavých, 120 VA

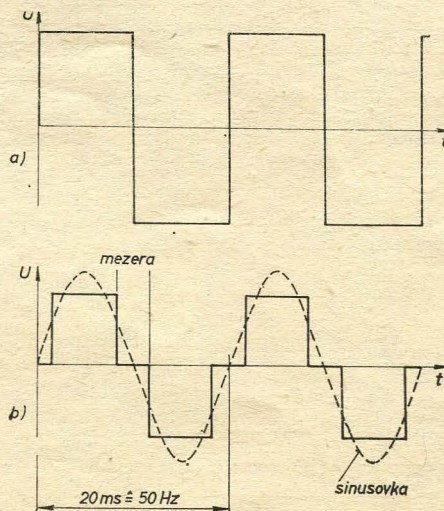
Popsaný druh impulsního řízení je umožněn zapojením dvou komparátorů 1 a 2, jejichž vstupy jsou napájeny střídavě pravouhlým napětím 50 Hz z výstupu integrovaného obvodu ICM7038A přes člen R_1R_2 a stejnosměrně děličem napětí s odpory R_3 až R_4 . Z výstupů komparátorů jsou buzeny báze výkonových tranzistorů T_1 až T_6 , v jejichž kolektorech je zapojen výstupní transformátor. Výhodnější průběh napětí s mezerami (obr. 2b) obsahuje méně harmonických, což znamená lepší využití transformátoru a vede ke snížení klidového proudu. Zmíněná vlastnost je zejména výhodná pro provoz z baterií. Podle konstrukce a tolerance součástí je možno dosáhnout až pětiny klidového proudu proti obvyklým střídačům s pravouhlým budicím napětím (obr. 2a). Obvyklé střídače mají klidový proud kolem 5 A, popisované zapojení kolem 1 A.

Transformátor je dimenzován na více než trvalých 120 VA, takže může krátkodobě dodávat 150 VA a sekundár může být impulsně zatížen proudem až 1 A (pro spotřebiče, které mají vysoké zapínavací proudy — motory, žárovky apod.). Primár transformátoru má na každé polovině tři odbočky, kterými je možno přizpůsobit výstupní napětí jak zatížení, tak i stavu baterie, z níž je střídač provozován. Obvykle jsou zapojeny odbočky 10 V, při větším zatížení a vybité baterii je možno přejít až na odbočky 7 V.

V řídicí části je použito dvou operačních zesilovačů čtyřnásobného obvodu LM324, takže ještě dva operační zesilovače zbývají a ty jsou použity pro indikaci vstupního napětí světelnými diodami. Invertující vstupy operačních zesilovačů 3 a 4 jsou připojeny na pevně

provozní napětí v rozsahu přibližně 10 až 14,5 V indikované zelenou světelnou diodou. Přepětí indikuje červená světelná dioda a podpětí žlutá.

Veškerá elektronika mimo transformátoru je umístěna na desce s rozměry 170 x 150 mm. Pro výrobu plošného spoje je uveden nejen obrazec v měřítku 1 : 1, nýbrž je do [1] vložena folie se síťotiskovým obrazcem pro individuální výrobu. Osazování součástkami usnadňuje osazovací plánek a půlstránková fotografie vzorku. Na široké přívody emitorů a kolektorů výkonových tranzistorů je doporučeno na plošný spoj ještě připájet silný měděný vodič (průřez 1 až 2 mm²). Výkonové tranzistory jsou opatřeny chladiči.



Obr. 2. a) průběh řídicího pravouhlého napětí obvyklých střídačů; b) průběh řídicího napětí popisovaného střídače

[1] Wechselrichter 12 V = 220 V ~; ELV journal 14 (březen 1981), str. 30—35.

Programovatelné kalkulátory

VÝPOČET FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK OBVODŮ R, L a C NA TI-59

V technické praxi je často nutné určit přenos konkrétního obvodu z pasivních prvků RLC pro ustálený stav napájení napětím sinusového průběhu. Pokud ještě navíc požadujeme vyšetření vlivu určitého prvku na frekvenční charakteristiku, je úloha často velmi náročná na numerické výpočty. Problém se zjednoduší užitím předloženého programu.

Navržený program pro výpočet frekvenčních charakteristik libovolných obvodů nebo průběhů impedance je založen na vytvoření podpůrné komplexní aritmetiky zajišťované příslušnými podprogramy pracujícími s operačními registry α , β a 17 pamětovými registry. Podprogramy uskutečňují následující operace s komplexními čísly:

$$SBR + : \alpha + \beta \rightarrow \alpha$$

Přičti obsah registru β k registru α a výsledek ulož do α . Obsah registru β se operací nezmění.

$$SBR \times : \alpha \times \beta \rightarrow \alpha$$

Vynásob registr α registrem β a výsledek ulož do α . Obsah registru β se operací nezmění.

$$SBR \div : \alpha \div \beta \rightarrow \alpha$$

Vyděl obsah registru α registrem β a výsledek ulož do α . Obsah registru β zůstane zaplněn mezivýsledky.

$$SBRI |x : (\alpha \times \beta) \div (\alpha + \beta)$$

Vytvoř „paralelní kombinaci“ komplexních čísel uložených v registrech α a β a výsledek ulož do α . V registru β zůstane uloženy mezivýsledky.

Abyste bylo možné vyčíslit hodnotu přenosové funkce či impedance obvodu pro různé hodnoty frekvencí, je nutné sestavit přenosovou funkci tak, aby jednoduchým způsobem v sobě jako parametr tuto frekvenci obecně obsahovala. Dále musí samozřejmě přenosová funkce respektovat komplexní charakter jednotlivých impedancí, z nichž je zkoumaný obvod sestaven. Chceme-li vyhovět citovaným požadavkům, je nutné pro každý opakovaný výpočet přenosu s novou hodnotou frekvence uvažovat i změněné hodnoty impedancí prvků obvodu. Uvedené platí i v případě hledání průběhu impedance dvojpólu.

Postup výpočtu je navržen tak, že pomocí podpůrných instrukcí, které pracují s komplexními čísly, je sestaven podprogram pro postupné vyčíslení přenosové funkce. Abychom mohli určit impedance obvodových prvků v závislosti na zvolené hodnotě frekvence, jsou rezervována pro uložení jednoho kom-

plexního čísla 3 pamětová místa (kromě operačních registrů α , β).

V prvním místě je uložena reálná část, na druhém imaginární a na třetím čísla 0, 1, -1 udávající, zda uložena hodnota obvodového prvku je odpor, indukčnost nebo kapacita. Uložení vstupních dat se děje podle tab. 1a.

Instrukční sled pro uložení vstupních dat je následující:

$$\begin{aligned} \text{odpor } R[\Omega] & : R \quad x \geq t \quad N \quad A \\ \text{indukčnost } L[H] & : L \quad x \geq t \quad N \quad B \\ \text{kapacita } C[F] & : C \quad x \geq t \quad N \quad C, \end{aligned}$$

kde N je číslo pamětového registru (1 až 17), do kterého chceme veličinu uložit.

Pro sestavu přenosové funkce musí být soubor instrukcí pro aritmetické operace doplněn instrukcemi pro přenosy komplexních čísel mezi operačními a pamětovými registry. Dále musí být uvedeny instrukcemi zajištěna změna hodnoty impedance obvodového prvku, v závislosti na frekvenci při výběru z pamětového registru. Ke změně hodnot impedancí (velikostí komplexních čísel) ukládaných a vyvolaných mezivýsledků nesmí dojít.

Instrukce pro přenosové operace (kde N v rozsahu 1 až 17 je číslo pamětového registru).

N SBR STO: Přenesení obsahu operačního registru α , ve kterém zůstal výsledek aritmetické operace, do pamětového registru N. Třetí místo registru je zaplněno nulou.

N SBR RCL: Přenesení obsahu pamětového registru N do operačního registru β . Způsob přenosu je závislý na obsahu 3. místa registru:

- 0 — obsah registru se přenesse beze změny. Jedná se o vyvolání hodnot odporů obvodu nebo uložených mezivýsledků;
- 1 — imaginární část komplexního čísla je vynásobena hodnotou $2\pi f$. Jde o vyvolání impedancí indukčností obvodu;
- 1 — imaginární část komplexního čísla je vydělena hodnotou $2\pi f$

Tab. 1b. Výpis hlavního programu

Adresa	Instrukce
000	Lbl A' x 3 + 5 = STO 0 INV SBR
010	Lbl B' STO Ind 0 INV SBR
015	Lbl C' A' CLR B' Op 20 $x \geq t$ IVN SBR
024	Lbl D' Op 30 RCL Ind 0 INV SBR
031	Lbl RCL A' 2 SUM 0 CP RCL Ind 0 $x \geq t$ 54 D' ÷
045	RCL 5 = STO 4 CLR STO 3 INV SBR
054	$x \geq t$ 1 $x \geq t$ $x \geq t$ 67 D' STO 4 D' STO 3 INV SBR
067	D' x GTO 45
072	Lbl A A' $x \geq t$ B' CLR Op 20 B' Op 20 B' CP INV SBR
086	Lbl B C' B' 1 SUM 0 B' CP INV SBR
096	Lbl C C' 1/x +/- B' 1 SUM 0 +/- B' CP INV SBR
109	Lbl STO A' RCL 1 B' Op 20 RCL 2 B' Op 20 CLR B' INV SBR
125	Lbl + Pgm 4 B INV SBR
131	Lbl x Pgm 4 C INV SBR
137	Lbl ÷ Pgm 4 C' INV SBR
143	Lbl 1/x RCL 1 STO 6 RCL 2 STO 7 Pgm 4 B
	RCL 1 Exc 6 STO 1 RCL 2 Exc 7 STO 2 Pgm 4 C
	RCL 6 STO 3 RCL 7 STO 4 Pgm 4 C' INV SBR
183	Lbl $x \geq t$ Pgm 4 E' INV SBR
189	Lbl E INV Fix Adv Prt x 2 x π = STO 5 Fix 2 GTO 240
207	Deg RCL 1 $x \geq t$ RCL 2 INV P → R $x \geq t$ log x 20 = Prt $x \geq t$ Prt $x \geq t$
225	R/S

Tab. 1a. Uložení vstupních dat

Obvodový prvek	1. místo	2. místo	3. místo
R	R	0	0
L	0	L	1
C	0	-C ⁻¹	-1

($f \neq 0$). Jde o vyvolání impedancí kapacit obvodu.

SBR x = t: Záměna obsahů operačních registrů α a β .

Pomocí zmíněného souboru instrukcí lze již sestavit podprogram pro vyčíslení přenosové funkce či impedance i pro poměrně složité obvody. S prvky obvodu pracujeme jako s hodnotami obsahů příslušných pamětových registrů. Instrukční sled pro provádění aritmetických operací připomíná poněkud logiku R.P.N. Konkrétní postup sestavení podprogramu přenosové funkce bude objasněn na jednoduchém kontrolním příkladu.

Hlavní program je v tabulce 1b, výpis návštěví v tabulce 2.

Tab. 2. Výpis návštěví

Adresa	Návštěví
001	A'
011	B'
016	C'
025	D'
032	RCL
073	A
087	B
097	C
110	STO
126	+
132	x
138	÷
144	1/x
184	$x \geq t$
190	E

Práce s programem

- 1) Programový modul standardní nebo EE (je využívána komplexní aritmetika). Rozdělení operační paměti základní (479/59) Vlož hlavní program — jedna strana mag. štítku.
- 2) Vložení vstupních dat.
 $R_i [\Omega] \quad x \geq t \quad M_i \quad A$
 $L_i [H] \quad x \geq t \quad N_i \quad B$
 $C_i [F] \quad x \geq t \quad P_i \quad C$
 R_i, L_i a C_i jsou prvky obvodu a M_i, N_i, P_i jsou navzájem různá čísla pamětových registrů od 1 do 17.
- 3) Sestavení přenosové funkce nebo impedance obvodu: **GTO 240 LRN** následuje vložení podprogramu pro vyčíslení funkce užitím aritmetických a přenosových instrukcí. K dispozici je 240 programových kroků. Podprogram je ukončen instrukcemi **GTO**

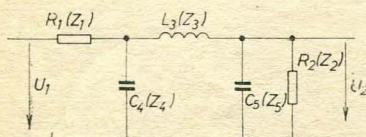
207. Do výpočetního režimu kalkulátor navrátíme LRN.

4) Opakovaný výpočet hodnot pro zvolené frekvence: f [Hz] $E(f \neq 0)$. Při připojené tiskárně se tiskne frekvence, přenos obvodu v dB a fázový úhel. Fázový úhel je vyčíslen v hlavním programu instrukcí INV P $\rightarrow R$, která úhel udává v rozsahu (-90° ; 270°). Pokud hodnota skutečného fázového posuvu vybočuje z uvedené rozsahu, je nutné jeho hodnotu určit dodatečně z průběhu fázové charakteristiky. Při zjišťování impedancí obvodů je reálná složka v paměti 01, imaginární v 02.

Jestliže tiskárna připojena není, je po zastavení běhu programu na zobrazači zobrazen přenos v dB. Fázový úhel φ po instrukci $x \rightarrow t$.

Pro objasnění způsobu sestavy podprogramu přenosové funkce je uveden následující příklad:

Mějme obvod na obr. 1. Z hlediska sestavy podprogramu P ($j\omega$) je vhodné všech-



Obr. 1. Příklad obvodu RLC

ny obvodové prvky očíslovat vzestupně bez ohledu na typ prvku.

Přenosová funkce bude mít pak obecný tvar:

$$\frac{U_2}{U_1} = P(j\omega) = \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} \cdot \frac{Z_2 \parallel Z_5}{Z_1 \parallel Z_4 + Z_3 + Z_2 \parallel Z_5}$$

Hodnoty obvodových prvků Z_1 až Z_5 uložíme do paměťových registrů 1 až 5 instrukcemi A, B a C. Program pak pro danou frekvenci vyčíslí

přenos — $20 \log |P(j\omega)|$,

fázi φ — $\text{arctg} \frac{\text{Im } P(j\omega)}{\text{Re } P(j\omega)}$.

Sled instrukcí pro naprogramování přenosové funkce obvodu z obr. 1 a jeho navázání na hlavní program je v tab. 3. Mezi výsledky jsou uloženy v registrech 6 a 7. Pro konkrétní hodnoty prvků $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $L_3 = 0,225 \text{ H}$, $C_4 = M 2$, $C_5 = M 2$ je tisk po instrukci f [Hz] E následujícího tvaru (uvedeny pouze dva body charakteristik pro kontrolu programu):

50. — Hz

— 6.02 — útlum v dB

Tab. 3. Podprogram ke kontrolnímu příkladu

Adresa	Instrukce
	GTO 240
	LRN
240	1 SBR RCL SBR $x \rightarrow t$ 4 SBR RCL SBR 1/x 6 SBR STO
253	3 SBR RCL SBR + 7 SBR STO
261	2 SBR RCL SBR $x \rightarrow t$ 5 SBR RCL SBR 1/x 7 SBR RCL SBR $x \rightarrow t$ SBR +
278	SBR $x \rightarrow t$ SBR +
282	6 SBR RCL SBR x 1 SBR RCL SBR +
292	GTO 207

— 5.62 — fázový úhel ve stupních

1000.

— 7.23

227.49 — skutečná hodnota úhlu

227,49 — 360 = —132,51.

Hodnoty prvků lze při nezměněné konfiguraci obvodu libovolně měnit a tím vyšetřovat vliv jejich hodnot či změny tolerancí na přenosovou funkci.

