

# SDĚLOVACÍ TECHNIKA

MĚSÍČNÍK PRO ROZVOJ A PRAXI SDĚLOVACÍ ELEKTROTECHNIKY

**12**



PROSINEC 1976

CENA 4 KčS



Rok 1976 — jaký byl? . . . . .	441
Fakta a poznámky . . . . .	442
Ing. Tomáš Salava	
Záporná zpětná vazba v reproduktorových soustavách . . . . .	443
Oldřich Ott	
Hradlová fotodioda 1PP75 jako detektor ionisujícího záření . . . . .	445
Ing. Zdeněk Mack, CSc.	
Měření vlastností multiplexního signálu u rozhlasové stereofonie . . . . .	447
Nové pomůcky pro hledání závad v číslicových obvodech . . . . .	450
Ing. Antonín Hájek	
Měření odolnosti opakovačů s PMC proti rušení . . . . .	451
Ing. Josef Puncbůchář ml.	
Realizace logických funkcí IF a EXCLUSIVE-OR diodovým mostem a transistory . . . . .	453
Zdroj se stabilizací v primáru transformátoru . . . . .	454
Ing. Bohuslav Pospíšil	
Řešení identifikačních obvodů SECAM v integrovaném obvodu MCA 640 . . . . .	455
Jednoduchý převodník R-T případně R-f . . . . .	456
Ing. Jan Hájek	
Krystalový oscilátor řízený vysílačem normálové frekvence . . . . .	457
Ing. Jiří Jan, CSc., Ing. Jiří Kozumplik	
Sekvenční transkodér umožňující změnu měřítka číslicového údaje . . . . .	459
Operační zesilovače sovětské výroby . . . . .	461
Ing. Josef Nesvadba, Ing. Petr Parkan, Ing. Zdeněk Paták	
Konkrétní realizace impulsně regulovaného napájecího zdroje . . . . .	463
Vlastnosti svíticích diod . . . . .	468
Byli při tom . . . . .	471
Zajímavosti odevšad . . . . .	473
Drabnosti z praxe a literatury . . . . .	474



## K SNÍMKU NA OBÁLCE:

Nabídka speciálních zařízení výrobní technologie hraje v mezinárodní směně stále důležitější roli, a tak ve veletržních expozicích stále častěji vidíme vedle finálních výrobků i různá zařízení, původně vypočítaná výrobními závody pro vlastní potřebu. Na letošním MSVB předváděl n. p. TESLA Lanškroun intenzívně i časově programovanou bodovou souřadku pro nejjemnější práce ve výrobě součástek, (na snímku); v její obduze zaskakoval propagační referent tohoto podniku Ing. Kohout.

## KRATKOE SOUDERŽANIE

441 1976 год — какой он был? — 442 Факты и замечания — 443 Отрицательная обратная связь в громкоговорительных системах — 445 Блокированный фотодиод 1PP75 как детектор ионизирующего излучения — 447 Измерение свойств мультиплексного сигнала у радиочастотной стереофонии — 450 Новые приспособления для поиска отказов в цифровых схемах — 451 Измерение сопротивляемости повторителей с ИКМ против помех — 453 Реализация логических функций IF и EXCLUSIVE-OR диодным мостом и транзисторами — 455 Решение опознающих (идентификационных) схем СЕКАМ в интегральной схеме МСА 640 — 457 Кристаллический осциллятор, управляемый передатчиком эталонной частоты — 459 Секвенционный транскoder, позволяющий изменение масштаба цифровых данных — 461 Операционные усилители советского производства — 463 Конкретная реализация импульсно регулируемого источника питания — 473 Интересное отосколу — 474 Мелочи из практики и литературы

## SHORT SUMMARY

441 1976 — what was it like? — 442 Facts and remarks — 443 Negative feedback in loudspeaker systems — 445 The gate photodiode qualities of a multiplex signal stereophony broadcasting — 450 Novel aids for fault finding in digital circuits — 451 Measuring the interference proofness of PCM repeaters — 453 Implementing IF and EXCLUSIVE-OR logic functions by a diode bridge and transistors — 455 The design of the SECAM identification circuits in the MCA 640 integrated circuit — 457 A crystal oscillator controlled by a standard frequency transmitter — 459 A sequential transcoder facilitating changes of scale of the digital data — 461 Operational amplifiers from Soviet production — 463 A concrete implementation of a pulse-controlled power supply — 473 Items of interest from everywhere — 474 Sundry from practice and literature

## INHALTSÜBERSICHT

441 Das Jahr 1976 — wie war es? — 442 Fakten und Anmerkungen — 443 Negative Rückkopplung in Lautsprechersternern — 445 Die Barrierenphotodiode 1PP75 als Detektor ionisierender Strahlung — 447 Messung der Eigenschaften von Multiplexsignalen im Stereophonierundfunk — 450 Neue Behelfsmittel für die Fehlersuche in Digitalstromkreisen — 451 Messung der Widerstandsfähigkeit von PCM-Wiederholern gegen Störungen — 453 Die Realisation von IF und EXCLUSIVE-OR logischen Funktionen mittels Diodenbrücke und Transistoren — 455 Die Gestaltung von SECAM-Identifikationskreisen in der integrierten Schaltung MCA 640 — 457 Ein Kristalloszillator mit Steuerung durch einen Normalfrequenzsender — 459 Ein Sequenztranskoder, der eine Masstabänderung der Digitalanlage ermöglicht — 461 Operationsverstärker sowjetischer Herstellung — 463 Eine konkrete Realisation eines Impulseregelten Stromspelsgerätes — 473 Interessantes aus aller Welt — 474 Kleinigkeiten aus Praxis und Literatur

SDĚLOVACÍ TECHNIKA, měsíčník pro rozvoj a praxi sdělovací elektrotechniky. Vydává federální ministerstvo všeobecného strojírenství ve SNTL — Nakladatelství technické literatury. Šéfredaktor Jan Šíma, zástupce šéfredaktora Raymond Ježdk, redaktorka Jana Rollová. Adresa redakce: Dittrichova 9, 120 00 Praha 2, telefon 29 38 66. Návštěvy v redakci od 14 do 16 hodin nebo podle předběžné dohody. Otsk dovolen jen s uvedením původu. Redakci nevyžádáné rukopisy se nevracejí. Za původnost, věcnou správnost nebo závazky ručí autoři příspěvků.

Vychází dvanáctkrát ročně. Cena jednotlivého čísla 4 Kčs, roční předplatné 48 Kčs. Rozšiřuje PNS. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá pošta a doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS — úřední expedice a dovoz tisku Praha, oddělení vývoz tisku, Jindřichská 14, 125 00 Praha 1. Objednávky inzerce přijímá SNTL, Inzerční oddělení, Špaleň 51, 113 02 Praha 1, telefon 29 44 41. Tiskne Mir, novinářská závody 1, Václavské náměstí 15, 112 59 Praha 1, telefon 26 61 51. — Toto číslo vyšlo v prosinci 1976.

# SDĚLOVACÍ TECHNIKA

MĚSÍČNÍK PRO ROZVOJ A PRAXI SDĚLOVACÍ ELEKTROTECHNIKY  
ROČNÍK XXIV. 1976 ČÍSLO 12

## Rok 1976 - jaký byl?

Zamyšlení nad uplynulým rokem bývají šita podle několika poměrně jednoduchých, pohříbku značně obnošených stříhů. Hlavní módní linie? Shora dolů: zpytování svědomí, účinná lítost a kupa dobrých předsevzetí. Hodí se pro pracovní i domácí oděvy, dokonce i pro společenské příležitosti. Drobné ozdoby: nevadnoucí silvestrovská varování, věčně stejné neúčinná.

To se to kritizuje! Rok za rokem však přichází s neúprosnou pravidelností a jaksi čím dále, tím častěji, nezdá se vám? Je div, že po tisících let od první oslavné ódy na slunovrat sklouzávají pera fejetonistů a úvodníků stále neodvratněji do hluboko vyjezděných kolejí? Už dost — koleje, nekoleje, v každé je na dně tvrdá, ale pevná půda faktů, a těch se držme.

Jaký tedy byl rok 1976? Ke šťastí lidstva i posledního človička v té mase 3,5 miliardy lidí, byl to rok obyčejný. Jeden z dlouhé řady roků, ve kterých je úsilím mnoha vědoucích udržován křehký mír, ohrožovaný snahami zaslepených. Byl to však z mnoha hledisek i rok neobyčejný. Prohloubila se v něm řada závažných procesů. Krize naftová a surovinová, měnová a energetická se sila ve všeobecnou krizi soustavy kapitalismu. Propojená globálními zájmy a hospodářskými vztahy, nevynechala žádnou zeměpisnou oblast, žádný průmyslový obor. Je to zvláštní krize. Poprvé se nedaří její důsledky přenést na méně rozvinuté země. V průmyslových státech stagnuje výroba a roste nezaměstnanost a současně prudce rostou světové ceny surovin, paliv a potravin. Neobyčejně se zostřuje konkurenční boj na světových trzích, přístup na ně je stále obtížnější. Naše vnější ekonomické vztahy se z jedné třetiny dotýkají oblastí, ve které se tyto jevy projevují naplno. Proto jsou exportní úkoly stále napjatější.

Rok 1976 byl v socialistických zemích rokem začínajících pětiletých plánů, tentokrát již dlouhodobě koordinovaných podle Komplexního programu RVHP. Byly přijaty na sjezdech komunistických a dělnických stran, které probíhaly v jednotlivých zemích od konce roku 1974 do poloviny roku 1976. Sjezdové dokumenty jsou snímek a současně analýzou situace v příslušné zemi. Úkoly jsou rozličné, ale přes jejich rozmanitost v konkrétnosti lze v nich vystopovat řadu shodných jevů a procesů. Obecně stále výrazněji proniká a získává váhu na úkor specifických problémů. Vyplývaly v minulosti z nestejně startovní čáry — nestejně ekonomické úrovně a odlišných národních podmínek. Dnes se sblíží jak strategické cíle, tak konkrétní úkoly. Je to proces progresivní a žádoucí. Není však bez problémů. Autoři studie o zemích RVHP v letech 1976—1980, pracovníci Vý-

zkumného ústavu plánování a řízení národního hospodářství, upozornili například v jejím úvodu na obtíže při mezistátním srovnávání. Obsah a samotná struktura plánovaných ukazatelů v jednotlivých zemích se dosud liší. Přesto, že ne poprvé ani naposledy bylo sjednocení metodiky plánování zahrnuto před pěti lety do Komplexního programu.

Myslím, že by bylo nespravedlivé nazvat rok 1976 obyčejným rokem pro ČSSR. Sledovali jsme v něm XXV. sjezd KSSS, vzápětí pak jsme se plně soustředili na jednání a závěry XV. sjezdu KSČ. Souběžně s jejich rozpracováním na všech úrovních probíhaly přípravy na volby do zastupitelských orgánů. Jejich charakteru odpovídal i důstojný průběh a vysoká účast voličů. Nevollili jsme politické harcovníky, ale osvědčené pracovníky a organizátory socialistické výstavby. V předvečer zahájení Měsíce československo-sovětského přátelství byl do SSSR vyvezen už pětistý vyslaň vyrobený v n. p. TESLA Hloubětín. Nemělo by smysl mluvit o symbolu. Vždyť je reálným faktem, že do SSSR směřuje polovina exportu VHJ TESLA. Tento fakt a dlouhodobé smlouvy o vědeckotechnické spolupráci, výrobní kooperaci a obchodní výměně jsou základem pilíře dalšího rozvoje naší elektroniky. Ve VHJ TESLA byly rozpracovány tyto závěry pro každý z 38 oborů jednotné klasifikace, ve kterých TESLA zajišťuje výzkum, vývoj a výrobu. Výchází základem byly výsledky 5. pětiletky, ve které se výroba zboží v TESLE zdvojnásobila. Tempa růstu byla z nejvyšších v ČSSR; přitom byl přírůstek výroby z 95,3 % kryt růstem produktivity práce. Vzhledem k 100 % přírůstku výroby je nárůst exportu do ZST i KS (52 % a 74 %) momentem pro příští období. Náročnost trhu a dosahované výroční ceny budou ve středu zájmu. Směrnice pro rozpracování plánu 6. pětiletky ukládá ve výrobě zboží další nárůst o 76,6 %. To je ovšem průměr. V rozvoje výroby nosných programech, jako je elektronika pro textilní strojírenství, výpočetní technika, mikroelektronika, lékařská elektronika, NC systémy a další, jsou tyto nárůsty až o 200 %.

Důležité ovšem není jen o kolik, ale zejména co a jak budeme vyrábět. A také za kolik — naposledy, ale ne v poslední řadě! Toto vše jsou otázky, na které je třeba odpovídat. Posláním tisku, zejména tisku technického, je zajišťovat širokou informovanost o záměrech a směrech rozvoje příslušných oborů techniky a výroby. Tím se naplňuje politicko-organizátorská funkce tisku. Proto se snažíme uveřejňovat vedle technických informací a poznatků z pracovišť i názory vedoucích představitelů jednotlivých oborů. Tato snaha a možnost navázání kontaktu s širokou frontou techniků je dosud málo využívaná. Je to škoda, a je to také naléhavá výzva do příštího ročníku *Sdělovací techniky*, jubilejního 25. ročníku.

Je těžko ubránit se dojmu, že je stále ještě podceňován význam lidského činitele ve výrobním procesu, ve společenských procesech vůbec. Nemohli bychom se jinak tak často dopouštět takových chyb, jako je podceňování významu konkrétní, aktuální informace. Ta je práce výchovným „materiálem“ všech důležitých procesů, startem motivace a iniciativnímu přístupu k jakékoliv činnosti. A přesto se spokojujeme s všeobecnými výzvami. Ty sice mají obecnou platnost, ale chybí jim názornost a naléhavost, vlastní problém denního života.

Dovolíme si tedy silvestrovské předsvezetě, případně novoroční přání: ať se v příštím roce objevují v míře hojně a natěšené názory a záměry kapitánů a navigátorů našeho průmyslu. Ať jsou na stránkách *Sdělovací techniky*, v televizi či rozhlase, ale také na podnikových schůzkách a poradách tyto názory podnětem k řešení současných úkolů, hlásících se neúspěšnou naléhavostí.

Jaký tedy byl právě skončený rok 1976? Obvyčejně, ale zajímavě. Úspěšný, ale nikterak lehký. Pokročili jsme kupředu, ale pocítili jsme i houževnatost dávno poznaných obtíží. Naučili jsme se mnoho, ale otevřely se před námi další otázky. Mohlo tomu být jinak? V jednotlivě-

vostech jistě. Vcelku však se detaily slévají ve zdravý, dynamický společenský pohyb. Ideál proporcionálně vyváženého růstu je ještě vzdálený. Jeho systémový rámec však poznáváme stále přesněji. To je zárukou, že cíle, stanovených odpovědnou analýzou potřeb a možností bude dosaženo. Usnesení 5. zasedání ÚV KSČ z 19. listopadu 1975 definovalo pro rok 1977 šest hlavních článků úsilí hospodářských a stranických orgánů:

1. rovnoměrné plnění plánů a efektivní tvorbu zdrojů,
2. krytí potřeb paliv a energie při vysoké hospodárnosti v užítí,
3. splnění vývozních úkolů, především ve strojírenství,
4. zvýšení rostlinné i živočišné výroby v zemědělství,
5. uvážení výrobních kapacit do bezporuchového provozu,
6. invenzivnější uvolňování pracovních sil z neperspektivních výrobov.

Má tedy pro nás nový rok 1977 právě takové, ne-li těžší úkoly, jako rok právě uplynulý. Popřejme si do nich naše obvyklé: sflu, vůli, zdraví a štěstí — budeme je potřebovat, a nelitujeme jich použití.

J.

## FAKTA A POZNÁMKY

V propagačním brožurce „TESLA uděl vybrané výrobky spotřební elektroniky — 1976“ je otištěna stať k právě dokončenému desátému výročí existence pronájemní služby Multiservis, shrnující dějiny jejího vzniku i zajímavá čísla o jejím dosavadním vývoji. „V polovině šedesátých let došlo k nasycení vnitřního trhu výrobky spotřební elektroniky, především televizními přijímači. Formou tradičního prodeje nebo na pětice přes veškerou propagaci odbytl stagnoval. V této fázi bylo třeba hledat nové, ne-traditní formy odbytu tak, aby nabídka se pro zákazníka stala přitažlivější a atraktivnější. Tyto podmínky splňoval dlouhodobý pronájem, v jehož rámci má zákazník zajištěn servis po celé období pronájem.“ Dnes, po těch deseti letech, je třeba konstatovat, že tato akce dokonce vyšla; ať začátky nebyly lehké, teprve další vývoj si vyžádal korekci některých počátečních neomyšleností. Šť se tehdy ve dvou úvodních číslech 8 a 11/1966) zamýšlela nad proklamovanými podmínkami a vznesla určité připomínky. Některé se ukázaly malichernými nebo nepodstatnými, jednu však čas potvrdil: otázku vlastnictví televizoru po uplynutí smluvní doby. Původci akce Multiservis sice netekli, jaký si předstávají osud různé opotřebných, ale „isté převážně ještě životaschopných televizorů po těch čtyřech smluvních letech užívání, neochvějně však stáli pa zásadu, že přístroj, jehož plnou prodejní cenu i se zákonitou výpůjčnou přírůžkou zákazník za ty čtyři roky uhradil, náleží po vrácení pronajímateli. Vše se ovšem vyvinulo jinak. Především Obchod průmyslovým zbrojím, jakožovce zahrnujícího televizorů, uchrýlené odstardoval akcí účelových půjček na nákup televizorů, s obrácenou náborovou taktikou: zákazník byl — nebo se stal — vlastníkem televizoru, oproti Multiservisu však si případné opravy musel platit sám. Tedy souž. Hlavní obrat však nastal, když koncem r. 1970 a v roce 1971 začaly dohíbat termíny prvních pronájemních smluv. TESLA se nejprve pokusila prodobit vrácené televizory odborné opara-

vě a značně levně je prodávat ve speciálním obchodě, ukázalo se však, že to je v rozporu s jakými předpisy; akce byla proto po krátké době zastavena. Pak se po krátkou dobu mluvilo o tom, že by se z televizorů, určených k likvidaci, měly vyjmout provozy ještě schopné díly a hlavně obrazovky, kterých byl nedostatek pro údržbu pozůřků starších přístrojů, ani to se však neukázalo realizovatelným, pro náročnost na kvalifikovanou lůskou práci, na skladové prostory a na manipulační aparát. Zákonnitě se tedy došlo k původně odmítanému řešení věkovitého dilematu „kam s ním“ nabídkou pronájemcům, aby si „spotřebovaný“ přístroj ponechali, a to buď za snížené nájemné, chtějí-li ho i nadále používat jako jediný, nebo zardarmo, uzavřou-li novou nájemní smlouvu na nový televizor. Tomuto řešení napomohla mezitím provedená zákonná úprava, dovolující již držení více než jednoho televizoru za jediný poplatek poštovní správě. Od 1. j. 1974 pak zavedl Multiservis novou úpravu smluvních podmínek pronájem, podle nichž se smluvní doba prodloužila na 5 let místo dosavadních čtyř, a přístroj se po jejím uplynutí stává vlastnictvím pronajímatelē automaticky. Přitažlivost tohoto řešení pro zákazníka potvrdil fakt, že za dobu jeho platnosti bylo uzavřeno 41,6 % smluv z celkového počtu za 10 let existence akce.

Po úspěchu pronájem televizorů podnik Multiservis pokusy rozšířil toto odbytovou metodu ještě do dalších oborů, na magnetofony a na laboratorní měřicí přístroje, ale bez valného štěstí. Nabídka pouze dvou typů páskových nahrávacích, síťového polského ZK 120 (licence Grundig), který se jinak na našem trhu vůbec neobjevil a měl — při jinak výborné kvalitě reprodukce — pouze jednu rychlost, a bateriového Uranu, při současné rozsáhlé nabídce mnohem univerzálnějších výrobků TESLA patrně nebyla dostatečně přitažlivá, u typu Uran, jemuž převážně holdovala ne právě šetrná mládež pak lze soudit i na vliv nárůstu zdarma poskytovaneho servisu nad ekonomickou únosnost. Pronájem magnetofonů zřejmě vydržel jen po jedno smluvní období, se záměrným útlumem další náborové pro-

pagace, a o pronájem měřicích přístrojů se přestalo hovořit hned po jeho ohlášení. Zde ostatně byly nabízeny vlastně jen velmi speciální výrobky z TESLA VÚPJT Přemyslení, patrně také pro dočasné odbytové potřeby. Větší štěstí snad měl Multiservis s pronájemem „jubežbož“ podnikům veřejné zábravy, tedy však nemáme žádný vlastní pohled.

Televizory to ovšem vyhrály na celé čáře. Podvejme se na růst počtu nájemních smluv v uplynulých 10 letech: V roce 1966 6246 (za dva měsíce), 1967 — 45 749, 1968 — 56 394, 1969 — 72 705, 1970 — 57 847, 1971 — 67 346, 1972 — 81 870, 1973 — 84 457, 1975 — 119 598, 1976 (nejčerstvější zpráva) 126 251. Celkem tedy 806 688 smluv, z toho jen za poslední 3 roky 335 974. TESLA Multiservis uvádí statistiku, že za svou existenci pronal celkem k 960 000 zákazníkům, z toho lze extrapolovat počet ostatních smluv mimo televizory něco nad 150 000. Zečátkem příštího roku se tedy právem očekává dovošší účtovodní cifry 1 milion — vynásobte si ji jakýmkoli odhadem průměrné ceny pronájemných přístrojů dojdete k hrubé představě ekonomického významu akce TESLA Multiservis v našem životě.

Takový objem je ovšem nejdříve vázán na současný růst sítě multiservisních středisek. Na konci r. 1966 jich bylo v provozu pouze 16, dnes 151 — z toho 15 vlastních TESLA a 146 smluvních, hlavně Krajských a Okresních středisek komunálních RTS. Počty celkē ČSSR touto sítí je 85 %. Čech a Moravy skoro 100 %.

Otázkou zůstává, jakou roli sehraje Multiservis v zatímtním nesmělém rozvoji barevné televise. Marketingová studie předvídá zvýšený zájem spotřebitelů, pro tože relativně vysoká cena barevných televizorů a nákladná údržba zvyšuje atraktivnost spřátokových forem nákupu i pronájemů, přízkomý prý ukazuje, že v příštích třech letech si celé 2/3 zájemců o Multiservis hodlají pronajmout barevný televizor a pouze 1/3 uzavřeje o černobílém, zatím co u koupě za hotově je tento poměr 54,4:43,6 %. Snad to tak bude — ale o dosavadním počtu odbytych přijímačů btv se všude, i v Multiservisu diskretně mlčí. S.

# Záporná zpětná vazba v reproduktorových soustavách

ING. TOMÁŠ SALAVA, CSc.

Zpětná vazba je pojem známý již více než půl století. Zesilovače v zařízeních pro reprodukci zvuku, v nichž není užitá záporná zpětná vazba alespoň v koncové části, patří dnes již dávno minulosti.

Využití záporné zpětné vazby ve zvukové technice se však neomezuje jen na zesilovače. Záporná zpětná vazba se využívá např. i v výborních známých gramofonových zařízeních pro výrobu gramofonových desek. Zesilovač se zápornou hlasitou trojí pak jednotku se společnou smyčkou zpětné vazby. Pro zavedení zpětné vazby je snímač hlava opatřena pomocnou cívkou snímající pohyb kotvy. Zpětná vazba v tomto případě linearisuje a vyrovnává přenos celého systému z elektrické vstupní strany až po mechanický výstup známé hlavy [1]. Obdobným způsobem lze užit zpětnou vazbu v soustavě zesilovače s reproduktorem.

Počátkem tohoto roku zavedla do výroby firma Philips jako první dvě reproduktorové soustavy s vestavnými koncovými zesilovači a se zpětnou vazbou vedenou přes reproduktory. V obou případech je do smyčky zpětné vazby zapojen hloubkový reproduktor. Zavedení zpětné vazby přes hloubkový reproduktor umožnilo zmenšit potřebné vnitřní objemy ozvučnice a snížit nelineární zkreslení reproduktorů v oblasti nízkých kmitočtů. Značnou část „ušetřeného“ vnitřního objemu soustavy ovšem zabírá vestavěný zesilovač a pomocná elektronika.

Dříve než uvedeme některé podrobnosti o konstrukci reproduktorů se zpětnou vazbou firmy Philips, bude účelné seznámit se s technickou problematikou uplatnění a realizace zpětné vazby u reproduktorů poněkud obecněji.

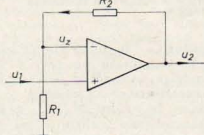
Mýšlenka zavést zpětnou vazbu v jednoduše zesilovače s reproduktorem a využít tak výhod zpětné vazby až po akustický výstup celého zařízení není nijak nová. Její realizace je však spojena s řadou problémů a to nejen problémů technických, ale též ekonomických. Zpětnou vazbu nelze předešlým zavést pouze v reproduktoru samotném. Každý reproduktor nebo spíše reproduktorová soustava musí pak mít svůj vlastní koncový zesilovač. To je sice již téměř běžné ve studiové technice, ale nikoliv v zařízeních pro domácí reprodukci zvuku, tedy v komerční zvukové technice. Přesto k prvnímu praktickému uplatnění reproduktorů se zpětnou vazbou dochází nyní ve sféře komerční. Princip a vlastnosti zapojení se zpětnou vazbou není třeba vysvětlovat. Pro názornost uvažujeme však nejprve zesilovač napětí, z jehož výstupu zavádíme část výstupního signálu, tzv. zpětnovazební signál na jeho vstup např. tak, jak je to znázorněno na obr. 1. Zpětnovazební napětí  $u_2$  se zde odvozuje z výstupního napětí zesilovače  $u_2$  pomocí odporového děliče tvořeného odpory  $R_1$  a  $R_2$ . Předpokládáme, že vlastní zesilovač má určitě základní zesílení  $A$ . Jestliže má zesilovač dále velmi vysoký vstupní odpor a velmi nízký odpor výstupní, platí pro zpětno-

vazební napětí  $u_2$  a výsledné zesílení  $A'$  následující známé jednoduché vztahy:

$$A' = \frac{u_2}{u_1} = \frac{A}{1 + \beta A};$$

$$u_2 = \beta u_1; \quad \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

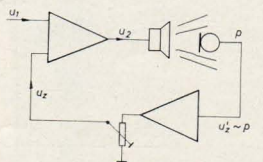
Na jednoduchém příkladu zesilovače se zpětnou vazbou podle obr. 1 lze např. ukázat, jaký stabilizační účinek může mít zavedená záporná zpětná vazba.



Obr. 1. Zesilovač napětí se zpětnou vazbou

Mimo stabilisace zesílení zpětná vazba vyrovnává a rozšiřuje kmitočtovou charakteristiku a současně také snižuje nelineární zkreslení, což je v řadě aplikací nejdůležitější. To jsou skutečnosti všeobecně známé. U složitějších zapojení může však být obtížné zajistit, aby zavedená záporná zpětná vazba byla za všech okolností skutečně záporná. Dosažení stability systému se zpětnou vazbou je zpravidla zvláště obtížné, jestliže se má smyčka zpětné vazby uzavřít přes elektroakustické nebo elektroakustické členy.

V jednoduchém uspořádání znázorněném na obr. 1 se zpětnovazební napětí  $u_2$  odvodilo z výstupního napětí  $u_2$  jednoduchým kmitočtově nezávislým odporovým děličem. Jestliže budeme chtít zahrnout do zpětnovazební smyčky též reproduktor, bude třeba získat zpětnovazební signál vhodným způsobem z výstupní strany reproduktoru. Obecně je to možné např. pomocí tlakového mikrofonu umístěného v těsné blízkosti reproduktoru tak, jak je to znázorněno na obr. 2. Součástí zpětnovazební smyčky je pak reproduktor a mikrofon. Oba tyto prvky představují však samy o sobě již velmi složité přenosové členy. Je zřejmé, že zásadním technickým problémem bude v tomto případě především zajis-

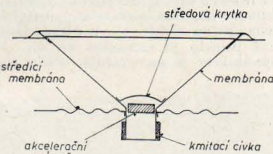


Obr. 2. Elektroakustická zpětnovazební smyčka

tění stability takto zavedené zpětné vazby.

Podrobnosti týkající se podmínek stability uspořádání znázorněného na obr. 2 nejsou pro další úvahy podstatné. Přibližně však platí, že potřebnou stabilitu a současně též dostatečný stupeň zpětné vazby lze v tomto případě dosáhnout pouze v oblasti kmitočtů, při kterých jsou rozměry akustické strany zpětnovazební smyčky malé proti odpovídajícím vlnovým délkám signálu na akustické straně. Uspořádání znázorněné na obr. 2 může být užito např. s hloubkovým reproduktorem v soustavě doplněném středovým a vysokým reproduktorem obvyklé konstrukce. Hloubkový systém se zpětnou vazbou bude však vázán na vlastní výkonový zesilovač, pro který musí být zpětnovazební smyčka nastavena.

Pokud se spokojíme pouze se zpětnou vazbou elektroakustickou, lze také k získání zpětnovazebního signálu použít akcelerační snímáče připevněný např. k tělísku kmitací cívy hloubkového reproduktoru, tak jak je to znázorněno na obr. 3. Výstupní signál akceleračního snímáče je uměrný zrychlení snímáče a v tomto případě tedy též zrychlení membrány reproduktoru. Protože v oblasti nízkých kmitočtů je zrychlení membrány uměrný též akustický tlak, který membrána svým kmitáním vytváří [2], získává se tak zpětnovazební signál, který je (v oblasti nízkých kmitočtů) obrazem výstupního akustického signálu reproduktoru. Tento způsob získání



Obr. 3. Umístění akceleračního snímáče v elektroakustickém přímo vyzvučujícím reproduktoru (zakreslen je pouze kmitací systém reproduktoru)

skání zpětnovazebního signálu je užito také u nových soustav Philips.

Přesto, že se v tomto případě zavádí zpětná vazba pouze přes mechanickou stranu reproduktoru, jsou v oblasti nízkých kmitočtů výsledky získané tímto způsobem téměř stejné, jako kdyby se použilo uspořádání s vazbou přes akustický výstup. Výhodou tohoto řešení je především zjednodušení zpětnovazební smyčky. Akcelerační snímáče může být snadno konstruován tak, aby měl ve velmi širokém kmitočtovém rozsahu téměř ideálně lineární kmitočtovou charakteristiku. Akcelerační snímáče s piezoelektrickými prvky z moderních polykryсталických materiálů typu PZT je mimoto mimořádně teplotně i dlouhodobě stabilní. Pokud nezáleží na dosažení vysoké citlivosti, mohou být akcelerační snímáče též velmi lehká a malé.

Přenosové vlastnosti akceleračního snímáče lze v širokém rozsahu kmitočtů vyjádřit čtyřmi nejvýše pěti základními obvodovými prvky. Elektroakustická zpětnovazební smyčka zahrnující reproduktor a akcelerační snímáče ovšem již představuje poměrně složitou přeno-



# Hradlová fotodioda 1PP75 jako detektor ionisujícího záření

OLDŘICH OTT

Využití p-n přechodu v polovodičích pro detekci ionisujícího záření není v oboru dozimetrie nic nového. Pomíne-li oblast použití Ge a Si, případně CdTe a jiných perspektivních materiálů pro spektrometrické měly [4, 6], existuje celá řada dalších aplikací, využívajících interakce ionisujícího záření s polovodiči. Detektor je využíván buď jako pasivní prvek, měnící své parametry vlivem dopadajícího záření, nebo ve formě aktivního snímačícího elementu je zdrojem napětí (srdmá) v měřicím obvodu.

Cílem tohoto článku je upozornit na možnost neradičního použití křemíkové hradlové fotonky 1PP75 k detekci korpuskulárního (elektronového) a fotonového ionisujícího záření. Motivací práce bylo získání jednoduchého detektoru s co nejmenším citlivým objemem pro relativní měření uvedených druhů záření. Byla zkonstruována sonda, která spolu s elektrometrem MEK 100 a souřadnicovým zapisovačem BAK 4T tvoří snímač a registrační jednotku, umožňující využití metody podle [5] rychlé odchodnosti zkoumaného pole záření.