Ing. Zdeněk Hájek

TRANSFORMACE ANALOGOVÝCH FILTRŮ NA ČÍSLICOVÉ

K analogovému filtru o známém přenosu

$$F(p) = \frac{\sum_{i=0}^m a_i p^i}{\sum_{i=0}^n b_i p^i} \quad (1)$$

lze nalézt ekvivalentní číslicový rekurzivní filtr s přenosem

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^m a_i (2f_s)^i \left[\frac{z-1}{z+1} \right]^i}{\sum_{i=0}^n b_i (2f_s)^i \left[\frac{z-1}{z+1} \right]^i} \quad (2)$$

kde f_s je vzorkovací frekvence a z je nezávisle proměnná zobrazení.

Čitatele i jmenovatele přenosu (2) lze vyjádřit jako polynomy stupně n v proměnné z , vynásobí-li se čítec i jmenovatel přenosu členem $(z+1)^n$:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^m c_i z^i}{\sum_{i=0}^n d_i z^i} \quad (3)$$

Postupnými úpravami koeficientů původního spojitého přenosu $F(p)$ je možno nalézt koeficienty diskretního přenosu $H(z)$.

Příslušnou transformaci, která je poměrně pracná, usnadní program pro kalkulátor TI-58/59.

Algoritmus

Transformuje se zvláště polynom čitatele a zvláště polynom jmenovatele. Předpokládá se, že oba transformované polynomy budou mít stupeň n , tj. stupeň původního jmenovatele.

1) Zavede se stupeň polynomu n a vzorkovací frekvence f_s . Zavedou se koeficienty a_i (příp. b_i), $i = 0, 1$ až n původního polynomu, který se má transformovat.

2) Koeficienty se modifikují vzorkovacími frekvencemi:

$$a_i (2f_s)^i \rightarrow a_i; \quad i = 1 \text{ až } n.$$

3) Kořeny polynomu s koeficienty a^i se tímto krokem posunou o jedničku:

$$a_{k+1} + a_k \rightarrow a_k; \quad k = n-1, n-2 \text{ až } i; \quad i = 0, 1 \text{ až } n-1.$$

4) Kořeny polynomu s koeficienty a_i se tímto krokem nahradí svou převrácenou hodnotou. K tomu je nutné prostě obrátit pořadí koeficientů:

$$a_{n-i} \rightleftharpoons a_i; \quad i = 0, 1 \text{ až } \{n/2\}.$$

5) Kořeny polynomu se tímto krokem vydělí dvěma a změní znaménko:

$$a_i (-2)^{n-i} \rightarrow a_i; \quad i = 0, 1 \text{ až } n.$$

6) Opakuje se krok 3.

Po vykonání kroků 1 až 6 jsou v kalkulátoru na místě původních koeficientů spojitého přenosu uloženy koeficienty stejných stupňů pro polynom proměnné z .

Program

Výpis programu je v tabulce 1. Program obsahuje registry následujícím způsobem:

R_0 — stupeň polynomu jmenovatele n zvětšený o jedničku,

R_1 — řídicí proměnná cyklů,

R_2 — registr pro nepřímé adresování,

Tab. 1. Program pro transformaci spojitého přenosu na diskretní

000	42	STO	060	01	01	120	02	02
001	00	00	061	05	5	121	69	0P
002	69	0P	062	42	STO	122	22	22
003	20	20	063	02	02	123	91	R/S
004	43	RCL	064	04	4	124	97	DSZ
005	00	00	065	44	SUM	125	01	01
006	42	STO	066	04	04	126	01	01
008	91	R/S	068	02	02	128	92	RTN
009	42	STO	069	63	EX*	129	76	LBL
010	03	03	070	04	04	130	11	A
011	44	SUM	071	63	EX*	131	43	RCL
012	03	03	072	02	02	132	00	00
013	05	5	073	69	0P	133	42	STO
014	42	STO	074	22	22	134	01	01
015	02	02	075	69	0P	135	69	0P
016	91	R/S	076	34	34	136	31	31
017	72	ST*	077	97	DSZ	137	43	RCL
018	02	02	078	01	01	138	01	01
019	69	0P	079	00	00	139	42	STO
020	22	22	080	67	67	140	03	03
021	97	DSZ	081	43	RCL	141	53	(
022	01	01	082	00	00	142	53)
023	00	00	083	42	STO	143	43	RCL
024	16	16	084	01	01	144	00	00
025	43	RCL	085	42	STO	145	85	+
026	00	00	086	02	02	146	03	3
027	42	STO	087	04	4	147	54)
028	01	01	088	44	SUM	148	42	STO
029	05	5	089	02	02	149	02	02
030	42	STO	090	01	1	150	85	+
031	02	02	091	42	STO	151	01	1
032	01	1	092	04	04	152	54)
033	42	STO	093	43	RCL	153	42	STO
034	04	04	094	04	04	154	04	04
035	43	RCL	095	64	PD*	155	73	RC*
036	04	04	096	02	02	156	04	04
037	64	PD*	097	02	2	157	74	SM*
038	02	02	098	94	+/-	158	02	02
039	69	0P	099	49	PRD	159	69	0P
040	22	22	100	04	04	160	32	32
041	43	RCL	101	69	0P	161	69	0P
042	03	03	102	32	32	162	34	34
043	49	PRD	103	97	DSZ	163	97	DSZ
044	04	04	104	01	01	164	03	03
045	97	DSZ	105	00	00	165	01	01
046	01	01	106	93	93	166	55	55
047	00	00	107	11	A	167	97	DSZ
048	35	35	108	12	B	168	01	01
049	11	A	109	91	R/S	169	01	01
050	53	(110	76	LBL	170	37	37
051	43	RCL	111	12	B	171	92	RTN
052	00	00	112	05	5			
053	42	STO	113	42	STO			
054	04	04	114	02	02			
055	55	+	115	43	RCL			
056	02	2	116	00	00			
057	54)	117	42	STO			
058	59	INT	118	01	01			
059	42	STO	119	73	RC*			

R_3 — vzorkovací frekvence, řídicí proměnná cyklů,
 R_4 — registr pro nepřímé adresování,
 $R_5 - a_0$
 $R_6 - a_1$
 \vdots
 $R_{n+5} - a_n$ } koeficienty polynomu.

Program obsahuje 172 kroků a lze ho tedy provozovat při dělení paměti 239.29 na TI-58, 239.89 na TI-59. To znamená, že s TI-58 lze zpracovat přenos až 24. stupně, s TI-59 dokonce 84. stupně. Vlastní výpočet po zavedení vstupních dat trvá u TI-59 $(n + 2)^2$ sekund. Ovládání programu ukazuje *tabulka 2*.

Tab. 2. Ovládání programu

Zápis	Povel	Zobrazovač	Poznámka
n	RST, R/S	$n + 1$	stupeň jmenovatele
f_s	R/S	5.	vzorkovací frekvence
a_0	R/S	a_0	zapsat všechny koeficienty včetně nulových
a_1	R/S	a_1	
\vdots	\vdots	\vdots	
a_n	R/S	—	výpočet asi $(n + 2)^2$ sekund
—	—	c_0	výsledky jsou uloženy na místě původních koeficientů
—	R/S	c_1	
\vdots	\vdots	\vdots	
—	R/S	c_n	konec
—	B	c_0	případný opakovaný výstup výsledků
—	R/S	c_1	
\vdots	\vdots	\vdots	

Příklad výpočtu z [1]

Je nutné transformovat Butterworthovu dolní propust 3. řádu o mezním kmitočtu $f_0 = 3$ kHz na číslicový filtr se vzorkovací frekvencí $f_s = 6$ kHz. Přenos Butterworthovy propusti je

$$F(p) = \frac{1}{1,4931 \cdot 10^{-13} p^3 + 5,629 \cdot 10^{-9} p^2 + 0,0001061 p + 1} \quad (4)$$

Postup výpočtu je v *tabulkách 3, 4*.

Tab. 3. Příklad výpočtu — transformace čítače

Zápis	Povel	Zobrazovač	Poznámka
3	RST, R/S	4.	n
6000	R/S	5.	f_s
1	R/S	1.	a_0
0	R/S	0.	a_1
0	R/S	0.	a_2
0	R/S	—	a_3 , výpočet 27 sek.
—	—	1.	c_0
—	R/S	3.	c_1
—	R/S	3.	c_2
—	R/S	1.	c_3

Tab. 4. Příklad výpočtu — transformace jmenovatele

Zápis	Povel	Display	Poznámka
3	RST, R/S	4.	n
6000	R/S	5.	f_s
1	R/S	1.	b_0
.0001061	R/S	1.0001061	b_1
$5,629 \cdot 10^{-9}$	R/S	$5,629 \cdot 10^{-9}$	b_2
$1,4931 \cdot 10^{-13}$	R/S	—	b_3 , výpočet 27 sek.
—	—	.27936832	a_0
—	R/S	1.69024704	a_1
—	R/S	2.68860096	a_2
—	R/S	3.34178368	a_3

Výsledný diskretní přenos tedy je

$$H(z) = \frac{z^3 + 3z^2 + 3z + 1}{3,342z^3 + 2,689z^2 + 1,69z + 0,2793} \quad (5)$$

vko

[1] *Electronic Design* 29, 1981, 145.

**JEDNODUCHÝ PROGRAM
 PRE VÝPOČET CHARAKTERISTICKEJ
 IMPEDANCIE MIKROPÁSKOVÝCH VEDENÍ**

Mikropáskové vedenia sa dnes so samozrejmosťou uplatňujú pri realizácii obvodov v a ich výhody pre tieto ciele netreba osobitne zdôrazňovať. Tu je predstavený jednoduchý program pre výpočet charakteristickej impedancie Z_0 mikropáskových vedení pre programovateľné kalkulátory TI-58, resp. TI-59.

Mikropáskovým vedením rozumieme sústavu pozostávajúcu z vodiča v tvare pásika veľmi malej hrúbky a vodivej zemnacej roviny, ktorú delí od pásika dielektrické médium slúžiacie zároveň ako nosná podložka (*obr. 1*).

Vzhľadom ku zrejmej asymetrii a rozhraniu dielektrických prostredí v okolí pásika (*obr. 2*) nemožno tu brať do úvahy čisto transverzálne, lež spôsob šírenia kvázi-TEM. Fázová rýchlosť potom bude daná

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (1)$$

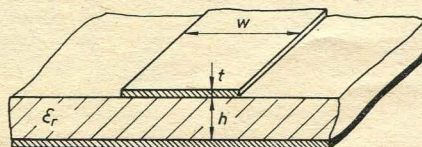
$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (5)$$

kde

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} \quad (6)$$

a vlnová dĺžka v mikropáskovom vedení

$$\lambda_g = \frac{v}{f} \quad (2)$$



Obr. 1. Náčrt mikropáskového vedenia s označením základných rozmerov

kde c je rýchlosť svetla, ϵ_{ef} je efektívna dielektrická konštanta materiálu podložky a f je kmitočet. Efektívna permitivita je menšia než relatívna permitivita a berie do úvahy deformáciu silových čiar polí v okolí pásika vplyvom rozdielnych dielektrík.

Uvedený program vypočítava Z_0 a efektívnu permitivitu podľa nasledovných vzťahov

$$\frac{w}{h} \leq 1$$

bude

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right) \quad (3)$$

kde

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (4)$$

Tu ϵ_r je relatívna permitivita, w a h rozmery vyplývajúce z *obr. 1*.

Ďalej pre pomer

$$\frac{w}{h} \geq 1$$

bude

Uvedené vzťahy berú do úvahy dvojrozmerný páskový vodič; tj. nekonečne malú hrúbku pásikov. Chybu tým spôsobenú možno však pri použití väčšiny obvyklých dvojplátovaných materiálov zanedbať bez podstatnej újmy na presnosti. Max. relatívna chyba u ϵ_{ef} a Z_0 je podľa [1] menej, než $\pm 0,5\%$ a $0,8\%$ pre $0,05 \leq w/h \leq 20$ a $\epsilon_r \leq 16$.

Pre prípad, kedy nemožno hrúbku pásika zanedbať, doporučuje [1] úpravu, ktorá spočíva v nahradení šírky pásika w jeho efektívnou šírkou w' .

Pre obmedzenie

$$\frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi}$$

bude potom platiť

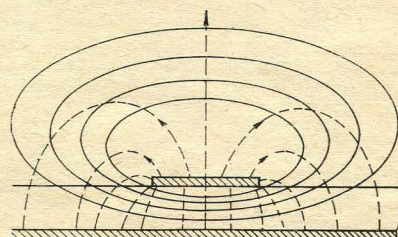
$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{t}{\pi h} \cdot \left(1 - \ln \frac{t}{2h} \right) \quad (7)$$

Ďalej pre

$$\frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

bude

$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) \quad (8)$$



Obr. 2. Schématický náčrt siločiar elektrického (čiarkovaná čiara) a magnetického poľa (plná čiara) v okolí mikropáskového vodiča

Dalšími obmedzeniami pri použití vzťahov (7) a (8) sú $t \leq h$ a $2t < w$.

Pri zadaní t/h (STO 04) program počíta s efektívnou šírkou pásikov w' . Ak však daný pomer možno považovať za zanedbateľný, netreba ho zadávať a program vtedy uvažuje hodnotu $t/h =$

$= 1.10^{-9}$, čo dáva výsledky prakticky zhodné s tými, pri získaní ktorých sa nepočíta s w' . Program má ochranu proti hodnotám, pri ktorých výpočet nie je dostatočne presný.

Postup pri počítaní

— po zavedení programu uložíme hodnotu relatívnej dieľ. konštanty materiálu dielektrika do registra 03. Ak berieme do úvahy hrúbku pásika, uložíme do registra 04 pomer t/h ; v prípade, že hrúbku pásika zanedbáme, v registri 04 zostáva 0;

— iniciujeme program stlačením RST;

— zadáme hodnotu w/h ;

— spustíme program stlačením R/S;

— po ukončení výpočtu zostáva na zobrazovači hodnota Z_0 . Táto hodnota je uložená tiež v registri 00;

— hodnota vypočítanej efektívnej permitivity je po výpočte uložená v registri 01. Do registra 02 sa uloží v úvode zadaná hodnota w/h . V registri 05 je po výpočte hodnota w'/h .

Obmedzenia

Po prvom výpočte netreba program iniciovať stlačením RST, stačí obsadiť vstupné registre novými hodnotami vstupných údajov. Ak sa tieto po prvom výpočte nemenia, zadať w/h a spustiť program stlačením R/S.

— ak ide o w/h , na zobrazovači sa objaví jedna z okrajových hodnôt (0,05, alebo 20) podľa toho, či došlo ku prekročeniu dolnej alebo hornej hranice intervalu presnosti;

— ak je pre danú konfiguráciu príliš veľká hodnota t/h , na zobrazovači sa objaví zadaná hodnota tohto parametra;

— ak prekročíme hornú hranicu presnosti pre relatívnu permitivitu (16), na zobrazovači sa objaví číslo 16.