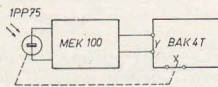
**Parametry hradlové fotonky 1PP75.** Podrobný popis tohoto polovodičového prvku je uveden v [1, 3]. Připomeňme jen nejdůležitější údaje: rozměr aktivní plochy 4,5 x 4 mm; dioda je vyrobená difusní technologií. Může pracovat jako odporová nebo hradlová. Vývod kladného pólu z oblasti P je označen červenou tečkou. Max. proud fotonkou je 50 mA, fotoelektrické napětí naprázdno při 1000 lx je větší než 0,3 V, proud nakrátko při tomtéž osvětlení je větší než

70  $\mu$ A. Spektrální charakteristika vykazuje maximum na vlnové délce  $0,8 \div 0,9 \cdot 10^{-6}$  m. Vznik dvojice elektron — díra v polovodiči s přechodem PN může být vyvolán stejně tak elektromagnetickým zářením vhodné vlnové délky jako např. nabitou částicí — elektronem. Těto analogie bylo využito k detekci ionisujícího záření pomocí křemíkové hradlové diody. Není zde místo k podrobnému popisu interakce záření s hmotou, poznamenejme jen, že jak u vysokoenergetického záření fotonového, tak u záření elektronového dochází k tvorbě nízkenergetických komponent (rozptýlená fotonů a n-té generace elektronů), které jsou detekovatelné PN přechodem hradlové fotonky.

**Konstrukce snímač. sondy.** Je limityvána dvěma požadavky: fotonka musí být světlotěsně zapouzďena a průměr sondy nesmí překročit 7 mm. Druhý požadavek vyplývá z uspořádání měřicích přípravků, používaných na pracovišti. Postupně byly zhotoveny tři sondy, uvedené na obr. 1 jako S1, S2 a S3. Ve všech třech případech byla opracována vnější vrstva krytu tak, aby nedošlo k narušení základní destičky a aby bylo možné realizovat světlotěsně zapouzďení s max. průměrem 7 mm. U sondy S1 byl použit dectacryl, plněný mletým uhlíkem. Sonda nebyla dosta-

tečně světlotěsná, proto u S2 a S3 byla aktivní část nejdříve uzavřena slabým černým fotografickým papírem, vývody až po vstup do koaxiálního kabelu izolovány polystyrénem. Fotonka je upevněna na umaxplexové tyčce. Konečná fixace diody je provedena epoxy plněným jmeně mletým uhlíkem. Bylo dosaženo dokonalé světlotěsnosti u obou posledních sond. V sondě S2 byl vestavěn odpor 16 k $\Omega$ , připojený paralelně k vývodům diody.

Na obr. 2 je skupinové schéma měřicích obvodů. Sonda je upevněna na zvlášť



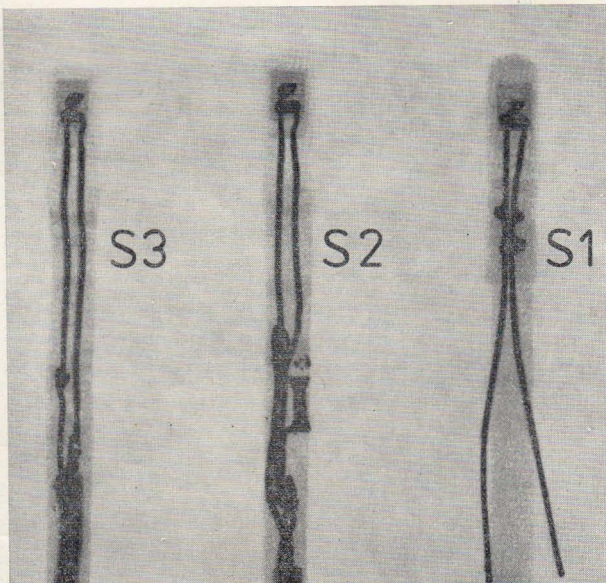
Obr. 2. Zapojení hradlové fotonky pro vyhodnocování prostorového rozložení dávkového příkonu. Čárkování je naznačeno mechanické přiklopení detektoru s automatickým posuvem ve směru osy z zapisovače

upraveném držáku, který je součástí vozíčku zapisovače BAK 4T [5]. Signál z fotonky je veden na vstup dynamického elektrometru. Na výstup elektrometru je připojen V vstup zapisovače. **Výsledky měření.** Sondy S2 a S3 byly zkoušeny jako detektory fotonového záření isotopického zdroje <sup>60</sup>Co v terapeuticke ozařovači CHISOBALT a dále je v elektronovém a brzdném svazku betatronu Siemens 6,73 pJ (42 MeV). a) Závislost výstupního signálu na dávkovém příkonu. Základní měření bylo uskutečněno s elektronovým svaz-

nho akustického signálu ještě asi jednu třetinu oktávy pod rezonanční hloubkovou reproduktoru. Nelineární zesílení v oblasti nejnižších kmitočtů se díky elektromechanické zpětné vazbě drží na velmi nízké hodnotě v poměrně značném rozsahu vzbuzení soustavy. Po překročení určitých mezí však samozřejmě nelinearita prudce narůstá především vlivem limitace v konečném stupni zesilovače. Použití elektromechanické zpětné vazby u nových reproduktorů firmy Philips je po technické stránce bezesporu krok vpřed. Zda to je krok promyšlený i z hledisek dalších, nelze zatím ještě bezpečně posoudit.

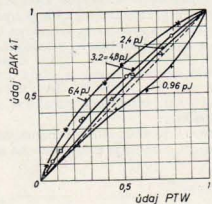
## LITERATURA

- [1] Mítáček J.: Gramofonová technika, SNTL, Praha 1958
- [2] Merhaut J.: Teoretické základy elektroakustiky, Academia, Praha 1971
- [3] Tanner, R. L.: Improving Loudspeaker Response with Motional Feedback. Electronics, Vol. 24, 1951, str. 142
- [4] de Zuer P.: Theory of Motional Feedback Trans. IRE, Vol. AU-9, 1961, č. 1, str. 150
- [5] Holdaway H. W.: Design of Velocity Feedback Transducer Systems for Stable Low-frequency Behaviour. Trans. IEEE, Vol. AU-11, 1963, č. 5, str. 155
- [6] Klaassen J. H., de Koning S. H.: Motional Feedback with Loudspeakers. Philips Tech. Rev. Vol. 29, 1968, str. 140
- [7] Adams G. J., Yorke R.: Motional Feedback in Loudspeaker Systems. Proc. IEE Austr. Monitor, Vol. 37, 1976, č. 3, str. 55



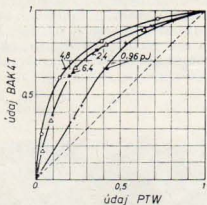
Obr. 1. Rentgenogram detekčních sond s hradlovou diodou

kem betatronu, energie 0,96 až 6,4 pJ (6 až 40 MeV). Na obr. 3 jsou vyneseny



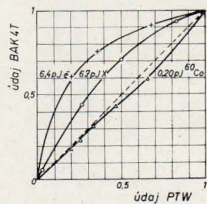
Obr. 3. Závislost poměrných hodnot výstupního signálu (BAK 4T) na dávkovém příkonu (PTW) sondy S2 pro elektronový svazek. Dávkový příkon pro bod 1:1 je pro 0,96 pJ ... 20,16 mW.kg<sup>-1</sup>, pro 2,4 pJ 66,66 mW.kg<sup>-1</sup>, pro 3,2 pJ ... 93,32 mW.kg<sup>-1</sup>, pro 4,8 pJ ... 102,49 mW.kg<sup>-1</sup>, pro 6,4 pJ ... 84,32 mW.kg<sup>-1</sup>

závislosti poměrných hodnot výstupního signálu na dávkovém příkonu pro sondu označenou S2. Totéž pro sondu S3 znázorňuje obr. 4. Z průběhů lze stanovit obor přijatelné nelinearity. Uvážíme-li, že záření betatronu má impulsní charakter s plněním



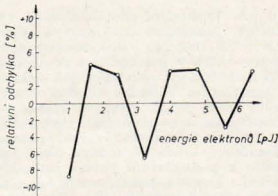
Obr. 4. Závislost poměrných hodnot výstupního signálu na dávkovém příkonu sondy S3 pro elektronový svazek. Dávkový příkon pro bod 1:1 je pro 0,96 pJ ... 20,16 mW.kg<sup>-1</sup>, pro 2,4 pJ ... 76,16 mW.kg<sup>-1</sup>, pro 4,8 pJ ... 129,99 mW.kg<sup>-1</sup> a pro 6,4 pJ ... 65,66 mW.kg<sup>-1</sup>

ca 1 : 100 [2], vychází lineární oblast použití u kontinuálního záření velmi vysoko. Porovnání průběhů elektronového a brzdného záření betatronu se zářením isotopu <sup>60</sup>Co je na obr. 5.



Obr. 5. Závislost poměrných hodnot výstupního signálu sondy S3 na dávkovém příkonu pro e- 6,4 pJ (40 MeV), brzdné záření 6,75 pJ (42 MeV) a záření gama isotopu <sup>60</sup>Co. Bod 1:1 představuje dávkový příkon 139,32 mW.kg<sup>-1</sup> pro elektronový svazek, 15,88 mW.kg<sup>-1</sup> pro brzdné záření a 93,82 mW.kg<sup>-1</sup> pro gama záření

b) Energetická závislost byla stanovována jen pro elektronový svazek. Srovnávací dozimetrický systém, tj. PTW Duplex s mikrokomorou, byl považován v daném energetickém rozsahu za nezávislý. Na obr. 6 je



Obr. 6. Energetická závislost sondy S3 v rozmezí 0,96 pJ až 6,4 pJ (6 až 40 MeV) elektronového záření

průběh výstupního signálu při konstantním dávkovém příkonu v závislosti na energii. Rozptyl zjištěných hodnot je dán především krátkodobým kolísáním okamžitého výkonu betatronu během experimentu.

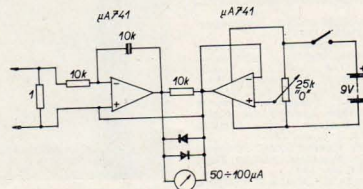
c) Směrová závislost byla měřena s izotopickým zářením <sup>60</sup>Co se sondou S3. Otáčecím sondy kolem podléno osy po 30° byly určovány výstupní odezvy jako funkce úhlu. Na obr. 7 je průběh vynesení v relativních hodnotách.

Závěr. Popisovaná sonda, využívající fotonku IPP75 k detekci ionisujícího záření, umožňuje rychlé stanovení relativních hodnot průběhu dávkového příkonu resp. expozicní rychlosti v pros-

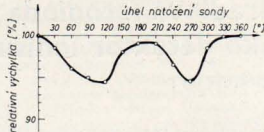
## SLEDOVAČ STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU V PLOŠNÝCH SPOJICH

Pro měření ss proudů tekoucích plošnými spoji byl v [1] popsán měřič užívající dvou dvouhrotových sond a automatické kompenzace měřeného proudu. Omezi-li se na pouhou kontrolu a sledování proudu, což můžeme v mnoha případech, zejména při vyhledávání závad na osazených deskách, lze použít zapojení uvedeného v [2]. Tento proudový sledovač zesiluje malý napěťový úbytek vyvolaný proudem protékajícím krátkým úsekem plošného spoje a snímány hrotovými sondami. Výchylka ručového mikroampérmetru je relativním měřítkem kontrolovaného proudu.

Na obr. 1 je schéma zapojení proudového sledovače, využívající sdrůžený operační zesilovač 741, napájený z ba-



Obr. 1. Schéma zapojení proudového sledovače



Obr. 7. Směrová závislost sondy S3 v relativním měřítku

toru. Systém podle obr. 2 je používán k určování křivek hloubkových svazek, stanovení průběhů dávkového příkonu ve směru kolmém na centrální přepask, k proměřování vlivů nehomogenit, k hodnocení vlivu polohy a tloušťky stínících bloků při aplikaci záření na živé organismy nebo fantomové materiály.

Jistou nevhodou je poměrně velká detekční plocha. Tim je omezeno přesné stanovení měřených průběhů na rozhraních nebo za malými nehomogenitami. Řešení tohoto problému však je reálné např. jednodušším prvkem s hradlovým p-n přechodem.

## LITERATURA

- [1] Bém J. a kol. *Československé polovodičové soustavy*, SVTL Praha 1973 (322)
- [2] FIREMŇÍ LITERATURA Siemens 42 MeV betatron
- [3] Franěk H., Švejdar V. *Principy a vlastnosti polovodičových soustavek*, SNTL Praha 1976 (324)
- [4] Mráz J. a kol. *Přehled současného světového stavu vývoje a vývoje polovodičových detektorů jaderného záření*, Radioisotopy, 16 (1975) č. 4, 531-627
- [5] Olš O. *Využití souřadnicového zapisovače BAK 4T pro dozimetrická měření*, Automatisation XVII (1974) č. 11, 302-303
- [6] Skřivánková M. *Současný stav vývoje CaTe detektorů záření gama*, Jaderná energie, 19 (1973) č. 2, 47-50

terie 9 V. Levý zesilovač zpracovává napěťový úbytek úseku plošného spoje, zpětnovazební kapacita omezuje oscilace. Odpor 1 Ω na vstupu odstraňuje nutnost zkratování při vyvažování a je dostatečně velký proti odporu plošného spoje. Vstup pravého operačního zesilovače je připojen na vyvažovací potenciometr, měřidlo s rozsahem 50 až 100 µA je chráněno před přetížením dvěma diodami.

Úprava zapojení pro dosažitelné operační zesilovače je sice snadno proveditelná, avšak za cenu ztráty atraktivní jednoduchého napájení.

ich

- [1] Dankš, Novák: *Adaptor pro měření stejnosměrných proudů v plošných spojích*, ST 11/1975, str. 425
- [2] McArthur: *Microvolt probe traces PC current paths to help locate those defective ICs*, Electronic Design 25, prosinec 6, 1975, str. 90



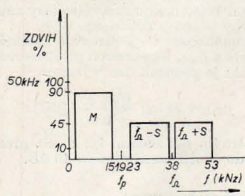
# Měření vlastností multiplexního signálu u rozhlasové stereofonie

ING. ZDENĚK MACK, CSc.

## Úvod

Rozhlasový přenos stereofonie je podmíněn dokonalým přenosem stereo — multiplexního signálu. Dosažení a udržení vysoké kvality tohoto signálu v provozu předpokládá možnost jeho měření. Cílem článku je ukázat metody měření multiplexního signálu pro dvoukanálovou stereofonii a umožnit tak zvýšení kvality rozhlasových stereofonií.

Místo pojmu „stereo-multiplexní signál“ bude používán jednodušší výraz „multiplexní signál“ a zkratky „signál MPX“. Vlastnosti tohoto signálu popládáme za známé; jsou vysvětleny na příklad v [2], [3], [4]. Spektrální rozložení signálu MPX ukazuje obr. 1.



Obr. 1. Spektrální rozložení signálu MPX; L = signál levý; R = signál pravý, M = L + R, S = L - R

Úlohy měření signálu MPX lze rozdělit do dvou skupin:

1. Signál MPX je veličinou vstupní a jeho vlastnosti zjišťujeme proto, aby bylo zřejmé, jak daleko mohou ovlivnit funkci zařízení, které chceme analyzovat; jde zde většinou o měření signálu MPX vysokých kvalit.

2. Signál MPX je veličinou výstupní a na základě naměřených hodnot určujeme vlastnosti nějakého členu přenosového řetězce.

Na příklad při měření dekodéru je signál MPX veličinou vstupní, jehož vlastnosti mohou ovlivnit výstupní parametry dekodéru. Podobného charakteru je i úloha určení vlastností signálu MPX vysílačného vysíláče.

Do druhé skupiny patří na příklad vyhodnocení signálu MPX na výstupu frekvenčního demodulátoru přijímače, kdy zjišťujeme vliv m/zesílovače na přenášený signál MPX.

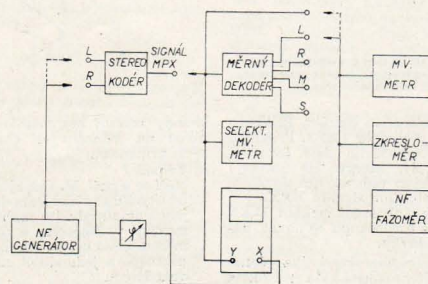
Vlastnosti signálu MPX jsou vyjádřeny souhrnem určitého počtu parametrů. Část parametrů ukazuje na vlastnosti přenášených signálů jako na příklad amplitudová charakteristika nebo harmonické zkreslení; tyto parametry bychom obdrželi, kdybychom signál MPX dekodovali ideálním dekodérem. Další jsou veličiny, které ovlivňují funkci dekodéru a mají tak sekundární vliv na výstupní signály nebo způsobují nežádoucí signály na výstupu, jako na příklad fáze pilotního signálu nebo přítomnost parazitních signálů.

## Metody měření a měřicí přístroje

Metody měření vlastností signálu MPX lze rozdělit na metody:

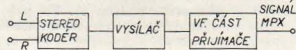
1. s jednoúčelovými měřicími přístroji,
2. osciloskopické,
3. se selektivními a
4. se širokopásmovými měřicími přístroji.

Zapojení přístrojů pro měření vlastností signálu MPX ukazuje obr. 2; zdroj signálu se zde předpokládá stereodekodérem. Při měření na přijímači nalézá



Obr. 2. Zapojení přístrojů k měření vlastností stereomultiplexního signálu

se namísto kodéru celá vř část přenosu této kýčer — vysílač — vř část přijímače, jak to ukazuje obr. 3.



Obr. 3. Měření vlastností signálu MPX na výstupu mř části vysílače

## Charakteristické případy

Vlastnosti signálu MPX lze zachytit definovaným způsobem pouze ve čtyřech charakteristických případech stereo signálů, které představují významné stavy přenosové soustavy. Jsou to:

1. Totožné signály v obou kanálech ( $L = R$ )
2. Signál jen v kanálu L ( $R = 0$ )
3. Signál jen v kanálu R ( $L = 0$ )
4. Signály v obou kanálech totožné, ale mají opačná znaménka ( $L = -R$ ).

Spektrální a časové rozložení těchto případů nalézáme etěnat v [2], [4]. Neбуд-li jinak uvedeno, předpokládáme modulační signály harmonické průběhu. Generátory signálů MPX musí umožňovat uvedené případy generovat; případ 4 není vždy potřebný a při servisních měřeních lze se bez něj obejít.

## Měření jednoúčelovými přístroji

Pro některé obtížné měřitelne parametry a pro zrychlení měření, byly vyvinuty speciální přístroje. Nejpodstatnější jsou:

- a) Měrný dekodér  
Měrný dekodér je jeden z klíčových přístrojů k zabezpečení kvalitního přenosu signálu MPX.  
Účelem přístroje je získat ze signálu MPX signály L, R, M i S s pokud možno největší věrností a s velkým odstupem od šumu a nežádoucích signálů.

I vlnice dokonale měrné dekodéry ovlivňují částečně přenášené signály a přidávají určité nežádoucí signály. Při měření signálu MPX vysokých kvalit, jako na příklad z měrného dekodéru nebo z vysoce kvalitního přijímače, je nutno na výsledky měřít-

ní pohlížet jako na výsledky měření spojení stereodekodér — dekodér.

Z tohoto důvodu jsou žádoucí i metody měření nepoužívající měrné dekodéry, kterými lze se v těchto případech orientovat nebo ověřit výsledky. Tyto metody jsou dále důležité pro případ, že měrný dekodér není k dispozici.

b) Měření fáze pilotního signálu  
Jedna ze základních veličin stereo přenosu je i fáze pilotního signálu; vzhledem ke složitosti jejího měření byly realizovány přístroje, které mají snadno a rychle zprostředkovat žádaný údaj dokonce i během rozhlasového vysílání.

Podrobně bylo měření fáze pilotního signálu popsáno ve [5].

c) Dolní propust  
Dolní propust s mezním kmitočtem 16 kHz umožňuje oddělit signál M od ostatních složek signálu MPX.

## Měření osciloskopické

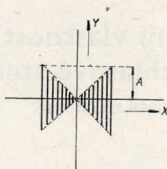
Protože signál MPX sestává z více dílčích signálů, u nichž závisí na jejich vzájemném fázovém vztahu, má pro stanovení vlastností signálu MPX značný význam jeho osciloskopické vyhodnocení. V tomto směru připomíná signál MPX televizní signál, ovšem způsob vyhodnocení je odlišný.

Zobrazení signálu MPX v časovém zobrazení na stínítku má své určité nevýhody, neboť superposice periodických

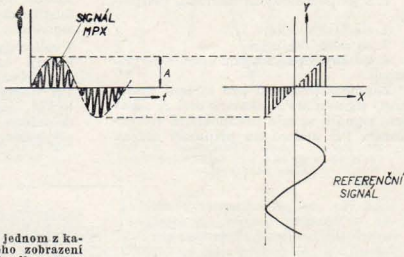
průběhů, jejichž kmitočty nejsou na sobě závislé, neuomožňují přesné zachycení průběhů. Zde se osvědčilo zobrazení, kdy se paprsek ve směru  $X$  rozmitá samotným modulačním průběhem, který se signálem MPX přenáší (obr. 2 a obr. 4). Signál přiváděný na osu  $X$  bude nazýván „referenční“. Zobrazení umožňují zřetelné a klidné pozorování modulačních obálek, přeslechů apod. i při nejvyšších modulačních kmitočtech a lze snadno odhalit případné větší nelineární

s odpojenou preemfází a při 100% promodulování signálu MPX. Měři-li se s připojenou preemfází, nastaví se na 500 kHz promodulování 20 %; uroveň na 15 kHz dosáhne pak právě 100 %.

K měření je určen měrný dekodér, na jehož výstupu jsou signály  $L$ ,  $R$ ,  $M$  i  $S$  k dispozici. Uroveň signálů lze takto měřit širokopásmovým voltmetrem a fázi fázoměrem nebo osciloskopem. Přesnost měření je dána dekodérem a dosahuje se asi  $\pm 2$  %.



Obr. 6. Zobrazení signálu MPX pro případ  $L = -R$  za pomoci referenčního signálu



Obr. 4. Signál MPX, je-li jen v jednom z kanálů harmonický signál a jeho zobrazení pomocí referenčního signálu

zkreslení přenášeného signálu. Příkladů použití ukazují obrázky 4 až 8. Přesnější vyhodnocení umožňuje dále fázovací člen  $\varphi$  (obr. 2), kterým lze nastavit nulovou fázi mezi referenčním signálem a modulační obálkou signálu MPX. K věrnému zobrazení signálu MPX musí zesilovač osciloskopu splňovat následující požadavky:

1. amplitudová charakteristika včetně sondy musí být v rozmezí 3 Hz  $\pm$  53 kHz vyrovnávána s přesností  $\pm 0,5$  %;
2. fázová charakteristika lineární s tolerancí  $\pm 0,1$  %;
3. Nelineární zkreslení zesilovače  $X$  i  $Y$  pod 0,1 %;
4. možnost odečítání úrovně s přesností  $\pm 2$  %.

Pak lze měřit například přeslechly až do hodnoty 52 dB.

#### Měření selektivní

† Stereofonní přenosový systém je multiplexní soustava se složitým spektrem, u kterého mají dále značný význam selektivní měření.

Proto jeden z přístrojů, bez kterého nelze stanovit úrovně mnoha signálů, zejména nežádoucích je selektivní milivoltmetr. Lze doporučit ucelené měřicí soustavy, kdy generátor signálu i milivoltmetr představují jeden celek a předávají se jedním ovládacím prvkom. Na příklad selektivní milivoltmetr Radiometr FRA 3.

#### Měření širokopásmovými přístroji

Širokopásmové přístroje jsou nejnázornější dostupné, ale k přímému měření vlastností signálu MPX lze je využít jen omezeně a vždy s určitou opatrností. Mají svůj význam ve spojení s měrným dekodérem, nebo dolní propustí a dále lze je využít při měření případu  $L = R$  při odpojení pilotního signálu.

#### Lineární zkreslení přenášených signálů

Účelem měření je získat amplitudové a fázové charakteristiky signálů  $L$ ,  $R$ ,  $M$ ,  $S$  bez a se zapojenou preemfází.

Průběh amplitudy se měří především

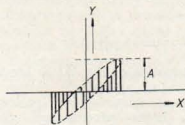
Metody měření bez měrného dekodéru závisí na jednotlivých charakteristických případech.

#### a) Případ 1

Měří se signál  $M$ . Odpojením pilotního signálu se získá jednoduší signál, jehož amplitudu lze měřit širokopásmovým voltmetrem a fázi fázoměrem nebo osciloskopem. Měření je přesnější a jednodušší než měrným dekodérem.

#### b) Případ 2 a 3

Přenášený signál  $L$  nebo  $R$  je představený modulační obálkou, jejíž amplitudu i fázi lze vyhodnotit jen osciloskopicky. Odpojením pilotního signálu se získají jednoduší modulační obálky. Je-li k dispozici samotný modulační signál, kterým je signál MPX modulován, využijeme zobrazení v referenci s tímto signálem, takže získáme zobrazení podle obr. 4; úkolem je stanovit veličinu  $A$ . Za přítomnosti fázového posuvu modulační obálky se zobrazí signál podle obr. 5.



Obr. 5. Zobrazení z obr. 4 je-li referenční signál fázově posunut

Je-li k dispozici fázovací člen  $\varphi$  lze na 1 kHz nastavit mezi modulační obálkou a referenčním signálem nulovou fázi a osciloskopickou metodou určit průběh fáze modulační obálky.

#### c) Případ 4

Postupuje se jako u případu 2 a 3. Zobrazení na stínítku ukazuje obr. 6.

#### Přeslechly mezi kanály L a R

Přeslechly mezi kanály  $L$  a  $R$  se určují při 2. a 3. charakteristickém případě. Měří se měrným dekodérem nebo osciloskopem.

#### Měření měrným dekodérem

Na výstupních svorkách měrného dekodéru  $L$  a  $R$  jsou k dispozici přenášený i přeslechový signál a jejich úroveň lze měřit tedy milivoltmetrem. U některých typů dekodérů jsou milivoltmetry zabudovány přímo v dekodéru.

Označme-li  $U_{L,R}$  úroveň žádaného signálu a  $U_{pL,R}$  úroveň přeslechového signálu je přeslech dán výrazem

$$P_{L,R} = 20 \log \frac{U_{pL,R}}{U_{L,R}} \text{ [dB]} \quad (1)$$

Měrným dekodérem lze měřit přeslechly do 40 dB nanajevše do 46 dB.

#### Měření osciloskopem

Měříme-li přeslechly u signálu MPX o vysoké kvalitě na příklad z měrného dekodéru (nebo vysíláče pomocí měrného přijímače) pak jsou přeslechly signálu MPX srovnatelné s vlastními přeslechly měrného dekodéru a naměřené přeslechly je nutno považovat za přeslechly spojení kóder — dekodér. V těchto případech má značný význam osciloskopické měření přeslechů.

Přeslechly se určují měřením modulačních obálek přeslechových signálů. Časový průběh signálu MPX za přítomnosti přeslechů ukazuje obr. 7. Je nutno stanovit veličiny  $U_{pL}$  a  $U_{pR}$ . Přesnost měření přeslechů lze podstatně zvětšit, je-li k dispozici samotný modulační průběh, zobrazením signálu MPX v referenci s tímto signálem, jak to ukazuje obr. 7b. Přeslech je takto zřetelnější mezi šumem a nežádoucími signály. Výhodou zobrazení je dále, že lze určit i fázi přeslechu. Postupným zvětšováním citlivosti zesilovače z určíme velikost veličin  $U_{pL}$ ,  $U_{pR}$ ; viz obr. 8.

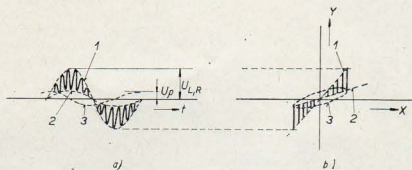
Osciloskopické měření přeslechu lze uskutečnit jen tehdy, jsou-li harmonické složky subsonné vlny (38 kHz) včetně postranních pásem těchto složek, alespoň 12 dB pod úrovní přeslechu. Pro to doporučujeme kontrola úrovně těchto složek selektivním voltmetrem.

Osciloskopem lze měřit přeslechly až asi do 60 dB.

#### Nelineární přeslechly

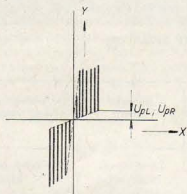
V mnoha případech jsou přeslechly nelineární; obsahují harmonické složky základního signálu. O tom se lze přesvědčit osciloskopem: elipsa nebo přímka

zobrazující přeslech je deformována. Přeslechovou složku o základním kmitočtu považujeme za lineární přeslech. Podrobněji lze zkoumat složení přeslechu jen analýzou za měrným dekodérem. Je nutné se však přesvědčit, zda-li některá složka nevzniká v samotném dekodéru.



Obr. 7. Signál MPX za přítomnosti přeslechů 1 - modulační obálka přeneseného signálu 2 - přeslech ve fázi s modulační obálkou 3 - přeslech je fázově posunut

Při osciloskopickém měření považujeme úroveň přeslechu danou vrcholovou hodnotou.



Obr. 8. Zobrazení signálu MPX podle obr. 7b (případ 2) při podstatném zvětšení citlivosti zesilovače Y

### Harmonické zkreslení

Určujeme harmonické signály  $L$ ,  $R$ ,  $M$  a  $S$ . Měříme měrným dekodérem, selektivním voltmetrem případně odhadujeme pomocí osciloskopu. Signál MPX je přitom promodulován na 100 % a přemězí je odpojena.

### Měrným dekodérem

Při měření s pomocí měrným dekodérem se výstupní signály  $L$ ,  $R$ ,  $M$  a  $S$ , které se získají dekodováním, analyzují selektivním milivoltmetrem (případně analyzátořem) nebo se zkreslení stanoví přímo zkreslořem. Výsledky měření mohou být ovlivněny vlastnostmi dekodéru a proto se doporučuje předem ověřit jeho vlastnosti z hlediska uvažovaných měření.

Určíme-li jednotlivé harmonické složky je čísel celkového harmonického zkreslení dán jak známo [6]

$$d_h = 100 \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}} [\%], \quad (2)$$

kde  $U_1$  je úroveň základní a  $U_2, U_3, \dots$  jsou úrovně vyšších harmonických složek.

### Bez měrného dekodéru

Měření závisí na jednotlivých charakteristických případech.

### Charakteristický případ 1

Určujeme zkreslení monofonního signálu  $L = R$ . Odpojením pilotního signálu se získá jednoduchý harmonický signál, jehož zkreslení lze vyhodnotit analyzátořem nebo zkreslořem přímo. Vý-

sledek je spolehlivější než pomocí měrného dekodéru.

### Charakteristický případ 2 a 3

Určujeme se zkreslení signálů  $L$  nebo  $R$ . Zkreslení lze měřit pouze měrným dekodérem. Nemá-li měrný dekodér k dispozici nebo je-li třeba ověřit hodnoty jinou metodou, pak lze jen provést odhad maximálního zkreslení selektivním milivoltmetrem:

Signál MPX sestává v daném případě ze složky  $M (=L + R)$  a dvou postranních pásem subnosné vlny. Selektivním milivoltmetrem se změní jednak harmonické složky  $2fm, 3fm, \dots$  signálu  $M$  a dále složek  $f_{\Omega} \pm 2fm, f_{\Omega} \pm 3fm, \dots$  jejich přítomnost charakterizuje harmonické zkreslení signálu  $S$ . Úroveň tří korespondujících složek  $2fm, 3f + n, fm$  a  $3f - n, fm$ , se sečte a tím získáme úroveň náhradní složky  $U_p$ .

Pro  $n = 2, 3, \dots$  dostáváme řadu náhradních harmonických složek  $U_2, U_3, U_4, \dots$  pomocí kterých vypočteme výrazem (2) zkreslení; úroveň základní harmonické  $U_1$  je zde ovšem úroveň modulační obálky.

Naznačeným postupem se získá největší hodnota, která se může vyskytnout. Přesnější výpočet není možný proto, že není známý vzájemný fázový vztah korespondujících složek.

### Charakteristický případ 4

Určujeme se zkreslení signálu  $S$ . Postupuje se jako v předchozím s tím rozdílem, že v měřeném signálu není přítomen signál  $M$  a jeho harmonické složky.

### Odhad zkreslení osciloskopem

Pro rychlou orientaci o zkreslení, zejména nedochází-li k omezení signálu

MPX, lze použít osciloskop. Předpokladem je, že je k dispozici samotný modulační signál o zanedbatelném zkreslení (menší než 0,1 %) a fázovací člen  $\varphi$ . Postupuje se podle obr. 2; samotný modulační signál se přivede přes fázovací člen  $\varphi$  na zesilovač  $X$  osciloskopu a fázovacím členem se nastaví nulový fázový posuv mezi referenčním signálem a modulační obálkou MPX.

Pro odhad zkreslení lze uvést následující přibližné pravidlo: Při zkreslení pod 2 % se na stínítku objeví šikmá přímka; při větším zkreslení je patrný odklon od lineárního průběhu. Cenné je, že lze zjistit charakter deformace a usoudit na příčinu zkreslení.

### Nežádoucí signály

Mimo kmitočtové složky způsobující harmonické zkreslení přenesené modulače, které byly uvažovány v předchozí části tohoto článku, mohou se v signále MPX vyskytnout další složky, které vznikají zejména v modulačtořu, nebo elektronickém přepínači; vyskytují se jak v pásmu signálu MPX tak i nad tímto pásmem.

Úrovně nežádoucích složek lze určit jen selektivním milivoltmetrem. Změny úrovně v závislosti na modulačním kmitočtu nejsou náhlé a proto stačí pro základní orientaci změřit složky pro dva kmitočty modulačního signálu; jeden v oblasti středních a jeden v oblasti nejvyšších kmitočtů. Hodnota středního kmitočtu se volí z hlediska selektivitivity milivoltmetru a to vymezuje kmitočet na hodnotu 2 až 3 kHz; vyšší kmitočet je vhodné volit 15 kHz. Měří se při 100 % promodulování signálu MPX a odpojenou deamfází.

Při měření je nutné se zejména soustředit na kombinaci signály prvního řádu a dále na harmonické složky subnosné vlny 38 kHz. Tedy na složky o kmitočtu:

- a) v oblasti signálu  $M$ 
  - (19 -  $fm$ ) (rozdíl pilotního signálu a modulače) [kHz]
  - (38 -  $fm$ ) -  $fm$  (rozdíl dolního postranního pásma a modulače) [kHz]
  - (38 -  $fm$ ) - 19 (rozdíl dolního postr. pásma a pilot. sign.) [kHz]

- b) v oblasti subnosné vlny
  - (38 -  $fm$ ) + 19 (součet dolního postr. pásma a pilot. sign.) [kHz]
  - 19 +  $fm$  (součet pilotního signálu a modulače) [kHz]

Tab. 1. Signál MPX: 7 kHz jen v kanále  $L$ ,  $f_p = 19$  kHz,  $f_{\Omega} = 38$  kHz, Promodulování 100 %

Složka	$fm, 2fm$	$f_p - fm, f_p, f_p + fm$	$f_{\Omega} - 2fm, f_{\Omega} - fm, f_{\Omega}, f_{\Omega} + fm, f_{\Omega} + 2fm$
kHz	5 10	14 19 24	28 33 38 43 48
-dB	6 58	58 12 56	62 11 54 12 61

Složka	$3f_p - fm, 3f_p, 3f_p + fm$	$2f_{\Omega} - fm, 2f_{\Omega}, 2f_{\Omega} + fm$	$3f_{\Omega} - fm, 3f_{\Omega} + fm$	$5f_{\Omega} - fm, 5f_{\Omega} + fm$
kHz	52 57 62	71 76 81	109 119	185 195
-dB	57 56 59	61 48 64	51 57	51 53

## NOVÉ POMŮCKY PRO HLEDÁNÍ ZÁVAD V ČÍSLICOVÝCH OBVODECH

Logické sondy, reagující svitem, případně akusticky na napětové stavy v číslicových obvodech jsou velmi rozšířenou opravářskou pomůckou, objevující se v mnoha variantách jak v prospektech a katalozích, tak na stránkách našich i zahraničních časopisů jako stavební návody. Nyní se objevila další „vlastovka“ doplňující funkce napětové kontroly ověřením proudových impulsů protékajících plošnými spoji. Nelze pochybovat, že nezůstane dlouho osamocena.

Jedná se o výrobek firmy Hewlett-Packard — Current Tracer Model 547A — tedy proudový sledovač (obr. 1). Na první pohled se odlišuje od napětových logických sond pouze tupým hrotem, v němž je křídce nepsaný obvod snímající magnetické pole kontrolovaného vodiče. Jednotlivé proudové impulsy, přechody z jednoho stavu do druhého, a sledy impulsů jsou indikovány světelně. Protože tato sonda je napětově necitlivá (měření je bezkontaktní), je vhodná pro všechny řady logických obvodů, jejichž proudové impulsy přesahují 1 mA a jejichž opakovací kmitočet je nižší než 10 MHz. Přitom proudovou citlivost sledovače je možno nastavit v širokém rozsahu — od 1 mA do 1 A a tak určovat změny proudu v obvodech.

S proudovým sledovačem pracujeme tak, že nejprve jej přiložíme hrotem na spoj, aby tečka směřovala k referenčnímu bodu, zpravidla výstupu integrovaného obvodu. Nastavíme citlivost,

(Dokončení ze str. 449)

c) v oblasti nad pásmem signálu MPX: harmonické subnosné vlny a jejich postranní pásma

$$\begin{aligned} &76, (76 \pm n \cdot f_m) \\ &114, (114 \pm n \cdot f_m) \quad [\text{kHz}] \\ &190, (190 \pm n \cdot f_m), \end{aligned}$$

kde  $n = 1, 2, 3, \dots$

Základní případy měření jsou 2 a 3 charakteristický případ.

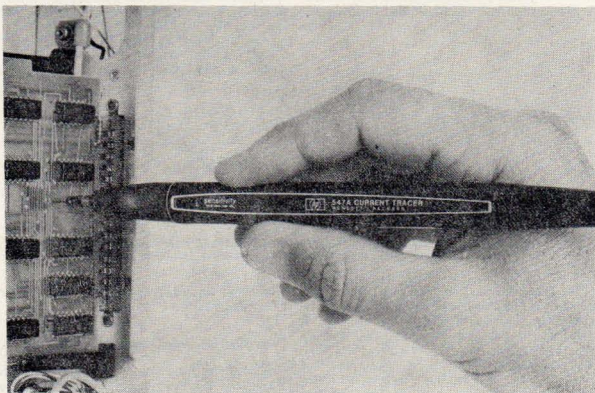
Tab. 1 ukazuje jako příklad naměřené spektrum na výstupu stereokodéru SC — A2 pro 2. charakteristický případ při 100% promodulování a modulacním kmitočtu 4 kHz. Z celého spektra jsou žádoucí pouze složky 4 kHz (M), 34 a 42 kHz (3S ± S) a 19 kHz (pilot), ostatní složky jsou nežádoucí. Úroveň 0 dB přísluší modulační obálce signálu MPX a proto je úroveň složky  $f_m$  — 6 dB a úroveň postranních pásem — 12 dB.

Pro jakostní stereofonní přenos by měly uvažované nežádoucí složky v pásmu MPX mít úroveň pod hodnotou — 52 dB.

### LITERATURA

- [1] Mack Zm: Elektronický stereokodér, Sdělovací technika 1973, č. 19, str. 362—364
- [2] Mack Zm: Některé vlastnosti stereofonního rozhlasového přenosu, Rozhlasové a televizní technika 1967, č. 2, str. 40—51
- [3] Holná K.: Stereofonní rozhlas, Praha SNTL 1975
- [4] Drbal Z.: Rozhlasové stereofonie, Praha, NIS 1969
- [5] Mack Zm.: Vliv amplitudy a fáze pilotního signálu na vlastnosti stereofonního rozhlasového přenosu, Sdělovací technika 1973, č. 7, str. 242—245
- [6] ČSN 367420. Nízkofrekvenční zesilovače pro elektroakustiku

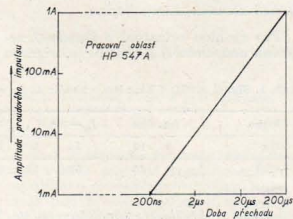
po dobu 15 sekund dokonce  $\pm 250$  V. Příkladem pro vyhodnocení stavu obvodového uzlu ze současně indikace napětové sondy a proudového sledovače je tabulka na obr. 3.



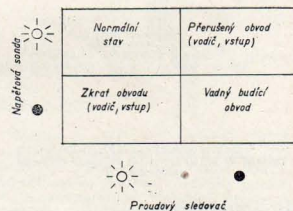
Obr. 1. Proudový sledovač HP 547A

aby se právě objevila světelná indikace proudových impulsů. Pak můžeme sledovačem „ohlédávat“ plošný spoj a podle svitu usuzovat na případné zkratky (vodivé můstky), nebo přerušení vodiče či vstupu integrovaného obvodu. Citlivost je dostatečná i pro sledování proudů ve vícevrstevných deskách nebo zkratkách v kabelech. Podmínkou pro indikaci je šíře jednotlivého impulsu větší než 50 ns a doba přechodu z jednoho stavu do druhého menší než 200 ns. Na diagramu na obr. 2 je patrná pracovní oblast sledovače v závislosti na amplitudě a době přechodu. Pro napájení je vhodný jakýkoliv zdroj od 4,5 do 18 V, proudový odběr nepřesahuje 75 mA.

Téměř současně byla uvedena nová napětová sonda — Logie Probe 549A stejnému firmou, která je opatřena přepínačem „TTL-CMOS“ a dovoluje měření téměř všech dnes běžných obvodů. Pracuje s napájením rovněž 4,5 ± 18 V, k indikaci slouží jedna elektroluminiscenční dioda. Sonda je vybavena pamětí pro zachycení náhodných jednorázových impulsů. Minimální šíře indikovaného impulsu je 10 ns, maximální opakovací kmitočet je pro TTL 80 MHz, pro CMOS 40 MHz. Vstupní kapacita je 15 pF, vstupní proud menší než 15  $\mu$ A. Trvale snese přetížení  $\pm 120$  V,



Obr. 2. Pracovní oblast proudového sledovače 547A v závislosti na amplitudě a době přechodu



Obr. 3. Tabulka vyhodnocení stavu obvodového uzlu ze současně indikace napětové logické sondy a proudového sledovače

Konečně třetím novým členem této rodiny je tužkový impulsní generátor Logie Pulsar 546A (opět Hewlett-Packard) stimulující funkci logických obvodů, který přináší proti stávajícím obvodným výrobkům další zlepšení, zejména možnost práce jak v obvodech TTL (napájení 5 V), tak CMOS (napájení 3—18 V). Impulsy o šíři větší než 0,5  $\mu$ s pro TTL, a větší než 5  $\mu$ s pro CMOS jsou generovány v 6 režimech: jednorázový impuls, trvalý sled impulsů 100 Hz, skupina 100 impulsů, trvalý sled impulsů 10 Hz, skupina 10 impulsů a konečně trvalý sled impulsů 1 Hz.

Je zřejmé, že vhodné kombinováním nasazením těchto pomůcek (bolužel řadový pracovník má pouze dvě ruce) lze značně ulehčit izolaci a odstranění závad v zařízeních s logickými obvody.

Na závěr upozornění pro čtenáře, kteří by se chtěli pokusit zkonstruovat proudový sledovač: teoretické podklady a praktické zkušenosti s magnetickým snímacím obvodem pro plnošň spoje jsou uvedeny v [2]

—ich—

- [1] Fířenní literatura Hewlett-Packard
- [2] Gerber: Ein Strommesswandler für die Messung von Impulsströmen in Leiterplatten auf gedruckten Leiterplatten, radio fernseh elektronik 19 (1970), č. 24, str. 795—807

# Měření odolnosti opakovačů systémů s PCM proti rušení

ING. ANTONÍN HÁJEK

Linkové traktory systémů s PCM, které slouží k přenosu digitálních signálů, se skládají z kabelových vedení a opakovačů. Opakovače jsou vykládaný po určitých vzdálenostech do vedení a jejich úkolem je obnovit přenaščeného signálu, který je po průchodu příslušného úseku vedení zeslaben, tvarově a fázově zkreslen a navíc doprovázen rušením. Nejdůležitějším činitelem charakterizujícím kvalitu linkového traktu, je pravděpodobnost chybně přenesených symbolů, tak zvaná četnost chyb. Proto je třeba při návrhu linkového traktu, zejména při stanovení maximální vzdálenosti mezi opakovači, znát po požadované četnosti chyb přípustnou hodnotu odstupů signálu od rušení, jejinž způsobem měření se zabývá tento článek.

Četnost chyb je definována jako počet chybně přenesených symbolů k celkovému počtu přenaščených symbolů v určitém časovém intervalu. Známeli při návrhu linkového traktu maximálně přípustnou četnost chyb (pro PCM systémy bývá obvykle  $P_h = 10^{-6}$ ), můžeme pro stanovení maximální počet opakovačů v linkovém traktu  $N$  stanovit průměrnou četnost chyb opakovače označenou jako  $P_{h1}$  podle vztahu

$$P_{h1} = \frac{P_h}{N} \quad (1)$$

Četnost chyb u digitálních přenosových systémů závisí na odstupu signálu od rušení a kvalitě opakovače. Rušení můžeme podle místa vzniku rozdělit na vnitřní a vnější. *Vnitřní rušení* je tvořeno tepelným šumem kabelu a odrazy na nehomogenitách kabelu a impedančních nepřizpůsobeních. *Vnější rušení* vzniká hlavně přeslechem z blízkého nebo vzdáleného konce, jednak od vlastního systému v druhém směru přenosu, jednak od jiných přenosových systémů s časovým nebo frekvenčním dělením kanálů. Kromě toho rušivé působí hluky z telefonních ústředien, ve kterých bývá nejčastěji umístěno koncové zařízení systému. Z praktických měření vyplývá, že asi 2/3 chyb jsou způsobeny v úsecích přílehlých k ústředně. Z tohoto důvodu se tyto kabelové úseky zkracují na polovinu maximální délky. V určitých případech použití mohou rušivé působit též silná elektromagnetická pole radiových vysílačů, statická atmosférická napětí, výkonové linky a elektrická trake v blízkosti kabelu.

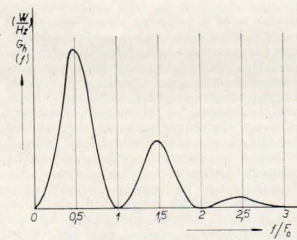
Dalšími činiteli snižujícími odolnost opakovače proti rušení jsou symbolová interference (vyvolaná nedokonalostí korekce impulsů), kolísání prahu rozhodnutí, kolísání amplitudy a šířky impulsů na výstupu předcházejícího opakovače, jitter přicházejících impulsů a fázové odchylky taktovacích impulsů od optimální polohy vlivem teplotních změn a stárnutí součástek. Čím více se podaří potlačit vliv uvedených činitelů, tím vyšší bude odolnost opakovače proti rušení a tím vyšší bude jeho kvalita.

Při měření odolnosti opakovačů proti rušení je třeba vědět, podle typu opakovače a způsobu nasazení do linkového traktu, který druh vnějšího rušení bude

v praxi dominující. Například u systémů s PCM na krátké vzdálenosti určených pro jednokabelový provoz, jako je systém TESLA KPK 32, se nejvíce rušivě uplatní přeslech na blízkém konci, jehož střední hodnota útlumu klesá s rostoucí frekvencí přibližně 4,5 dB/oktávu. Z toho důvodu se s rostoucí přenosovou rychlostí přechází na dvoukabelový provoz nebo se využívají svazkové kabely se stíněnými skupinami, které jsou odděleně využívány pro dva přenosové směry. V těchto případech je rušení způsobováno převážně přeslechem na vzdáleném konci, jehož střední hodnota útlumu klesá s rostoucí frekvencí přibližně 6 dB/oktávu. Proto při ještě vyšších přenosových rychlostech se k přenosu využívá koaxiálních kabelů, kde přeslech je zanedbatelný a teoretické omezení vzdálenosti mezi opakovači je dáno tepelným šumem kabelu. V praxi však spíše než toto omezení nastávají technické potíže při realisaici korekčních zesilovačů s velkým ziskem a přesnou přenosovou charakteristikou, dosažení velmi stabilního a přesného prahu rozhodnutí a udržení konstantní amplitudy a šířky výstupních impulsů opakovače.

## Měření odolnosti opakovače proti rušení

Pro měření odolnosti opakovačů systémů s PCM I. řádu proti rušení se používá metody, kdy rušivé napětí bylo imitováno sinusovým napětím s frekvencí o 1 kHz nižší než je polovina přenosové frekvence  $F_0$ , neboť přibližně na této frekvenci má výkonové spektrum nahodilého bipolárního signálu maximum, jak je patrné z obrázku 1.



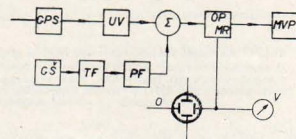
Obr. 1. Průběh spektrální hustoty středního výkonu nahodilého bipolárního signálu PCM s pravděpodobností výskytu impulsů ( $p = 0,5$ )

Pro 32 kanálový systém PCM s přenosovou frekvencí  $F_0 = 2048$  kHz byla frekvence rušícího napětí 1023 kHz. Tato metoda popsaná např. v [1] vyniká svou jednoduchostí, avšak má nedostatky v tom, že namáhá opakovače nízkofrekvenčním jitemem o hodnotách, které v praxi nemohou nastat a rovněž není touto metodou zkoušena šířka pásma korekčních obvodů. Je známo, že optimální šířka pásma korekčních obvodů je u těchto systémů navržena s ohledem na

přeslech z blízkého konce a je omezena přibližně na  $F_0/2$ . Zúžení nebo rozšíření tohoto pásma způsobí zhoršení vlastností opakovače, které však uvedenou metodou měření není zjištělné. Proto se této metody používá a rychlým zjištěním stavu opakovače a k nastavení prahu rozhodnutí.

K odstranění uvedených nevýhod byla navržena nová metoda měření uvedená v [2], která vychází z faktu, že přeslech od více než čtyř rušících systémů s PCM nabývá charakteru šumu, jehož výkonové spektrum bude mít tvar podobný výkonovému spektru nahodilého bipolárního signálu v obrázku 1, upraveného filtrem napodobujícím přeslech na blízkém nebo vzdáleném konci. Při návrhu těchto filtrů bylo předpokládáno, že střední hodnota útlumu přeslechu z blízkého konce klesá s rostoucí frekvencí 4,5 dB/oktávu a střední hodnota útlumu přeslechu ze vzdáleného konce klesá s rostoucí frekvencí 6 dB/oktávu.

Blockové schéma zapojení měření odolnosti opakovače proti rušení přeslechem je na obrázku 2. Jako zdroj zkoušeného signálu je použit generátor pseudonáhodného signálu GPS, odkud přes umělé



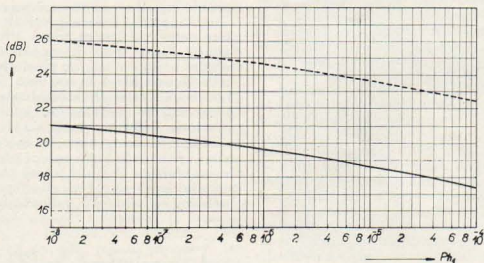
Obr. 2. Blockové schéma zapojení pro určení odolnosti opakovače proti rušení přeslechem měřením v místě rozhodnutí MR opakovače OP. V obrázku dále značí: GPS - generátor pseudonáhodného signálu PCM, UV - umělé vedení, Σ - součtový obvod, GS - generátor šumu, TF - tvarovací filtr, ZPE - přeslechový filtr, V - efektivní voltmetr, O - osciloskop, MVP - měříte věrnosti přenosu bit po bitu

vedení UV, simulující útlum skutečného vedení, je signál přiveden do součtového obvodu Σ, odkud společně s rušícím napětím přichází na vstup opakovače. Jako zdroj rušícího napětí je použit generátor šumu GS, obsahující 18-ti stupňový číslicový posuvný registr s vhodnou zpětnou vazbou a periodou ( $2^{18} - 1$ ) = 262 143 bitů. Vzdálenost spektrálních čar spektrální hustoty středního výkonu šumu je potom pro systémy I. řádu s přenosovou frekvencí 2048 kHz přibližně 8 Hz, což splňuje požadavky na napodobení spektrální hustoty středního výkonu nahodilého bipolárního signálu. Napětí z generátoru šumu GS, které má v uvažovaném pásmu charakter bílého šumu, prochází tvarovacím filtrem TF, na jehož výstupu je průběh spektrální hustoty středního výkonu rušícího napětí stejný jako na výstupu generátoru GPS. Z výstupu filtru TF rušící napětí postupuje přes filtr sloužící k napodobení přeslechu na blízkém nebo vzdáleném konci (v obrázku 2 označený jako ZPE) do součtového obvodu Σ. Na výstupu opakovače OP je pro sledování četnosti chyb připojen měřící věrnosti přenosu bit po bitu MVP. Osciloskopem O a voltmetrem V (měřícím efektivní hodnotu napětí), připojenými do místa rozhodnutí MR opakovače, můžeme zjistit (při určité hodnotě četnosti chyb  $P_{h1}$ ) vrcholovou hodnotu napětí neru-

šeného signálu  $S$  a efektivní napětí sumu  $S$ . Dosazením těchto hodnot do vztahu (2) zjistíme odstup signálu od sumu  $D$

$$D = 20 \log \frac{S}{S'} \quad [\text{dB}] \quad (2)$$

Kvalitu měřenoého opakovače můžeme posoudit, vyneseme-li vypočtené hodnoty  $D$  pro různé četnosti chyb  $P_h$  do grafu znázorněného na obrázku 3,



Obr. 3. Závislost pravděpodobnosti chybně přenesených symbolů  $P_h$  (četnost chyb) na odstup  $D$  vrcholové napětí nerušeného bipolárního signálu PCM od efektivního napětí sumu v místě rozhodnutí opakovače. Plně vyznačená křivka představuje teoreticky dosažitelné hodnoty, přerušovaná křivka vzhleda k posunutím teoretické křivky o 5 dB a představuje nejhorší hodnoty povolené u laboratorně měřenoého opakovače

ve kterém jsou dvě křivky závislosti četnosti chyb na odstup. První, plně vyznačená křivka, je teoretická závislost četnosti chyb na odstup, která platí za následujících předpokladů:

1. rušení je prováděno Gaussovým šumem,
2. pravděpodobnost výskytu impulsů a mezer zkušebního signálu je 1/2,
3. symbolová interference měřenoého opakovače je nulová,
4. práh rozhodnutí měřenoého opakovače je přesně nastaven do poloviny amplitudy signálu,
5. jitter přicházejících impulsů zkušebního signálu a fázové odchylky taktovacích impulsů od optimální polohy jsou nulové.

Z uvedených předpokladů je zřejmé, že teoretická závislost četnosti chyb na odstup platí pouze pro ideální opakovač. U skutečného opakovače měřenoého v laboratorních podmínkách, kdy měřenoý opakovač je napájen konstantním proudem, nemění se okolní teplota, na vstup opakovače přichází signál o jmenovité úrovni s nulovým jitterem, může se připsat hodnota odstup  $D$  signálu od sumu zhoršit maximálně o 5 dB, což je v obrázku 3 znázorněno přerušovanou křivkou. Naměřené hodnoty na skutečných kvalitních opakovačích v laboratorii by měly ležet mezi těmito křivkami, přičemž se stoupající kvalitou opakovače by se naměřené hodnoty měly blížit k první plně vyznačené křivce.

Pracuje-li opakovač ve skutečných provozních podmínkách, je nutné připsat hodnotu odstup  $D$  dále zvětšit. Zhoršení nastane vlivem výrobních tolerancí kabelů, kolísáním okolní teploty, nestabilitou prahu rozhodnutí, kolísáním úrovně vstupního signálu a stárnutím součástek. Z podrobného rozboru, který je uveden např. v [3] a [4] vyplývá,

že celkové zhoršení od teoreticky dosažitelného odstup je asi 9 až 11 dB.

Podle uvedených údajů vychází potom pro linkový trakt systému s PCM s maximální přípustnou četností chyb  $P_h = 10^{-6}$  obsahující 100 opakovačů, průměrná četnost chyb v jednom opakovači  $P_{h1} = 10^{-8}$  a přípustná hodnota odstup  $D$  vrcholové hodnoty nerušeného signálu od efektivní hodnoty napětí sumu (měřenoých v místě rozhodnutí), 30 až 32 dB. S touto hodnotou je třeba počítat při

metoda určení odolnosti opakovače proti rušení z hodnot naměřenoých na vstupu opakovače, uvedená v [2] a [5]. Zde byl zaváděn tak zvaný přípustný počet fiktivních rušičích systémů  $m$ , podle vztahu

$$10 \log m = \tilde{S}_B - S_A, \quad [\text{dBV}] \quad (3)$$

kde  $\tilde{S}_B$  je efektivní hodnota sumu na vstupu tvarovacího filtru  $TF$  (bod  $B$  v obr. 4) a  $S_A$  je efektivní hodnota nerušeného signálu na vstupu generátoru pseudonáhodného signálu  $GPS$  (bod  $A$  v obr. 4). Označíme-li útlum uvnitř vedení  $UV$  na frekvenci  $F_0/2$  a útlum přeslechového filtru  $PF$  na téže frekvenci  $a_p$ , můžeme určit (pro stanovenou četnost chyb) odolnost opakovače proti rušení přeslechem z blízkého nebo vzdáleného konce, (označenou  $D_n$ ) pomocí vztahu

$$D_n = a_p - a_s - 10 \log m = a_p - a_s - \tilde{S}_B + S_A. \quad (4)$$

Označíme-li dále  $S_C$  efektivní hodnotu napětí signálu v bodě  $C$  obr. 4 (vyjádřeno v dBV) změřeno na frekvenci  $F_0/2$  a  $S_C$  efektivní hodnotu sumu na téže frekvenci a v téže době, můžeme útlum vedení a přeslech vyjádřit pomocí vztahu

$$a_s = S_A - S_C \quad (5)$$

$$a_p = \tilde{S}_B - S_C. \quad (6)$$

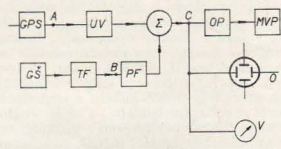
Dosazením (5) a (6) do vztahu (4) dostaneme vztah

$$D_n = S_C - \tilde{S}_C. \quad (7)$$

#### Zjišťování odolnosti proti rušení u opakovačů, které nemají přístupné místo rozhodnutí

V případech, kdy není možno měřit v místě rozhodnutí opakovače, což je v případech, kdy opakovač je uložen v hermeticky uzavřeném pouzdra a místo rozhodnutí z důvodů potlačení přeslechů není z pouzdra vyvedeno, nelze použít dříve uvedených metod měření. Rovněž u opakovačů používajících automatických korektorů je stanovení přípustného odstup signálu od rušení, z hodnot naměřenoých v místě rozhodnutí obtížné, neboť automatické korektory jsou ve většině případů řízeny pomocí detektorů vrcholové hodnoty napětí v místě rozhodnutí. Jejich přesnová charakteristika se mění v závislosti na úrovni vstupního signálu. Chceme-li použít dříve uvedených metod, je nutné pro určitou úroveň vstupního signálu nastavit velikost rušení tak, aby bylo dosaženo požadované četnosti chyb na vstupu opakovače. Současně je nutné zjistit velikost stejnosměrného napětí detektoru vrcholové hodnoty, který pro další měření odpojme a nahradíme vnějším stejnosměrným napětím. Tim je vyřazena z činnosti funkce automaticky a přesnová funkce aut. korektoru bude nezávislá na vstupním napětí. Nyní odpojme rušičí napětí a změříme vrcholovou hodnotu napětí signálu, potom odpojme signál, připojíme rušičí napětí a změříme jeho efektivní hodnotu. Tento postup musíme znova opakovat pro každé umělé vedení napodobující různé dlouhé úseky skutečného vedení, v rozsahu funkce automatického korektoru.

Pro určení efektivnosti měření a dříve uvedených důvodů byla vypracována



Obr. 4. Blokové schéma za polejení pro určení odolnosti opakovače proti rušení přeslechem měřením na vstupu opakovače

Ze vztahu (7) můžeme změřenoých efektivních hodnot napětí signálu a sumu v bodě  $C$  (na vstupu opakovače), pomocí selektivního měřice úrovně s vlnodnou šířkou pásma (např. pro systémy 1. řádu  $\pm 2$  kHz), na frekvenci  $F_0/2$ , určit odolnost proti rušení a tím i kvalitu opakovače, který nemá přístupné místo rozhodnutí, nebo měření v tomto místě je obtížné. Úpravou vztahu (4) na vztah (8) můžeme pro stanovenou četnost chyb určit přípustný počet fiktivních rušičích systémů  $m$

$$m = 10^{\frac{a_p - a_s - D_n}{10}}. \quad (8)$$

Při měření opakovačů konkrétního systému, kde přichází v úvahu rušení přeslechem z blízkého konce, jak je tomu např. u systému KPK 32, lze filtry  $TF$  a  $PF$  sloučit v jeden, jehož průběh útlumu je znázorněn na obrázku 5.

Při měření opakovačů systému vyššího řádu používajícího pro přenos koaxiálního kabelu, kde vnější rušení je způsobováno převážně tepelným šumem

# Realisace logických funkcí IF a EXCLUSIVE-OR diodovým mostem a transistory

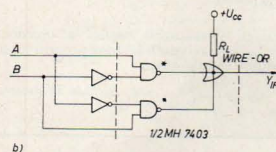
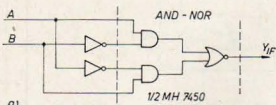
ING. JOSEF PUNČOCHÁŘ ml.

Funkce IF (shodnost) je popsána rovnicí

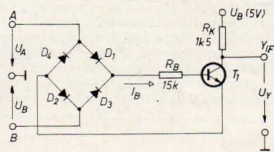
$$Y_{IF} = AB + \bar{A}\bar{B}. \quad (1)$$

Odpovídající pravdivostní stavby jsou v tab. 1. Luto funkce nejčastěji realizujeme pomocí hradla AND — NOR a invertorů nebo pomocí hradel NAND s otevřeným kolektorem s využitím funkce WIRE — OR. Realisace funkce je znázorněna na obr. 1.

V mnoha případech můžeme funkci IF realizovat obvodem podle obr. 2. Roz-



Obr. 1. a) Realisace logické funkce IF pomocí hradla AND-NOR a invertorů  
b) Realisace logické funkce IF pomocí hradel NAND s otevřeným kolektorem a invertorů



Obr. 2. Realisace logické funkce IF pomocí diodového mostu a transistory (D1 až D4 — KA 501, T1 — KF 508); omylem použito dvukrát symbolu  $U_B$

borem se přesvědčíme o tom, že obvod na obr. 2 skutečně vyhovuje pravdivostním stavům z tab. 1, tedy realizuje funkci IF. Jestliže je na vstupu A (B) úroveň log. 1 a na vstupu B (A) úroveň

A	B	$Y_{IF}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tab. 1. Pravdivostní tabulka logické funkce IF (shodnost)

log. 0, jsou diody D1 a D2 (D3 a D4) sepnuty. Ze vstupu A (B) teče proud  $I_B$ . Transistor T1 je sepnut, na výstupu je úroveň log. 0. Jestliže úroveň na vstupech A i B jsou shodné, proud  $I_B$  ne-

## Závěr

Z článku je popsáno měření jednoho z nejdůležitějších parametrů opakovačů systémů s PCM, kterým je odolnost proti rušení. Jsou popsány dvě metody měření. První metoda, kdy se měří v místě rozhodnutí opakovače, se uplatní zejména v laboratorních podmínkách. Druhá metoda, kdy se měří na vstupu opakovače, je vhodná pro měření ve výrobě a servisních opravách. Uvedených metod, jakož i nově vyvinutých přístrojů pro měření se používalo při výzkumu a vývoji opakovače systému 1. řádu TESLA MPK 32. Dosažené výsledky budou předmětem některého dalšího článku.