Kontrolné príklady

Vstupy:
 relatívna permitivita *STO 03*
 t/h (ak treba) *STO 04*
 vstup w/h
R/S
 Výsledky:
 Z_0 [Ω] (je aj v pamäti 00)
 efektívna permitivita *RCL 01*

to budú pozdžej v rubrice „Programovatelné kalkulátory“ publikovány programy i pro HP-41C/CV. Vzhľadom ke značným odlišnostem nejen od ČSSR nejrozšířenějších kalkulátorů TI-58/59 (na které se soustředím při porovnání), ale i od dřívějších typů HP-65 a 67, bych se chtěl o uvedených odlišnostech zmínit, i když byly již částečně uvedeny v tisku, např. v ST 11/1979, str. 439 nebo AR-A 6/1980, str. 206. Stručný popis má sloužit i uživatelům jiných kalkulátorů než HP-41 pro představu o možnostech, které HP-41 nabízí.

Úvodem bych chtěl poznamenat, že systém HP-41 a periferní přístroje tvoří nejdokonalejší systém, založený na kapesním kalkulátoru a s největší pravděpodobností nebude již lepší kalkulátorový systém vyvíjen, neboť pokud bude vyvíjen lepší systém přístrojů, bude to kapesní mikropočítač a nikoliv kapesní kalkulátor.

Kapesní kalkulátor HP-41C má kapacitu paměti buď 448 bytů pro program nebo 63 datových registrů, popř. lze měnit poměr mezi datovou a programovou pamětí a to po 1 datovém registru (tj. 7 bytů) — obdoba Op 17 u TI(58/59) po 10 registrech. Je nutné rozlišit programový řádek u HP-41 od programového kroku u TI-58/59. Do programového řádku je vložena celá instrukce, např. STO IND 32 je jeden programový řádek, který ovšem zabral 3 byty programové paměti. Poněkud odlišná je i organizace programů v paměti. Může v ní být uloženo několik zcela samostatných programů, z nichž každý je zakončen funkcí END, která způsobí, že při provádění i prohlížení právě nastaveného programu se nedostaneme mimo nastavený program. Program, který je právě prováděn, však může použít jako podprogram jiný samostatný program. Každý program musí být na začátku označen návěstím, nejlépe abecedním návěstím, které sestává z kombinace maximálně sedmi znaků, čímž je program vlastně pojmenován.

Kalkulátor HP-41 může pracovat celkem ve 4 provozních režimech, z nichž některé lze kombinovat. Základní je

příklad 1	příklad 2	příklad 3
2	2	2
—	—	0,01
0,2	2	0,2
176,32	68,77	171,64
1,577	1,689	1,579

Ant. Veselovský

LITERATURA

- [1] *Microwaves*, máj 1977, sv. 16, č. 5.
 [2] *Gunston, M. A. R.: Microwave Transmission-Line Impedance Data*, van Nostrand Reinhold CO., London 1972.

POPIS KAPESNÍHO KALKULÁTORU HP-41 CV

Od roku 1979, kdy byl HP-41C uveden na trh, se postupně rozšířil i mezi uživatele kapesních kalkulátorů v ČSSR. Pro-

výpočetní režim, kdy je kalkulátor nastaven pro přímé použití funkce, které jsou na klávesnici označeny bíle nebo žlutě (přes žluté tlačítko — obdoba „2nd“ u TI-58/59) nebo které lze vyvolat jiným způsobem — pomocí funkce XEQ (XEQ je zkratka EXECUTE = proved). Na klávesnici je totiž 56 funkcí, i když celkem jich HP-41 umí 130. Další režim je uživatelský režim USER (= uživatel), ve kterém je možné si na téměř všechna tlačítka přiřadit nejen nepoužívanější funkce, které nejsou na klávesnici, ale i abecední návěstí programu, čímž je možné speci-

Tab. 1. Výpis programu

000	42	STO	104	93	.
001	02	2	105	00	0
002	32	x←t	106	04	4
003	02	2	107	85	+
004	00	0	108	86	2nd St fig
005	22	INV	109	00	0
006	77	2nd GE	110	53	(
008	28	28	111	01	1
009	35	1/x	112	85	+
010	77	2nd GE	113	01	1
012	28	28	114	02	2
013	32	x←t	115	55	:
014	55	:	116	43	RCL
015	02	2	117	05	5
016	95	=	118	54)
017	32	x←t	119	34	√x
018	43	RCL	120	35	1/x
019	04	4	121	95	=
020	77	2nd GE	122	42	STO
022	28	28	123	01	1
023	32	x←t	124	43	RCL
024	01	1	125	03	3
025	77	2nd GE	126	75	—
027	30	30	127	01	1
028	91	R/S	128	95	=
029	81	RST	129	49	2nd Prd
030	01	1	130	01	1
031	06	6	131	69	2nd Op
032	32	x←t	132	21	21
033	43	RCL	133	43	RCL
034	03	3	134	03	3
035	77	2nd GE	135	44	SUM
036	00	0	136	01	01
037	28	28	137	02	2
038	00	0	138	22	INV
039	32	x←t	139	49	2nd Prd
040	43	RCL	140	01	1
041	04	4	141	87	2nd If fig
042	22	INV	142	00	0
043	67	2nd EQ	143	01	1
044	00	0	144	79	79
045	52	52	145	01	1
046	01	1	146	93	.
047	52	EE	147	04	4
048	94	+/-	148	04	4
049	09	9	149	04	4
050	42	STO	150	85	+
051	04	04	151	43	RCL
052	02	2	152	05	5
053	65	*	153	95	=
054	89	2nd PI	154	23	ln x
055	95	=	155	65	*
056	35	1/x	156	93	.
057	32	x←t	157	06	6
058	43	RCL	158	06	6
059	02	2	159	07	7
060	77	2nd GE	160	85	+
061	00	0	161	01	1
062	73	73	162	93	.
063	04	4	163	03	3
064	65	*	164	09	9
065	89	2nd PI	165	03	3
066	65	*	166	85	+
067	43	RCL	167	43	RCL
068	02	2	168	05	5
069	95	=	169	95	=
070	61	GTO	170	55	:
071	00	0	171	02	2
072	74	74	172	55	:
073	02	2	173	89	2nd PI
074	23	ln x	174	95	=
075	85	+	175	35	1/x
076	01	1	176	61	GTO
077	75	—	177	01	1
078	43	RCL	178	92	92
079	04	4	179	93	.
080	23	ln x	180	02	2
081	95	=	181	05	5
082	65	*	182	65	*
083	43	RCL	183	43	RCL
084	04	4	184	05	5
085	55	:	185	85	+
086	89	2nd PI	186	08	8
087	85	+	187	55	:
088	43	RCL	188	43	RCL
089	02	2	189	05	5
090	95	=	190	95	=
091	42	STO	191	23	ln x
092	05	5	192	65	*
093	32	x←t	193	06	6
094	01	1	194	00	0
095	22	INV	195	55	:
096	77	2nd GE	196	43	RCL
097	01	1	197	01	1
098	10	10	198	34	√x
099	75	—	199	95	=
100	32	x←t	200	42	STO
101	95	=	201	00	0
102	33	x²	202	91	R/S
103	65	*	203	81	RST

fikovaný program nebo podprogram spustit pouhým stisknutím tlačítka. Není také nutné pamatovat si přiřazení funkcí k tlačítkům, neboť při stisknutí a podržení tlačítka blikne na zobrazovači na 0,5 sekundy název funkce nebo program, který bude vykonán. Třetím režimem je programový režim, ve kterém je ukládána celá instrukce do jednoho programového řádku. V programu lze použít kromě číselných návěstí (je jich maximálně 100 v každém samostatném programu, každé lze použít za určitých okolností vícekrát) také abecední návěstí sestávající z kombinace maximálně 7 abecedních znaků, čímž lze vytvořit téměř neomezený počet návěstí. Zvláštní postavení mají tzv. lokální návěstí (abecední) a tzv. krátká návěstí (číselná). Lokální návěstí jsou návěstí A až J a a až e a pokud jsou použita v programu, je automaticky přiřazena v uživatelském režimu odpovídajícím tlačítkům funkce XEQ A až XEQ J a XEQ a až XEQ e (stisknutí tlačítka s funkcí XEQ A způsobí spuštění podprogramu označeného návěstím LBL A). Krátká návěstí (číselná), tzn. návěstí 00 až 14, spotřebují při uložení do paměti jen 1 byt a pokud jsou v paměti vyhledávána z menší vzdálenosti než 112 bytů před nebo po hledaném návěstí, tak si kalkulátor při prvním vyhledávání návěstí (po naprogramování) zapamatuje jejich polohu a při dalším provádění programu je návěstí nalezeno mnohem rychleji. Zbývá číselná návěstí spotřebují 2 byty paměti a kalkulátor si jejich polohu pamatuje bez ohledu na jejich umístění v paměti. Konečně posledním režimem je režim ALPHA, v němž je aktivována abecední klávesnice (celá abeceda + speciální znaky jako Σ, %, ?, ↑, apod.) a některé funkce pro operace s abecedněčíslíčovými řetězci (textem). Na zobrazovači je možné najednou zobrazit 12 znaků (do zmíněného počtu se nezahrnují čárky, tečky a dvojtečky). V případě delšího nápisu (max. 24 znaků) se celý nápis posouvá po zobrazovači po 1 znaku doleva.

Kalkulátor HP-41 obsahuje 56 příznaků, z nichž zcela volně lze použít jen 11, dalších 19 je určeno pro zvláštní účely a lze je volně použít pouze za určitých podmínek. Zvláštní příznaky jsou použity např. pro indikaci číselného nebo abecedního vstupu (lze rozlišit, zda při vstupu je na zobrazovači číslo nebo abecední znak), dále jsou to příznaky pro ignorování chyby a ignorování přerozdělení výpočetního rozsahu. Další 26 příznaků jsou tzv. systémové příznaky a jsou používány systémem kalkulátoru k indikaci stavů. Posledně zmíněné příznaky lze pouze testovat, nelze měnit jejich nastavení funkcemi určenými pro práci s příznaky. Jsou použity např. pro indikaci nastavení úhlových režimů (RAD, GRAD), indikaci nízkého napětí baterií, připojení tiskárny, zobrazení formátu výstupu, apod. Velmi užitečné jsou 2 funkce pro programování cyklů a to ISG (zvětší a přeskoč, je-li větší) a DSE (zmenší a přeskoč, je-li rovno). Obě funkce používají libovolný registr a číslo v použitém registru je ve tvaru *iiii*, *ffcc*, kde *iiii* představuje okamžitou hodnotu parametru, *fff* je hodnota pro testování parametru a *cc* je přírůstek parametru u ISG a úbytek parametru u DSE.

Velmi výhodné je využívat abecedně-číslíkových možností u HP-41 při vstupu čísel nebo výstupu výsledků. Při vstupu dat může HP-41 specifikovat požadavek

nápisem na zobrazovači — např. UHEL = ? — a při výstupu popisovat výsledky např. způsobem DELKA = 12,2 KM nebo UBYTEK = 32 %.

Do datového registru můžeme uložit buď desetimístné číslo nebo nápis o délce max. 6 znaků. Pomocí funkce lze dlouhý nápis rozdělit na bloky po 6 znacích, uložit je do registrů a tyto bloky opět spojit v původní nápis. HP-41 obsahuje v základní verzi 63 datových registrů, rozšířením paměťovými moduly se získá kapacita 319 datových registrů (= paměť HP-41CV) nebo použitím nových paměťových modulů až 922 datových registrů. Obsah všech 922 datových registrů nebo 6454 bytů programu zůstane zachován po vypnutí kalkulátoru i při výměně baterií. Registry 00 až 99 lze adresovat přímo nebo nepřímo, registry s adresou vyšší jen nepřímo. Nepřímo lze adresovat kterýmkoliv registrem (i stohovými registry a registrem LAST X).

V závislosti na tom, kolik vstupních/výstupních konektorů je obsazeno paměťovými moduly, lze použít až 4 různé aplikované moduly (paměti ROM) proti jednomu u TI-58/59. Speciální časový modul TIME obsahuje přesné krystalem řízené hodiny a umožňuje nejrůznější zpracování časových údajů, např. stopky, hodiny, datum, funkce budíčku (tónem), upozornění (nápisem) nebo automatické zapnutí kalkulátoru a spuštění programu v určené datum, hodinu a minutu, apod.

Další programovací možnosti nabízí magnetopásková kazetová paměť (viz ST 8/82), která kromě jiného umožňuje tzv. segmentování programu, to znamená, že rozsáhlý program, který by se do paměti nevešel, se rozdělí na logické

celky, např. vstup dat, vlastní výpočet a výstup výsledků, a každý z celků se vkládá do paměti postupně. Například v prvním celku uskutečneme vstup dat a na konci uvedeného celku je příkaz nalézt a přenést do paměti program pro vlastní výpočet, obdobně na konci druhého celku se naleznou, přenesou a spustí program pro výstup.

Další aplikační možnosti umožňují připojení konvertoru (převáděče) (viz ST 8/82), pro paralelní 8 nebo 16-bitový přenos podle normy GP-I/O, jímž je možné připojit pomocí komunikační smyčky HP-IL ke kalkulátoru HP-41 např. bateriový multimetr HP-3468A, popř. jiné měřicí přístroje, které umožňují styk podle normy GP-I/O. Změřené veličiny je možné okamžitě ukládat na kazetu pro pozdější zpracování nebo je tisknout na tiskárně. Důležitá je také skutečnost, že měřicích přístrojů může být na smyčce HP-IL až 961 a mohou být od sebe vzdáleny až 100 m (= délka kabelu) — pro srovnání u přenosu HP-IB (stolní počítače) nesmí být tato vzdálenost větší než 20 m a přitom nemohou pracovat s tak nízkým příkonem elektrické energie jako HP-IL. Komunikační smyčka HP-IL umožňuje také připojit kalkulátor HP-41 ke stolním osobním počítačům Hewlett-Packard řady 80 a vlastně pracovat jako přenosný inteligentní kapesní terminál, čímž se odkrývají další možnosti nejen s ohledem na kapacitu paměti, ale i rychlost zpracování dat a jejich výstupu.

V popisu se jednalo spíše o programovací možnosti, jinak aplikační možnosti celého systému HP-41 + periferní přístroje jsou neporovnatelné s jiným kapesním kalkulátorem.

Petr Rektorys

Zajímavosti odevšad

● Zájemci o novinky z technických oborů mohou v NDR využívat služeb tří knihoven patentů. V archivu jedné z nich, zřízené při Vysoké škole technické v Ilmenau, přibývají každý rok bibliografické údaje o 800 000 patentových spisů, 450 000 referátů z průmyslové nejvíce rozvinutých zemí a 100 000 stran textů plného znění patentových přihlášek. Na rozdíl od obdobných knihoven v Drážďanech a Karl-Marx-Stadtu je informační soustava v Ilmenau založena na využití počítače. To umožňuje rychlé provádění a tisk rešerší i zaslání měsíčního přehledu přírůstků odborníkům specializovaným na určité tematické oblasti.

● Polský elektronický průmysl připravil pro prodej doma i vývoz do zahraničí nový typ magnetofonu s otevřenými cívkami. Přístroj s typovým označením M2405S je konstruován pro monofonní a stereofonní provoz a jeho součástí jsou dva kontrolní reproduktory. Pro nastavení hlasitosti je vybaven dvěma posuvnými regulátory, pro indikaci vybuzení slouží dva kombinované měřiče. Současně k němu lze připojit tři zdroje signálu: dynamický mikrofon, gramofonový přístroj a rozhlasový přijímač (záznam — reprodukce), přepínání vstupu je tlačítkové. Přístroj umožňuje přehrávkou mezi jednotlivými stopami, vyhledání určitých míst v záznamu usnadňuje čtyřmístné počítadlo. Vý-

stupní výkon zabudovaného zesilovače je 2 × 4 W, výšky a hloubky lze regulovat odděleně. Napájecí napětí je 220 V/50 Hz, příkon 80 W, rychlost posuvu pásku 19,5 popř. 9,5 cm/s. Přenášené pásmo podle výrobce 40 až 18 000 Hz při 19,05 cm/s a 40 až 16 000 Hz při 9,5 cm/s. Maximální průměr cívek s páskem je 18 cm, záznamová kapacita 4 × 120 minut při monofonním a 2 × 120 minut při stereofonním provozu. Rozměry magnetofonu jsou 440 × 340 × 170 mm, hmotnost 13 kg, provoz je možný ve svislé i vodorovné poloze.

● Koncerty, na kterých sice jsou posluchači, ale chybějí hudebníci na podiu a hudba znějící sálem, jsou jednou ze zvláštností Japonska. Místo orchestru je v koncertní síni malý stereofonní vysílač pro pásmo velmi krátkých vln a posluchači sledují přenášené pořady prostřednictvím sluchátek připojených na přenosné rozhlasové přijímače nebo radiomagnetofony. Výhodou sluchátkového poslechu hudby je to, že každý posluchač si může nastavit hlasitost reprodukce podle svého přání a přitom neruší své sousedy. V sále je po dobu koncertu klid, ticho bývá přerušeno pouze občasným potleskem po skončení přehrávky jednotlivých skladeb, popř. rytmickým podupáváním nohou při zvláště strhujících pasážích. Sluchátkové koncerty zavedla a již několikrát pro mladé lidi uspořádala japonská rozhlasová společnost. Nedávno ji následovala firma Sony, která tím sledovala propagační účely — na sluchátkových koncertech v Tokiu, Osace a Na-

goye předváděla nový magnetofonový pásek UCX.

● Novinkou optických závodů ve Varšavě je přístroj, který nevidomým osobám umožní alespoň zhruba se orientovat v nejbližším okolí, a to na základě rozlišení světelné intenzity sousedních předmětů. Jestliže se zařízení (nazvané Heliotrop) nasměruje na určitý předmět, světelné impulsy ze zdroje záření dopadnou po průchodu ručně řízenou clonou a optikou na fotodetektor. Elektrické signály z výstupu fotodetektoru se převedou buď na akustické (varianta HTA se sluchátky) nebo na vibrace (varianta HTM s elektromechanickým vibrátorem). V prvním případě je intenzita světla vyjádřena intenzitou akustických signálů, v druhém případě amplitudou vibrací. Detektor lze zabudovat buď ve „fotoelektrické slepecké holi“ (získáním představy o terénu se zvýší bezpečnost chůze nevidomých osob), ve „fotoelektrických brýlích“ (tzv. stereoskopické pseudovidění) nebo v malém pouzdře, které lze držet v ruce. Pro ověření správné funkce zařízení Heliotrop lze použít speciální měřicí přístroj vyvinutý stejným výrobcem.

● Ztráty pod 0,5 dB/km při vlnové délce přenášeného světelného záření mezi 1,2 až 1,75 μm má světlovod s jednoduchým módem, který vyrobila japonská společnost Nippon (NTT). Vlákno se vyrábí axiálně z plynné fáze, což přispívá k jeho dobrým vlastnostem — především velké optické čistotě, větší šířce pásma a malým ztrátám.

● Pomocí nového integrovaného obvodu (kontroléru) 8272 vyvinul výrobce Intel dvě nové desky pro kontroléry pružných disků. Typ SBC208 je určen pro standardní vícesběrníkové systémy. Hodí se proto k jednoduchému mikropočítači SBC80 a SBC86. Druhý typ kontroléru SBX218 je určen pro nový vícemodulový systém. Pomocí něj lze prostorově stavět počítače SBC80/10B, SBC80/24 nebo SBC88/40. Oba kontroléry mohou řídit až čtyři pohonné jednotky disků, přičemž pružnost je natolik velká, že se může využívat jednoduché nebo dvojité záznamové hustoty, jedno či dvoustranného záznamu 8 nebo 5,5-palcové pohonné jednotky. Vývojář systému má tak k dispozici cenově výhodné verze výpočetních systémů s pružnou diskovou pamětí.

● Nová mikrovlnná síť s číslicovým telekomunikačním systémem má spojit 46 amerických měst. Zřizuje ji a provozovat ji bude společnost MCI Communications Corp. Do provozu se má uvést v roce 1983, ovšem za předpokladu schválení FCC. Rovněž účastníci sítě uvnitř měst budou mít možnost bezdrátového spojení mezi sebou.

● Japonská firma Mitsui si prostřednictvím podniku zahraničního obchodu Mašpriborintorg v Sovětském svazu objednala měřicí mikroskop, který bude možné použít pro analýzu obrobků s hmotností až půl tuny a dlouhých až 50 cm. Obří mikroskop bude vyroben jako zvláštní provedení a ponese typové označení UIM-24.

● Generátor ultrazvuku instalovaný na výzkumné lodi Ametyst umožnil vladivostkům biologům pořídit podrobnou mapu mořského dna o rozloze 650 km^2 v zátocce Petra Velikého. Protože fauna a flora mění odraz ultrazvuku, získali rovněž přehled o rozšíření vodních rostlin a živočichů ve zkoumané oblasti. Informace získané pomocí hydrolokátoru byly zpracovány počítačem.

Tím se podařilo získat naprosto věrný obraz dna zátoky, aniž by byla nutná jako dříve dlouhá a namáhavá práce potápěčů. Poznatky z ultrazvukového mapování pomohly vladivostkům vědcům i při řešení některých teoretických problémů.

● Novinka výrobního programu dráždanského závodu VEB Transformator- und Röntgenwerk „Hermann Matern“ je rentgenologické zařízení umožňující snížit dávky záření, kterým jsou pacienti vystaveni při lékařském vyšetřování. Až dosud bylo možné buď sledovat obraz na klasickém „štitu“ nebo pořizovat rentgenové snímky. U nového systému je zesilovač obrazu spojen s kamerou, což dovoluje získat při rentgenoskopickém vyšetřování současně za jednu sekundu až 12 rentgenových snímků. Nová technika je důležitým přínosem zejména pro studium činnosti vnitřních orgánů, jako jsou ledviny, játra a žaludek.

● Jedním z příznačných průvodních jevů modernizace přístrojové techniky je sdružování funkcí a s tím související zvýšené uplatnění integrovaných obvodů. Zatímco např. v roce 1970 byly v každém televizoru průměrně pouze dva integrované obvody, v roce 1981 jejich počet vzrostl na deset. Nelze se proto divit, že kupř. firma Philips mohla před krátkým časem oznámit, že vyrobila již pět set milionů integrovaných obvodů pro televizní přijímače. Pro zajímavost lze ještě dodat, že pracovníci zmíněné firmy vypočítali, že přes nepatrné rozměry uvedených obvodů by pro jejich odvoz bylo třeba deseti nákladních vozů.

● Jubilejní dvacátý pátý Mezinárodní salon elektronických součástek se konal v Paříži ve dnech 1. až 7. dubna 1982. 1763 vystavovatelů z 31 zemí (domácích firem bylo 664) na něm více než 85 tisícům návštěvníků předvedlo řadu zajímavých novinek součástkové základny. U příležitosti Salonu 1982 byla rovněž uspořádána konference zaměřená na vývojové trendy v oboru pasivních součástek. Diskuse přítomných odborníků se soustředila především na dvě hlavní témata: geopolitické aspekty soutěžení, výrobci mikroelektroniky pro zítěk. Mezinárodní salon elektronických součástek 1982 byl posledním, který se konal na tradičním výstavišti ve Versailles. Další jeho ročníky budou z rozhodnutí výstavního výboru organizovány na prostornějším výstavišti ve Villepinte, a to vždy na podzim, nejbližší plánovaný termín je 14. až 18. listopad 1983. Počínaje zmíněným datem nebudou kromě toho salony součástek pořádány každoročně, ale pouze v lichých letech. V mezidobí má být ve Villepinte připravena šířeji zaměřená výstava, která kromě součástek a příslušné měřicí techniky zahrne i různá speciální zařízení a výrobky pro elektroniku.

● Stále vyšší požadavky na spolehlivost počítačů vedou k rychlému růstu prodeje systémů odolných proti poruchám (fault-tolerant, survivable systems). Jde o počítače, u nichž bylo na základě principu automatické rekombinace a využitím levných obvodů VLSI možné zajistit, aby zůstaly v provozu i při výpadku několika funkčních bloků. Hodnota jejich prodeje se má v období 1980 až 1987 zvýšit ze 75 milionů na 2,6 miliardy dolarů, průměrný roční přírůstek bude 65 %.

● V prosinci 1981 přišla ve Spojených státech do prodeje první televizní kame-

ra vybavená místo tradiční snímací elektronky polovodičovým snímačem, kterou si mohou koupit i normální spotřebitelé. Jde o model firmy Hitachi předvedený veřejnosti poprvé před půl druhým rokem. Snímač MOS má 180 000 obrazových prvků, jeho životnost má dosáhnout 100 000 hodin (u vidikonů je to 5000 hodin). Cena japonské polovodičové kamery v USA je dva tisíce dolarů.

● Toho času údajně nejmenší a nejlhčí sériově vyráběný přijímač barevné televize dala do prodeje japonská firma Matsushita. Jde o model, jehož obrazovka má úhlopříčku 76 mm a který lze napájet ze sítě nebo ze zabudovaných článků. Jeho cena činí v přepočtu asi tisíc DM.

● Po vzoru gramofonového průmyslu, který již po léta odměňuje „zlatou deskou“ tituly, jejichž prodej dosáhl hodnoty jednoho milionu dolarů, začalo sdružení amerických výrobců magnetofonových pásek ITA odměňovat „zlatou kazetou“ nahrávky, při jejichž prodeji byl prokazatelně docílen stejně vysoký obrát. Na seznamu laureátů ITA jsou zatím čtyři tituly. Jiná situace je u zlatých gramodesek. Vzhledem k jejich rychle rostoucímu počtu byla v této kategorii zavedena další cena, je to „platinová deska“, která je udělována za milion prodaných gramodesek.

● Firma Ampex nikdy nezastavila vývoj a výrobu feritových pamětí. V současné době zmenšila magnetické prstence na průměr 0,33 mm při tloušťce 0,2 mm, které razí z magnetické fólie. Jako přednost uvádí, že její paměť 32 kilo \times 16 bitů má operační čas 425 ns, a u paměti 16 kilo \times 8 bitů pouze 325 ns, což je daleko méně než u ostatních typů, např. bublinkových a je srovnatelný s polovodičovými pamětmi. V tom je nově zdůvodnění pro oprávněnost pamětí, zvláště když je připraveno ještě další zmenšení jader (\varnothing 0,2 mm) a tím i zkrácení operačních časů. V souvislosti s tím je nutno uvést, že firmy Rockwell, Texas Instruments a National Semiconductors zastavily vývojové práce na bublinkových pamětech a pouze Intel uvažuje o výrobě paměti 1 megabyte (300 \$). Hlavním důvodem jsou jednak vysoké výrobní náklady a dále až o 3 řády delší operační časy než u polovodičových pamětí.

● Prodej japonských kamer video pro amatérské použití stoupl o 170 % proti stejnému období roku 1980.

● Pro plošné spoje byl v modulu 2,5 mm vyvinut skutečně miniaturní dvoupólový vypínač (maximálně 48 V/40 mA) o rozměrech 5 \times 8 \times 9,5 mm firmou Knitter (NSR).

● Zatím nejvyšší proudovou hustotu u primárních lithiových článků se podařilo dosáhnout dvěma vědci z univerzity v Tel Avivu. Články pracují s blíže neuvedeným elektrolytem, dávají napětí 2,2 V a mají životnost deset let. Jejich kapacita je 120 až 160 W/kg, což je o 50 až 100 % více než u běžných primárních článků.

● Novou řadu velmi rychlých proudově vázaných obvodů (ECL) dává do výroby francouzská společnost RTC (La Radio-technique Compélee). Zatím jsou k dispozici obvody s 600 a 900 logickými hradly, v roce 1983 to mají být i součástky s 1400 a 2200 hradly. Zpoždění logického hradla je podle výrobce 0,3 ns u obvodů MSI a 0,45 ns u typu LSI, příkon se pohybuje mezi 1,8 až 5 W.

Drobnosti z praxe a literatury

TELEVIZNÍ VĚŽ V OSTANKINU

V listopadu 1982 oslaví televizní věž v moskevském Ostankinu 15 let od svého dokončení. Je 533 m vysoká, váží 55 000 tun, do provozu byla uvedena 4. 11. 1967. Projektovali ji architekti D. Burdinov, M. Škuda, L. Ščipakin a inženýři N. Nikitin, B. Zlobin. Za projekt a jeho realizaci jim byla udělena v roce 1970 Leninova cena. Věž má tvar obrovské železobetonové roury, která je upevněna na kruhové základně. U paty má věž průměr 65 m, s výškou se postupně zúžuje, ve výšce 400 m má průměr 7 m. V železobetonové části věže je vestavěno 150 upínacích lan, nad železobetonovou částí je namontována ocelová anténa 133 m vysoká. Všechno rozhlasové a televizní zařízení je umístěno přímo v prostorech věže. Pro návštěvníky věže je ve výšce 337 m umístěna otočná kruhová restaurace nazvaná „Sedmé nebe“, která se otáčí kolem své osy jednou za 40 minut. Návštěvníci se dostanou do restaurace rychlovýtahem za 57 vteřin.

-tří

MODERNÍ SDĚLOVACÍ TECHNIKA Z NDR

Elektronický průmysl NDR již mnohokrát dokázal, že dovede vyrábět zařízení, která jsou vzhledem k modernímu řešení a velmi dobrým provozním vlastnostem schopna čestně obstát i v tvrdé konkurenci na zahraničních trzích. Takové vlastnosti mají i čtyři systémy vyvinuté lipským průmyslovým sdružením VEB Kombinat Nachrichten-elektronik a vystavované např. na hanoverském veletrhu 1982.

Krátkovlnný vysílací systém KSS 1300 sestává z plně tranzistorovaného vysílače KSG 1300 jehož výkon je 1 kW, ovládací jednotky KBS 1300, zařízení pro modulaci FMB 02, širokopásmového dipólu KAD 1300 (pro radiovou komunikaci na krátké vzdálenosti), vertikální antény s nízkým vyzařovacím úhlem KAR 1300 (pro dálkový přenos) a plně automatického anténního přizpůsobovacího článku KTA 1300. Po doplnění o odpovídající přijímací soustavu mohou uvedená zařízení pracovat jako úplná krátkovlnná radiokomunikační stanice.

Vysílací systém KSS 1300 vyhovuje z hlediska instalace v kontejnerech, ve vozidlech, na lodích i pevných stanicích. Při použití širokopásmové antény nebo programované úzkopásmové antény je připraven k radiovému provozu za pouhou jednu sekundu, v případě přeladování úzkopásmové antény jsou to tři sekundy. Dalšími jeho výhodnými vlastnostmi jsou možnost manuálního nebo samočinného řízení (k dispozici je 15 zpracovaných programů), dálkového ovládání modulace i řízení celého provozu vysílacího systému mikropočítačem. Pro přenos povelů a informací při dálkovém ovládání lze v případě kratších vzdáleností použít nízkofrekvenční vedení, při spojení na větší vzdálenosti může být přenos bezdrátový popř. se může uskutečnit prostřednictvím vhod-

né soustavy pro přenos dat doplněné modemy.