## LITERATURA

- [1] Vojšta, L.: Odolnost regenerátorů systému KPK 32 proti rušení, *Slaboproudý obor 31 (1970)*, číslo 12, str. 626
- [2] COITT COM XY — č. 113-E Přispěvek z 15. 8. 1967
- [3] Prechal, J.: Rozbor přenosových a přechodových poměrů a šňůrkem traktu PCM, zpráva VTI č. 40 084 L 181
- [4] Jessop, A.: A kol. 120-Megabit per Second Coaxial System Demonstrated in the Laboratory, *Electrical Communication Vol. 48, č. 1, 2 1973*
- [5] Brandes, M.: Probleme und Lösungsmöglichkeiten des Leitungsstrahles eines 30/42-Kanal-PCM-Neuerlichessystems, *Fernmelde-technik 2. Februar 1970 str. 42—49*

protéká a na výstupu je úroveň log. 1. Pro správnou činnost obvodu musí být dodrženy jisté podmínky. Platí, že

$$I_B = \frac{|U_A - U_B| - 2U_D - U_{BE}}{R_B}, \quad (2)$$

kde:  $I_B$  je proud báze transistory,  $U_A$  a  $U_B$  jsou napětí realizující úroveň log. 0 nebo log. 1,  $U_D$  je úbytek na diodě v propustném směru,  $U_{BE}$  je úbytek na přechodu báze — emitor,  $R_B$  je odpor do báze transistory.

Je-li výstup na úrovni log. 0, musí platit, že

$$\beta I_B \geq I_K, \quad (3)$$

kde:  $\beta$  je ss proudový zesilovací činitel transistory,  $I_K$  je kolektorový proud transistory.

Do proudu  $I_K$  je nutno zahrnout i proudy, které jsou dodávány z následujících obvodů.

Analógová úroveň logické nuly na výstupu  $U_{Y0}$  je dána vztahem

$$U_{Y0} = U_{KES} + U_D + U_{est0}, \quad (4)$$

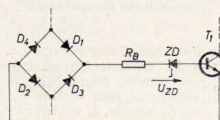
kde:  $U_{KES}$  je saturační napětí transistory,  $U_{est0}$  je analógová úroveň logické nuly na vstupu A nebo B.

Analógová úroveň logické jedničky na výstupu  $U_{Y1}$  je dána vztahem

$$U_{Y1} = U_B - R_K(I_2 + I_{KE0}), \quad (5)$$

kde:  $U_B$  je napětí zdroje,  $R_K$  je odpor v kolektoru transistory,  $I_2$  je proud odebraný následujícími obvodů,  $I_{KE0}$  je zbytkový proud kolektor — emitor.

Ze situace na obr. 2 je zřejmé, že obvod lze současně použít i k převodu logických úrovní. Změnou  $R_B$ ,  $R_K$  a  $U_B$  můžeme ve značném rozsahu měnit analógové hodnoty logických jedniček na vstupech i výstupu. Do serie s odporem  $R_B$  je možno zařadit Zenerovu diodu a tím zvýšit úroveň log. 1 na vstupech (obr. 3).



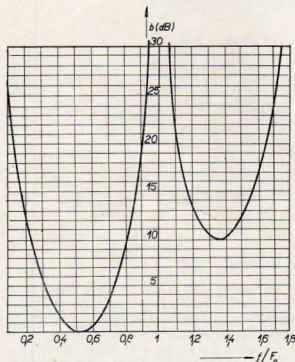
Obr. 3. Zvýšení úrovně log. 1 na vstupu Zenerovou diodou

Pro poměry na obr. 2 platí, že za log. 1 lze považovat napětí, která jsou větší než  $3V + U_{est0}$ . Tato hodnota zaručí úplné sepnutí transistory T1. Poměry na výstupu jsou dány hodnotami  $U_B$ ,  $R_K$  i  $R_B$ .

Jednoduše lze dokázat, že negace funkce IF je rovna funkci EXCLUSIVE-OR, kterou si označíme  $Y_E$ .

$$\bar{Y}_{IF} = \overline{AB + \bar{A}\bar{B}} = \overline{AB} + \overline{\bar{A}\bar{B}} = Y_E. \quad (6)$$

kabelu, použití filtrů odpadá a rušení je prováděno generátorem bílého šumu.



Obr. 5. Průběh útlumu filtru, který slouží k napodobení přeslechového rušení signálu PCM z blízkého konce. Nahrazuje filtry TF a PF v obřezích z a z IF. Je přenosová frekvence

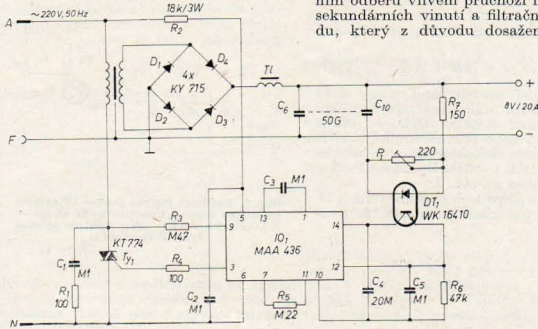
## ZDROJ SE STABILISACÍ V PRIMÁRU TRANSFORMÁTORU

V současné době se ve vyspělých státech uplatňuje v širším měřítku v řešení napájecích zdrojů elektronických obvodů přenos energie na vyšších frekvencích, řádu desítek kHz, z důvodu zmenšení rozměrů transformátorů a filtračních obvodů, čímž se dosáhne podstatného snížení rozměrů a váhy zdroje.

Protože u nás nejsou běžně dostupné polovodičové součástky, které by jednoduchým způsobem, bez seriového a paralelního řazení, umožnily realizovat zdroj napájený přímo ze střídavé sítě 220 V, nebo 120 V 50 Hz s přenosem energie na dostatečně vysokých frekvencích, konstruuji se dosud zdroje s klasickým transformátorem, na jehož výstupu jsou zapojeny řízené nebo nerízené usměrňovače. V průmyslových aplikacích je však nutné zabezpečit trvalou dodávku energie při kolísání napětí sítě minimálně v mezích  $\pm 10\%$  až  $\pm 15\%$  jmenovitého napětí. Pro splnění tohoto požadavku vychází však dimenzování transformátoru v závislosti na druhu zátěže (zda se jedná o odporovou charakteristiku, proudovou charakteristiku atd.) a v závislosti na typu usměrňovače (řízený, nerízený atd.) o přibližně 25 %, 50 %, někdy i více % lůže než při napájení transformátoru konstantním napětím.

Zlepšit využití transformátoru, který podstatnou měrou ovlivňuje rozměry, váhu a účinnost klasického zdroje je možné dosáhnout zařazením regulace do

primáru transformátoru. Schema jednoduchého zdroje napájeného ze střídavé sítě se spinačovou regulací v primáru transformátoru je na obr. 1. Jako spinač



Obr. 1. Schema zdroje se spinačovou regulací a se síťovým napájením; ( $C_{10}$  a  $P_1$  jsou také vodivé spojení se záporným pólem)

je zde použit triak KT 774 řízený přímo pomocí mono litického integrovaného obvodu MAA 436.

Zapojení sílové části obvodu je shodné s doporučeným zapojením, tak jak je nalezneme v aplikačních listech. Spotřebič, v tomto případě transformátor, má na sekundární straně usměrňovač pracující do LC filtru. Výstupní napětí je přes diodu  $R_7$ ,  $P_1$  přivedeno na fotodiodu optoelektrického spojovacího členu WK 164 10, jehož fototransistor již přímo ovládá vstup obvodu MAA 436. Ke stabilizaci výstupního napětí se využívá VA charakteristiky fotodiody, jež se chová v propustném směru jako Zenerova dioda s napětím asi 1,1 V. Jestliže je výstupní napětí nižší než požadované, protéká fotodiódou menší proud, fototransistor se přivře, a vstupu IO1 je nižší napětí a to má za následek že impulzy se přesnou do oblasti vyšší střední hodnoty napětí přiváděného do transformátoru a napětí na výstupních filtračních kondenzátorech roste. Je-li výstupní napětí vyšší než požadované, děj je opačný. Výstupní napětí se tak vlivem záporné zpětné vazby ustálí na požadované hodnotě dané nastavením trimru P1. Pulsující napětí vývodu 14 IO1 je filtrováno kondenzátorem C4. Keramický kondenzátor C5 filtruje impulsní poruchy způsobující falešné spouštění a nestabilitu a má být umístěn v těsné blízkosti IO1.

Uvedené schema bylo realizováno s transformátorem a tlumivkou na jádřech EI 40 x 40. Dosažené stabilita při proměnné zátěži napájecím napětím a proměnné zátěži byla lepší než  $\pm 0,2\%$ . Zdroj je možné realizovat s více výstupy, přičemž zpětná vazba je odvozena z výstupu nejdůležitějšího z hlediska stability napětí. V tomto případě je však napětí ostatních výstupů značně závislé na jednotlivých odběrech a zapojení se hodí pro pevně dané konstantní odběry. I v takovém případě je však nutné navíc předpis „šit na míru“, což se obvykle napoprvé přesně nepodaří. V případě, že

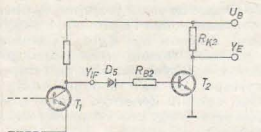
žádný z výstupů nemá přednost, ukazuje se, že nejvhodnější je uskutečnit zpětnou vazbu ze samostatného, k tomu účelu určeného vinutí. Tím dosáhneme toho, že transformátor je regulován na konstantní vnitřní indukované napětí, čímž se omezi závislost jednotlivých výstupů na velikosti odběrů. Zůstane však závislost napětí výstupu na vlastním odběru vlivem průchozí impedance sekundárních vinutí a filtračního obvodu, který z důvodu dosažení malého

zvlnění výstupních napětí a omezení nárůstu efektivních hodnot proudů musí začínat indukčností.

ing. Šlechta Blahoslav

(Dokončení ze str. 453)

Na základě této skutečnosti lze nakreslit schéma na obr. 4, které realizuje logickou funkci EXCLUSIVE-OR. Dioda D5



Obr. 4. Realizace logické funkce EXCLUSIVE-OR pomocí obvodu na obr. 2 a invertujícího transistoru T2

zabraňuje otevření transistoru T2, je-li transistor T1 sepnut. Obvod lze opět použít pro převod logických úrovní. Vstupní vlastnosti jsou shodné s vlastnostmi obvodu na obr. 2, výstupní vlastnosti jsou dány vlastnostmi transistoru T2 ( $U_{BE}$ ) a velikostí odporů  $R_{K2}$  a  $R_{22}$ .

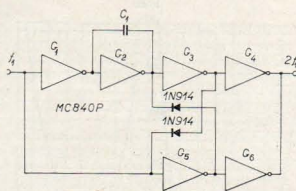
Obvody na obr. 2, 3 a 4 nejsou jistě určeny pro použití ve složitých logických obvodech, kde jsou používány převážně integrované obvody. Jejich použití však může být zajímavé všude tam, kde je nutno jednoduchým způsobem realizovat pomocné logické funkce typu I $\bar{E}$  nebo EXCLUSIVE-OR. Návrh obvodů lze provést tak, že nevzniknou požadavky na další pomocné obvody (speciální zdroje, převodníky úrovní).

### LITERATURA

- [1] Šlechta, J.: Čechoslovenské integrované obvody, SNTL, Praha 1971
- [2] Electronics, kořen 27, 1968

## DIGITÁLNÍ ZDVOJOVAČ KMITOČTU

Digitální zdvojovač kmitočtu (obr. 1) je osazen jedním integrovaným obvodem TTL typu MC 840 P (Hex-inverter). Signál s dvojnásobným kmitočtem má obdélníkový průběh, jehož dokonalé symetrie je možné dosáhnout seriovým odporu ke kondenzátoru  $C_1$ . Reaktance  $C_1$  na zdvojení (vstupním) kmitočtu má být  $X_C = 1000 \Omega$ .



Obr. 1. Zapojení digitálního zdvojovače kmitočtu

Zdvojený kmitočet vzniká jako produkt směšování, resp. sčítání přímého a o 90° posunutého ( $G_1$ ,  $G_2$ ,  $C_1$ ) vstupního signálu. Toto zapojení pracuje stabilně v rozsahu 1 Hz až 100 kHz (podle  $C_1$ ) a lze je podle potřeby řadit do kaskád.

-pav-

- [1] Radio communication, červec 1976, str. 517 a 618
- [2] Electronic design 7, 29 března 1976



# Řešení identifikačních obvodů SECAM v integrovaném obvodu MCA 640

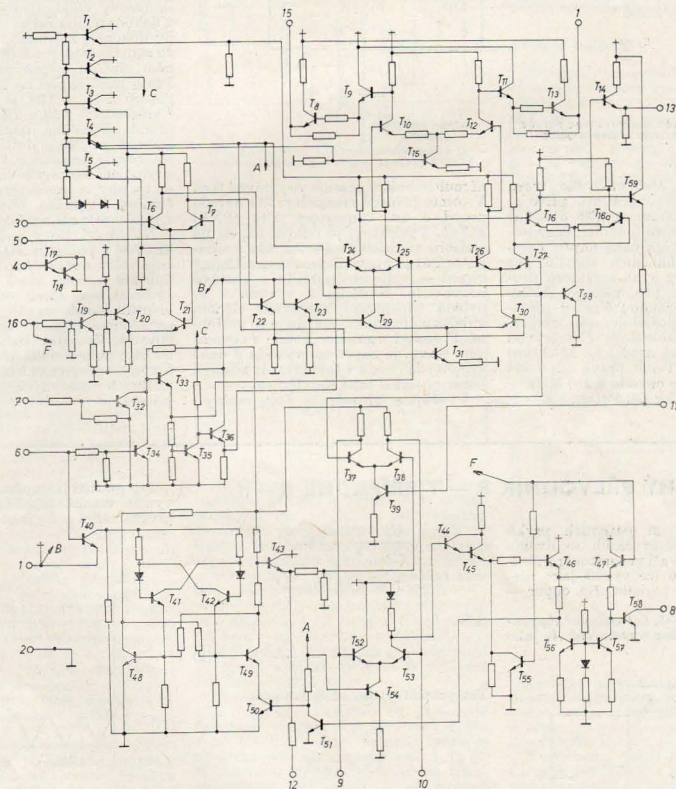
ING. BOHUSLAV POSPÍŠIL

Neuplynul ještě ani rok od doby, kdy se v odd. vývoje barevných televizních přijímačů národního podniku TESLA Orava vyhodnocovaly výsledky nového řešení identifikačních obvodů SECAM v transistorové verzi a už jsme uprostřed nových zkoušek — na vyšší úrovni. Zkoušky se totiž uskutečňují v rámci

Výstupní signál symetricky omezený (2 V) je na vývodech 1 a 15. Symetrickou činnost diferenciálních zesilovačů (optimální omezení) zajišťuje vnější zpětná vazba, při čemž potenciometrem R5 se kompenzují tolerance IO a součástek. Na vývod 6 se přivádějí fádkové zpětnoběhové impulsy. Jestliže se k identifikaci

Proto obvod u vývodu 11 bude naladěný na kmitočet 4,250 MHz, tedy kmitočet nosné „modrého“ fádku. Na vývodu 12 dostáváme signál, kterým se jednák přivádí signál SECAM v dalším IO-MCA 650. Tento signál má obdélníkový tvar a jeho opakovací kmitočet je H/2.

Vlastní obvody identifikace popíší podle obr. 2. Na diferenciální stupně T24, T25 a T26, T27 se jednák přivádí úplný televizní signál a na spojené báze T24, T27 a T25, T26 fádkové zpětnoběhové impulsy (v opačné polaritě). Tím je signál rozdělen tak, že na další stupně T10, T12, T8, T9, T11 a T13 přichází už jen užitečný barevový signál a na diferenciální stupeň T16, T16a se



Obr. 2. Vnitřní zapojení integrovaného obvodu MCA 640; T<sub>14</sub> má správně mít emitor nahoré a polarita je PNP

komplexního ověřování dekódovače SECAM nové generace — osazeného integrovanými obvody řady MCA z n. p. TESLA Rožnov. Před vlastním popisem identifikačních obvodů MCA 640 uvedu několik poznámek k vnějším obvodům tohoto IO (obr. 1.)

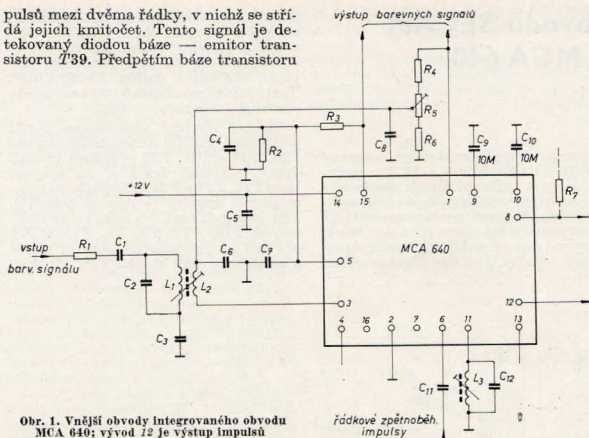
Barvový televizní signál se přivádí na vývody 3 a 5 z obvodu cloche (L1, C2).

Barvový televizní signál SECAM, přivádějí se na vývod 7 snímkové zpětnoběhové impulsy. Je také možné uskutečnit identifikaci s využitím obou signálů, jak nemodulovaných nosných vln z fádkových zatemňovacích impulsů, tak impulsů ze snímkových zatemňovacích intervalů. V dalším budeme uvažovat jen nový způsob identifikace.

dostanou zase jen části nemodulovaných nosných vln kmitočtu 4,406 MHz a 4,250 MHz, které jsou v úplném televizním signálu přítomné v intervalech fádkového zatemnění.

Tyto radioimpulsy se zesílené přivádějí na vnější laděný obvod (4,250 MHz) vývod 11. Tak dostáváme maximální rozdíl amplitud přivedených radioim-

pulsů mezi dvěma řádky, v nichž se střídá jejich kmitočty. Tento signál je detekovaný diodou báze — emitor transistoru T39. Předpětím báze transistoru



Obr. 1. Vnější obvody integrovaného obvodu MCA 640; vývod 12 je výstup impulsů

T37 a signálem obdélníkového tvaru z bistabilního multivibrátoru, přivedeným na bázi transistoru T38 dočilem toho, že na kolektoru jednoho transistoru dostáváme integrované napětí detekovaných identifikačních signálů pro všechny 2n řádky a na kolektoru druhého transistoru pro všechny řádky (2n + 1). Pro správnou činnost prepínače SECAM se požaduje, aby integrované napětí na kolektoru T38 (vývod 10) bylo nižší než napětí na kolektoru T37 (vývod 9). Tomu právě odpovídá kmitočet laděného obvodu 4,250 MHz — ladí se jádrem cívky L3. Potom bistabil-

ní multivibrátor pracuje ve správné fázi. V tomto případě transistor T53 nevede proud a ani transistor T44 (PNP) a T45. Výsledkem je nulové napětí na emitoru transistoru T46. Proto i transistor T51 je v nevodivém stavu a klopný obvod — podle předpokladu — zůstává neovlivněn. Napětím z vývodu 8 se ovládá odpovídání barvového signálu v dalších obvodech, jestliže je to potřebné. Protože i transistor T58 je v nevodivém stavu, je napětí na vývodu 8 dané vnějším dělícím a v tom případě zůstává barevný signál také neovlivněn.

Uvažujme případ, že fáze multivi-

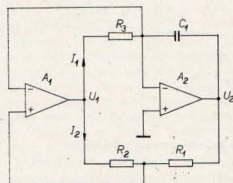
brátoru je nesprávná. Potom napětí na kolektoru transistoru T38 je vyšší než na kolektoru transistoru T37 a transistor T53 je ve vodivém stavu. Pokles napětí na jeho kolektoru způsobí, že transistor T44 také vede proud. Proto napětí na emitoru T46 už není nulové, ale má takovou velikost, že se nejdříve uvede do vodivého stavu transistor T58. Pokles napětí na jeho kolektoru (vývod 8) způsobí zablokování barvového signálu. V zápětí vede proud i transistor T51 a pokles napětí na jeho kolektoru dojde k překlopení multivibrátoru do opačného — tedy správného stavu. Napětí na kolektoru T38 je opět nižší než napětí na kolektoru T37, takže se znovu otevře barevný kanál (transistor T58 je v nevodivém stavu). Vidíme, že souřadový chod prepínačů kódovacího a dekódovacího zařízení je tímto obvody dokonale zajištěn. V případě příjmu čb signálu jsou šumová napětí na laděném obvodu stejná ve všech řádcích. Proto také napětí na kolektorech transistorů T37 a T38 je stejné a každý z transistorů T52 a T53 vede poloviční proud. Výsledné napětí na emitoru transistoru T46 je dost velké na to, aby saturovalo transistor T58 a aby došlo k odpojení barvového signálu. Malé však na to, aby se transistorem T51 ovlivnila činnost klopného obvodu, což však v tomto případě není podstatné.

Na závěr. Nový způsob identifikace SECAM s použitím IČ MCA 640 vykazuje velmi dobré výsledky. Další, velmi důležitá měření, která budou nyní následovat, mají za cíl ověřit vztah stavu identifikačních signálů čb. tv vysíláči na činnost příslušných identifikačních obvodů. Výsledky těchto měření ukáží i v této oblasti další možnosti ve vývoji a výrobě progresivních, maximálně spolehlivých barevných televizních přijímačů.

## JEDNODUCHÝ PŘEVODNÍK R — T PŘÍPADNĚ R — f

Můstové zapojení pasivních prvků  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$ ,  $C_1$  tvořících se dvěma operačními zesilovači generátor trojúhelníkových impulsů lze využít jako převodníku odpor — perioda příp. odpor — frekvence.

Z obr. 1 lze vyčíst, že zesilovač  $A_2$  pracuje jako integrátor a zesilovač  $A_1$  jako komparátor.



Obr. 1. Principiální zapojení

Pro obr. 1 platí

$$I_1 \cdot \frac{T}{2} = 2U_2 \cdot C_1 \quad \text{pro } T_1 = T_2 = \frac{T}{2}$$

$$\frac{U_1}{R_3} \cdot \frac{T}{2} = 2U_2 \cdot C_1$$

$$T = 4 \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot \frac{U_2}{U_1} \quad (1)$$

nebo

$$f = \frac{1}{4 \cdot C_1 \cdot R_3} \cdot \frac{U_1}{U_2} \quad (2)$$

Pro proudový obvod  $I_2$  lze psát

$$U_1 = I_2 \cdot R_2$$

$$U_2 = I_2 \cdot R_1$$

z čehož podělením dostaneme

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

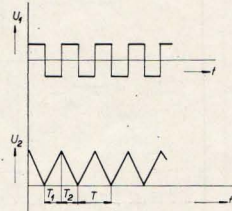
a po dosazení do (1) a (2)

$$T = 4C_1 \cdot R_3 \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (3)$$

nebo

$$f = \frac{1}{4 \cdot C_1 \cdot R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

Pro použití jako převodníku lze např. využít vztahů (3), (4), kde  $I_2$  budíž prvek měřící a  $R_1$  jako kompenzační.



Obr. 2. Průběhy napětí  $U_1$  a  $U_2$

Zapojíme-li  $U_1$  tak, aby bylo nezávislé na napájecím napětí, lze dosáhnout linearity cca 1 % o pro 10 %-ní změnu poměru  $R_2/R_1$ . Měreno při  $f_0 = 10$  kHz.

Rušivě zde působí napětí nesymetrie  $U_{N1}$  u  $A_1$  a  $A_2$ .

BLV

Wireless World, květen 1976, str. 78

# Krystalový oscilátor řízený vysílačem normálové frekvence

ING. JAN HÁJEK

Potřeba přesné a dlouhodobě stabilní frekvence pro měřicí účely vede ke konstrukci krystalových oscilátorů, které musí být pro dosažení vyšší stability umístěny v termostatu. Rozšíření měřicových měřičů frekvence kladě v poslední době stále vyšší nároky na zdroje stabilní frekvence až již přímo v měřicích frekvence jako oscilátor, určující pro vydělení základní kmitočtu dobu měření nebo jako vlastní kmitočtový normál, kterým lze přesnost číslicového měřiče kmitočtu ověřit, popř. nastavit.

Pro získání a udržení stabilního frekvenčního kmitočtu lze použít některého z vysílačů normálové frekvence [4]. Kmitočty krystalového oscilátoru je srovnáván s přijímaným kmitočtem a vzniklou odchýlkou je frekvence oscilátoru doladována. Tímto způsobem je možno získat přesný kmitočet s vysokou stabilitou.

Na tomto principu je založeno zapojení referenčního krystalového oscilátoru, doladovaného na přesný kmitočet přijímaným signálem vysílače normálové frekvence DCF 77 [1].

## Vysílání DCF 77

Vysílačem DCF 77 vysílá fyzikálně-technický ústav NSR (PTB — Physikalisch — Technische Bundesanstalt) trvale časové signály s řadou zakódovaných informací [4]. Nosná frekvence vysílače je vysoce stabilní (úřední) normálová frekvence, odvozená z atomových hodin PTB a trvale sledovaná. Vzhledem k této skutečnosti docílíme dále popsané zapojení frekvenční stability, kterou nelze zaručit nejen drahými krystalovými oscilátory, ale často ne i některými atomovými frekvenčními normály.

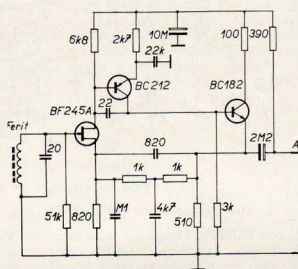
Relativní odchylky normálové frekvence nosné od jmenovité hodnoty, která je určena „mezinárodní stupnicí atomového času“ jsou menší než  $1.10^{-13}$  a vyhovují tak i nejvyšším nárokům.

Nosná DCF 77 je modulována časovými značkami (impulsy o šíři 0,1 a 0,2 s), ve kterých je zakódována časová informace [4]. Při modulaci poklesne amplituda nosné ze 100 % na 25 %. A právě těchto zbývajících 25 % trvale vysílané nosné umožňuje konstrukci doladovaného oscilátoru (při 100 % modulaci by to bylo problematické — OMA; pozn. ref.).

Vzhledem k úzkopásmovosti vysílače antény následuje po každém impulsu dokmitávání s poměrně velkou časovou konstantou 0,47 ms (4) obr. 1). Po dobu dokmitávání se jedná o volné kmitání antény, jejichž frekvence může být v závislosti na naladění antény poněkud odlišná od řídicího přesného kmitočtu. To způsobuje neaprátné změny fáze po dobu dokmitávání. Znamená to, že oscilátor stabilisovaný frekvencí DCF 77 musí mít dostatečně velkou konstantu v obvodu doladovací smyčky.

## Přijem DCF 77

Frekvence vysílače DCF 77 je přesná 77,5 kHz (38 kW, vysílač je umístěn



Obr. 1. Zapojení anténního zesilovače s feritovou anténou pro příjem vysílače DCF 77

Tab. 1. Síla pole evropských normálových frekvencí přijímaných za letních dnů v různých městech (síla pole v mV/m)

Vysílač f [kHz]	OMA 50	MSF 60	HGB 75	DCF 77,5
Itzehoe	0,11	0,0071	0,045	0,88
Berlin	0,22	0,11	0,045	0,79
Krefeld	0,32	0,35	0,25	2,8
Darmstadt	0,40	0,19	0,56	27,7
Mnichov	0,89	0,12	0,56	4,4
Konstanz	0,56	0,22	1,25	4,4

v Mainfinen v Darmstadtu). Vzhledem k tomu, že vysílač pracuje v oblasti dlouhých vln, je příjem jeho vysílání možný ve všech částech Evropy. V tabulce 1 jsou uvedeny hodnoty síly pole různých vysílačů normálových frekvencí v řadě měst, kde jsou umístěna kontrolní měřicí střediska pošty NSR.

Hodnoty síly pole přibližně vlny vysílače DCF 77, vypočtené z údajů CCIR [2] jsou v závislosti na vzdálenosti vysílače — přijímače v tabulce 2. (Vzdálenost Prahy od vysílače DCF 77 je přibližně 400 km — pozn. ref.)

Normálová frekvence DCF 77 vykazuje relativní odchýlku od jmenovité frekvence menší než  $2.10^{-13}$  při měřicí době 100 dní, během jednoho týdne je relativní odchýlka menší než  $1.10^{-12}$ . Spolehlivost vysílání je zaručena třemi paralelními zařízeními s atomovými hodinami (dvě zařízení stále v rezervě). Při příjmu je však nutno počítat s občasným přerušením vysílání (např. při bouřce) včetně pravidelného přerušení při měsíční údržbě vysílače (druhé úterý v měsíci od 5 do 9 hodin).

Vzhledem k tomu, že dochází k občasnému přerušování vysílání DCF 77, nelze

Tab. 2. Závislost síly pole na vzdálenosti přijímače od vysílače

Vzdálenost [km]	100	200	300	400	500	600	700	800
Síla pole [mV/m]	14,5	6,5	3,7	2,3	1,5	1,1	0,8	0,6

dále popisovaný krystalový oscilátor použít přímo jako časovou základnu pro elektronické hodiny. Aby totiž bylo možno po přerušení vysílání po dobu t opět po zapnutí vysílače synchronisovat oscilátor odpovídající fázi nosné DCF 77, smí mít frekvence oscilátoru po dobu vypnutí vysílače relativní odchýlku frekvence  $\Delta f/f$  od jmenovité frekvence

$$\frac{\Delta f}{f} < \frac{T}{2t},$$

kde  $T$  je doba periody vysílané frekvence (pro DCF 77 přibližně 12,9  $\mu$ s). Při době přerušování vysílání  $t = 15$  000 s (asi 4 hodiny) je požadavek na  $\Delta f/f < 4.10^{-14}$ , který však splňují jen mnohem lepší krystalem řízené oscilátory, než jaký je použit v tomto zapojení.

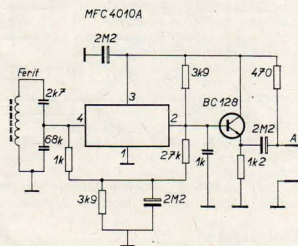
## Anténní zesilovač

Zapojení dvou použitelných vstupních obvodů pro příjem vysílání DCF 77 jsou na obr. 1 a obr. 2 [3]. Obě zapojení mají přibližně stejnou citlivost, liší se však činitelem jakosti feritové antény. Zapojení na obr. 1 pracuje s činitelem jakosti  $Q = 5$ , zatímco na obr. 2 je  $Q = 20$ .

Použitý feritový sloupek je typu VALVO FXC 4 A 3 ( $\varnothing 10 \times 200$  mm). Pro obr. 1 platí 550 závitů vř lanka  $30 \times 0,07$ ; pro obr. 2 125 závitů z 0,35 CuL.

Doladění na frekvenci 77,5 kHz se provádí změnou počtu závitů anténního vinutí.

Je-li anténní zesilovač v blízkosti feritové antény je vhodné jej odstínit. (Např. měděnou folií).



Obr. 2. Varianta zapojení anténního zesilovače s integrovaným obvodem

Zesilovače jsou stejnosměrně napájeny koaxiálním kabelem, jehož vlnová impedance není v tomto případě rozhodující a proto lze použít prakticky jakéhokoli koaxiálního kabelu.

S výjimkou velmi nepříznivých příjmových podmínek v budovách s ocelovou konstrukcí by mělo postačit umístění antény uvnitř budovy. Doporučuje se umístění antény poblíž okna, v nouzi pod střechem. Při instalaci je nutno vstř v úhlu směrově účinky feritové antény. Zatímco maxima směrové charakteristiky jsou velmi široká, lze poměrně úzká minima využít k potlačení signálu rušícího vysílače.