Systém pro multiplexní přenos 120 telefonních kanálů s pulsní kódovou modulací po jedné lince, PCM 120, je jako digitální trakt druhého řádu dalším členem hierarchického systému, jehož základem je primární 30-kanálový systém PCM 30 (přenosová rychlost 2,048 Mbit/s). Výstupní signál systému PCM 120 s tokem informací 8,448 Mbit/s (odpovídajícím 120 telefonním kanálům) se získá sdružením čtyř primárních digitálních signálů o přenosové rychlosti 2,048 Mbit/s. Součástí systému PCM 120 jsou proto kromě linkového traktu, symetrického kabelu s papírovou event. plastovou izolací, jehož průměr je 0,8 až 1,4 mm, i dva sekundární multiplexní soubory. Kromě nízkofrekvenčního telefonního vedení lze pro přenos digitálního signálu využít i světlovodnou soustavu vyvinutou rovněž elektronickým průmyslem NDR.

Účastnický dálkopisný přijímač F 1201 je novým zařízením řady elektronických dálkopisných přístrojů vyráběných v NDR. Je určen pro použití v redakcích a tiskových agenturách, pro meteorologickou a dopravní službu, tisk protokolů o činnosti měřicích, řídicích a vyhodnocovacích soustav apod. Přenášené znaky lze přijímat rychlostí až 800 Bd. Vzhledem k nízké úrovni hluku (během pohotovostního stavu a přestávky v tisku je přístroj zcela bezhluký), malé hmotnosti i rozměrům a vhodnému tvarovému řešení lze nový dálkopisný přijímač instalovat přímo na pracovních stolech v kancelářích. Model F 1301 dává výrobce s tiskacím ústrojím s malými nebo velkými písmy latinského písma popř. jejich kombinací, s velkými písmeny kyrilice a na základě vyžádání zákazníka i s jiným typem písma.

Radiotelefonní systém pro pásma metrových a decimetrových vln umožňuje bezdrátové spojení telefonních přístrojů s ústřednami regionálních nebo celostátních telefonních soustav. Systém, jehož velkou předností je možnost rychlé instalace, sestává z účastnických jednotek typu URS, základnové radio-stanice URB, převaděče URT a radio-reléového dílu URR. Uvedená zařízení lze podle místních potřeb doplnit o anténní systémy a soustavu pro přenos mezi stacionární základnovou stanicí a převaděčem. Jako přenosové médium mohou být kromě nízkofrekvenčních kabelových nebo nadzemních vedení použity také vysokofrekvenční systémy pro telefonii nosnými proudy popř. směrové spoje.

JK

SPOTŘEBNÍ ELEKTRONIKA V PLR

Jak oznámil státní statistický úřad PLR, zmenšil se v roce 1981 podstatně objem polského zahraničního obchodu. Do západních zemí bylo exportováno o 14 % méně zboží, do socialistických o 10 %. Dovoz z kapitalistických států se snížil o 12 %, částečně to bylo vyrovnáno zvýšením importu ze socialistických zemí (+2 %). Postupně zhoršování hospodářské situace země s sebou neslo

někdy až drastické zvyšování cen, čehož nebylo ušetřena ani spotřební elektronika. Např. jeden radiomagnetofon západní proveniencí (Grundig RB 3200), který původně stál 7800 zł, se počátkem roku 1982 prodával za 15 400 zł., cena magnetofonu 2047 S vzrostla z 12 300 na 30 000 zł., za jeden malý televizor prodávaný dříve za 6000 zł. se nyní platí 20 000 zł. Nejvíce se změnila ceny přijímačů barevné televize, které se vyšplhaly asi až na 100 000 zł.

Jak bylo oznámeno, polská produkce televizorů se v roce 1981 snížila o 16 %, ovšem u přístrojů pro barevný obraz bylo zaznamenáno zvýšení, a to téměř o 9 %. Rozhlasových přijímačů bylo vyrobeno o 4 % více, přitom se nepatrně snížil podíl stereofonních zařízení. Nejhorší výsledky byly dosaženy při produkci magnetofonů — počet 565 000 přístrojů představoval pouze 70 % produkce z roku 1980. Vzhledem k nedostatečné výrobní kapacitě polských výrobců bylo v roce 1981 značně množství přístrojů spotřební elektroniky dovezeno ze Sovětského svazu. V první řadě to bylo 45 000 přijímačů barevné televize (polská produkce dosáhla 160 000 kusů), dále 70 000 přenosných černobílých televizorů (uvedený počet představoval 9 % domácí produkce) a téměř čtvrt milionu rozhlasových přijímačů (v PLR jich v roce 1981 bylo vyrobeno 2,9 milionu).

Pokud jde o přijímače černobíle televize, polský trh je v podstatě nasycen, výraznější zájem je pouze o přenosné modely, které mají sloužit jako druhé přístroje uživatelů. V roce 1982 má být vyrobeno 170 000 barevných televizorů, z toho 100 000 s obrazovkou PIL s vychylovacím úhlem 110°. Plánovaná produkce přenosných radiomagnetofonů je půl milionu kusů, což však je asi o 200 000 přístrojů méně než očekávaná potřeba. U stereofonních souprav je největší zájem o zařízení v ceně 10 000 až 15 000 zł.

Velkým problémem je pro polský elektronický průmysl další zvyšování úrovně elektroakustických přístrojů. Negativně se tu projevuje nedostatek deviz potřebných pro nákup některých součástí v zahraničí. Vzhledem k potížím z americké strany bude např. ztížena možnost dovozu Dolbyho integrovaných omezovačů šumu. Tím vším se ovšem dále sníží vyhlídky na prodej polské spotřební elektroniky na západních trzích, který měl pomoci při získávání devizových prostředků pro národní hospodářství. Také naděje na zamýšlené uzavření dohod o spolupráci s některými západními firmami jsou mizivé, zde je hlavním důvodem špatná konjunkturální situace v kapitalistických zemích.

CL

[1] *Funkschau*, (1982) č. 6, s. 12.

NEJDOKONALEJŠÍ MAGNETICKÝ ODTŠÍNĚNÁ KABINA

Neuvěřitelně dokonale stíněnou kabínu, která snižuje magnetická a elektromagnetická rušivá pole v kmitočtovém pásmu 0,01 Hz až 10¹⁹ Hz o činitel 10⁴ až 10⁷ postavil fyzikálně technický spolkový institut PTB ve spolupráci s firmou Vacuumschmelze GmbH. Kabína je sestavena z kombinace uzavřené a velmi vodivé kovové komory z 5 tun mědi, obložené šesti vrstvami magnetické

kého materiálu s vysokou permeabilitou (10 tun ušlechtilých ocelí a 10 tun kovu mu). Kabina je tak v současné době nejdokonaleji stíněná místnost vůbec.

Již krátce po uvedení do chodu měřicího systému umístěného v kabině se ukázalo, že jsou tak potlačena rušení v pásmu elektrokardiografickém až na nevyhnutelné, samým lidským tělem obsluhu vyrobené signály. Rozlišovací schopnost měřených veličin se tak zvýšila o činitel 100. S elektrickou aktivitou srdce spojená magnetická pole lze určovat až do hodnoty $4 \cdot 10^{-4}$ T (Tesla). To znamená, že použitím silně odstíněné měřicí kabiny mohou být získány bez lékařského zásahu informace o podráždění řídicího systému lidského srdce měřením v kardiologické oblasti. Dosud se muselo k tomuto účelu používat měření srdečních cévek.

TZ

[1] Labo č. 2, 1982.

IBC 82

V rámci konference International Broadcasting Convention 82, která se konala ve dnech 18. až 21. září 1982 v Brightonu, bylo ve 14 odborných sekcích předneseno a diskutováno přes 90 referátů zaměřených k následujícím otázkám:

- vysílací technika pro budoucnost,
- identifikační systémy,
- televizní vysílače a převáděče,
- rozhlasové vysílače,
- televize s vysokým rozlišením obrazu,
- záznamové techniky,
- přenos přes družice,
- systémy pro přenos televizních signálů včetně spojů s vláknovými světlovody,
- nové služby,
- šíření, plánování nových soustav,
- konstrukce přijímačů,
- měřicí technika,
- standardizace digitální techniky.

Cílem konference IBC 82 připravené několika známými severoamerickými a britskými organizacemi jako jsou IEE, EEA, SMPT a IEEE bylo nejen zhodnotit současnou úroveň, ale na základě vývojových tendencí odhadnout další rozvoj rozhlasové a televizní techniky. V této souvislosti bylo poukázáno především na vzrůstající význam přenosu přes družice, uvedená témata byla předmětem referátů deseti autorů z Velké Británie, USA, Japonska, Kanady a Indie. Tradiční součástí konference IBC byla rovněž výstava moderní přístrojové techniky vedoucích světových výrobců.

JK

[1] Tiskové informace IBC 82.

ASPIRIN A LASERY

Laser nalezl uplatnění v řadě oblastí od měřicí techniky a opracování materiálů až po přenos informací a medicínu. V některých aplikacích se ukazuje jako nedostatek, že laser emituje pouze na definovaných vlnových délkách a že během provozu lze tuto délku měnit jen v mimořádně úzkých mezích. Teprve vyvinutí barevných laserů, s jejichž pomocí lze vyrábět záření od blízké

ultrafialové části spektra až po blízkou infračervenou při podstatně snazší přeladitelnosti, pomohlo uvedené omezení překonat.

Vývoj barviv, vhodných pro lasery, patří mezi velmi obtížné úkoly, neboť je nutné splnit řadu požadavků na vlastnosti a strukturu materiálu. A právě nepřehledné množství zkušeností v oblasti výzkumu barviv pomohlo výrobcům léků Bayer AG nalézt nová řešení. Ve spolupráci s pracovníky 1. fyzikálního institutu Kolínské univerzity vyvinul Bayer barvivo pro ultrafialový rozsah. Nový materiál umožňuje trvalý provoz laseru v rozsahu 365 až 480 nm a vyznačuje se podstatně zvýšenou stabilitou proti materiálovým dosud používaným. Firma Lambda-Physik (specializovaná na výrobu laserů) převzala nová barviva do svého programu Lambdachrom.

Na hannoverském veletrhu vystavoval Bayer spolu s Lambda-Physik laser, jehož záření se vyznačovalo vysokou spektrální čistotou a který bylo možno přeladovat v širokém rozsahu. Laser využívá barviva vyvinutá pro rozsah od blízké ultrafialové až po modrou. Až dosud nebylo možné s trvale pracujícími lasery záření o zmíněných vlastnostech produkovat.

kj

[1] Tiskové informace Bayer AG.

STO LET STEREOFONIE

Dvoukanálový přenos zvuku je v našem podvědomí spojován většinou s poměrně nedávným rozvojem elektroakustiky a sdělovací techniky. Jak ale připomněl odborný tisk, slavila stereofonie v roce 1981 již sto let své existence. K prvnímu předvedení a současně využití dvoukanálové přenosové techniky došlo u příležitosti „Mezinárodní výstavy elektřiny“, uspořádané v roce 1881 v Paříži. Inženýr Cl. Ader tehdy nechal na levé a pravé straně jeviště Théâtre Français instalovat mikrofony. Zvukové signály byly po telefonním vedení přenášeny do Paláce průmyslu, kde bylo v jedné vhodné místnosti pro zájemce připraveno asi dvacet dvojic telefonních sluchátek. Levé sluchátko bylo vždy spojeno s některým z mikrofonů umístěných vlevo od nápovědovy budky, pravé s některým mikrofonom na pravé straně jeviště. Tím bylo umožněn ne sice dokonalý, úroveň tehdejší elektroakustiky a přenosové techniky ovlivněný, přesto však stereofonní poslech.

Dnes již dvoukanálový přenos akustických signálů přestal být zvláštností. Nejvíce snad je rozšířen u gramofonových přístrojů, o něco méně u magnetofonů. V rozhlasovém vysílání se jeho doménou staly velmi krátké vlny, snahy o zavedení i ve středovlnném pásmu, podněcené některými americkými firmami, nebyly zatím dovedeny k úspěšnému konci. Lepší předpoklady pro dvoukanálový přenos zvuku jsou v případě televizních přenosů. Zatím se dvoukanálový zvuk v plné šíři prosadil v Japonsku, asi před rokem začala přestavba televizních vysílačů např. v NSR.

Snaha o co nejměrnější reprodukci řeči a zejména hudby vedla v nedávných letech k vývoji různých typů dvou- i několikakanálových přenosových soustav. Potom, co nenašla původně očekávanou odezvu kvadrafonie (podstatně

zvýšené náklady na potřebné technické vybavení neodpovídaly rozdílu v kvalitě zvukového vjemu, poměrně málo posluchačů disponuje místností vyhovující pro náročnou instalaci reproduktorových soustav, což je nezbytnou podmínkou pro směřově naprosto dokonalé slyšení) popř. pseudokvadrafonie, obrátil se zájem odborníků na tzv. stereofonii s umělou hlavou. Tato přenosová technika, jejíž zvláštností je snímání dvojicí mikrofonů zabudovaných v umělé hlavě v místě bubínků, je velmi rozšířena např. v NSR, kde již v roce 1975 bylo tímto způsobem natočeno přes padesát rozhlasových her. (O principu stereofonie s umělou hlavou viz např. ST 4/74, str. 148.) Pokusná vysílání pořadů natočených mikrofony v umělé hlavě organizuje několik let i rozhlas NDR.

Pro poslech uvedeného typu stereofonie lze využít stereofonní sluchátka, nejlépe tzv. otevřená, přenos reproduktorovými soustavami číni zatím potíže, protože zdánlivě chybí střed báze. Výhodou sluchátkového poslechu je pocit, že posluchač sedí přímo na místě, kde je zvuk snímán. Cesty, jakými by bylo možné rozšířit stereofonii s umělou hlavou, hledá zejména mnichovský Ústav pro rozhlasovou techniku. Především se v něm studují otázky slučitelnosti způsobů sluchátkového a reproduktorového poslechu. Za jednu z možných cest se např. považuje využití nového typu umělé hlavy. I když ještě dnes nemůžeme odhadnout konečné výsledky experimentů se zmíněnou hlavou, přece jen musíme připomenout názory řady posluchačů, že stereofonie s umělou hlavou umožňuje dokonce lepší prostorové vnímání než pravá kvadrafonie. Navíc po vyřešení problému přenosu prostřednictvím reproduktorových soustav, bude stereofonie s umělou hlavou představovat technicky relativně jednoduché a proto i finančně nijak náročné zajištění prostorově velmi věrného přenosu akustických signálů.

Kin

[1] Funkschau, (1981), č. 25/26, s. 20.

[2] Funkschau, (1982), č. 5, 2. 71.

RYCHLÉ ČÍSLICOVÉ OBVODY CMOS

Všichni máme v povědomí, že u číslicových obvodů je nejrozšířenější řada TTL, která se osvědčila jako dostatečně rychlá a funkčně spolehlivá. Také jsme se poučili, že i při spotřebě okolo 10 mW na logický obvod činí celkový příkon zařízení často více, než je nám milé. Rovněž víme, že s vyššími hodinovými kmitočty nároky na příkon stoupají [viz ECL] a nezbytnost vzrůstající integrace tuto situaci jen zhoršuje. Proto v původní technice TTL byly zavedeny modifikace s cílem zmenšení příkonu při co možná malém nebo žádném snížení hodinového kmitočtu, jako je použití desateračních diod a nízkopříkonová logika. Lze říci, že v současné době se ve světě např. v zařízeních pro zpracování dat nejvíce používá řada LS-TTL (low-power-Schottky, s příkonem 1 mW/obvod).