Rovněž je nutno dbát na vhodné umístění feritové antény vůči zbývající částem přijímače a vhodnocovacími obvody, aby se zabránilo případné zpětné vazbě a strhávání frekvence.

Při síle pole 3,7 mV/m (cca 300 km od vysílače) je na výstupu anténního zesilovače při zátěži 50  $\Omega$  přibližně 30 mV.

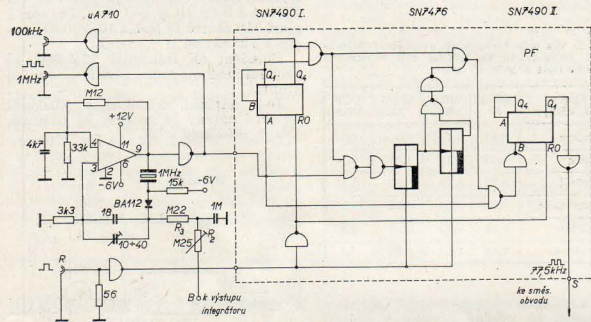
### Převodník frekvence

Jednoduchost a provozní bezpečnost celého zařízení je zaručena použitím speciálního převodníku frekvence, vyvinutého pro převod 1 MHz na 77,5 kHz. Jedná se o aperiodickou kvasiperiodickou frekvenční syntesu [4], [6], která vytváří z impulsů o frekvenci 1 MHz impulsy s opakovací frekvencí 77,5 kHz. Přitom vzniká nepatrná fázová modulace, jejíž důsledkem je vznik slabých postranních pásem. Obě nejbližší postranní pásma jsou vzdálena 5 kHz od vlastního signálu 77,5 kHz a jsou oproti němu potlačena o 41,5 dB. Tato postranní pásma nezpůsobují žádných těžkostí. Na obr. 3 je převodník frekvence ohraničen čárkovánou čarou.

sistor BC 182, zapojený jako emitorový sledovač je impedančním měničem. V jeho emitoru je zapojen transformátor, na jehož sekundáru vzniká symetrické napětí, potřebné pro směšovač.

tak, aby na výstupu integrátoru (bod 6) bylo stejnosměrné napětí +1 V. Tímto způsobem je dosaženo oblasti  $\pm 5$  Hz, ve které lze krystalový oscilátor synchronizovat. Je-li na vstup *F* (resist) přiveden kladný impuls, lze dosáhnout toho, že převodník frekvence začne pracovat za jistých počátečních podmínek.

Číslová změna fáze  $\Delta t$  přijímaného signálu je vyrovnána přechodnou změnou frekvence krystalového oscilátoru. Přitom vzniká krátkodobě jistý překmit fáze oscilátoru a sice tím více, čím větší je  $R_2$ . Pro  $R_2 = 0$  je překmit  $\Delta t$  asi o 10 %, při  $R_2 = 100$  k $\Omega$  o 16 %, pro  $R_2 = 250$  k $\Omega$  o 30 %. Výsledků v tabulce 3 bylo dosaženo s odporem  $R_2 = 100$  k $\Omega$ . Krátkodobá stabilita výstupního signálu (1 MHz, 100 kHz) se ukázala i přes poněkud větší překmit lepší ve srovnání s měněním při  $R_2 = 0$ . Při náhlé změně fáze přijímaného signálu trvá s  $R_2 = 100$  k $\Omega$  přibližně 1,7 s, než dosáhne fázový čas oscilátoru 90 % nové jmenovité hodnoty.



Obr. 3. Zapojení krystalového oscilátoru a převodníku frekvence PF

### Popis zapojení

K realizaci zadaného úkolu lze navrhnout řadu různých více či méně složitých zapojení oscilátorů s různými vlastnostmi a možnostmi použití.

V popisovaném případě bylo vybráno jednoduché a osvědčené zapojení krystalového oscilátoru bez teplotní stabilizace, dolaďované a stabilizované nosnou frekvencí DCF 77.

Krystalový oscilátor v seriovém zapojení s operačním zesilovačem typu  $\mu A 710$  (obr. 3) vyrábí pravouhlé impulsy s frekvencí 1 MHz, které jsou z bodu 9 přiváděny do převodníku frekvence PF. Na výstupu  $Q_1$  dekadického děliče 7490/II je žádané napětí pravouhlého průběhu s kmitočtem 77,5 kHz, které je přiváděno přes invertor ke směšovacímu obvodu MC 1595 L (obr. 4).

Anténní zesilovač je napájen napětím 12 V přes anténní transformátor  $T_r$ , navinutý na kruhovém feritovém jádře  $\varnothing 9$  mm,  $2 \times 20$  závitů  $\varnothing 0,3$  CuL. Anténní signál je přiveden před anténní transformátor na aktivní filtr s operačním zesilovačem typu  $\mu A 741$ . Tran-

Transformátor  $T_r$  je vinut na feritovém jádře  $\varnothing 9$  mm, primár 20 záv.  $\varnothing 0,3$  CuL, sekundár  $2 \times 15$  záv.  $\varnothing 0,3$  CuL. Na výstupu směšovače (body 2 a 14) se objeví impulsní signál, závislý na fázovém rozdílu mezi syntetizovaným a přijímaným signálem 77,5 kHz. Plocha jednotlivých impulsů závisí na fázovém rozdílu obou signálů.

Následující operační zesilovač zapojený jako integrátor integruje tento signál a vytváří tak regulační napětí (bod 6), které je ještě dodatečně filtrováno členem  $R_1 C_1$ . Přes oddělovací odpor  $R_2$  je přivedeno regulační napětí na kapacitní diodu BA 112 a způsobuje dolaďení krystalového oscilátoru.

Odporem  $T_1$  je resonanční frekvence aktivního filtru nastavena tak, aby byl signál v bodě 6 maximální.

Proměnnou kapacitou je dále nastavena frekvence krystalového oscilátoru

Tab. 3. Souvislost mezi měřicím časem a standardní odchylkou  $\sigma_{\Delta f/f}$

Měřicí doba [s]	1	2	5	10	20	50	100	500	1000
Stand. odchylka $\sigma_{\Delta f/f}$ [10 <sup>-10</sup> ]	70	40	16	9	9	3,5	2,6	1,0	0,7

# Sekvenční transkódér umožňující změnu měřítka číslicového údaje

ING. JIŘÍ JAN, CSc., ING. JIŘÍ KOZUMPLÍK

## Úvod

Změna kódu číslicového údaje je jedna z častých operací v digitálních zařízeních. Např. v číslicových měřících ústřednách, v systémech řízených počítačem i v menších digitálních zařízeních bývá v pravidla interní tok informace v binárním kódu a hodnoty často normalisovány do pevně daného rozsahu za účelem omezení redundance. Pokud však mají být hodnoty pro kontrolu zobrazeny nebo vypisovány, je nutné zařadit převod do dekadického zobrazení a do obvyklého měřítka, tak aby byly vyjádřeny v běžných jednotkách (tj. je nutno je vynásobit danou konstantou). Tuto funkci může plnit počítač, pokud je k dispozici; vyžaduje to ovšem jistý strojní čas. Není-li počítač z nějakého důvodu k dispozici, lze převod provést specializovaným zařízením.

Transkódování se změnou měřítka je (při konečných slovech) konečným abecedním operátorem, takže může být v principu realizováno kombinačním obvodem bez paměti. Je-li však transkódovaný údaj včíslostný, vychází kombinační obvody velmi složité a prakticky lze dosáhnout nejvýše násobení vstupního údaje pevnou, neproměnnou konstantou. Přitom právě v uvedených digitálních systémech bývají údaje,

komparátoru na logickou nulu a k uzavření hradel. Na výstupu čítače *B* je pak číselný údaj, který je vzhledem k typu čítače v požadovaném kódu a jeho hodnota *b* zřejmě je

$$b \doteq a \cdot \frac{f_B}{f_A},$$

kde *a* je hodnota vstupního údaje. Je patrné, že pouhým přepnutím frekvencí čítaných impulsů lze dosáhnout téměř libovolných hodnot přepočítací konstanty.

Přibližnou rovnost v uvedeném vztahu je třeba chápat takto:

1) Je-li

$$a \cdot \frac{f_B}{f_A} \text{ celé číslo, je přepočet zcela přesný.}$$

2) Když

$$a \cdot \frac{f_B}{f_A} \text{ není celé číslo,}$$

je výsledek v podstatě zaokrouhlen, chyba je vždy menší než jednotka posledního místa.

Uvedený princip transkódér je předmětem přihlášky vynálezu PV 4232-76.

## Konkrétní řešení

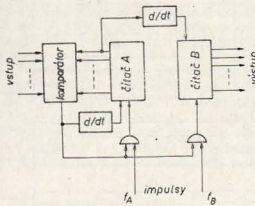
Transkódér je s dobrými výsledky použit v hybridním analyzátoru hemodynamických veličin HYDRA. Vstupní údaj je zde osmibitový v přímém binárním kódu (tedy v mezích 0 až 255), výstupní údaj je binárně kódovalý dekadický (tři dekady po čtyřech bitech), různými se požaduje možnost násobení příčnými konstantami podle toho, která veličina se zobrazuje. Této změny přepočítacího poměru se dosahuje přepínáním čítaných impulsů; na kterýkoli z obou vstupů pro impulsy lze přepnout signály s kmitočty 100 kHz, 50 kHz, 33,333 kHz, 25 kHz, 20 kHz, 16,667 kHz, 12,5 kHz, 10 kHz a 6,25 kHz, čímž se dosahuje velmi široké palety možných koeficientů. Schéma této verze transkódér, která byla realizována pomocí československých integrovaných obvodů, je na obr. 2.

Komparátor shodnosti dvou osmibitových čísel je realizován jako jednoduše využitím čtyř obvodů MH 7403. Porovnává v se něm osmibitové binární číslo *v* (vstupní údaj) s číslem *a* (stavem binárního čítače *A*). V případě shodnosti ( $v = a$ ) je na výstupu hradla *H1* logická nula, jinak logická jednička. Derivační člen *D1* vytváří ze skokové změny na výstupu komparátoru impuls pro nastavení čítače *A*. K realisační čítače *A* je použito osmi klopných obvodů typu D (4 × MH 7474), které na rozdíl od binárních čítačů MH 7493 mohou být nastaveny a navíc ještě poskytnout negované výstupy pro komparátor. Čítače *A* navíc obsahuje synchronizační člen *D2*, který synchronisuje impulsy čítané binárním čítačem *A* s impulsy čítanými dekadickým čítačem *B* (3 × MH 7490); klopný obvod typu D totiž reaguje na čelo impulsu, zatímco dekadický čítač reaguje na tyl impulsu, takže bez synchronisace by se chyba převodu mohla zvětšit. Časové konstanty členů *D1*, *D2* byly zvoleny tak, aby nastavovací impuls přicházející prakticky současně s prvním čítaným impulsem, byl širší, takže teprve druhý

odpovídající různým veličinám, normalisovány pomocí různých normalisačních konstant, takže také pro zobrazení potřebujeme zařízení, umožňující mimo změnu kódu také změnu přepočítací konstanty. V článku je popsán jednoduchý sekvenční obvod, který tyto požadavky splňuje.

## Princip transkódérů

Blockové schéma transkódérů je na obr. 1. Základními součástkami jsou:



Obr. 1. Blockové schéma transkódérů

čítač *A*, který pracuje v kódu vstupního údaje (dále jen kód *A*) a který je možno nastavovat pomocí zvláštního vstupu na nejvyšší hodnotu zobrazitelnou v čítači při daném kódu, dále čítač *B* pracující v požadovaném kódu vstupního údaje (kód *B*) s možností nulování a konečné negující komparátor, na jehož výstupu je logická jednička při nesouladu vstupních (paralelních) údajů. Zařízení má jednak sadu paralelních vstupů pro vstupní údaje, dále dva vstupy pro impulsy s opakovacími kmitočty  $f_A$  a  $f_B$  a konečné paralelní výstupy výstupního údaje.

Při popisu funkce transkódérů vyjme ze stavu, kdy vstupní údaj je stejný jako stav čítače *A*. Na výstupu komparátoru je logická nula, hradla jsou zavřena a stav obvodu se nemění. Dojde-li nyní ke změně vstupního údaje (předpokládáme, že to bude skoková změna), přestane tento údaj souhlasit se stavem čítače *A* a na výstupu komparátoru skokem nastane stav 1, což prostřednictvím derivačního členu způsobí nastavení čítače *A* na nejvyšší možnou hodnotu. Současně se otevírají obě hradla, takže na čítačích vstupupe obou čítačů se objevují impulsy. První impuls na výstupu čítače *A* tento nastavený čítec z vynuluje, čímž téměř současně dojde prostřednictvím druhého derivačního členu k vynulování čítače *B*; je tudíž zajištěno, že oba čítače jsou vynulovány současně v pevném fázovém vztahu k čítaným impulsům s kmitočtem  $f_A$ , což je podstatné pro přesný převod. Poté zůstávají obě hradla otevřena a oba čítače čítají tak dlouho, dokud opět nesouhlasí stav čítače *A* se vstupním údajem; tehdy dojde ke změně výstupu

měření v tabulce 3 však řádově odpovídají dosahované frekvenci stabilitě. Je pravděpodobné, že za jiných příjmových podmínek lze docílit poněkud lepších nebo i horších výsledků. Při měřících dobách několika málo sekund hraje jistou roli i pohyb vysílací antény, zpřisoběný větrem.

## Závěr

Na příkladě relativně jednoduchého zapojení krystalového oscilátoru, dolaďovaného kmitočtem odvozeným z frekvence nosné vysílače normálové frekvence je ukázáno, že použitím moderních obvodů lze poměrně jednodušeými prostředky získat zdroj přesné frekvence, sloužící například k měřicím účelům s kmitočtovou stabilitou a přesností, ležící mezi velmi dobrými tepelně stabilisovanými krystalovými oscilátory a atomovými frekvencími normály.

## LITERATURA

- [1] Becker G., Prof. Dr., Rohbeck L., Ing.: Ein Normalfrequenz-Quarzoszillator, nachgesteuert von Sender DCF 77. *Elektronik* 1975, 6, 2, str. 73—75.
- [2] CQIE 12, New Delhi 1970, Sezace II, díl 1, Rec. 368—1, ITC Gen I 1970
- [3] Helzel P., Ing., Rohbeck L., Ing.: Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen. *Funkschau* 1974, 6, 19, str. 227—230
- [4] Hájek Jan, Ing.: Využití normálových frekvencí a přenos kódované časové informace. *Sčítací technika* 1974, 6, 1, str. 234—238
- [5] Hájek Jan, Ing.: Přijím a synchronizace využití normálové frekvence 77,5 kHz. *Sčítací technika* 1975, 6, 1, str. 25—27
- [6] Becker G., Grundzüge der aperiodischen quasiperiodischen Frequenzsynthese. *Frequenz* 1973, str. 249—279

impuls z D2 způsobí vynulování čítače A a přes D3 i čítače B.

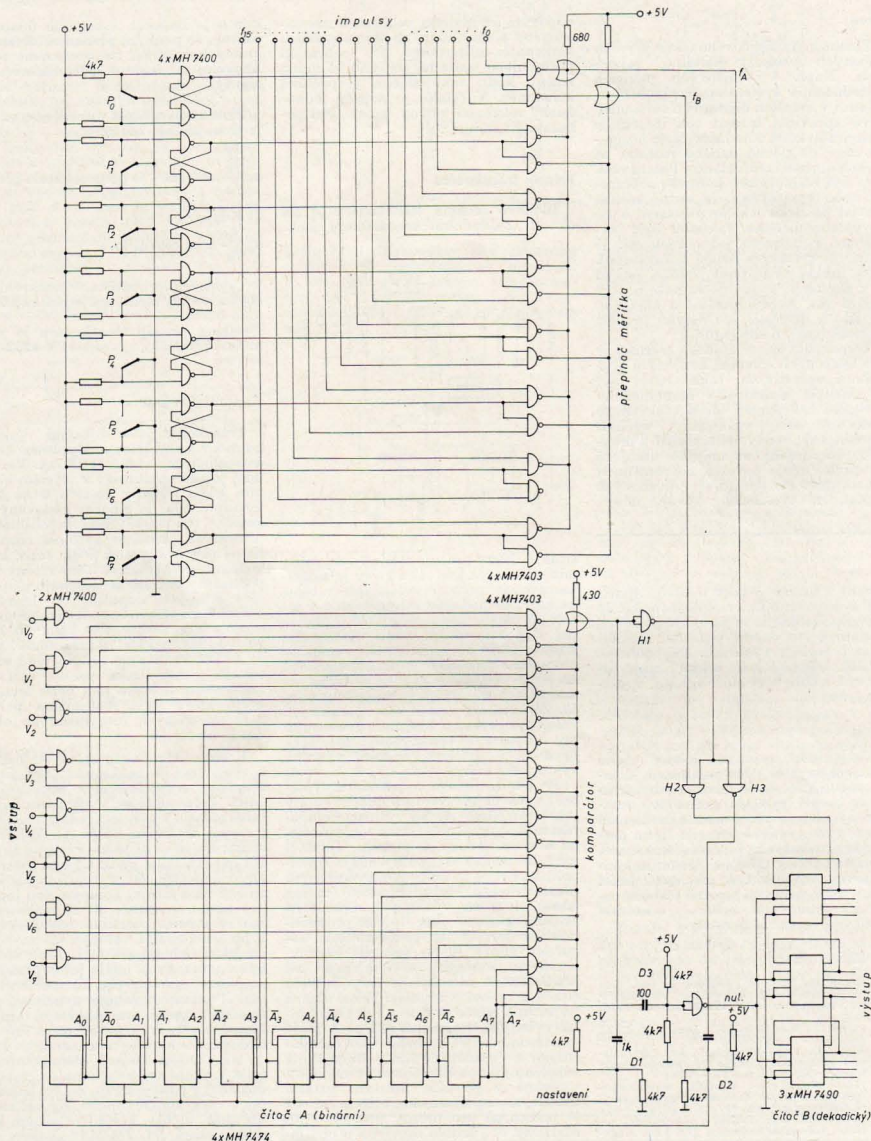
Volba dvojice čítaných impulsů je prováděna ručně pomocí osmipolového přepínače P. K odstranění nežádoucího vlivu odsakování mechanice-

kých kontaktů je použito klopných obvodů typu RS, jejichž výstupy slouží k ovládní elektronického přepínače měřítka realizovaného čtyřmi obvody MH 7403. Podle polohy mechanického přepínače vybírá elektronický přepínač z osmi dvojic jednu dvojici impulsů

s vhodnými opakovacími frekvencemi ( $f_A, f_B$ ).

### Závěr

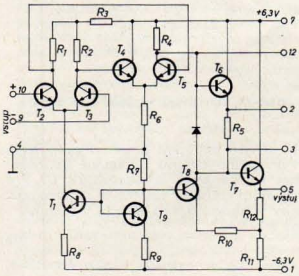
Praktický provoz prokázal užitečnost navrženého zařízení.



Obr. 2. Schema transkodéru s československými součástkami; nezapojený výstup hradla v MH7403 má být také spojen s vodičem přepínače měřítka, kond. u D2 je 100pF

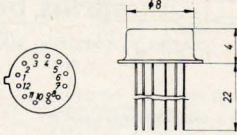
# OPERAČNÍ ZESILOVAČE SOVĚTSKÉ VÝROBY

Na obr. 1 je principiální zapojení operačního zesilovače 1YT401 nejjednoduššího z této řady zesilovačů. Tento zesilovač má následující stupně: vstupní diferenciální stupeň s transistory T2 a T3, mezilehlý diferenciální stupeň



Obr. 1. Operační zesilovač 1YT401

s transistory T4 a T5, předzesilovací stupeň s transistorem T6 a koncový stupeň s transistory T7 a T8. Vstup je symetrický i nesymetrický (vývody 4, 9, 10), výstup je na vývodu 5. Napájecí napětí je buď ze zdroje  $\pm 6,3$  V se středním vývodem, a nebo ze zdroje 12,6 V. Vývody 2, 3 a 12 jsou pomocné. Zapojení pracuje následujícím způsobem. Vstupní napětí přivedené na vývody 9 a 10 zesiluje vstupní diferenciální stupeň. Emistory transistorů tohoto stupně jsou napájeny stabilizovaným napětím přes transistor T1 a odpor R8. Tato stabilizace je výhodná pro činnost celého stupně. Zesílený signál (10 až 15 $\times$ ) je dále přiveden na druhý stupeň, kde je opět zesílen (50 až 100 $\times$ ). Napěťový zisk při vstupní impedanci 10 k $\Omega$  a zátěži 750  $\Omega$  je průměrně 4000. Ostatní typy zesilovačů uvedené řady mají zvýšený zisk, vstupní impedanci a sníženou výstupní impedanci. Princip jejich činnosti zůstal zachován, jednotlivé stupně byly však rozčísleny a zvýšil se rozsah stabilizačních zpětných vazeb. Hlavní parametry zesilovačů uvedené řady jsou v tabulce 1. Zesilovače jsou zapouzdřeny do pouzdra o průměru 8 mm, které má 12 vývodů (obr. 2). Z aplikací těchto zesilovačů lze uvést následující příklady. Na obr. 3 je za-

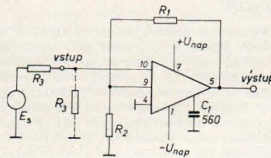


Obr. 2. Konstruktivní provedení operačního zesilovače

pojení neinvertujícího zesilovače. Napěťové zesílení při tomto zapojení je závislé na velikosti odporů R1 a R2. Tento vztah je dán výrazem

$$K_u = \frac{R1 + R2}{R3}$$

Velikost čárkovane vyznačeného odporu R3 nemá vliv na zisk. Tento odpor se nezapojuje, jestliže zdroj signálu galvanicky propojuje vývody 10 a 4 zesilovače. Velikost odporů se volí obvykle v rozmezí R2 ~ R3 ~ 0,5 až 10 k $\Omega$  a R1 < 150 až 200 k $\Omega$ . Kondenzátor C1 zvyšuje stabilitu činnosti. Ze stejného důvodu se doporučuje propojit vývod 3 a 4 odporem 1,5 až 2 k $\Omega$  a kondenzátorem 560 ÷ 1000 pF v serii. Při použití



Obr. 3. Neinvertující zesilovač

zesilovače typu K1YT401A a odporů R1 = 15 k $\Omega$ , R2 = 1 k $\Omega$ , R3 =  $\infty$ , R3 = 1 k $\Omega$  a odporu zátěže 5,1 k $\Omega$  dosahuje zisk vypočtenou hodnotu K<sub>u</sub> = 16. Frekvenční charakteristika má rovný průběh do 25 kHz. Vstupní odpor je 150 k $\Omega$ . Výstupní výkon zesilovače je určen výkonem operačního zesilovače K1YT401A. Přidáním dalšího zesilovače lze zvýšit výkon 10 až 15 $\times$ . Jedno z možných zapojení je na obr. 4. Výkonový zesilovač je zapojen mezi vývod 5 zesilovače a zátěž R<sub>z</sub>. Záporná zpětná vazba, jejíž obvod je vyznačen čárkovane, odstraňuje nelinearit vstupních charakteristik transistorů T1 a T2. Pro operaci tohoto zesilovače se doporučují transistory typu KT 201 a KT 203.

Při napájecím napětí  $\pm 6,3$  V a velikosti kolektorových odporů R<sub>K1</sub> = R<sub>K2</sub> = 360  $\Omega$  bude nezkreslené napětí 3,8 V ve zátěži R<sub>z</sub> = 500  $\Omega$ .

Při použití vstupu 9 lze získat zapojení invertujícího zesilovače a součtového obvodu. Toto zapojení je na obr. 5a. Jestliže platí, že

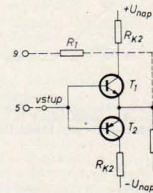
$$\frac{1}{R4} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R_{os}}$$

pak zisk a vstupní odpor každého vstupu je

$$K_1 = -\frac{R_{os}}{R1}; R_{vstup1} = R1$$

$$K_2 = -\frac{R_{os}}{R2}; R_{vstup2} = R2$$

$$K_3 = -\frac{R_{os}}{R3}; R_{vstup3} = R3$$

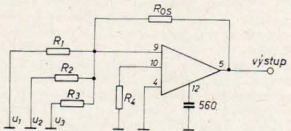


Obr. 4. Výkonový zesilovač zapojený na výstup operačního zesilovače

Jestliže paralelně k odporu R<sub>os</sub> bude připojena dioda (Zenerova), pak obvod plní funkci zesilovače-omezovače se stejným vstupním odporem. Toto zapojení je na obr. 6. Pokud výstupní napětí U<sub>výst</sub> vyhovuje nerovnosti

$$U_{výst} \leq U_z + U_{AK}$$

kde U<sub>z</sub> — Zenerovo napětí  
U<sub>AK</sub> — úbytek napětí na diodě v propustném směru (0,7 V)



Obr. 5. Součtový obvod

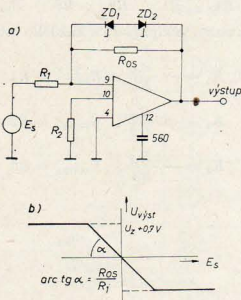
Tabulka 1

Typ zesilovače	Napájecí napětí [V]	Potřebný příkon nebo proud	Zatěžovací odpor [k $\Omega$ ]	Napěťové zesílení	Nezkreslené výstupní napětí [V] při zatěžovacím odporu 1 až 2 k $\Omega$	Teplota okolního prostředí [°C]
1YT401A	$\pm 6,3 \pm 10 \%$	4,2 mA	0,7	800—4 000	— 3,0 až + 3,5	—60 až +125
1YT401B	$\pm 12,6 \pm 10 \%$	8,0 mA	0,7	2000—11 000	— 6,3 až + 6,0	—60 až +125
K1YT401A	$\pm 6,3 \pm 10 \%$	4,2 mA	5,1	400—4 500	— 2,8 až + 2,8	—10 až + 70
K1YT401B	$\pm 12,6 \pm 10 \%$	8,0 mA	5,1	1300—12 000	— 5,7 až + 5,7	—10 až + 70
1YT402	$\pm 12,6 \pm 10 \%$	8,0 mA	—	3500—15.10 <sup>4</sup>	—10 až +10	—60 až +125
K1YT402A	$\pm 12,6 \pm 10 \%$	1,0	1,0	2.10 <sup>4</sup> —2.10 <sup>5</sup>	—10 až +10	—10 až + 70
K1YT402B	$\pm 6,3 \pm 10 \%$	1,0	1,0	3.10 <sup>4</sup> —3.5.10 <sup>4</sup>	— 3,0 až + 3,0	—10 až + 70
1YT701A, B	$\pm 12,6 \pm 10 \%$	120 mW	2,0	25 000	— 9,0 až + 9,0	—60 až +125

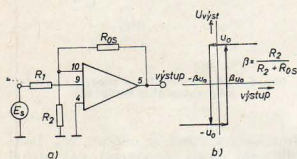
je zesílení konstantní a je rovno hodnotě

$$K_{zs} = - \frac{R_{os}}{R_1}$$

Na obr. 7 je ukázána aplikace Schmittova klopného obvodu a jeho výstupní charakteristika. Toto zapojení používá



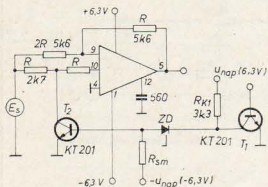
Obr. 6. Zesilovač-omezovač se Zenerovými diodami v obvodu zpětné vazby (a - principiální schéma, b - charakteristika)



Obr. 7. Smítlivý klopný obvod (a - principiální schéma, b - charakteristika); svorka u  $R_1$  je vstup

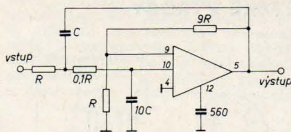
operační zesilovač se silnou kladnou zpětnou vazbou. Jeho charakteristika je analogická polarisovanému relé. Při zapojení v klasickém provedení by si tento obvod vyžádal 4 tranzistory, 10 odporů a 2 diody.

Na obr. 8 je znázorněn příklad použití operačního zesilovače ve funkci modu-



Obr. 8. Modulátor-demodulátor

látor-demodulátor. Místo tranzistorů  $T1$  a  $T2$  a souvisejících prvků lze použít libovolný elektronický klíč, jehož odpor v uzavřeném stavu je značně menší než odpor  $R$ . Jestliže tranzistor  $T2$  bude otevřen, pak čítnel přenosu vstup-výstup odpovídá  $-1$ . Při otevřeném stavu klíče, kdy tranzistor  $T2$  je uzavřen,



Obr. 9. Nizkofrekvenční filtr

čítnel přenosu odpovídá  $+1$ . Výhodou tohoto zapojení oproti klasickým je skutečnost, že neobsahuje transformátor. Označené velikosti odporů a kondenzátorů v tomto a dalších obrázcích vyjadřují násobky odporů a případné kapacity  $C$ . Např. je-li velikost odporu  $R = 1$  k $\Omega$ , pak  $0,1R = 100 \Omega$  a  $2R = 2$  k $\Omega$  atd.

Další možnou aplikací je nizkofrekvenční filtr (obr. 9). Z analýzy zapojení vyplývá, že modul čítnel přenosu je

$$\frac{10}{1 + (RC)^2}$$

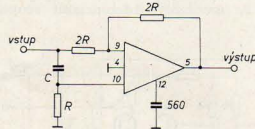
#### TLAČÍTKO NA PIEZOELEKTRICKÉM PRINCIPU

V mnoha přístrojích a zařízeních se dosud používá nejrůznějších způsobů ovládní dotykovými nebo přibližovacími tlačítky, kdy např. dotykem prstu se změní hodnota některé fyzikální veličiny, což způsobí stav sepnutí a uvedení daného zařízení do provozu. Tak se např. mění kapacita oscilátoru a změna jeho kmitočtu po vyhodnocení v diskriminátoru jako součinná složka napětí ovládá další obvody. Jmým, modernějším příkladem je senzorové spínání vodivostního nebo kapacitního typu, kde dotyk prstu lidské ruky způsobuje uzavření stejnosměrného okruhu nebo zavádí dodatečnou paralelní impedanci a tak snižuje úroveň střídavého signálu, přicházejícího na připojený spínač obvodu. Výsledkem je vždy sepnutí nějakého spínacího obvodu, který obstará uvedení do provozu celého ovládaného zařízení. Takovými způsobem jsou ovládány např. televizní a rozhlasové přijímače, výtahy a pod. Dosavadní bezkontaktní tlačítkové systémy mají řadu nevýhod — např. jsou citlivé na vlhkost, nečistoty a pod.

Firma Siemens vyvinula pro tento účel nový tlačítkový prvek s označením „B 39 910“, založený na piezoelektrickém efektu. Jde o výrobek z piezoelektrické keramiky, který za působení lehkého tlaku (cca 150 g) dodává napětí asi 0,8 V. Přitom deformace prvku nepřesáhne 0,5  $\mu$ m. Stejněho materiálu se dnes používá pro zapalovače a gramofonové přenosky. Podobným způsobem je konstruován i prvek „B 39 910“. Má v podstatě tvar tenké folie (destičky) se dvěma pájecími vývody. Šifka destičky je asi 8 mm, délka asi 15 mm (tloušťka není v původním prameni uvedena). Mechanicky je tato destička situována v kruhové komůrce na výšku tak, že její spodní část se opírá o dno komůrky, kde jsou otvory pro oba vývody a horní část je držena proti posunutí do stran

což zajišťuje dostatečně intenzivní potlačení vysokých kmitočtů.

Posledním zapojením je obvod pro natačení fáze. Při změně kmitočtu nebo kapacity kondenzátoru  $C$  se fáze výstupního signálu mění od  $0^\circ$  do  $180^\circ$ .



Obr. 10. Obvod pro natačení fáze signálu

U tohoto zapojení nezávisí amplituda výstupního signálu na změně kmitočtu ani na kapacitě kondenzátoru  $C$ . Pro zajištění stability funkce se doporučuje, aby velikost odporu  $R$  byla v rozmezí 1 až 5 k $\Omega$ .

Nk

Automatika, tělechanika i svaz 1976, č. 5, str. 16—18.

výřezem spojeným pevně s vnějším krytem, na kterém je číselní a kroužkem označené políčko pro obsluhu. Aby tenká destička nepraskla, je držena asi uprostřed z obou stran dvěma raménky, která jsou vetknuta do dna komůrky. Celek je hermeticky uzavřen, což způsobuje, že tento tlakový měnič je necitlivý vůči změně vlhkosti, prachu a nečistotám. Nutnost vyvinout minimální tlak vylučuje nežádoucí funkce prvku náhodným dotykem. Jiné nebezpečí falešné funkce tlačítka vzniká při otevření jeho rychlosti a velikosti. Proti tomuto nedostatku je prvek opatřen vhodným RC filtrem, který je do něho zabudován stejnou technikou, jakou se vytváří integrované obvody. Další výhodou piezoelektrického tlačítka je skutečnost, že neoděbírá ze zdroje žádný klidový proud. Jeho konstrukce a vlastnosti umožňují sloučitelnost s integrovanými obvody typu „SAS 560 S/570 S“, příp. s „SAS 580/590“, které jsou určeny k senzorovému ovládní televizních a rozhlasových přijímačů při volbě vysokofrekvenčních kanálů a které také vyrábí firma Siemens. Za použití vhodných převodních členů může pracovat prvek „B 39 910“ i v obvodech TTL, LSL a C-MOS.

Všechny uvedené vlastnosti předurčují tento prvek pro aplikaci do přístrojů se zřízenými podmínkami obsluhy. Proto se jistě uplatní v konsumní elektronice. Výrobce předpokládá jeho aplikaci u přenosných rozhlasových a televizních přijímačů, u praček, sporáků a v dopravě technice. Také telefonie a výpočetní technika jistě ocení výhodné vlastnosti tlačítkových souprav s piezoelektrickými tlakovými měniči.

Ing. Jan Klacek

[1] Radio Elektronika Schau č. 6/75.  
[2] Ing. Jan Michlik: „Senzorová volba programu — nový prvek v obsluze TV P 21 ST 1/1976.“



# Konkrétní realizace impulsně regulovaného napájecího zdroje

ING. JOSEF NESYADBA, ING. PETR PARKAN, ING. ZDENĚK PATÁK

## Úvod

V článku, který bezprostředně navazuje na článek „Impulsně regulované napájecí zdroje“ *ST* 11/76, je uvedena konkrétní realizace impulsně regulovaného stabilizovaného zdroje napájeného ze sítě. Nejdříve je vysvětlena funkce podle blokového schématu. Následuje podrobný popis zapojení a funkce jednotlivých obvodů, který je doplněn impulsními diagramy průběhů v jednotlivých bodech. Na základě náhradního schématu zdroje z hlediska regulačního je provedeno odvození a vypočet některých základních parametrů. Je uveden příklad výpočtu a volby některých důležitých prvků impulsně regulovaného zdroje. Závěrem jsou uvedeny hodnoty naměřené na vzorku impulsně regulovaného zdroje.

## Blokové schéma zapojení

Blokové schéma zapojení realizovaného impulsně regulovaného zdroje je na obr. 1. Zdroj obsahuje jednočinný propustný měnič s konstantní frekvencí, vhodný pro menší výstupní výkony a splňující požadavek malého zvlnění výstupního napětí.

Napájecí síťové napětí je po průchodu vysokofrekvenčním odrušovacím filtrem  $F$  usměrněno primárním usměrňovačem  $US$  a vyhlazeno filtračním kondenzátorem  $C_1$ . Takto získané stejnosměrné napětí je přivedeno spinače  $S_1, S_2$  na impulsní napětí, které je transformováno transformátorem  $Tr_1$ . Dva spínače v serií jsou použity s ohledem na snížení jejich napěťových namáhání a tím i zvýšení spolehlivosti zdroje. Napětí ze sekundárního vinutí transformátoru se usměrňuje sekundárním usměrňovačem, tvořeným diodami  $D_1, D_2$  a filtruje výstupním filtrem tvořeným tlumivkou  $L_1$  a kondenzátorem  $C_2$ . Zesilovač odchylky  $ZO$  zesílí regulační odchylku mezi výstupním napětím  $U_2$  impulsně regulovaného zdroje a zdrojem referenčního napětí  $U_{ref}$ . Zesílená regulační odchylka  $E$  je zavedena na vstup převodníku  $PR$  napětí — šifka impulsu, ovládaného z generátoru impulsů  $GI$ , který zároveň

určuje opakovací frekvenci impulsně regulovaného zdroje.

Na výstupu převodníku  $PR$  jsou impulsy, jejichž šifka je ve smyslu záporné zpětné vazby nepřímo úměrná výstupnímu napětí  $U_2$  impulsně regulovaného zdroje. Výkonové zesílení takto získaných impulsů provádí buďící obvod  $B$ , který rovněž zajišťuje galvanické oddělení mezi primární (síťovou) a sekundární stranou impulsně regulovaného zdroje. Obvody ve zpětné vazbě  $ZV$ , tj. zesilovač odchylky, zdroj referenčního napětí, převodník, generátor impulsů a buďící obvod jsou napájeny z pomocného zdroje  $PZ$ , který odebírá v okamžiku rozběhu zdroje energii z primární části zdroje. V době funkce zdroje se energie pro napájení obvodů odebírá přímo ze sekundární strany impulsně regulovaného zdroje.

Pro přehlednost není do blokového schématu zapojení na obr. 1 zahrnut obvod proudového omezení, který je podrobně uveden v popisu konkrétního schématu.

## Podrobné schéma zapojení

Podrobné schéma zapojení realizovaného impulsně regulovaného napájecího zdroje je na obr. 2. Zdroj byl navržen pro výstupní napětí 5 V a maximální zatěžovací proud 10 A. Při návrhu se vycházelo z požadavku maximální spolehlivosti zapojení a minimálních výkonových ztrát v regulačních obvodech s ohledem na dosažení maximální celkové účinnosti zdroje.

Při výkladu funkce jednotlivých obvodů v přímé větvi i ve zpětné vazbě budou použity impulsní diagramy na obr. 3, kde jsou uvedeny průběhy napětí nebo proudů v některých označených bodech impulsně regulovaného zdroje podle obr. 2. Výklad je pro přehlednost rozdělen na několik stáří, které odpovídají jednotlivým částem zdroje.

## Přímá větev (výkonová část)

Napájecí síťové napětí je přes vysokofrekvenční odrušovací filtr, který slouží k potlačení radiofrekvenčního rušení ze

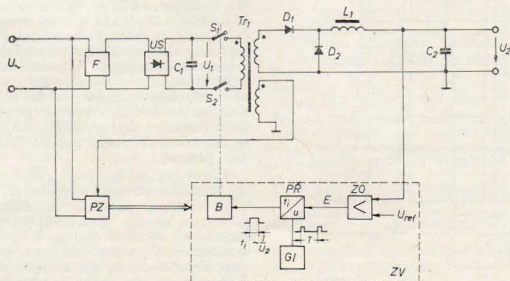
zdroje, zavedeno na vstup místkového dvoječinného usměrňovače. Usměrněné napětí je filtrováno filtračním kondenzátorem  $C_1$ , jehož součástí je i vysokofrekvenční kondenzátor, který potlačuje část rušení vznikající činností měniče. Spínače  $S_1, S_2$  jsou realizovány transistory  $Q_1, Q_2$ , které jsou buzeny do báze přes odpory s urychlovacími kondenzátory (průběhy buzení  $B_1, B_2$ ) ze sekundárního vinutí transformátoru buďícího obvodu  $Tr_2$ . Oba transistory spínají současně — v době jejich spnutí je primárním vinutí transformátoru  $Tr_1$  připojeno k vyhlazenému napětí na kondenzátoru  $C_1$ . Diody  $D_1, D_2$  zabraňují překmitáním napětí na primárním vinutí transformátoru  $Tr_1$  v době rozpojení obou transistorů  $Q_1, Q_2$ . Na primárním vinutí transformátoru  $Tr_1$  je tedy impulsní napětí (průběh napětí  $u_p$ , proud  $i_p$ ), které je transformováno sekundárním vinutím směrem dolů.

Na sekundární straně je toto impulsní napětí usměrněno. Při polaritě vinutí transformátoru vyznačené na obr. 2 slouží dioda  $D_1$  jako usměrňovač, dioda  $D_2$  jako rekuperační. Usměrňovací dioda  $D_1$  je otevřena v době  $t_1$  trvání kladného impulsu na sekundárním vinutí transformátoru  $Tr_1$  a proud prochází přes tlumivku  $L_1$  do zátěže. V okamžiku ukončení kladného impulsu se dioda  $D_1$  zavře a dojde k otevření rekuperační diody  $D_2$ . V době  $t_2$  je energie odebrána z výstupu zdroje hrážena z tlumivky  $L_1$  až do znovutevření usměrňovací diody  $D_1$ . Přitom rychlost zavření rekuperační diody  $D_2$ , která v rozhodující míře určuje celkovou účinnost zdroje, závisí na době zotavení použité diody (průběh napětí na katodách diod  $u_p$ , průběhy proudů tečkových diodami  $i_{D1}, i_{D2}$ ). V době zavírání rekuperační diody  $D_2$  je prakticky zkratován sekundární vinutí transformátoru  $Tr_1$ . Zkratový proud při dlouhé době zotavení diody  $D_2$  může několikanásobně přesáhnout jmenovité zatěžovací proud a působí značné ztráty v měniči. Zároveň dochází k přetěžování diod  $D_1, D_2$  a spinačích transistorů  $Q_1, Q_2$ , jak je zřejmé z průběhů  $i_1$  a  $i_T$  na obr. 3.

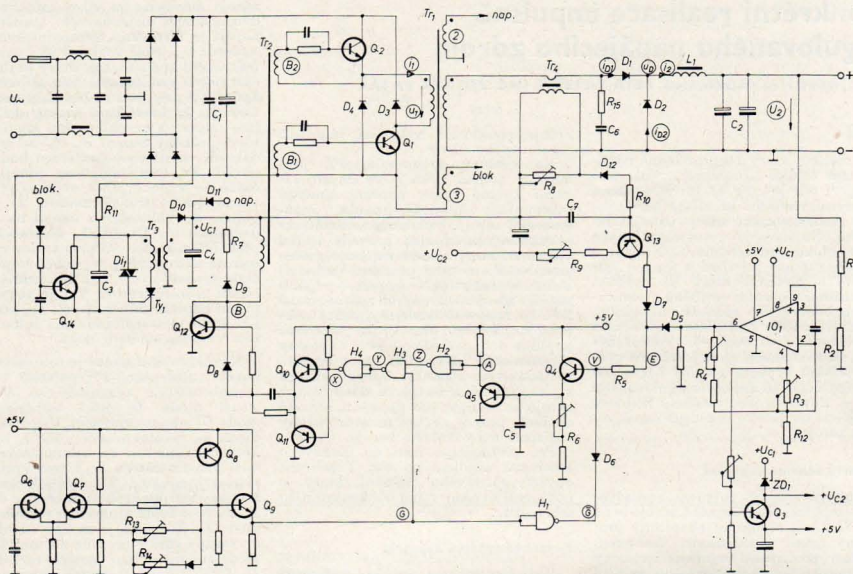
Člen  $R_1 C_1$  u sekundárního vinutí transformátoru  $Tr_1$  slouží k zatlumení průběhu napětí. Tlumivka  $L_1$  tvoří s kondenzátorem  $C_2$  výstupní filtr LC, který vyhlazuje impulsní průběh. Na obr. 3 je také průběh proudů  $i_1$  tekoucí tlumivkou  $L_1$ , který je složen ze stejnosměrné složky  $I_1$ , tekoucí do zátěže a z pílivoité složky s amplitudou  $I_p$ , tekoucí do kondenzátoru  $C_2$ . Návrh a konstrukční uspořádání výstupního filtru LC má rozhodující vliv na velikost pílivoitého zvlnění výstupního napětí, na velikost rušivých špiček i na chování zdroje při dynamických změnách zátěže.

## Napěťová zpětná vazba

Výstupní napětí zdroje je přes dělič  $R_1$  a  $R_2$  přivedeno na neinvertující vstup zesilovače odchylky  $IO$ . Invertující vstup zesilovače je spojen se zdrojem referenčního napětí. Jako zesilovač odchylky je použito diferenciálního stupně v integrovaném obvodu typu MAA 723 (nebo MAA 723 H), který je původně určen jako přesný stabilizátor napětí pro napájecí obvody v elektronických přístrojích. Přitom jako zdroj referenčního napětí je použito vnitřní reference obvodu, která je teplotně velmi stabilní.



Obr. 1. Blokové schéma zapojení impulsně regulovaného zdroje



Obr. 2. Podrobné schéma zapojení impulsně regulovaného zdroje

Zisk zesilovače odchylky, který je dán zpětnovazebními odpory mezi invertujícími vstupem 2, výstupem zesilovače 6 a zemí, je možno nastavit trimrem  $R_8$ . K nastavení výstupního napětí zdroje slouží trimr  $R_9$ , jímž se mění úroveň referenčního napětí. Z vnitřní reference je rovněž pomocí emitorového sledovače  $Q_1$  odvozeno pomocné napájecí napětí  $\pm 5$  V pro napájení zpětnovazebních obvodů.

Na výstupu zesilovače je tedy zesílená regulační odchylka (průběh E), která se přes diodu  $D_2$  (neproučuje-li zdroj v proudovém omezení přes diodu  $D_1$ ) zavádí na vstup převodníku napětí — šířka impulsu, který je tvořen transistorem  $Q_4$ ,  $Q_5$ , diodou  $D_4$  a hradly typu NAND  $H_1$ ,  $H_2$ ,  $H_3$ . Převodník je řízen z generátoru impulsů (průběh G), tvořeného transistorem  $Q_6$ — $Q_8$ . Použitý stabilní multivibrátor je realizován s ohledem na možnost změny frekvence a střídly impulsů v širším rozsahu pro experimentální zjišťování funkce měniče při různých frekvencích. Opakovači frekvence a střídly impulsů je možno nastavit trimry  $R_{11}$  a  $R_{12}$ .

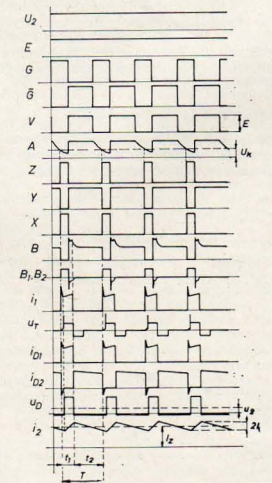
Je-li na výstupu hradla  $H_1$  (průběh G) kladná úroveň (logická „1“), je dioda  $D_4$  zavřena a napětí z výstupu zesilovače  $U_0$  nabíje přes odpor  $R_5$  (průběh V) a transistor  $Q_1$ , kondensátor  $C_1$  na napětí úměrné regulační odchylce. V okamžiku přechodu výstupu hradla  $H_1$  do logické „0“ dojde přes otevřenou diodu  $D_2$  k zavření transistoru  $Q_1$ . Následuje vybíjení kondensátoru  $C_1$  přes odpor  $R_6$ . Tento exponenciální pokles napětí je přes emitorový sledovač  $Q_2$  (průběh A) přiveden na vstup hradla  $H_2$ , které plní funkci komparátoru. V okamžiku, kdy napětí na jeho vstupu dosáhne rozhodovací úrovně, přejde jeho výstup do

úrovně logické „1“. V této úrovni zůstane výstup hradla  $H_2$  až do dalšího nabití kondenzátoru  $C_1$ . Šířka kladných impulsů na výstupu hradla  $H_2$  (průběh Z) je nepřímo úměrná velikosti zesílené regulační odchylky a průběh na výstupu

$H_2$  při činnosti zdroje v regulačním rozsahu určuje přímo dobu sepnutí transistorů  $Q_1$ ,  $Q_2$  měniče a tím je zajištěna záporná zpětná vazba impulsně regulovaného zdroje. Uvedený typ zpětnovazebního obvodu zaručuje synchronní zakončení doby sepnutí  $t_1$  transistorů měniče, přičemž regulace se uskutečňuje změnou začátku této doby.

Pro rozběh zdroje při zapnutí slouží hradlo  $H_3$ , které také zajišťuje přípustný rozsah šířek impulsů měniče. Je-li výstup generátoru impulsů ve stavu logické „0“, je přes hradlo  $H_3$  zablokováno buďící obvod (hradlo  $H_4$ , transistory  $Q_{10}$ — $Q_{12}$ ) a tím i spínač transistory  $Q_1$ ,  $Q_2$  měniče. Je-li na výstupu generátoru impulsů logická „1“, uplatňuje se řízení šířky impulsů z výstupu hradla  $H_3$ . Při zapnutí impulsně regulovaného zdroje je výstupní napětí nulové. Výstup zesilovače odchylky je v dolní napětěvé úrovni a převodník nevytváří impulsy. Na výstupu hradla  $H_2$  je v té době trvalá logická „1“, takže spínač transistory  $Q_1$ ,  $Q_2$  měniče pracují s maximální dobou sepnutí, určenou kladným impulsem G z generátoru impulsů. U použitého typu jednočinného měniče je nutno zajistit, aby nedocházelo k přesycování transformátoru měniče  $Tr_1$ , a proto je omezení střídly impulsů nastaveno tak, aby aktivní impuls tvořil méně než 50 % opakovací periody.

Takto získané impulsy jsou zavedeny do buďícího obvodu. Hradlo  $H_4$  upravuje vhodnou polaritu impulsů, které jsou dále vedeny přes komplementární emitorový sledovač  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  do buďícího transistoru  $Q_{12}$  s buďícím transformátorem  $Tr_2$ . Dioda  $D_4$  slouží jako desaturací, dioda  $D_5$  spolu s odporem  $R_7$  omezuje překmit napětí na transformátoru  $Tr_2$  při rozeznání transistoru  $Q_{12}$ .



Obr. 3. Impulsní průběhy v jednotlivých bodech impulsně regulovaného zdroje podle obr. 2

Přijde-li z výstupu hradla  $H_1$  kladný impuls (průběh  $X$ ), dojde k vybití tranzistoru  $Q_{11}$ , který sepne a přes transformátor  $Tr_2$  dojde zároveň k otevření tranzistorů  $Q_1, Q_2$  ( $B$  je průběh kolektorového napětí na  $Q_{11}$ ). Použití transformátoru  $Tr_2$  pro buzení tranzistorů  $Q_2, Q_3$  kromě toho, že umožňuje galvanické oddělení mezi vstupem a výstupem zdroje, je výhodné i z hlediska energetického a navíc v něm akumulovaná energie umožňuje rychlou desaturaci a tím i rychlé zavření spínacích tranzistorů  $Q_1, Q_2$ .

Tímto byla popsána činnost všech obvodů napětově zpětné vazby impulsní regulovaného zdroje.

Použitý typ provedení napětí-šifka impulsu je navržen tak, že zesílená regulace odchylka je přiváděna na jeho vstup přerušovanou s frekvencí měnice a to v době, kdy nedochází k tvorbě impulsu měnice. Tím je potlačen nepříznivý vliv zvláště výstupního napětí impulsní regulovaného zdroje na činnost zpětnovazebního obvodu a je omezeno rušení jeho funkce způsobené činností měnice. Je možno dosáhnout větší zesílení ve zpětné vazbě, což znamená větší stabilitu výstupního napětí zdroje při změnách síťového napájecího napětí a záťaže.

### Proudová zpětná vazba

Samozřejmým požadavkem u všech napájecích zdrojů je proudové omezení při zkratu na výstupu zdroje, které chrání tranzistory  $Q_1, Q_2$  a diody  $D_1, D_2$  před proudovým a případně i výkonovým přetížením. K tomu slouží obvod proudové zpětné vazby, realizovaný snímacím proudovým transformátorem  $Tr_1$ , tranzistorem  $Q_{13}$ , Zenerovou diodou  $ZD_1$  (viz obr. 2). Proudový transformátor  $Tr_1$  snímá impulsní průběh proudu ve sekundárním vinutí transformátoru  $Tr_2$ , jehož amplituda je prakticky shoduje s velikostí výstupního odebraného stejnosměrného proudu zdroje. Na odporu  $R_6$  se vytváří úbytek napětí úměrný okamžité hodnotě snímaného proudu. Dioda  $D_{12}$  spolu se členem  $R_{10}, C_1$  tvoří detektor špičkové hodnoty. Na kondensátoru  $C_1$  je stejnosměrně vyfiltrované napětí úměrné amplitudě snímaného impulsního proudu. Dosáhne-li napětí na kondensátoru  $C_1$  přibližně velikosti Zenerova napětí Zenerovy diody  $ZD_1$  (která vyrábí pomocné napětí  $+U_{C2}$  zavedené přes odpory  $R_9$  na emitor tranzistoru  $Q_{13}$ ), dojde k otevření tranzistoru  $Q_{13}$ , který pracuje jako řízený zdroj proudu. Zároveň se otevře dioda  $D_1$  a zavře dioda  $D_2$ , čímž dojde k odpojení napětově zpětné vazby. Přes předvůdčí napětí-šifka impulsu dochází prostřednictvím řízení sepnutí tranzistorů  $Q_1, Q_2$  k zúžení impulsu měnice a tím k proudovému omezení výstupního proudu na výstupu impulsní regulovaného zdroje (obdělíková  $V$ —A zatěžovací charakteristika zdroje). Trimrem  $R_8$  je možno nastavit hodnotu proudu, při které dojde k proudovému omezení, trimrem  $R_9$  charakter průběhu zatěžovací charakteristiky v oblasti proudového omezení.

Transformátorové snímání proudu má proti klasickým způsobům zavedení proudové ochrany pomocí snímacího odporu výhodu ve velké citlivosti a malých výkonových ztrátách obvodu i v jednoduchosti realizace.

### Pomocný zdroj

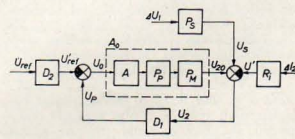
Pomocný zdroj je realizován tyristorem  $Th_1$ , diakem  $D_{11}$ , tranzistorem  $Q_{14}$  a impulsním transformátorem  $Tr_3$ . V okamžiku přínutí síťového napájecího napětí na vstup zdroje dojde k nabíjení filtračního kondensátoru  $C_1$ . Současně dochází přes odpor  $R_{11}$  k nabíjení kondensátoru  $C_3$  v pomocném zdroji. V okamžiku, kdy napětí na tomto kondensátoru dosáhne spínacího napětí diaku  $D_{11}$ , dojde k sepnutí tyristoru  $Th_1$  a tím se přes oddělovací transformátor  $Tr_3$  a diodu  $D_1$  nabije kondensátor  $C_4$ , čímž jsou napájeny zpětnovazební obvody ( $+U_{C1}$ ) a dojde k rozběhnutí impulsní regulovaného zdroje.

Na pomocném vinutí 2 transformátoru  $Tr_3$  je impulsní napětí, které přes diodu  $D_{11}$  napájí zpětnovazební obvody po celou další dobu činnosti impulsní regulovaného zdroje. Současně impulsní napětí na blokovacím vinutí 3 transformátoru  $Tr_3$  po usměrnění diodou a vyfiltrovaním členem RC sepnutí tranzistor  $Q_{14}$  a tím je kondensátor  $C_3$  udržován ve vybitém stavu. Uvedené řešení má výhodu v malých ztrátách a malých rozměrech pomocného zdroje, přičemž je dodržena podmínka galvanického oddělení síťového napětí od výstupu zdroje.

Tím byl ukončen popis činnosti jednotlivých obvodů impulsní regulovaného zdroje.

### Zdroj jako regulační obvod

Na impulsní regulovaný napájecí zdroj je možno se dívat jako na regulační obvod, jehož zjednodušené náhradní schéma je na obr. 4. Náhradní schéma je kresleno po ustálený stav a platí pro určení činitele stabilizace a výstupního odporu zdroje. Vzhledem k tomu, že



Obr. 4. Zjednodušené náhradní schéma impulsní regulovaného zdroje z hlediska regulačního

toto náhradní schéma neuvažuje pro jednoduchost frekvenční vlastnosti jednotlivých prvků zdroje, není vhodné např. pro vyšetřování zpětnovazební stability zdroje.

Význam jednotlivých veličin v obr. 4 je následující. Řídicí veličinou je referenční napětí  $U_{ref}$ . Regulovanou veličinou je výstupní napětí  $U_s$ ;  $U_{20}$  je jmenovitá hodnota výstupního napětí.  $\Delta U_1$  a  $\Delta U_2$  jsou poruchové veličiny (změna napětí na kondensátoru  $C_1$ , resp. změna síťového napájecího napětí a změna zatěžovacího proudu).

$D_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  je přenos děliče  $R_1, R_2$ ;

$D_2 = \frac{R_{12}}{R_3 + R_{12}}$  je přenos děliče  $R_3, R_{12}$ .

$A$  je zesílení zesilovače odchylky  $IO_1$ ,  $P_P$  je přenos předvůdčího napětí-šifka impulsu,

$P_M$  je přenos měnice na řízení,

$P_S$  je přenos měnice na poruchu  $\Delta U_1$ ,

$R_i$  je výstupní odpor zdroje bez zpětné vazby.

Zbývající veličiny jsou pomocné.

V dalším bude odvozen přenos předvůdčího napětí-šifka impulsu a přenos měnice impulsní regulovaného zdroje. Při odvození se předpokládá, že časová konstanta výstupního filtru LC je podstatně větší než opakovací perioda měnice, což je v praxi splněno.

Pro šírku  $t_1$  výstupního impulsu předvůdčího napětí-šifka impulsu podle obr. 2 je možno odvodit vztah:

$$t_1 = t_{1max} - \tau \cdot \ln \frac{u_r}{U_K}$$

kde  $t_{1max}$  je maximální šírka impulsu měnice,  $\tau = R_6 \cdot C_5$  je časová konstanta předvůdčího napětí-šifka impulsu (rozhodovavé úroveň) hradla  $H_3$  ( $U_K \approx \pm 1,4$  V pro IO řady MH 74) a  $u_r$  je vstupní napětí předvůdčího, tj. zesílená regulační odchylka.

Jak vyplývá z výše uvedeného vztahu, má přenos předvůdčího nelineární charakter. Pro přenos předvůdčího v určitém pracovním bodě je potom možno psát:

$$P_P = \frac{\Delta t_1}{\Delta u_r} = \frac{dt_1}{du_r} = -\tau \frac{1}{u_r}$$

a po dosazení vztahu:

$$t_{1max} - t_1 = \tau \frac{t_{1max}}{U_K} \cdot e^{-\frac{t_{1max} - t_1}{\tau}}$$

platí:

$$P_P = -\frac{\tau}{U_K} \cdot e^{-\frac{t_{1max} - t_1}{\tau}}$$

Z uvedeného vztahu vyplývá, že zesílení předvůdčího napětí-šifka impulsu je přímo úměrné časové konstantě  $\tau$ , nepřímo úměrné komparačnímu napětí  $U_K$  a závisí na vytváření šifce impulsu. Zesílení klesá pro zúžující se impulsy měnice.

Pro úplnost je možno ještě uvést, že pro správnou funkci musí být předvůdčí navržen tak, aby jeho horní omezení (maximální možné zpracovávání napětí)

bylo větší než  $u_{rmax} = U_K \cdot e^{-\frac{t_{1max}}{\tau}}$ . Dolní omezení předvůdčího je určeno komparačním napětím  $U_K$ .

Pro výstupní napětí měnice platí vztah:

$$U_s = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_1}{T} \cdot U_1$$

kteřý v sobě zahrnuje i vliv výstupního filtru LC.  $N_1, N_2$  je počet primárních a sekundárních závitů transformátoru  $Tr_1$ ,  $t_1$  je doba sepnutí tranzistorů  $Q_1, Q_2$ ;  $T$  je opakovací perioda měnice a  $U_1$  je vstupní napětí měnice na kondensátoru  $C_1$ . Z uvedeného vztahu vyplývá pro přenos měnice na řízení:

$$P_M = \frac{\Delta U_s}{\Delta U_1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_1}{T}$$

a pro přenos měnice na poruchu  $\Delta U_1$ :

$$P_S = \frac{\Delta U_s}{\Delta U_1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_1}{T}$$

Z obr. 4 je možno pomocí algebrae blokových schémat psát:

$$\begin{aligned} A_0 &= A \cdot P_P \cdot P_M & U' &= R_i \cdot \Delta I_2 \\ U_{20} &= A_0 \cdot U_0 & U_P &= D_1 \cdot U_2 \\ U_{20} &= U_{20} + U_S - U' \cdot U_0 & &= U_P - U' U_0 \end{aligned}$$

$$U_S = P_S \cdot \Delta U_1 \quad U'_{ref} = D_2 \cdot U_{ref}$$

Sledujeme závislost  $U_2 = f(U_{ref}, \Delta U_1, \Delta I_2)$ . Po vyloučení pomocných veličin a úpravě dostaneme vztah pro výstupní napětí impulsně regulovaného zdroje:

$$U_2 = -\frac{A_0 \cdot D_2}{1 - D_1 \cdot A_0} \cdot U_{ref} + \frac{P_S}{1 - D_1 \cdot A_0} \cdot \Delta U_1 - \frac{R_i}{1 - D_1 \cdot A_0} \cdot \Delta I_2 \quad (1)$$

Pro určení činitele stabilisace  $p = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \cdot \frac{U_2}{U_1}$  položíme v rovnici (1)  $U_{ref} = 0$ ;  $\Delta I_2 = 0$ . Platí:

$$\frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{P_S}{1 - D_1 \cdot A_0}$$

a po rozšíření výrazem  $\frac{U_1}{U_2}$  je možno psát:

$$\frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \cdot \frac{U_1}{U_2} = \frac{P_S}{1 - D_1 \cdot A_0} \cdot \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{p}$$

odkud plyne pro činitel stabilisace:

$$p = \frac{1 - D_1 \cdot A_0}{P_S} \cdot \frac{U_2}{U_1} \approx D_1 \cdot A \cdot \frac{\tau}{t_1} \cdot \frac{U_2}{U_K} \cdot e^{-\frac{t_{1max} - t_1}{\tau}} \quad (2)$$

Pro určení výstupního odporu  $R_{vyst} = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2}$  položíme v rovnici (1)  $U_{ref} = 0$ ;  $\Delta U_1 = 0$ . Potom platí:

$$R_{vyst} = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = -\frac{R_i}{1 - D_1 \cdot A_0} \approx -\frac{R_i}{1 - D_1 \cdot A \cdot \left( e^{-\frac{t_{1max} - t_1}{\tau}} \right)} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_1}{T} = -\frac{R_i}{p} \quad (3)$$

jak plyne porovnáním se vztahem (2), dosadíme-li tam za  $U_1$ .

Ze vztahu (1) je také možno pro  $\Delta U_1 = \Delta I_2 = 0$  odvodit závislost výstupního napětí na referenčním napětí:

$$U_2 = -\frac{A_0 \cdot D_2}{1 - D_1 \cdot A_0} \cdot U_{ref} \approx + \frac{D_2}{D_1} \cdot U_{ref} \quad (4)$$

neboť  $|D_1 A_0| \gg 1$ . Změna výstupního napětí, způsobená změnou referenčního napětí např. v závislosti na teplotě je:

$$\Delta U_2 = + \frac{D_2}{D_1} \cdot \Delta U_{ref} \quad (5)$$

Jak již bylo řečeno, při vyšetřování stability impulsně regulovaného zdroje je potřeba použít složitější náhradní schéma, které zahrnuje i frekvenční charakteristiky příslušných obvodů a to především přenos výstupního filtru LC a frekvenční charakteristiku zesilovače odchylky. Vyšetření stability zdroje a návrh korekcí zpětnovazebních obvodů pro dosažení požadovaného činitele stabilisace je možno provést např. s použitím logaritmických amplitudových frekvenčních charakteristik. Navíc se ukazuje, že na stabilitu zpětnovazebního systému impulsně regulovaného zdroje má značný vliv i rušení, pronikající do zpětnovazebních obvodů

z činnosti měniče. Rušení například způsobují strmé hrany napětí o amplitudě stovky voltů na primáru a strmé hrany proudů velikosti až desítek ampér na sekundáru transformátoru  $Tr_1$ , vliv výstupního zvlnění a rušivých špiček na výstupu zdroje. Proto je třeba věnovat velkou pozornost opatřením k potlačení tohoto rušení.