Jednou z předností tranzistorové vázaných číslicových obvodů je i jejich ucelený sortiment. V tomto ohledu lze provést srovnání jediné s obvody CMOS, jejichž vývoji se věnovala RCA [1]

a jiné firmy, např. [2], [3]. Číslicové obvody CMOS nalézají již léta uplatnění ve směřování elektronice, telekomunikacích, automobilové technice i ve vojenských aplikacích. Uvedená technologie [4] dovoluje vyrábět integrované obvody

- rozměrově shodné s dosavadními TTL nebo menší;
- se širokým rozpětím napájecího napětí 3 až 15 V;
- s úrovněmi $L = 30\%$ a $H = 70\%$ napájecího napětí;
- s velkou šumovou imunitou, větší než u TTL;
- s výbornou teplotní stabilitou převodní charakteristiky (posuv $\pm 1,5\%$) v širokém rozsahu pracovních teplot;
- se vstupy chráněnými proti průrazu a nevyžadujícími zvláštní zacházení;
- s vysokou vstupní impedancí $10^{12} \Omega \parallel 50 \text{ pF}$;
- s jednofázovým hodinovým vstupem;
- s vysokou zatížitelností výstupů ($N = 50$).

Jak patrně, jsou údaje vesměs příznivější než u TTL. Navíc snížení spotřeby, která činí u CMOS 1/1000 příkonu TTL, je velmi lákavé. Je však nutné říci, že hodinový kmitočet, který u obvodů TTL bývá desítky MHz, se u CMOS pohybuje v rozsahu jednotek MHz a to ještě volba komplementárních stupňů umožnila dosáhnout vyšších hodnot než u běžných zapojení s unipolárními tranzistory. Kdyby se ovšem zvedl na 50 MHz, rázem by takové integrované obvody přitáhly pozornost mnohých výrobců elektronických zařízení ve světě. Podle odhadů [5] by bylo možné očekávat v polovině osmdesátých let spotřebu těchto obvodů ve výši 500 mil. dolarů. Niemené pokrok v polovodičovém průmyslu je velmi nákladný a mohou si jej dovolit jen velcí výrobci, vládnoucí dostatečným kapitálem [6]. Zřejmě nutnost efektivnějších investic ke splnění svých, příliš se od sebe nelisících záměrů přiměla firmy Philips, Signetics a RCA k podepsání dohody o návrhu a vývoji společného výrobního programu asi 180 integrovaných zapojení unipolárních obvodů [7].

Až ke 20-násobnému zvýšení hodinového kmitočtu obvodů technologie CMOS (uvedené RCA v r. 1961) patrně přispěje izolační technika LOCOS (local oxidation of silicon, Philips 1966). Záměrem je využít výhodu nízkého příkonu současných integrovaných obvodů CMOS série 4000B a přitom docílit snížení spínacích časů, popř. zvýšení hodinového kmitočtu, ale i výstupních parametrů, které by měly být shodné s typy LS-TTL. Nová perspektivní řada obvodů má využívat 3-mikronovou křemíkovou technologii CMOS s kyslíčkovou izolací a nízkým prahovým napětím, se společnými zásadami návrhu a vzájemnou výměnou počítačových programů pro výrobu potřebných masek tak, aby zaměnitelnost zmíněných obvodů od uvedených výrobců byla zaručena.

V řadě obvodů CMOS s vyšším výkonem budou kromě skupiny určené pro budoucí aplikace v přístrojích zahrnuty rovněž obvody, kterými lze nahradit typy LS-TTL pouhou výměnou. Budou mít stejné rozmístění vývodů a tutéž funkci. K tomu přistupují rozmanité užitečné obvody řady 4000 (CMOS), které nemají svůj protějšek u TTL. Základní typy nové řady s označením 74/75 HC... budou pracovat s úrovně-

mi logiky CMOS při napájení 3 až 6 V. Řada 74HC... je určena pro práci od -40 do $+85^\circ\text{C}$, řada 54HC... od -55 do $+125^\circ\text{C}$. Podskupina označená 74/54HCT... má napájení a úrovně H a L zcela shodné s TTL a je jejich funkčním ekvivalentem.

První skupina integrovaných obvodů se bude dodávat již v druhé polovině roku 1982. Současné plány zahrnují 17 typů hradel, 14 oddělovacích stupňů, 32 druhů klopných obvodů, 17 transceiverů, 15 registrů, 20 čítačů, 26 kodérů, dekodérů a multiplexorů, 8 převodníků úrovně, 9 spínačů a dalších 22 zapojení. Typický hodinový kmitočet je 50 MHz, zpoždění hradla 10 ns při zátěži 50 pF. Výstupní proud činí 4 mA, což postačuje k vybuzení až 10 obvodů LS-TTL. Výkonový stupeň má výstupní proud 6 mA pro 15 obvodů LS-TTL, [5]. Kromě již uvedených možností výrobci předpokládají využití obvodů pro rozhraní a ve spolupráci s paměťmi i mikro počítači CMOS.

Bude zavedení těchto výhodných součástí znamenat podstatné zvýšení podílu technologie CMOS na výrobě integrovaných obvodů v blízké budoucnosti, jak si to výrobci slibují?

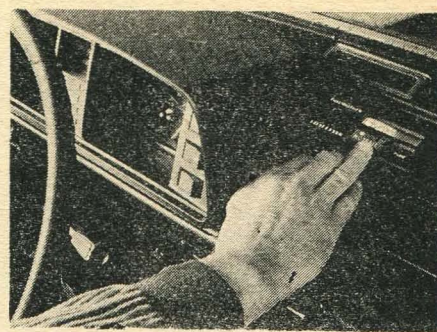
Ing. V. Vachala, CSc.

- [1] Firemní literatura RCA: COS/MOS integrated circuits manual CMS-271, RCA Limited, Solid state — Europe, Sunbury on Thames Midd., Velká Británie.
- [2] Firemní literatura: katalog firmy Motorola.
- [3] Firemní literatura SGS-Ates: Databook COS/MOS B — series devices, březen 1981, SGS-Ates, Componenti Elettronici SpA Agrate Brianza — Itálie.
- [4] Firemní literatura RCA: A broad line of digital integrated circuits COS/MOS, COS — 278 C.
- [5] Presse — Veröffentlichung: Philips, Signetics und RCA unterzeichnen eine Vereinbarung über High — Speed — CMOS logic: Eindhoven, 8. 2. 1982.
- [6] QV elektronika 1982: Problémy polovodičového průmyslu vyspělých kapitalistických zemí, str. 44—51, T-VÚST, Praha 1982.
- [7] Firemní literatura: Philips, Signetics und RCA unterzeichnen eine Vereinbarung über High Speed CMOS Logic, Valvo Presse-Information, Valvo, Unternehmensbereich Bauelemente der Philips GmbH, Hamburg 26. 2. 1982.

AUTONOTFUNK JEDE DÁL

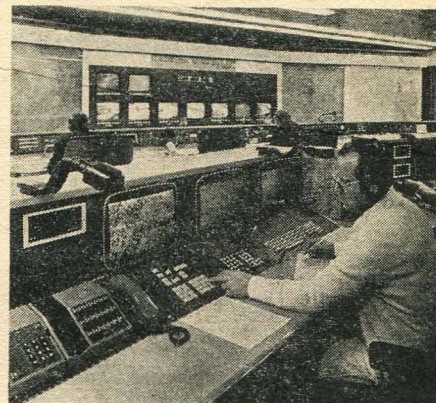
Jak už *Sdělovací technika* dvakrát referovala, připravuje se v NSR unikátní systém AEG-Telefunken pro zabezpečení rychlé pomoci obětem dopravních nehod — Autonotfunk. I když příprava neprobíhá tak rychle a v takovém rozsahu jak se původně předpokládalo, práce pokračuje a v březnu byl zahájen zkušební provoz na vzorku systému v prostoru Darmstadtu.

Cílem je zkrátit počet minut mezi autonehodou a lékařským zásahem. Jde o minuty, které mají doslova cenu života a není jich málo. Denně dochází v NSR k 5000 autonehodám, počet smrtelně raněných za rok činí 12 000. Celý systém tvoří vysílače v automobilech, poměrně hustá síť radiostanic doplněných zaměřovačem a dispečink zachránné služby. Malý vysílač v dosahu posádky vozu je opatřen velkým červeným tlačítkem NĚHODA, menším tlačítkem PORUCHA a zobrazovačem — obr. 1. Po stisknutí červeného tlačítka odešle vysílač telegram s identifikačním číslem vozidla. Signál zachytí okolní pevné radiostanice, doplní jej směrovým údajem zaměřovače a časem a předají jej po kabelu do dispečinku. Tam se



Obr. 1. Vozidlový vysílač Autonotfunk

údaje jednotlivých zaměřovačů automaticky vyhodnotí a dispečerovi se objeví na zobrazovací mapa místa a okolí nehody — obr. 2. Současně se z dispečinku odesílá kvitovací signál, selektivní volbou směrovaný do postiženého vozidla, kde rozsvítí nápis „volání přijato“. Dispečer může navázat s posádkou také hovorové spojení, aby zjistil podrobnosti ke kvalifikovanému zásahu. V takovém případě se ve vozidle rozsvítí nápis „prosím mluvit“.



Obr. 2. Pracoviště dispečera záchranné služby

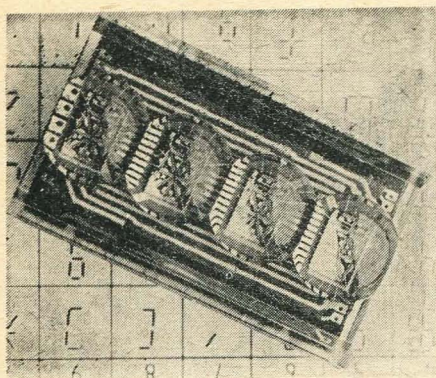
Po stisknutí tlačítka „porucha“ je sled událostí stejný až na to, že volání nesměruje k dispečerovi záchranné služby, ale přímo do centrály havarijní služby ADAC ve Frankfurtu. Technická pomoc je žádána desetkrát častěji, než záchranná služba.

Zkušební provoz se zúčastní 170 vozidel soukromníků, policie i hasičů a zkouška má trvat jeden rok. Po zhodnocení výsledků padne rozhodnutí, zda nový systém bude zaveden na celém spolkovém území.

[1] Informace AEG Telefunken pri 7455.

STÁLE CHYTRĚJŠÍ ZOBRAZOVAČE

Nejdříve stvořil člověk součástku se třemi vodorovnými a čtyřmi lehce skloněnými čárkami — sedmissegmentový zobrazovač, kterým dokázal znázornit číslice. Pak přišlo provedení se šestnácti segmenty s podstatně rozšířenou zásobou znaků, obsahující i velká písmena. Současně se začaly kombinovat zobrazovače s budicími obvody, aby nároky na řízení zůstaly v rozumných mezích. Poslední výkřik představují typy se dvaadvaceti segmenty, které kromě číslic a dalších znaků mají v re-

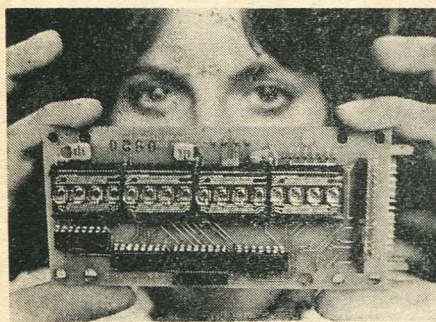


Obr. 1. Zobrazovač DL3422

pertoáru velkou i malou abecedu. Typová rozmanitost uvedených inteligentních zobrazovačů vytváří už dnes podmínky k tomu, aby stálo více elektronických přístrojů mohlo „mluvit“.

Modul Siemens DL3422 sdružuje čtyři červeně svítící jednotky a budící stupeň CMOS (paměť, generátor znaků, multiplexer a budič) — obr. 1. Každá buňka zmíněného obvodu má kapacitu 96 znaků o výšce 4,3/2,5 mm. Moduly lze sestavovat do řad o potřebné délce. Kromě modulu DL3422 se 22 segmenty vyrábí Siemens ještě pět jednodušších verzí. Obvod DL3416 má 16 segmentů a desetinnou čárku. Znaků jsou vysoké 5,72 mm a dají se číst i z větší vzdálenosti. Obvod odpovídá typu DL2416, který má symboly vysoké 4,1 mm. Jde-li o úsporu energie a prostoru, pak vhodně řešení přináší rovněž čtyřmístný sedmáctisegmentový zobrazovač s budícím obvodem DL1414, o výšce znaků 2,8 mm. Kompromis představuje šestnáctisegmentový zobrazovač DL1416 se znaky vysokými 4,1 mm a dobou přístupu o něco delší, než u DL1414.

Jako specialitu označuje výrobce modul IDA2416, v němž jsou namontovány čtyři nebo osm obvodů DL2416 v jednom řádku — obr. 2. Je určen pro



Obr. 2. Zobrazovací modul IDA 2416

výrobce menších sérií různých strojů a pro výrobce výstroje např. pro elektrárny.

-hjh-

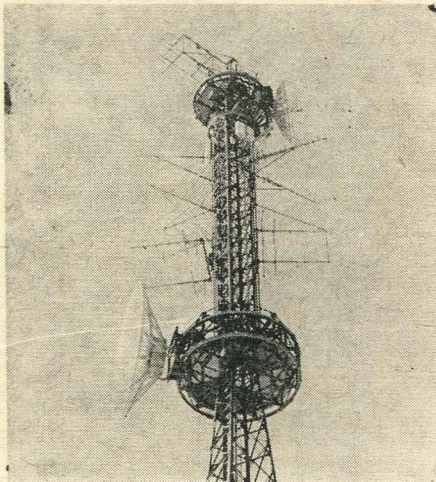
[1] Informace Siemens B DH 0482.129 d.

POŠTOVNÍ PŘIJÍMACÍ STŘEDISKO PRO 10 kHz AŽ 900 MHz

Nákladem mnoha milionů západoněmeckých marek bylo spolkovou poštou zřízeno v Ersdorfu u Bonnu přijímací středisko pro kmitočty 10 kHz až 900 MHz jako nová služebna tiskového a informačního úřadu. Nové středisko nahradilo původní v Kreuzbergu, které

bylo pohlceno výstavbou Bonnu a zabývá se poslechem zpráv 26 zpravodajských agentur, 66 rozhlasových programů a 7 televizních programů.

Pásmo dlouhých, středních a krátkých vln pokrývá celkem 138 antén na ploše 19 hektarů, pod nimiž je pro zlepšení půdní vodivosti zaoráno 31 tisíc metrů zemních vodičů a k přivádění signálů ze zmíněných 138 antén do příslušných přijímačů se použilo 11 tisíc metrů koaxiálního kabelu. Speciálně pro výběrový příjem v pásmu KV od 4 do 30 MHz slouží dva anténní systémy v podobě skupinové antény s 96 stožárovými anténami a dvojice antén s logaritmicko-periodickou strukturou, které jsou ještě doplněny dvojicí horizontál-



Obr. 1. Horní část věže s anténami pro pásmo VKV

ních dipólů pro pásmo 1,6 až 10 MHz a šíření tzv. přízemní vlnou. Ke sledování kmitočtů od 0,5 do 1 MHz se využívá anténa Adcock s 8 stožárovými anténami o výšce 18 m. Pro příjem v rozhlasových a televizních pásmech VKV, tj. od 87,5 do 900 MHz, byla vybudována věž 70 m vysoká, na níž byly instalovány antény Yagi, soufázové systémy a pro směry, z nichž přicházejí slabší signály, i dvě parabolické antény.