### Návrh měniče impulsně regulovaného zdroje

Pro ilustraci použití vzorců uvedených v [1] bude proveden návrh hlavních prvků měniče reálného impulsně regulovaného zdroje (transformátor měniče  $Tr_1$ , tlumivka  $L_1$ , filtrační kondensátor  $C_2$ , volba tranzistorů  $Q_1$ ,  $Q_2$  a diod  $D_1$ ,  $D_2$ ).

Požadované parametry:

výstupní napětí  $U_2 = 5$  V  
maximální zatěžovací proud  $I_{Zmax} = 10$  A  
minimální zatěžovací proud  $I_{Zmin} = 1$  A  
vstupní síťové napětí  $220$  V  
(-15%, +10%)  
maximální zvlnění výstupního napětí  $25$  mV  
opakovací frekvence měniče  $f = 40$  kHz.

### Transformátor měniče

Nejdříve určíme minimální počet závitů primárního vinutí transformátoru  $Tr_1$  s ohledem na sycení:

$$N_1 = \frac{U_{1max} \cdot t_{1max}}{B_{max} \cdot S} \quad (6)$$

Magnetickou indukci  $B_{max}$  volíme  $0,18$  T; zvolíme feritové jádro E  $42 \times 42 \times 15$  mm bez mezery, hmota H22, průřez jádra  $S = 1,72$  cm<sup>2</sup> čítní indukčnosti  $A_L = 4 \mu\text{H}/\text{z}^2 \pm 25\%$  (viz [2]). Za  $U_{1max}$  dosadíme maximální velikost stejnosměrného napětí na kondensátoru  $C_1$ , tj. pro síťové napětí  $220$  V + 10% = 242 V efektivních, tj.  $U_{1max} = 242$ .

$1,41$  V = 342 V;  $t_{1max}$  je maximální šířka impulsu měniče (doba sepnutí tranzistorů  $Q_1$ ,  $Q_2$ ) a musí pro ni platit  $t_{1max} < 0,5 T$  ( $T = 1/f$ ). Volíme  $t_{1max} = 10$   $\mu\text{s}$ , což je zaručeno volbou šířky impulsů  $G$  na výstupu generátoru (šířka impulsů  $G$  se volí např. 7,5  $\mu\text{s}$ ; zbývající část 2,5  $\mu\text{s}$  je rezerva pro saturaci spínacích tranzistorů  $Q_1$ ,  $Q_2$ ). Po dosažení všech uvedených veličin do vzorce (6) platí:

$$N_1 = \frac{342 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{0,18 \cdot 1,72 \cdot 10^{-4}} = 110 \text{ závitů.}$$

Dále provedeme kontrolu magnetisačního proudu transformátoru:

$$I_{magn} = \frac{U_{1max} \cdot t_{1max}}{L_{pmin}} \quad (7)$$

kde  $L_{pmin}$  je minimální indukčnost primárního vinutí transformátoru:

$$L_{pmin} = A_L \cdot N_1^2 = 3 \cdot 10^{-6} \cdot 110^2 = 36,3 \text{ mH,}$$

kde  $A_{Lmin} = A_L - 25\% A_L = 3 \mu\text{H}/\text{z}^2$  a po dosažení do vztahu (7) je:

$$I_{magn} = \frac{342 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{36,3 \cdot 10^{-3}} = 0,994 \text{ A.}$$

Určení převodu transformátoru provedeme pro minimální napětí  $U_{1min}$  na kondensátoru  $C_1$  a pro maximální šířku impulsu měniče  $t_{1max}$ . Minimální napětí síť:  $220$  V - 15% = 187 V, tj. vrcholové napětí na kondensátoru  $C_1$  je  $U'_1 = 187 \cdot 1,41 = 263,6$  V. Od této hodnoty je nutno ještě odečíst velikost zvlnění  $\Delta U'_1$ , kterou je možno určit experimentálně, odhadnout nebo vypočítat např. pomocí Kammerloherova diagramu pro maximální výstupní zátěž. Pro  $C_1 = 100$   $\mu\text{F}$  vychází  $\Delta U'_1 \approx 20$  V proto  $U_{1min} = U_1 - \Delta U'_1 \approx 240$  V. Z toho vypočítáme počet sekundárních závitů transformátoru  $Tr_1$ :

$$N_2 = \frac{U_2}{U_{1min}} \cdot N_1 \cdot \frac{T}{t_{1max}} = \frac{5}{240} \cdot 110 \cdot \frac{25}{10} = 6 \text{ závitů.}$$

Určíme ještě šířky impulsu měniče pro síťové napájecí napětí  $\hat{U} = 220$  V a  $U = 242$  V.

Pro  $U = 220$  V:

amplituda impulsního napětí na sekundárním vinutí  $Tr_1$ :

$$U_{s1M} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 = \frac{6}{110} \cdot 311 \approx 17$$

šířka impulsu:

$$t_1 = \frac{U_1 \cdot T}{U_{s1M}} = \frac{5 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{17} \approx 7,35 \mu\text{s};$$

Pro  $U = 242$  V po dosažení do předcházejících vzorců platí:

amplituda impulsního napětí:  $U_{s1M} \approx 18,7$  V, což je také maximální napětíové namáhání usměrňovačích diod  $D_1$ ,  $D_2$  v závěrném směru.

Šířka nejnižšího impulsu:  $t_1 = 6,72$   $\mu\text{s}$ . Diody  $D_1$ ,  $D_2$  jsou vybrány s ohledem na uvedené závěrné napětí a maximální zatěžovací proud s uvažovanými určitými rezervy.

### Určení proudového a napětíového namáhání tranzistorů měniče

Proud  $i_1$  tekoucí tranzistory  $Q_1$ ,  $Q_2$  a současně i primárním vinutím transformátoru  $Tr_1$  se skládá ze tří složek: — aktivní proud (tekoucí do zátěže) v přepočtu velikosti:

$$I_Z = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{Zmax} = \frac{6}{110} \cdot 10 \approx 0,545 \text{ A}$$

— magnetisační proud transformátoru  $Tr_1$ :  $I_{magn} = 0,994$  A podle vzorce (7) — plivový proud tlumivkou  $L_1$  přepočtený na primár:

$$I'_l = \frac{N_2 \cdot I_0}{N_1} = \frac{6 \cdot 1}{110} = 0,0545 \text{ A}$$

( $I_0 = I_{Zmin}$ ).

Pro větší výstupní výkony je možno zpravidla počítat pouze s aktivním proudem, zbývající dvě složky lze zanedbat, jak je uvedeno v [1].

Pro maximální hodnotu proudu  $I_{1max}$  platí:

$$I_{1max} = I_Z + I_{magn} + I'_l = 0,545 + 0,094 + 0,0545 \approx 0,7 \text{ A.}$$

Je zřejmé, že pro maximální kolektorový proud použitých tranzistorů  $Q_1$ ,  $Q_2$  musí platit:  $I_{CM} > I_{1max}$ .

Jak vyplývá z [1] platí pro maximální napětové namáhání tranzistorů pro použité zapojení měniče:  $U_{CEmax} = U_{max}$  kde  $U_{max} = (220 \text{ V} + 10\%) \cdot 1,41 \approx 342 \text{ V}$ . Vyhoví tranzistor s  $U_{CEB} \geq 350 \text{ V}$ . Na základě požadavků parametrů  $I_{CM}$ ,  $U_{CEB}$  byl zvolen tranzistor BDY 93 PHILIPS, jehož některé charakteristické údaje byly uvedeny v [1]. Z nich vyplývá také požadavek na velikost i tvar budícího proudu. Pro saturaci proudový zesilovací činitel  $\beta_a = 5$  je pro  $I_D = 0,7 \text{ A}$  bazový proud pro vybuzení tranzistoru  $I_{B1} = 0,14 \text{ A}$  a bazový proud pro desaturaci  $I_{B2} = -0,28 \text{ A}$ . Na základě těchto hodnot je možno provést návrh budícího obvodu.

### Tlumivka $L_1$

Výpočet hodnoty tlumivky  $L_1$  provedeme s ohledem na  $I_{Zmin}$  pro maximální dobu rozepnutí tranzistorů  $Q_1, Q_2$   $t_{max} = T = 25 \mu\text{s}$ .

$$L_1 = \frac{U_2 \cdot t_{max}}{2 \cdot I_{Zmin}} = \frac{5,25 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 1} = 62,5 \mu\text{H}.$$

Zvolíme feritové jádro E  $42 \times 42 \times 15 \text{ mm}$ , hmota H22, vzduchová mezera  $2 \text{ mm}$ , průřez jádra  $S = 1,72 \text{ cm}^2$ ; vypočtený činitel indukčnosti  $A_L = 108 \text{ nH}/\mu\text{A}^2$ . Platí:

$$N^2 = \frac{L}{A_L} = \frac{62,5 \cdot 10^{-6}}{1,08 \cdot 10^{-7}} = 5,78 \cdot 10^2$$

odkud počet závitů  $N = 24$ . Dále provedeme kontrolu syčení:

$$B = \frac{N \cdot I_{Zmax} \cdot A_L}{S} = \frac{24 \cdot 10 \cdot 1,08 \cdot 10^{-7}}{1,72 \cdot 10^{-4}} = 0,15 \text{ T} < B_{max}$$

Průřez vinutí zvolíme s ohledem na požadavek 2 % ztrát v tlumivce (vzhledem k výstupnímu výkonu zdroje  $P_2 = 50 \text{ W}$ ). Pro odpor vinutí tlumivky platí:

$$R_{L1} = \frac{P_{L1}}{I_{Zmax}^2 + \frac{1}{3} I_0^2} \approx \frac{0,02 \cdot P_2}{I_{Zmax}^2} = \frac{0,02 \cdot 50}{10^2} = 10 \text{ m}\Omega$$

Délka středního závitu  $l_{st} = 8,9 \text{ cm}$ ; celková délka vinutí  $24 \cdot 8,9 \cdot 10^{-2} = 2,136 \text{ m}$ , tj. odpor  $4,68 \text{ m}\Omega/\text{m}$ . Vychází průřez vodiče  $3,3 \text{ mm}^2$ , tj. průměr  $2,2 \text{ mm}$ .

### Filtreační kondenzátor $C_2$

Vzhledem k tomu, že nemáme k dispozici speciální výstupní filtrační kondenzátory, je vhodné s ohledem na dosažení malého seriového ztrátového odporu  $R_C$  volit více kondenzátorů menších hodnot řazených paralelně. Volíme typ TE 982 1 G/10 V, pro který byla měřicím zjištěna hodnota  $R_C = 50 \text{ m}\Omega$ . Podle vztahu (20) v [1] a pro požadované zvlnění  $\Delta U_{zvrch} \leq 0,5\% U_2 = 25 \text{ mV}$  platí:

$$R_C = \frac{\Delta U_{zvrch}}{2 \cdot I_0} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1} = 12,5 \text{ m}\Omega.$$

To vede k použití čtyř kondenzátorů uvedeného typu paralelně. Volíme  $C_2 = 4 \text{ G}$ . Pro potlačení impulsního rušení, způsobeného rozptylovou kapacitou tlu-

mvky  $L_1$ , je vhodné připojit paralelně k  $C_2$  ještě několik tantalových kondenzátorů malých hodnot, např. TE 152 50 M/10 V.

Provedeme ještě kontrolní výpočet další složky výstupního zvlnění, způsobené přebíháním  $C_2$  podle vztahu (21)

$$\begin{aligned} \text{v [1]} \text{ pro } t_2 = T = \frac{1}{f}: \\ \Delta U_{zvrch} &= \frac{U_2}{5} \\ &= \frac{8,4 \cdot 10^{-3} \cdot 6,25 \cdot 10^{-2} (4 \cdot 10^4)^2}{5} = \\ &= 1,5 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Platí  $\Delta U_{zvrch} \gg \Delta U_{zvrch}$ , jak je uvedeno v [1].

Nakonec určíme ještě změnu výstupního napětí  $\Delta U_{sd}$  při dynamické změně zatěžovacího proudu  $\Delta I_Z = 5 \text{ A}$ . Velikost změny výstupního napětí na počátku děje je podle vztahu (22) v [1]:

$$U_{sd} = R_C \cdot \Delta I_Z = 12,5 \cdot 10^{-2} \cdot 5 = 62,5 \text{ mV}$$

a doba trvání  $t_d$  přechodového děje, např. při odvětvání, je podle vztahu (25) v [1]:

$$\Delta U t_d = \frac{2 \cdot L_1 \cdot \Delta I_1}{U_2} = \frac{2 \cdot 62,5 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{5} = 125 \mu\text{s}.$$

Tím byl proveden výpočet a návrh nej důležitějších prvků měniče v impulsně regulovaném zdroji podle obr. 2.

### Dosažené parametry

Impulsně regulovaný zdroj uvedený korespondenčně byl navržen a zkoušen pro  $U_2 = 5 \text{ V}$ ,  $I_{Zmax} = 10 \text{ A}$ . Zdroj je určen pro přímé připojení na síť 120 V při použití našich tranzistorů KUY 12 (KU 607), nebo pro připojení na síť 220 V při použití zahraničních vysokonapětových tranzistorů (např. BDY 93 PHILIPS, BUY 77-79 SIEMENS a podobně). Změna výstupního napětí při změnách zátěže z 1 A na 10 A je 1 mV; změna výstupního napětí při změnách sítě 187 V až 242 V je 3 mV. Z toho vyplývá pro činitel stabilisace  $p = 420$  a výstupní odpor  $R_{vyst} = 0,11 \text{ m}\Omega$ . Naměřené zvlnění výstupního napětí je 24 mV (p ro  $U = 220 \text{ V}$ ,  $I_Z = 10 \text{ A}$ ), z toho velikost pilovitého zvlnění frekvence 40 kHz je 18 mV, zvlnění síťového frekvenci 6 mV. Zbytek případná špičkovost rušení.

Účinnost zdroje je do značné míry ovlivněna použitými diodami  $D_1, D_2$  v sekundárním usměrňovači. Při použití našich diod (např. KY 715 - 719), které jsou určeny pro usměrňování síťového kmitočtu (doba zotavení asi 2 us) je účinnost nejvýše 60 % pro  $f = 20 \text{ kHz}$ . Při použití zahraničních Schottkyho diod s krátkou dobou zotavení (asi 100 ns) je účinnost pro 5 V/10 A lepší než 80 %. Celkové ztráty ve zdroji činí tedy 12,5 W. Jednoduchými výpočty a sledováním oteplení jednotlivých prvků při činnosti zdroje jsme došli zhruba k následujícímu rozdělení ztrát: diody  $D_1, D_2 - 6 \text{ W}$ , transistory  $Q_1, Q_2 - 1 \text{ W}$ , transformátor  $Tr_1 - 1,5 \text{ W}$ , tlumivka  $L_1 - 1 \text{ W}$ , zpětnovazební obvod včetně buzení - 1,5 W, na ostatní obvody (vstupní odrušovací filtr, primární usměrňovač, atd.) - 1,5 W.

Při vinutí transformátoru měniče, transformátoru budícího obvodu i oddě-

lovacího transformátoru pomocného zdroje je nutno dodržet izolaci pro 2,5 kV mezi síťovou a výstupní stranou zdroje; totéž se týká vstupního odrušovacího filtru.

Při realizaci zdroje je potřeba dodržovat zásady správného konstrukčního uspořádání uvedené v [1], např. malá plocha výkonových proudových smyček, stínění některých prvků nebo obvodů, technika správného propojení zemí, správné zapojení napětová zpětnovazební čidla atd.

Zdroj je možno rozšířit přidáním dalších sekundárních vinutí transformátoru  $Tr_1$  na více napětí na sekundární straně. Tyto vedlejší napětové sekce mohou být buď nestabilisované, pouze usměrněné a vyfiltrovány, nebo i stabilisované analogové nebo impulsně na principu měniče.

### Závěr

Článek ukazuje realizaci síťového impulsně regulovaného zdroje. Je uveden příklad výpočtu některých důležitých prvků impulsně regulovaného zdroje.

Zdroj je vhodný např. pro laboratorní použití při napájení větších celků osazených klasickými integrovanými obvody, kde se již nevystačí s běžně dostupnými napájecími zdroji s ohledem na rostoucí požadavky odběru u obvodů střední a velké integrace. Zdroj byl prakticky vyzkoušen i v dlouhodobém provozu a plně se osvědčil. S výjimkou speciálních součástek (vysokonapětové transistory případně Schottkyho usměrňovací diody) je osazen běžně dostupnými součástkami.

Stojí za zmínku, že československá feritová jádra FONOX (výrobce Pramet Šumperk) snesou přesné srovnání se špičkovými zahraničními výrobky tohoto druhu. Doufáme, že se i u nás v dohledné době dočkáme vysokonapětových spinačích tranzistorů a výkonových Schottkyho diod, neboť tyto prvky podstatně usnadňují návrh i provedení impulsně regulovaných zdrojů a vedou k dosažení ještě výhodnějších parametrů.

### LITERATURA

- [1] P. Pazdík, Z. Paldá: Impulsně regulované napájecí zdroje, ST 11/76.  
[2] Katalog feritových výrobků FONOX.

● Použitím elektronických systémů lze urychlit a popř. i zcela automatizovat provoz běžných čerpadel. Např. jedna nová stanice v Braunschweigu je vybavena ústředním ovládacím systémem pro několik čerpadel. Množství požadované pohonné hmoty se již nenastavuje otečným voličem, ale tlačítky, zákazník může přitom udát velikost odběru v litrech nebo markách. Tento systém by bylo možno doplnit elektronickou pokladnicí, ale zatím tomu brání právní předpisy platné v NSR. Ve Spojených státech se však již začínají instalovat plně automatická čerpadla, řízená minipočítačem „Naked Mini“ firmy Computer Automation. Za benzín platí zákazník předem mince, nebo může předložit úvěrní štítek. V druhém případě počítá, propojený po telefonním vedení s ústředím, automaticky zkontroluje zda nejde o zezený úvěrní štítek, nebo zda nebude přečerpano konto zákazníka.

## VLASTNOSTI SVÍTÍCÍCH DIOD

O svíticích (přesněji snad světlo emitujících) diodách LED (light emitting diode) se poslední dobou dost píše, jsou zveřejňovány fyzikální základy jejich činnosti, mnohá zapojení, využívající jejich výhodných vlastností [8] až [15] a často i nadšené zprávy o výhodnosti jejich použití. Bohužel jen zřídka jsou uváděna data pro praktické použití potřebná a zkušenosti z dlouhodobého provozu, zahrnující spolehlivost a životy stárnutí. Proto je pro konstruktéry a všechny uživatele tohoto moderního prvku zajímavý článek [1], zpracovávající problematiku optoelektronických prvků z hlediska použití v profesionálních přístrojích se zvýšenými požadavky na spolehlivost.

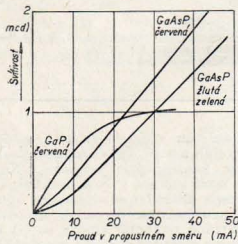
### Technologie

Výroba svíticích diod je v současnosti nejlépe technologicky zvládnuta u infračervených diod na bázi galium-arsenu (GaAs). Ze svíticích diod ve viditelné oblasti světla je nyní již dobře zvládnuta technologie červených svíticích diod na bázi galium-arsenu-fosfidu (GaAsP). Toto tvrzení lze odvodit z poměrně malého rozptýlu parametrů vyráběných diod. Obecně jsou však rozptýly mnohem větší — např. intenzita světla se může lišit u některých diod stejného typu v poměru 5 : 1. Mnohé typy jsou proto již výrobci vybírány podle intenzity emitovaného světla (lidské oko je schopno rozlišit rozdíl intenzity světla o 50 %).

### Optické vlastnosti

Svítící diody lze považovat za bodové zdroje světla. Proto je svítivost jako charakteristická veličina udávaná v med (milikandela).

Svítivost diod je v oblasti středních proudů přímo úměrná hustotě proudu v polovodiči, jak je též vidět z obr. 1.



Obr. 1. Příklady závislosti svítivosti na protékajícím proudu různých svíticích diod

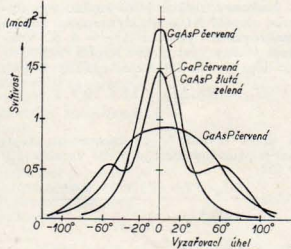
Při malých proudech (menší než 1 až 5 mA podle typu diody) se snižuje účinnost vzhledem k velkému podílu prostoro- vých rekombinací. Při velkých hodnotách proudové hustoty se účinnost rovněž zmenšuje vzhledem k oteplení polovodičového čipu; mimo to se zmenšuje při velké teplotě hradičí vrstvy životnost svítící diody.

U červených svíticích diod na bázi galium-fosfidu (GaP) a poněkud méně

u žluté a zelené svíticích diod na bázi GaAsP lze pozorovat při velkých proudech dodatečné zmenšení účinnosti vlivem emisního nasycení (u žlutých a zelených diod nastává zpoždění křivky při proudech větších než 50 mA — v obr. 1 je tedy nelze pozorovat).

Z těchto vlastností svíticích diod plyne, že zejména při požadavcích na dosažení vysoké účinnosti a velké životnosti je vhodné diody chladit.

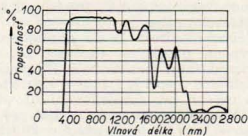
U typů z GaP a žluté svíticích diod z GaAsP jsou zřetelná postranní maxima ve vyzářovací charakteristice (obr. 2),



Obr. 2. Příklad vyzářovací charakteristiky různých svíticích diod

způsobená postranní světelnou emisí z průhledného polovodičového čipu. Těmito postranními maximy je zvláštně viditelná i pod většími úhly vzhledem k podélné ose diody. To se však na údaji vyzářovacího úhlu příliš neprojevuje, protože intenzita postranních maxim je menší než 50 % maximální hodnoty intenzity. Použitím reflektorů lze využít postranní maxima ke zvýšení intenzity světla ve směru osy diody.

Světlo emitující diody jsou obvykle zalasovány v průhledné plastické hmotě, která je tím v přímém dotyku s polovodičovým čipem a může tak ovlivňovat jeho povrch. Bezbarvé plastické hmoty neovlivňují světlo diod prakticky vůbec, jak je patrné z obr. 3 — v oblasti v úvalu přicházejících vlnových délek je spektrální charakteristika plochá [4].



Obr. 3. Propustná spektrální charakteristika pro materiálu, používaný pro zapouzdření svíticích diod („Acryl“)

Zabarvení plastické hmoty v barvě emitovaného světla, použití světlo rozptylujícího materiálu a zmatnění povrchu způsobují, že vnitřní struktura diody je méně viditelná. Vliv na vyzářovací charakteristiku je nepatrný.

Vyzářovací úhly a tím i oblasti viditelnosti jsou určeny tvarem povrchu plastického materiálu (parabolické nebo kulovité zakřivení) případně vestavěním reflektoru. Mimoto je vyzářovací úhel

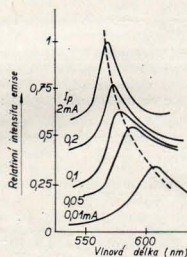
závislý při daném zakřivení povrchu na hloubce uložení polovodičového čipu.

Optická osa může s mechanickou osou diody svírat úhel 5° až 10°, na což je nutno dávat pozor zejména u diod s malým vyzářovacím úhlem. Vyzářovací úhel je nezávislý na velikosti proudu diody. Maximální svítivost ve směru osy při dané celkové emisii je silně závislá na vyzářovacím úhlu a je při malém úhlu větší. Srovnání účinnosti různých typů je možno proto vzhledem k rozptýlu parametrů jednotlivých diod provádět pouze přes celky prostoro- vých integrací metodou na větším množství vzorků.

Má-li být použito více světlo emitujících diod vedle sebe a s malým odstupem, přičemž by neměly být příliš nápadné rozdíly ve světelnosti, je nutno použít diod se stejnými optickými vlastnostmi. Volbu diod je proto nutno provést podle těchto zásad:

- svítivost v osovém směru se nesmí odlišovat více než o 50 % (výběr do třídy podle svítivosti)
- celý průmět diody by měl stejnorodě a stejnoměrně svítit (difúzní povrch)
- emisní vlnová délka (dřívna polovodičovým materiálem), barva plastické hmoty používá a vyzářovací úhel by měly být shodné.

Emisní barvy žluté a oranžové svíticích diod mohou být teplotně i proudově závislé. Často je proto není možno přesně rozlišit a definovat. Na obr. 4 je znázorněn příklad závislosti emisního spektra na protékajícím proudu.



Obr. 4. Emisní spektra svítící diody na bázi GaP při různých proudech v propustném směru  $I_p$

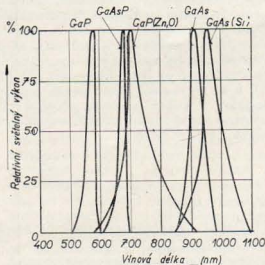
Z hlediska účinnosti vykazují nejmenší měrný světelný výkon červené svítící diody z  $GaAs_{0,6}P_{0,4}$  (tzn. že 60 % atomů s vodivostí p jsou As, 40 % jsou P) a to jen 0,2 lm/W, protože sám polovodičový krystal pohlcuje část emitovaného světla. Tento jev u ostatních materiálů nenastává a proto i přes vyšší výrobní náklady nabývají světlo emitující diody z těchto materiálů stále většího významu [5].

Optické vlastnosti některých polovodičových materiálů pro výrobu svíticích diod a displejů jsou shrnuty v tab. 1.

Pro lepší představu o spektrálních vlastnostech svíticích diod jsou na obr. 5 znázorněny emisní charakteristiky polo-

Tab. 1. Optické vlastnosti některých polovodičových materiálů pro výrobu svítících diod (podle [5])

Material	Barva	$\lambda_{mw}$ [nm]	$\eta$ [%]	Se [mcd]
GaAs <sub>0,95</sub> P <sub>0,05</sub>	červená	650	0,3	0,3
GaAs <sub>0,95</sub> P <sub>0,05</sub>	červenoořanžová	630	0,8	1,2
GaAs <sub>0,95</sub> P <sub>0,05</sub>	žlutá	590	0,5	1,0
GaP	zelená	560	0,8	1,2



Obr. 5. Emisní charakteristiky některých polovodičových materiálů ze skupin III a IV

vodičových materiálů, používaných k jejich výrobě [3].

#### Mechanické vlastnosti

Pouzdra svítících diod jsou lisována z duroplastů — termosetů (epoxidových pryskyřic, epoxidové lisovací hmoty) nebo z termoplastů (akrylové pryskyřice, polykarbonáty). Duroplasty mají sklon ke zlomnutí při teplotách větších než 100 °C a termoplasty ztrácejí při vyšších teplotách mechanickou pevnost. Proto je zapotřebí zabránit teplotám větším než 100 °C (viz též odstavce „Stárnutí“) a při pájení je rovněž vhodné diodu nepřehřívat. Vzhledem k nízké ceně a vhodnosti pro velkosériovou výrobu budou používány v budoucnosti zejména termoplasty. V katalogích výrobců není zpravidla (bohužel) uváděn materiál pouzdra diod. Bez jeho znalosti je nutno počítat s nejnepříznivějším případem.

Plastické hmoty, používané pro výrobu svítících diod mohou v acetonu nabobtnat, čímž je dioda zničena. Podobné účinky mohou být vyvolány i působením jiných chemikálií — trichlorethylen, isopropanol (obsažen v čistících kapalinách), lih (denaturovaný silnými rozpouštědly jako methyl—ethyl—keton), rozpouštědla v ochranných lácích apod.

Provoz svítících diod ve vlhkém a chemikáliemi obsahujícím vzduchu nelze z výše uvedených důvodů doporučit a rovněž při montáži by neměly přijít diody do styku s nevhodnými chemikáliemi.

Vzhledem k mechanické pevnosti lze doporučit pouzdra větších rozměrů. Tyto diody lze též montovat do montážních pouzder (podobně jako miniaturní žárovky). U miniaturních pouzder nelze vzhledem k malé mechanické pevnosti montážní pouzdra doporučit.

Neodborné provedené ohyby přívodů mohou způsobit trhlinky v plastickém materiálu pouzdra, což vede ke snížení

spolehlivosti. Při montáži nesmí na vývody diod působit žádné mechanické síly. Rovněž vývody zamontovaných součástí nesmí být mechanicky namáhány. Vzhledem k lepšímu mechanickému upravení v materiálu pouzdra diody jsou vhodnější vývody s pravouhlým průřezem.

Kovová pouzdra diod nejsou většinou tím, co se obvykle rozumí pod hermeticky uzavřenými pouzdry. Často nejsou čocky zataveny, ale pouze vlepjeny. Ochranná vrstva z plastické hmoty na povrchu vodičů může mít i nepříznivý vliv na hermeticky zapouzdujícím diodu.

#### Elektrické vlastnosti

U světlo emitujících diod je jak napětí v propustném směru, tak i délka vyzářované vlny závislá na použitím polovodičového materiálu. Nejnižší napětí vykazují infračervené svítící diody (menší než 1,5 V) a největší zelené svítící diody (menší než 4 V). Vzhledem k přímé souvislosti mezi energií přechodu valenčního pásma určitého polovodičového materiálu, spektrální barvy, vlnové délky a typického napětí ohybu voltampérové charakteristiky svítící diody lze sestavit tabulku 2 [3]. Typické průběhy voltampérových charakteristik svítících diod jsou na obr. 6. Na obr. 7 jsou udávány voltampérové charakteristiky sovětských svítících diod [6], [7]. Patrně je velký rozptyl charakteristik u diod z karbidu křemku (žlutá). Na obr. 7 by měly být pro srovnání i charakteristiky

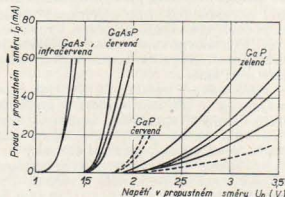
diod AL 102 (červená a zelená), které však v [6] nebyly uvedeny.

Teplotní koeficient napětí v propustném směru je záporný (průměrná hodnota přibližně — 1,2.10<sup>-3</sup>K<sup>-1</sup>).

Vzhledem k přímé závislosti mezi propustným proudem a svítivostí je vhodné provozovat diody s definovaným proudem (např. s předřadným odporem). U diod s větším propustným napětím je nutno proto zvolit dostatečně vysoké napájecí napětí.

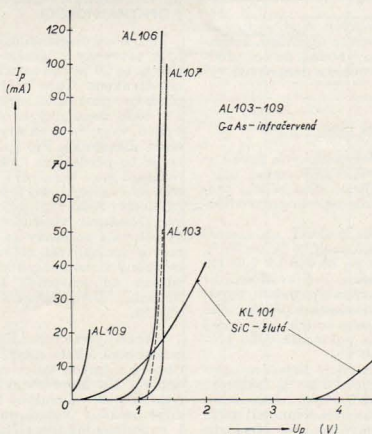
Tab. 2. Souvislost elektrických a optických vlastností svítících diod

Material	barva	$\lambda$ [nm]	typ. $U_p$ [V]
GaAs	infračervená	900	1,3
GaAsP	červená	650	1,6
GaAsP	oraňžová	610	2,0
GaAsP	žlutá	590	3,0
GaP	zelená	560	3,0



Obr. 6. Typické voltampérové charakteristiky svítících diod z různých polovodičových materiálů

Připustná napětí v závěrném směru jsou v katalogích udávána kolem 3 V. Skutečně naměřené hodnoty jsou často vyšší, avšak s velkým rozptylem. Teplotní koeficient průrazného napětí je při-



Obr. 7. Voltampérové charakteristiky sovětských svítících diod

blíže  $+0,8 \cdot 10^{-5} \text{K}^{-1}$ . Zbytkové proudy jsou často podstatně větší než u křemíkových diod.