Provoz celého přijímacího střediska s pracovišti pro 52 přijímačů řídí denními programy čtyři počítače Telecomp 5200, které ke své činnosti využívají „knihovnu vysílačů“ v podobě paměti s pružnými disky. Celý jednodenní příjmový pro-



Obr. 2. Kontrolní středisko televizních programů

gram může obsahovat až 475 trvalých příjmových příkazů a až 25 jednorázových příkazů.

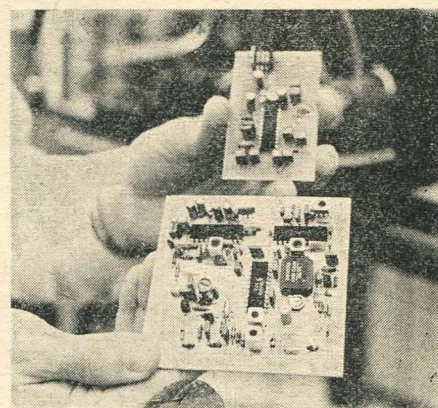
-hjk-

[1] AEG-Tfk při 7481 a 7482.

STEREOSOUPRAVIČKA PRO TELEVIZORY

Stereofonní vysílání rozhlasu používá normu, která není vhodná pro televizní zvuk. Pro televizi bylo zvoleno speciální uspořádání, které dovoluje vedle běžného doproduktu mono a nového stereoa také volbu mezi dvěma zvukovými doprovodnými. Pro uvedené tři druhy přenosu zvuku uvedl Siemens na trh speciální sadu integrovaných obvodů. Jde o mezifrekvenční zesilovač s vyhodnocením pilotního tónu TDA-4940, stereomatič TDA4941 se vstupem a výstupem pro magnetoskop a výstupy pro sluchátka a reproduktory, nebo maticí TDA4942 s výstupem pro magnetofon a reproduktory — obr. 1.

Mezifrekvenční zesilovač TDA 4940 obsahuje osmistupňový zesilovač-omezovač, za nímž následuje koincidenční demodulátor fm a nízkofrekvenční výstup. Deemfází obstarává vnější obvod RC. Nosný kmitočet pilotního tónu vyrábí syntezátor s fázovým závěsem.



Obr. 1. Aplikace nových integrovaných obvodů

Modulovaný pilotní kmitočet přichází z výstupu nf přes horní propust na synchronní demodulátor a vnitřní pilotní tón je synchronizován fázovou smyčkou. Tak jsou identifikační tóny synchronně demodulovány a dostávají se přes vnější pásmovou propust do vyhodnocovacího obvodu. Ten pracuje se selektivním, velmi úzkopásmovým a fázově necitlivým usměrňovačem. Stavby mono, stereo a dvoukanálový zvuk se přenáší multiplexně. Oba maticové obvody TDA 4941 a TDA 4942 jsou vybaveny analogovým přepínačem pro volbu provozu stereo, mono a zvuk I, případně zvuk II. Budič pro světelné diody indikuje polohu přepínače. Přepínač také určuje, zda magnetoskop či magnetofon bude hrát mono nebo stereo. Obvod TDA4941 má výstup pro sluchátka regulovaný samostatně. Všechny výstupy jsou opatřeny stejnosměrně řízenou regulací hlasitosti a vyvážení.

Zvukový registr stereo TDA4290-2 vychází z obvodu TDA4290 určeného pro zařízení mono. Obsahuje kompletní řízení přednesu včetně fyziologické regulace a je výrobcem dodáván tříděný do dvou skupin podle kvality souběhu.

Všechny obvody soupravy pracují v rozmezí teplot 0 až 70 °C a jsou montovány v pouzdech DIP. Obvody TDA4940 a TDA4941 mají 22 vývodů, TDA4942 16 vývodů a registr TDA 4290-2 14 vývodů.

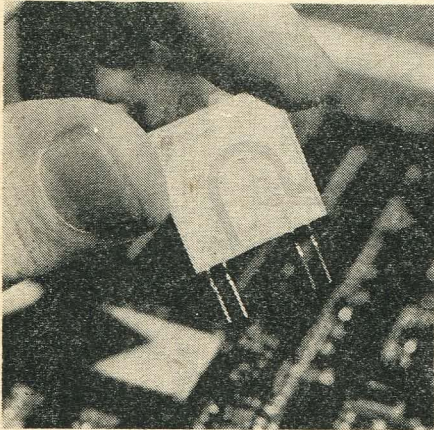
hjh

[1] Informace Siemens B IS 0482.153 d.

PIEZOELEKTRICKÝ VAZEBNÍ ČLEN

S pronikáním mikroprocesorů do domácích zařízení, jako jsou pračky a sporáky, vyvstal problém spolehlivého galvanického oddělení řídicích a výkonových okruhů. Siemens teď přichází na trh s novou součástkou, která zmíněný problém řeší velmi účinně. Jedná se o vazební člen PZK 20 pro spouštění tyristorů a triaků. Proti dosud užívaným optickým či magnetickým prvkům má tu velkou přednost, že informaci nejen přenáší, ale současně dodává dostatečný výkon pro spouštění elektrických výkonových spínačů.

Obvod PZK 20 — obr. 1 — tvoří piezokeramická destička se dvěma páry



Obr. 1. Piezokeramický vazební člen

elektrod oddělenými nepokovenou mezerou. Přivedením vysokofrekvenčního napětí na vstupní pár se destička rozkmitá a z výstupního páru elektrod lze odebrat výkon, potřebný pro spouštění tyristoru. Vazební člen přenesse výkon až 200 mW a lze ho budít pětivoltovou logikou TTL. Nízké budící napětí bylo dosaženo použitím zvlášť tenké destičky 0,15 mm. Uspořádání a tvar elektrod zabezpečují pevnou akustickou vazbu mezi vstupem a výstupem. Izolační mezera mezi elektrodami je široká 1,5 mm a zaručuje elektrickou pevnost nad 4,5 kV.

jhj

[1] Informace Siemens K BT 0282.085 d.

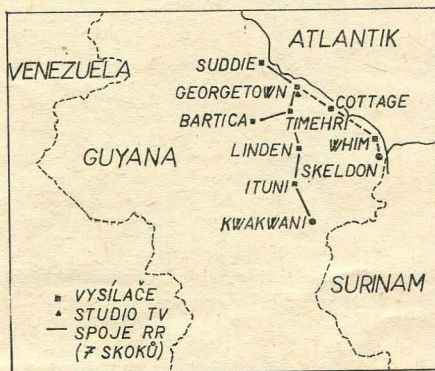
TELEKOMUNIKACE V ROZVOJOVÝCH ZEMÍCH

Na základě mezinárodní soutěže vybrané správnou indických spojů obdržel Thomson CSF objednávku na 18 pobočkových plně elektronických ústřednů typu P 40 s celkovou kapacitou 14 000 poboček. Většina ústřednů bude instalována v hotelech v New Delhi, které bude hlavním centrem Asijských her 1982. Jedná se o moderní plně elektronické ústředny s programovým řízením, která je vybavena všemi hotelovými funkcemi. Všechny nové pobočkové ústředny v New Delhi budou přímo propojeny s veřejnou ústřednou správou spojů. Thomson CSF dodá všechny ústředny v roce 1982 a výrobce předpokládá, že je to úspěšný krok v proniknutí na indický trh v oblasti moderních pobočkových ústřednů.

Japonská firma NEC obdržela velkou objednávku ze Sýrské arabské republiky

od Public Telecommunications Establishment (PTE) na dva velké telekomunikační projekty. Prvý kontrakt zahrnuje dodávku veřejných digitálních ústřednů typu NEAX 61, z toho dva systémy pro Damašek a jeden pro Aleppo, což představuje celkovou dodávku 100 000 přípojek. Systém NEAX 61 používá multiprocesor a 40 000 pp v jedné ústředně je v současné době největší kapacita na světě. Digitální ústředny včetně dalšího pomocného vybavení (servisní stojany, diagnostické systémy, údržbové zařízení) budou předány PTE do května 1983. Druhý velký kontrakt představuje výstavbu národní radioreleové sítě pro distribuci telefonních a televizních signálů. Celá síť bude tvořit 14 tras se 65 stanicemi celkové délky okolo 1850 km, jak bylo navrženo od PTE a BTA (Rozhlasová a televizní společnost). NEC dodá a nainstaluje pro zmíněný projekt zařízení poslední řady 500 v pásmu 2 GHz (PCM), 6 GHz a 4 GHz. Navíc NEC vyškolí provozní personál a bude po dobu jednoho roku zajišťovat údržbu všech tras. Předání celé sítě se předpokládá v r. 1983 s projektovanou kapacitou 1800 kanálů tč, 1 kanál BTV a 4 zvukové rozhlasové kanály.

Thomson CSF prostřednictvím své pobočky LGT podepsal kontrakt vysokého objemu v částce 45 mil. Ff s ministerstvem informací a komunikací v Guyaně na dodávku a montáž vysílačích distribučního i studiového televizního zařízení, které bude odbavovat první televizní program v zemi. Barevný televizní signál bude odbavován již v druhé polovině roku 1983, bude zabezpečovat pokrytí východní části, kde na pobřeží a v průmyslové hlavně hornické oblasti je soustředěno více než 80 % obyvatelstva. Kontrakt zahrnuje výrobní programovou část, již tvoří velké studio vybavené třemi barevnými kamerami typu TTV 1603, režie, odbavovací a kontrolní zařízení, filmové



Obr. 1. Televizní síť v Guyaně

snímače a další technické vybavení. Dodávka bude dále zahrnovat dvoukamerový přenosový vůz vybavený dvěma mobilními reportážními spoji typu TM 313. Podle obr. 1 vychází celá síť z Georgetownu, kde bude instalováno studio. Celkem 8 vysílačů TV výstupních výkonů 1 kW a 2 kW bude pokrývat pobřeží od města Suddie a jich bauxitové oblasti až k Kwakwani. Vysílače 1 kW dodá LGT, která ve vysílačích TV a převaděčích patří ke špičkovým světovým výrobcům. Celkem sedm skoků radioreleové distribuční trasy bude osazeno zařízením nové generace typu FH 250-7, které má

velmi nízkou spotřebu. Podrobné zaškolení provozního personálu organizují Thomson CSF a LGT ve výrobním závodě v Paříži a po montáži přímo v Guyaně.

Vláda Federální republiky Nigérie podepsala s firmou Thomson CSF — Téléphone kontrakt v částce 88 mil. Ff na dodávku 10 veřejných telefonních ústřednů. Nabídku do soutěže předložily všechny významné firmy v této oblasti. Systém CP 100 bude instalován v 10 městech v 9 z devatenácti států této země se 100 miliony obyvatel. Výstavbové kapacity jsou 100 až 1000 přípojek s možností jednoduchého rozšíření v budoucnosti. Kompletní projekt bude předložen za 15 měsíců. Zmíněný kontrakt s Thomson CSF — Téléphone je první ve slibné oblasti veřejných telefonních ústřednů v Nigérii. Je však pozoruhodné, že v roce 1981 obdržel Thomson CSF z Nigérie již řadu objednávek na radiové zařízení, televizní systémy a jiná telekomunikační zařízení pro její civilní sektor.

-ota-

[1] *Telonde* č. 1/1982.

[2] *NEC News* č. 91 (1981).

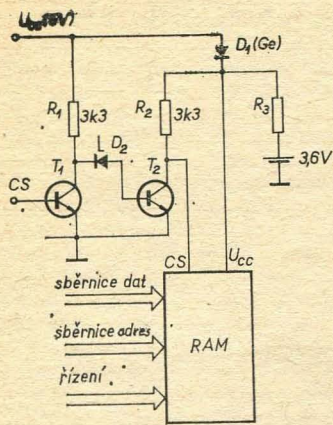
OCHRANA OBSAHU PAMĚTI RAM PŘI VÝPADKU NAPÁJENÍ

Nevolatilní paměti RAM bývají z důvodu zvýšení ochrany odolnosti vůči poruše nebo výpadku napájecího systému paralelně napájeny záložním akumulátorovým nebo bateriovým zdrojem napětí. V případě krátkodobého výpadku hlavního napájecího napětí je vstup \overline{CS} (chip select — výběr obvodu) paměťového obvodu na nedefinovaném potenciálu, což vlastně umožňuje přepsání dat neplatnými nebo chybnými daty. Existuje možnost, jak tomuto stavu zabránit tím, že pro případ výpadku hlavního napájení nebo v případě jeho poklesu pod definovanou prahovou hodnotu, bude vstup \overline{CS} paměťového obvodu přidržen pomocným obvodem tak, aby se zabránilo zápisu neplatných dat. Jedno z možných řešení je naznačeno na obrázku 1.

V normálním režimu je paměťový obvod a obvod článku Ni-Cd napájen z hlavního zdroje U_{cc} (5 V) zmenšeného o úbytek na diodu D_1 , který se pohybuje kolem 0,2 V. Dioda D_1 v sériovém zapojení s odporem R_3 zabezpečuje nabíjecí podmínky článku Ni-Cd (3,6 V). Odpor R_3 musí být navržen tak, aby nabíjecí proud byl přibližně roven 10 % proudu potřebného pro napájení

PŘÍŠTÍ ČÍSLO PŘINESE:

Rozvoj sovětské spotřební elektroniky;
Návrh propojení obvodů s volnými kolektory nebo třístavovými výstupy (II);
Vlastní šum koaxiálních kabelů;
Přenosný terminál s mikroprocesorem;
Pohled na maďarský průmysl sdělovací techniky;
K mikroprocesoru 8080;
Programovatelné kalkulátory;
Zajímavosti odevšad;
Drobnosti z praxe a literatury,



Obr. 1. Obvod pro ochranu obsahu paměti RAM při poruše napájení; $T_1, T_2 = 2N2222A, D_2 = 3,6 V, CS = CS$

paměťového obvodu v záložním režimu. Dále pomocný obvod obsahuje tranz. T_1 a T_2 a Zenerovu diodu D_2 . V normálním provozu, tj. v přítomnosti hlavního napájecího napětí, pracuje tranzistorový obvod jako dvojnásobný invertor. Jestliže poklesne hlavní napájecí napětí pod hodnotu prahového napětí určeného diodou D_2 , potom se T_2 uzavře. V tom okamžiku je paměť RAM napájena záložním bateriovým zdrojem a na vstupu CS je signál log. 1, tzn. obsah paměti je blokován před zapsáním neplatných nebo chybných dat.

-chl-

[1] Electronics, March 10, 1982, str. 152—153.

SVĚTELNÁ ZÁVORA PRACUJÍCÍ S ODRAŽENÝM ŽÁŘENÍM

Světelné závory jsou často užívány v průmyslu i měřicí technice například jako čidla detekující pohybuující se objekty či zdroje impulsů pro měřiče otáček. Zdrojem záření (většinou viditelného) bývá žárovka či světelná dioda, detektorem pak fototranzistor, fotodioda či fotoodpor. Obvyklá provedení pracující na principu přerušování paprsku trpí většinou velkou citlivostí na okolní světlo, změnou citlivosti při různé vzdálenosti zdroje světla od detektoru a potřebou prostoru na obou stranách objektu. Uvedené problémy odstraňuje závora pracující na principu odrazu pulzujícího infračerveného záření, jejíž zapojení je na obr. 1.

Zdroj záření je infračervená luminescenční dioda D_1 napájená proudovými impulsy konstantní velikosti a trvání z tranzistoru T_2 , který je součástí

astabilního multivibrátoru. Velikost proudu diodou je určena hodnotou R_1 . Součásti $R_{4,5}$ a C_1 určují frekvenci a střihu multivibrátoru. Detektorem odraženého záření je fototranzistor T_3 , jehož spektrální citlivost odpovídá diodě D_1 . T_3 je napájen konstantním proudem z T_4 pro vyloučení vlivu okolního světla na pracovní bod T_3 . Střídavé napětí z kolektoru T_3 je zesíleno pomocí T_5 . Volbou velikosti vazebních kapacit je omezen vliv umělého osvětlení. Další zesílení, detekce signálu, klopná funkce a výkonové zesílení zajišťuje integrovaný obvod A301D. Světelná dioda D_5 umožňuje snadnou kontrolu správné funkce.

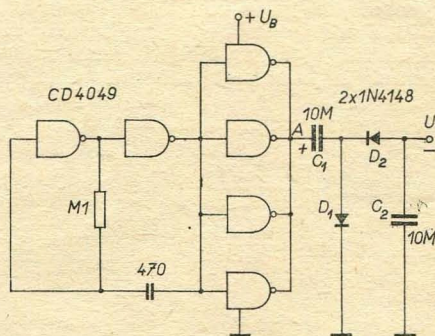
Napájecí napětí U_B se může pohybovat od 5 do 24 V, výstupy lze zatížit maximálně 50 mA. Polovodičové prvky výroby NDR lze s výjimkou integrovaného obvodu nahradit výrobky TESLA. hls

[1] Knaack, H.-J., Berndt, R.: Entwurf einer Reflexionsstrahlschranke. Radio fernsehen elektronik 30 (1981), č. 7, str. 461.

ZÁPORNÉ NAPĚTÍ Z Kladného

Některé integrované obvody potřebují mimo kladného napájecího napětí také záporné (operační zesilovače, mikroprocesor 8080 apod.) a pokud není k dispozici ve zdrojové části, je možno je získat z kladného napětí, a to přímo na plošném spoji tam, kde je ho zapotřebí. Uspoří se tím dlouhé přívody a případně i jeden vývod na konektoru plošného spoje.

Na obr. 1 je zapojení jednoduchého měniče s integrovaným obvodem CMOS

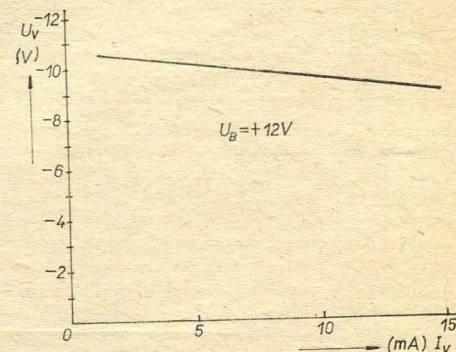


Obr. 1. Zapojení zdroje záporného napětí získávaného z kladného napájecího napětí

typu CD4049 (šest invertorů), kde dva invertory jsou zapojeny jako oscilátor s kmitočtem přibližně 10 kHz, který

budí zbývající čtyři paralelně zapojené invertory. Tím je bod A připojován střídavě po dobu 50 μs na kladné napájecí napětí a na společný vodič. Pokud je bod A spojen s kladným napájecím napětím, nabíjí se C_1 přes D_1 na napětí o úbytek na D_1 a na výstupním tranzistoru invertoru menší než U_B , a to s naznačenou polaritou.

Je-li bod A spojen přes výstupní tranzistoru invertorů se společným vodičem, předává diodou D_2 kondenzátor C_2



Obr. 2. Výstupní zatěžovací charakteristika zapojení z obr. 1

část svého náboje kondenzátoru C_2 , takže se na výstupu objeví záporné napětí U_v . Závislost výstupního napětí U_v na výstupním proudu I_v při napájecím napětí $U_B = 12 V$ je na obr. 2. Zbytkové střídavé napětí při výstupním proudu 15 mA je menší než 100 mV a účinnost zapojení je kolem 60 %. Oba kondenzátory jsou tantalové. Účinnost zapojení je možno zvýšit použitím Schottkyho diod. Jak je z obr. 2 vidět, zbývá ještě dostatek napětí pro případnou stabilizaci ($-5 V$ pro pomocné napětí mikroprocesoru 8080).

-jah-

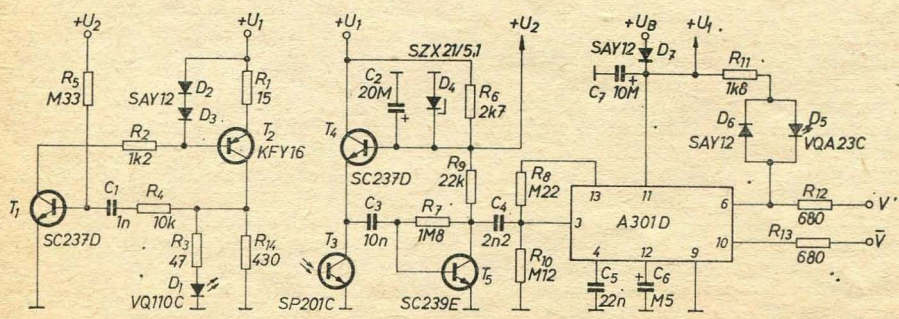
[1] Ramm, G.: Gleichspannungsinvertierung mit CMOS-Gatter. Elektronik 1981, č. 14, str. 76

OZNÁMENÍ

ÚV Svazarmu, oddělení elektroniky, Vlnitá 33, 147 00 Praha 4 přijme:

- vedoucího odboru sportu, VŠ a 12 let praxe s předpoklady pro politickou a koncepční práci v radioamatérských sportech i provozu a dalších společenských aplikacích elektroniky;
- vedoucího odborného referenta-specialistu, VŠ a 6 let praxe s předpoklady pro koncepční metodickoobornou a politickoorganizační práci v rozvoji zájmové činnosti ve výpočetní technice;
- vedoucího odborného referenta-specialistu, VŠ a 6 let praxe s předpoklady pro koncepční metodickoobornou a politickoorganizační práci v rozvoji zájmové činnosti ve výpočetní technice;
- samostatného odborného referenta, ÚSO a předpoklady pro organizační, hospodářskou a administrativní práci v rozvoji zájmových činností v elektronice.

Písemné nabídky na výše uvedenou adresu.



Obr. 1. Zapojení světelné závory

ZE ZLATÝCH MEDAILÍ MSVB 1982



Hodnotitelská komise pro udělování zlatých veletržních medailí při letošním mezinárodním strojírenském veletrhu obdržela celkem 200 přihlášek, z nich 107 z ČSSR a 45 přihlášeným výrobkům doporučila udělení medailí. Z 24 medailí, které získaly naše výrobky, jich resort FMFP získal 6 a svou spoluprací se podílel na dalších dvou.

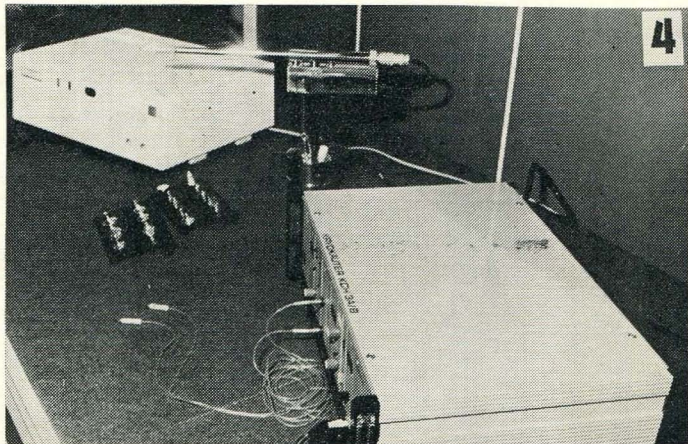
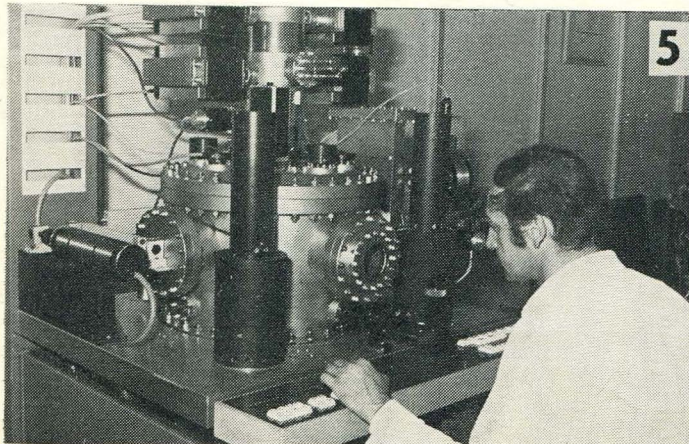
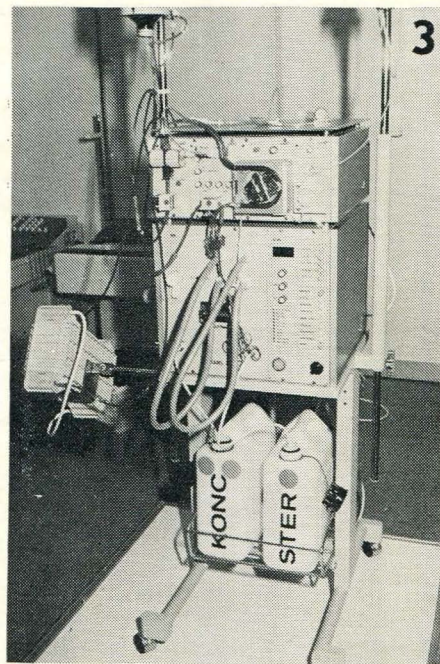
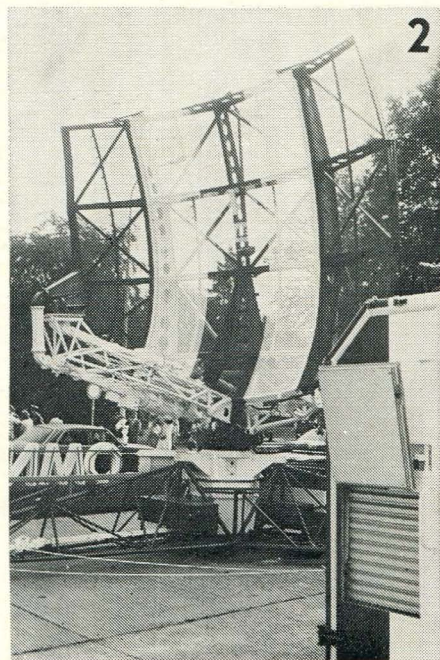
Na zisku zlaté veletržní medaile za interaktivní grafický systém IGS-4500 se podílejí z koncernu ZAVT podniky ZPA Čakovice a ZVT Banská Bystrica, s nimiž spolupracovaly ČVUT v Praze, VUT v Brně, VÚMS v Praze a VÚVT v Žilině. Systém je první grafický komplex pro automatizaci konstrukčních prací (CAD) u nás. Pracuje v dialogovém režimu a je určen pro strojírenství, stavebnictví, elektrotechniku a další obory. Kromě výkresové dokumentace jím lze vytvářet i řídicí média pro následný technologický proces (obr. 1).

K. p. TESLA Pardubice ve spolupráci s ÚVR Opočíněk získal svou letošní zlatou medailí za soupravu letištních radiolokátorů RPL-4, která sestává z přehledového radiolokátoru s dosahem 200 km, z přistávacího radiolokátoru s dosahem 57 km a pracoviště pro řízení letového provozu. Oba radiolokátory jsou vybaveny prostředky pro spojení s letadly a souprava splňuje předpisy mezinárodní organizace letového provozu ICAO a je certifikována v SSSR v tzv. Gosaviaregistru (obr. 2).

Z koncernů byla nejúspěšnější Chirana, která získala dvě zlaté medaile za kryochirurgický nástroj KCH 3A/B z Chirany Brno a dialyzační monitor Chiradis A z Chirany Stará Turá. První z lékařských přístrojů je chirurgický nástroj, který rozrušuje tkáň hlubokým podchlazením a používá se převážně např. k ničení nádorů kůže, zažívacího traktu, mozku a jeho předností je snadná ovladatelnost. Druhý přístroj slouží pro očistu krve při selhání ledvin. Vyznačuje se úplnou automatizací a jeho prostřednictvím lze udržet pacienty po léta v dobrém stavu, nebo je připravit k transplantaci ledvin (obr. 3 a 4).

Zlatou medaili získalo i pracoviště elektronového litografu TESLA z k. p. TESLA Brno, které vzniklo ve spolupráci již zmíněného podniku s ÚPT ČSAV v Brně. Jedná se o unikátní technologické zařízení pro výrobu integrovaných obvodů s velmi vysokou integrací. Zařízení tohoto typu umožňují integraci až 1 milionu prvků na jeden čip a samotná elektronová litografie je klíčová pro rozvoj mikroelektronické součástkové základny (obr. 5).

Šestou medaili pro resort FMFP obdržel k. p. ZSF-EJF v Brně, který ve spolupráci s VÚSE v Běhovicích vyrobil vysokonapětový rozváděč RM 346 pro důlní stroje. Kromě toho se na dalších 2 medailích podílí k. p. TESLA Kolín za svou spoluprací na obráběcím centru MCFH 32 a frézce FCQV 63 NC.



Celkový pohled na jednotlivé obory telekomunikací z hlediska možného využití číslicové techniky přináší kniha

Emanuel Prager — Bohumil Šimek — V. P. Dimitrijev

ČÍSLICOVÁ TECHNIKA V TELEKOMUNIKACÍCH

Probírá základní charakteristiky číslicových způsobů modulace, principy vícenásobných číslicových systémů, nasazení číslicové techniky v přenosech přes družice aj. Zvláštní pozornost věnuje využití číslicové techniky ve spojování a řízení telefonních ústředěn a sítí a zabývá se otázkami přenosu dat.

Z OBSAHU:

Přenos analogových signálů číslicovými způsoby
Přenos nehovorových signálů číslicovými přenosovými způsoby
Základní principy číslicových přenosových způsobů
Vícenásobné číslicové přenosové systémy
Přenosové prostředí pro přenos číslicových signálů
Použití číslicových metod v družicových spojkách
Principy spojování číslicových signálů
Číslicová technika v řízení
Číslicové způsoby signalizace

Pracovníkům v telekomunikačním průmyslu a ve spojkách, zabývajícím se výzkumem, vývojem, výrobou i užitím moderních telekomunikačních zařízení, a studujícím vysokých a středních odborných škol.

280 stran, 252 obrázků, 17 tabulek, váz. 47 Kčs.

Zde odstříhnete a pošlete na adresu SNTL — Nakladatelství technické literatury, obytové oddělení, 113 02 Praha 1, Spálená 51,

OBJEDNACÍ LÍSTEK

Objednávám(e) závazně

..... výt. Prager a kol.: Číslicová technika v telekomunikacích

Jméno a přesná adresa (čitelně), PSC

Datum

Razítko — Podpis