Spinačící časy (doba náhlu a doběhu světelné emise) jsou určeny konstrukcí diody (kapacit) a použitým polovodičovými materiálem. Svítící diody vyrobené z GaAs a GaAsP mají spinačící časy kolem 1 ns, diody z GaP přibližně 100 ns. Při nevhodné konstrukci se mohou však spinačící časy zvýšit na 1  $\mu\text{s}$ . (Spinačící časy jsou měřeny s rychlými fotodiódami nebo se speciálními fotodiódami „avalanche“). Většina detektorů světla má totiž podstatně delší spinačící časy než rychlé svítící diody. Z toho důvodu se hodí svítící diody k měření spinačících časů jiných optoelektronických prvků (fototransistory, fotodiody atd.) [3]. Při konstrukci rychlých obvodů se svítícími diodami je nutno počítat s poměrně velkou kapacitou kolem 10 pF.

### Porovnání vlastností svítících diod a žárovek

Pro osvětlovací účely se světloemitující diody nehodí, neboť při svítivosti 100 cd je osvětlení plochy ve vzdálenosti 1 m pouze 0,01 lux. Účinnost<sup>1</sup> svítících diod bývá často udávána v mcd pro mA. Pro srovnání výkonnosti diod je však nutno též vzít v úvahu napětí v propustném směru.

Porovnání vlastností svítících diod a žárovek je přípustné pouze v omezené míře. Emisní spektrum svítících diod odpovídá pouze jedné spektrální čáře o šíři 30 až 40 nm, zatímco žárovky vyzařují široké spektrum s velkým podílem infračerveného (tepelného) záření. Žárovky s vysokou životností (50 000 h) jsou při stejném výkonu více než 10krát jasnější než obvyklé svítící diody.

Svítivost a životnost je u svítících diod velmi málo závislá na proudu, zatímco u žárovek je závislost na napětí velmi silná (přibližně  $U^{10}$  až  $U^{12}$ ). Životnost svítících diod je silně závislá na teplotě okolí, která má u žárovek jen nepatrný vliv.

Svítící diody jsou ve srovnání se žárovkami necitlivé na otřesy. Přitom ovšem má být u svítících diod zabráněno vzniku mechanických nebo termických šoků.

Životnost světelných diod je určena pozvolným zmenšením účinnosti, zatímco u žárovek je nevhodné, že bez předchozí varování náhle a definitivně vysadí.

### Stárnutí světelných diod

Stárnutí optoelektronických prvků je v podstatě určováno snižováním účinnosti světloemitující diod během provozu. Určující je zde teplota polovodičového přechodu.

Podle dnešních znalostí se zmenší účinnost při teplotě okolí 25 °C na 50 % původní hodnoty po 50 000 až 200 000 provozních hodinách, je-li světloemitující dioda provozována s proudem, odpovídajícím 50 % maximálně přípustného proudu v propustném směru, udávaném výrobcem (teplota polovodičového přechodu přibližně 50 °C).

Zmenšení účinnosti je určeno pro každé zvýšení teploty o 25 °C faktorem 3 až 10 (často 5 až 7), takže dosažitelná životnost (50 % původní účinnosti) může být při teplotě polovodičového přechodu 100 °C menší než 10 000 h.

Při skladování v povolených teplot-

ních mezích bez průtoku proudu se snižuje účinnost pouze nepatrně. U svítících diod s vyšším napětím v propustném směru (GaP) se zmenšuje účinnost diod podle údajů výroby rychleji než u diod s nižším propustným napětím (GaAs a GaAsP). To poukazuje na to, že je úbytek účinnosti určen pravděpodobně více velikostí přiloženého napětí v propustném směru, než vlastním protékajícím proudem.

Zatěžování svítících diod napětím v nepropustném směru může vést k prudkému snížení účinnosti, což je nutno vzít v úvahu při návrhu zapojení. Při provozu v obvodech se střídavým napětím je možno zapojit ještě jednu usměrňovací diodu do serie, nebo dvě světelné diody či jednu světelnou a jednu usměrňovací diodu antiparalelně.

Při požadavcích na dlouhou životnost se doporučuje provozovat optoelektronické prvky při pokud možno nízké teplotě okolí, s dobrým chlazením (odvodem tepla) a malým průchozím proudem. Tento požadavek je podstatně tvrdší než u polovodičů z křemíku. Je však nutno upozornit na to, že jsou charakteristiky svítících diod při velmi malých provozních proudech silně nelineární a zmenšují se měrný výkon. Impulsní provoz s příslušně velkými provozními impulsy může být v tomto případě výhodný.

Proměnná teplotní zátěž má být pokud možno malá (bud řídké spínání nebo frekvence větší než 1 kHz). Teplota polovodičového přechodu má být menší než 100 °C, i když výrobce připouští větší hodnoty.

Podle dnešních znalostí lze považovat střední hodnotu výpadku při pokojové teplotě menší než 10<sup>-8</sup> úplných selhání pro součástko-hodinu.

### Závěr

V článku jsou uvedeny základní optické, elektrické a mechanické vlastnosti svítících diod, které dají uživateli po-

třebný přehled o možnostech, výhodnosti, ale také omezení při použití těchto moderních elektronických prvků.

Další podrobnosti, přesahující rámec tohoto článku, nalezneme zřejmě v uvedené literatuře. V [1] jsou podrobným způsobem jako svítící diody zpracovány polovodičové displeje a optoelektronické izolční prvky. Data různých zahraničních svítících diod lze nalézt v [2], [3], [6], [7].

Nášim konstruktérům chybějí praktické zkušenosti se svítícími diodami a proto je nutno se obrátit na zahraniční prameny. Doufáme, že bude brzy na našem trhu dostatek svítících diod ať již z vlastní výroby nebo z dovozu (v SSSR jsou vyráběny již řadu let — viz [6], [7], [15]) a že se rozšíří jejich použití právě tak jako v jiných státech. Provézky kraje na tomto místě známými poli má pomoci ulehčit i tento článek.

—jah—

### LITERATURA

- [1] Linse V.: *Anwendungshinweise für Leuchtdioden, Halbleiter-Zitteranzen und optoelektronische Kopplelemente*. Feinwerktechnik und Messtechnik 1976, č. 2, str. 53–58
- [2] Krause G., Ing., Keiner E., Dipl.-Phys.: *Optoelektronische Halbleiterbauelemente*. Elektronik 1975, č. 6, str. 87–91
- [3] Wül D., Ing.: *Lumineszenzdioden*. Elektronik 1972, č. 11, str. 369–388
- [4] Stigmund M.: *Optische Systeme aus Kunststoff für die Elektronik*. Elektronik 1976, č. 4, str. 76–78
- [5] Bergl H., E., Dr.-Ing., Waller K. H., Dipl.-Ing.: *Optoelektronische Anzeigengeräte*. Elektronik 1976, č. 4, str. 36–42
- [6] —: *Svetlodiody i svetlodiodnyje cifrovye indikatory*. Radio (SSSR), 1974, č. 3, str. 29–33
- [7] —: *Novye svetlodiody*. Radio (SSSR) 1976, č. 1, str. 59–60
- [8] ST 1975, č. 1, str. 37–38
- [9] ST 1975, č. 2, str. 78
- [10] ST 1975, č. 3, str. 118–119
- [11] ST 1975, č. 6, str. 333
- [12] ST 1975, č. 11, str. 421–422
- [13] ST 1976, č. 2, str. 73–74
- [14] ST 1976, č. 4, str. 158–159
- [15] Radio (SSSR) 1973, č. 3, str. 37–40

### ULTRAZVUKOVÁ HOLOGRAFIE POMÁHÁ V OPHTHALMOLOGII

Mezi nové diagnostické postupy, které byly zavedeny v lékařství v posledních letech, se již pevně zařadilo vyšetřování ultrazvukem. Tato metoda, která již předtím prokázala svůj prospěšnost i v řadě zcela jiných oborů, má řadu výhod, vyplývajících z fyzikálních vlastností ultrazvuku. Pro aplikace v medicíně je to především možnost lokálního rozlišení mezi tkáněmi i velmi přesného zobrazování jednotlivých orgánů a útvarů, nebo i zjišťování jejich nehomogenit. Důležitou vlastností ultrazvukové vyšetřovací techniky je její neinvazivnost a spolehlivé zobrazení, např. ve srovnání s rentgenoskopií, kde vlivem ozdrůz od lebečních kostí a jiných struktur často dochází k rozmazání obrazu.

Všechny tyto přednosti oceňují zejména oční lékaři, např. při diagnostice tumorů a jiných vstřícných zrakových orgánů. Na Moorfieldově ophthalmologické klinice v Londýně byly v nedávné době získány velmi dobré zkušenosti s experimentálním zařízením, které je upravenou verzí defektoskopického systému, vyvinutého původně pro zjišťo-

vání vad v kovových materiálech. Ultrazvukové hologramy vznikají podobnou technikou jako optické hologramy. Londýnský systém je vybaven 10 MHz oscilátorem, pracujícím v impulsním provozu. Délka impulsu je 1 až 2 sekundy a stanoví se vždy tak, aby vyhovovala určitému způsobu vyšetřování. Ultrazvukový svazek prochází ztvošťovačem s aperturou 40 mm<sup>2</sup> a je rozostřen tak, aby mohl provést řádkovým přeběhem průřez vyšetřovaným okem. Pořízené obrazy se 160 řádků trvá 23 sekund, rozlišení je půl mm.

Uvedeným zařízením lze získat jednorozměrné, dvourozměrné i trojrozměrné obrazy. Při smínaní typu B (od přední k zadní stěně oka) lze v reálném čase zachytit i mrkání oka. Nyní se na klinice studuje vliv pohybu na kvalitu hologramů. Bylo zjištěno, že velké pohyby ji zhoršují, zatímco některé malé vibrace mohou příznivě ovlivnit plastičnost hologramů. Pro zviditelnění ultrazvukových obrazů se osvědčila běžná fotografická technika.

Jako zdroj světla při vytváření i rekonstrukci hologramů slouží laser.

JK



## BYLI PŘI TOM

Osobní zážitky vynálezce nejvýznamnějších elektronek a polovodičových prvků tvoří 200 stránek pouťavého čtení zvláštního čísla *IEEE Transactions on Electron Devices* — *Special Issue*: Historical notes on important tubes and semiconductor devices. Pochopitelně výběr námětů byl do určité míry ovlivněn i psavostí vynálezce a jiným méně podstatnými faktory, než je historický nebo technický význam objevu. Samotný seznam článků a jejich autorů však ukazuje, že v citované literatuře čtenář najde zajímavé informace o přímých i křivotných cestách, které vedou k převratným objevům techniky.

Jeden z nejzajímavějších příspěvků je článek W. Shockleye „Cesta ke koncepci transistoru s P-N přechodem“. Se vzácným smyslem pro sebeironisování popisuje autor, jak v marné snaze realizovat transistor řízený polem klíčkoval po dobu čtyř měsíců okolo objevu transistoru s p-n přechodem, než dospěl k poznatkům, které, v retrospektivě, vyplývají z výsledků experimentů již od samého počátku. Jak tvrdí autor, popis „omezenosti“ objevitele tak důležitého jevu by měl být vzpruhou začínajícím technikům při tvorbě prací, při překonávání omezenosti a mezi subjektivních i objektivních.

Objev Gunnova jevu (1962), jednoho z nejperspektivnějších jevů, objevených ve fyzice polovodičů v posledním desetiletí“ (podle *Sděl. tech.* 7/1976, str. 242) byl výsledkem houževnatého studia fyzikálních parametrů polovodičů

typu GaAs. Jmenovitě šlo o měření rychlosti šíření napěťových a nábojových vln v krystalu. S ohledem na známou závislost parametrů polovodiče na stopových nečistotách byly výsledky často protichůdné a vyžadovalo značnou intuíci rozpoznat podstatné od náhodných souvislostí. Při soustavném měření tvaru impulsů na sondě umístěné mezi elektrodami na povrchu krystalu arzenidu gallia byly někdy pozorovány silnější šumové pozadí. Vhodnou změnou uspořádání, logickými úvahami a technologií inženýrení (např. napařováním kontaktů ze slitiny Au-Ge-Ni) se podařilo v neuvěřitelně krátké době realizovat technicky použitelné elektronické prvky s převratnými parametry.

Naproti tomu v případě lavinových diod „IMPATT“ šlo o přímou aplikaci naprosto nečekaného, náhodně zpozorovaného úkazu pro řešení předem daného technického úkolu. Firma Bell již dlouho koketovala s přenosem informací po kruhovém vlnovodu; použití elektronek pro uvažované milimetrové vlnové délky však bylo technicko-ekonomicky neúnosné. Proto se pracovalo (r. 1964) intenzivně, ač neúspěšně, na vývoji oscilátorů pro milimetrové pásma na bázi Gunnova jevu v GaAs. Pro oživování stejnosměrného obvodu milimetrového rezonátoru byla náhodně vybraná křemíková dioda „z vetešnické bedny“ namontována do rezonátoru — a zcela nečekaně oscilovala. Dodatečně se ověřilo, že struktura použité diody odpovídala teoretickému rozboru Reada. Překvapení výzkumníci zjistili, že nemá cenu dále hledat lepší konstrukční uspořádání polovodiče pro daný úkol, neboť

měli k dispozici plnou bednu v podstatě vyhovujících polovodičových prvků.

Realisace obrazovky pro barevnou televizi s maskou jak ji známe dnes, byla výsledkem široce založeného „šturmového“ programu u firmy RCA v období 1949—1951. Těsně po válce se v Americe prudce rozvíjela televize černobílá. Existovalo několik pokusných systémů barevné televize, které pracovaly buď se třemi obrazovkami, jejichž obraz se skládal optickou cestou, nebo s jedinou černo-bílou obrazovkou, před níž rotoval třísmergovatý barevný filtr. Vedení vývoje jednotlivých laboratorí RCA se značnou předvidavostí považovalo tyto systémy za neperspektivní pro masový obdtv BTV přijímačů. Uvolnili proto pracovníkům na poli BTV prakticky neomezené prostředky. Po intenzivní práci na široké frontě se podařilo připravit úplný televizor s třípaprskovou maskovou obrazovkou pro funkční zkoušky během 4 měsíců. Jediná podstatná změna na BTV obrazovce, ke které došlo od té doby, bylo použití průhledné masky se stínítkem naneseným přímo na čelo baňky namísto rovině masky a stínítka, původně montovaných do čířých baňek. Teprve dodatečně bylo zjištěno, že tento princip obrazovky pro barevnou televizi na základě tří elektronových trysek, stínové masky a tří prostorově oddělených luminoforů byl zcela jednoznačně popsán v patentové přihlášce z roku 1938 (W. Flechsig, Německo).

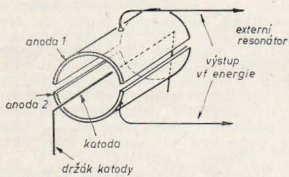
Nesmírně vděčným polem působnosti pro vynálezce a vývojaře bylo a dosud je problém televizního snímání obrazu. Jak vidíme na *tab. I*, sortiment elektronických prvků a zařízení, která slouží

Tabulka 1. Období zkoumání a období komerční exploatace pro různé druhy optoelektronických konvertorů. Období vývoje značeno — — — — —, období komerčního využití — (podle Weimera)

Funkční princip	Název nebo druh elektrony	1920	1930	1940	1950	1960	1970
mechanický rozklad obrazu	Nipkovův kotouč, zrcadlový buben, infračervené čidlo, termovize, polovod. čidlo, čtecí stroj	—	—	—	—	—	—
emise elektronů z fotokatody do vakuua	ikonoskop dissektor superikonoskop ortikon superortikon superisokon	—	—	—	—	—	—
změna odporu při dopadu světla na fotoodporovou vrstvu (vidikony)	na bázi selenu na bázi Sb <sub>2</sub> S <sub>3</sub> citlivý v infračervené oblasti na bázi Pb-PbO (Plumbikon) na bázi CdSe/s heteropřechodem	—	—	—	—	—	—
akumulace nábojů na matici Si diod	Si-vidikon, křemikon	—	—	—	—	—	—
vidikon pro BTV	s oddělenými R-G-B výstupy se zakódovanými R-G-B výstupy	—	—	—	—	—	—
zesilovač jasu před akumulací nábojů	superortikon + zesilovač superortikon s vn. sekund. emit. „SEC“ superortikon s vn. induk. vodivosti „SIT“ „SIT“ zesilovač	—	—	—	—	—	—
matice polovodičových čidel	se souřadnicovým přístupem s automatickým přepínáním (CCD, CID, BB atd.) s polomechanickým rozkladem - viz nahore	—	—	—	—	—	—

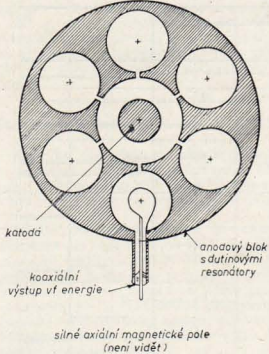
k převodu geometrického rozložení optických informací (obrazové signály, paralelní vstup) na časový sled elektrických signálů (seriový výstup) je velice pestrý, jak se to týče dnes vyráběných typů, tak pokud jde o dosud nerealizované projekty. V tomto oboru se uplatňuje nejširší paleta fyzikálních principů a konstrukčních zvláštností. V rámci tohoto referátu však nemáme prostor pro rozbor funkčních principů jednotlivých v tabulce uvedených typů snižovačích systémů.

Fascinující je popis událostí, které vedly k realizaci výkonových magnetronů. Koncem roku 1939 byli pracovníci Birminghamské university Boot a Randall (autori referovaného článku) postaveni před úkol podstatně zvýšit výkon magnetronů, který ve formě známé z literatury dvacátých a třicátých let (Hull, Zúček, Posthumus a mnoho dalších) mohli sloužit jako zdroj mikrovlnných oscilací malého výkonu. (Obr. 1).



Obr. 1. Magnetron s externím rezonátorem (1920–1940). Funkce lze názorně vysvětlit takto: silné magnetické pole souběžné s osou zakřivuje dráhu elektronů emitovaných z katody tak, že elektron přitahovaný anodou 1 dopadne na anodu 2 – což je podstatou záporného odporu

Logickou úvahou bylo dedukováno, že pro dissipaci většího příkonu je vhodná konfigurace anodového bloku s vnitřními rezonančními dutinami, jak znázorněno na obr. 2. Literatura z roku 1902 uvádí, že rezonanční vlnová délka Hertzova resonátoru je 7,94krát průměr. Podle



Obr. 2. Magnetron s dutinovými rezonátory v anodovém bloku (1940 – dosud). Tato úprava umožňuje dosahovat 10 MW vrcholového a 20 kW středního výkonu, kmitočtu do 60 GHz, účinnosti nad 65 %. Magnetrony pro svoje provozní parametry nejsou nahraditelné polovodičovými prvky

toho anodový blok s válcovými otvory o průměru 12 mm by měl rezonovat na vlnové délce 10 mm. Byl tudíž vyroben anodový blok podle výpočtu, slepen vakuumý držák katody pomocí asfaltové hmoty zvané „Picein“, umístěn mezi magnety a trvale čerpán. A 21. 2. 1940 byly získány také výkonné oscilace, že jimi bylo možno přepálit vláknko i nízko-voltových autožárovek. Nikdo proto nechtěl věřit, že se jedná o mikrovlnné záření. Měřená vlnová délka však byla 9,8 cm. V květnu 1940 již pracoval první pokusný radar s magnetronem a do konce války bylo vyrobeno více než 250 000 magnetronů pro samotné anglické ozbrojené síly.

Proti dosud uvedeným frontálním útokům na novou techniku může se vývoj laserů zdát pomalý. Konec konů ani rubínový, ani helium-neonový laser nepoužívá žádných konstrukčních nebo technologiických prvků, které by nebyly dosazitelné již před třiceti nebo více lety. Princip optické rezonance byl znám na začátku tohoto století, princip stimulované emise, populační inverze, záporná teplota a pod. byly popsány Townsem 1951, Prochorem a Basovem 1954. Kohherentní zdroj optického záření (laser) byl však realizován na bázi rubínu Mal-

manem teprve 1960, na bázi neob—heli, Javanem 1961 a s polovodičím GaAs Hallem 1962. Při výzkumu stimulované emise se však jednalo o sledování zcela nových principů, kde cílem mohlo být jených ověřování teoretických dedukcí a nikoliv řešení existujícího technického problému.

Domníváme se, že popis historických událostí a atmosféry, které vedly k převratným objevům v současné elektronice, jsou zajímavým a pedagogicky podstatným zdrojem dodatkových informací, který může podstatně zlepšit osobní vztah ke studiu dané problematiky vedenému čistě logicky, technicky kauzálními úvahami.

T. L.

IEEE Trans ED — 23, 6, 7, červenec 1976 „Historical notes on important tubes and semiconductor devices“ (Poznámky k historii důležitých vákuových a polovodičových součástek)  
W. Shockley: Transistor, G. Teal: Monokrystal Ge a Si, F. Smits: Solární články, L. Esaki: Tunelová dioda, Kildy: Integrované obvody, J. E. Kahner: Transistory MOS, De Loach: FM-PT dioda, W. Boyce: Násobná vazba CO, H. H. Neller: diody, Slovníček III V, E. Lochner: Scitili LED, Hall: Fyzikální jazyk, J. E. Gunn: Mřížotrásné oscilace v GaAs, E. Ginzton: Reflexní klystrony, Boot & Randall: Dutinový magnetron, K. Kompfer: Formatron, P. Weimer: TV snímání, H. Lenz: Miskové EIT obrazovka, Sidorov: Plasmatický displej, A. Schavlov: Masery a Lasery, G. Heilmeyer: Kapalně krytý.

## OCHRANA SLUCHU PŘED NADMĚRNÝM HLUKEM

Jedním z problémů ochrany životního prostředí, jehož závažnost byla dlouho podezřívána a rozpoznána teprve před poměrně nedávnou dobou, je otázka škodlivých účinků hluku na člověka. Zdrojem hluku nebývají pouze strojí a technologická zařízení v továrnách, dolech apod. K osobám ohroženým hlukem patří často nejen zaměstnanci letišť a obyvatelstvo v jejich okolí, ale např. i hudebníci a posluchači rockové hudby.

Nejde tu však pouze o extrémní případ škodlivosti hluku pro lidský organismus — ztrátu sluchu popř. nedoslýchavost, která se velmi často objeví až po několika měsících, když se člověk po několik hodin denně pohybuje v hlukném prostředí. Negativní účinky hluku se mohou projevit také zcela jiným způsobem — nervositou, nespavostí, snížením pracovního výkonu, ale i závratěmi a žaludečními vředy. Zároveň si poruchy přitom nemusí být pouze důsledkem vysokých hladin zvuku, ovlivňuje je i celková doba, po kterou je určitá osoba vystavena účinkům hluku.

Pro ochranu pracovníků v některých průmyslových odvětvích byly zavedeny speciální přilby a ušní zátky nebo upěvňky z vaty, které mají úplné nebo částečné uzavřít vstup do sluchových ústrojí. Všechny tyto ochranné protihlukové prostředky však mají jednu velkou nevýhodu — znemožňují jakoukoliv hovorovou komunikaci. Zdá se však, že i tento problém se podařilo vyřešit. Ve Frankfurtu/Moh. byl v květnu t. r. pracovníci ústavu Battelle Institut předveden funkční model zařízení snižujícího podstatně hladinu nežádoucího hluku, kterýmž je vystaveno sluchové ústrojí, aniž by se však přitom omezila možnost dorozumívacího procesu.

Princip činnosti tohoto elektronického systému, jehož převážnou část lze skrýt v ochranné přilbě používané např. ve stavebnictví, je poměrně jednoduchý.

Využívá se interference mezi zvukem dostávajícím se do labyrintu s Cortiho ústrojí obvyklou cestou (zevním, středním a vnitřním uchem) a zvukem, přenášeným prostřednictvím kostí (tzv. kostní slýchání). Zvukové signály se snímají dvěma miniaturními mikrofony zavěšenými před oběma ušními boltci tak, aby nebránily normálnímu slýchání. Po zpracování přicházejí tyto signály do elektroakustického měniče, příslušného např. na čelo, a kostními lebky se dostávají do přepočítávacího ústrojí, v němž se děje vlastní přeměna zvukové energie v nervové vzruhy.

Upraví-li se elektronickým obvodem vhodná amplituda a fáze zvukových signálů priváděných kostmi, lze tím částečně nebo i úplně potlačit vznik výsledného sluchového vjemu. Jestliže se tento zásah provede selektivně, pouze v miktočtovém spektru největšího hluku, pak se tím nenaruší vana a rozeznávání zvuků řeči.

Pro účelnou činnost celého systému v praxi bude ještě třeba zajistit optimální nastavení minimální úrovně hluku. Realisace potřebné automatiky si však vyžaduje nalezení vhodné regulační veličiny. Jak sdělili autoři této novinky, uvažuje se při řešení tohoto problému zejména o využití metody vyhodnocování biopotenciálů mozku, na níž je založena elektroencefalografie.

Zařízení, které bylo předvedeno ve Frankfurtu, má být ještě doloženo, s výrobou a prodejem se počítá nejdříve za dva nebo tři roky. Ale již první výsledky měření jsou nadějné a ve sledovaném frekvenčním pásmu se podařilo dosáhnout útlumu asi o 10 dB což z naměná, že např. rachot pneumatických o klavíra může dělník vybavený přilbou s ochranným protihlukovým systémem vnímat pouze jako zvuk kuchyňského mixéru.

JK

Elektronik-Zeitung, (1976), č. 12, str. 28.

## Zajímavosti odevšad

● V Sovětském svazu se vyrábějí elektricky potěbné typy piezoelektrických součástek, zejména z umělé vyráběných křeměných krystalů, které se vyznačují atomovou čistotou. V oblasti piezoelektrických keramik poslední udělená autorská osvědčení naznačují výrobní zjednodušení keramických piezoelementů obsahující základní materiály: kyslíčnický olova, zirkonia, titanu, vizmutu apod. Příměsí jsou PbNb<sub>2</sub>/3 Co<sub>1</sub>/3 O<sub>3</sub> a PbW<sub>1</sub>/3 Mg<sub>2</sub>/3 O<sub>3</sub>. Tyto nové piezokeramiky se vyznačují vysokou piezoelektrickou konstantou a zlepšenými dielektrickými vlastnostmi. Jejich výzkum byl proveden ve výzkumném ústavu univerzity v Rostově. V oblasti měření piezoelektrických parametrů příslušných vyráběných součástek se zjistilo, že je výhodné měřit ztrátový činitel tangens delta, čímž se zjednodušuje měření kvality, původní výnězle v tomto směru na vhodné měřicí zařízení byl realizován ve spolupráci Vědecko-výzkumného ústavu syntesy minerálních surovin a Vědecko-výzkumného ústavu pro piezoelektřinu v Moskvě [3].

● Novinkou je použití piezokeramiky v reléové spínací technice. Konstrukční řešení nevyžaduje použití železného jádra a cívky, což umožňuje zhotovení velmi plochého relé s malou hmotou a rychlou odezvou; také je zhotovitelné relé, které nevyžaduje výkon na přidržení svazku kontaktních prvků. Výhodné se jeví využití piezoelektřiny pro vysokonapětové obvody, pro něž je obtížné používat normální relé. Výhodou nového relé je, že obě piezokeramické pásky přímo působí na pružinový svazek. Pro malá napětí není piezoelektřina vhodná a také je nepoužitelná pro integrované obvody TTL.

● Indonésie připravuje telekomunikační síť s využitím národní spojovací družice. Počítá se s výstavbou 40 pozemních stanic na hlavních ostrovech rozptýlené celého státního území. Výkonové mikrovláknové zesilovače pro tyto stanice dodá kalifornská firma Varian, hlavním dodavatelem zařízení stanice je Hughes, známý výrobce družice Intelsat. Varian už 150 podobných zesilovačů dodal pro mezinárodní síť stanice COMSAT.

● Profesor anatomie v Boloni Luigi Galvani přijímá elektromagnetické vlny již v roce 1971. „Přijímačem“ bylo žábí stehýnko. Se svaly byl spojen vodič, vedený na stěchu domu, na nervy bylo připojeno uzemnění. Pokud v blízkosti udeřil blesk, stehýnko sebou cuklo.

● Při zjišťování zdrojů průmyslového rušení se obvykle měří síla pole rušícího signálu. Další možností je zjišťování přítomnosti rušícího signálu na síťovém přívodu průmyslových a domácích spotřebičů. Firma Rohde & Schwarz vyvinula pro tyto zkoušky zvláštní přístroj, jehož snímač se obepne kolem podezřelého vedení a měří sílu rušících signálů vyšších kmitočtů. Starší provedení přístroje bylo schopno měřit až do kmitočtu 300 MHz, novější konstrukce pracuje až do kmitočtu 1000 MHz.

● Vymezení vůli pohyblivých i nepohyblivých dílů při „populování“

nových konstrukcí usnadní podložky z vystaveného materiálu laminátu západoněmecké firmy Georg Martin. Vyrábí se spojovacími foliemi ze slitin Al, mosazi nebo nerezavějící oceli o tloušťce 0,05 nebo 0,075 mm speciálním pojidem do desek až 3,2 mm silných. Vhodné síly podložek se dosáhne pohybem sloupnuty potřebného počtu vrstev. Podložky nejrůznějších tlouštěk pak není třeba skládat a nehrozí tedy ztráta některé z nich.

● Ve Velké Británii byl vypracován čtyřstupeňový výkonový zesilovač pro frekvenci 9,6 GHz se sériově vyráběnými křemíkovými diodami impat typu ML 4704 a ML 4804 Microwave Associates. Maximální výstupní výkon zesilovače dosahuje 6 W v plynuém provozu. Zesilovač činitel při nasycení činí 28 dB při okamžitě šíři pásma 200 MHz při nerovnoměrnosti amplitudové-frekvenční charakteristiky  $\pm 1$  dB; přitom v rozsahu 30 MHz nepřepracuje nerovnoměrnost zesílení 0,2 dB a odchylka fázové charakteristiky od lineární leží v mezích  $\pm 3$  °. Při zesílení slabých signálů dosahuje hodnota zesílení 49 dB. Rozsah zesilovačových kmitočtů může dosahovat až 400 MHz za předpokladu zmenšení zesílení. Rozsah přeladění zesilovače je přibližně 5 %.

Zesilovační stupně mají koaxiální konstrukci. Ve dvou předzesilovačích se používají diody o výkonu 0,5 W, v dalších stupních dvě a čtyři diody o výkonu 1 W. Vzájemné spojení mezi stupni se realizuje prostřednictvím feritových cirkulátorů. Při řešení zesilovače byla věnována zvláštní pozornost zmenšení parazitních kmitů, vznikajících při vyšších úrovních signálů. Celková účinnost zesilovače je 4,5 %; celkový ztrátový výkon dosahuje 140 W, z nichž 80 W se dostává na koncový stupeň. Rozměry zesilovače jsou 200 x 100 x 40 mm.

● Ve Francii vycházejí od roku 1972 první noviny ve videokasetě — Mediscop, přinášející novinky z oboru lékařství. V každé kasetě je záznam příhodného obrazového pořadí, který lze pehrát na běžném komerčním videomagnetofonu. První čísla tohoto měsíčníku byla distribuována bezplatně, nyní musí abonenti za každou kasetu zaplatit 60 franků. Před rokem, kdy bylo vydáváno Medioscopu na čas přerušeno, dostávaly se tyto moderní noviny k 744 zájemcům. Nynější vydavatel, společnost Vidéoscope, hodlá zavést novou versi kaset, a to s hodinovým záznamem.

● Podle zprávy vydané sdružením severoamerických výrobců televizorů je dnes televizní vysílání zavazeno ve 146 zemích. Počet přijímačů vzrostl během roku 1975 o 20 milionů na k. l. 1. 1976 činil 364 milionů. Počet barevných televizorů poprvé přesáhl 100 milionů.

● Pro oddělování červených krvinek z lidské krve, které se až dosud prováděly v odstředivkách, lze uplatnit magnetickou filtrační metodu, zavedenou před několika lety pro odstraňování znečištěných příměsí železa z kaolínu. Přitom se využívá toho, že mezi 10 000 atomů, z nichž se skládá jedna molekula haemoglobinu, jsou i 4 atomy železa. Tyto atomy ovlivňují červené zbarvení krve a jsou důležité i z hlediska respiračního funkce krve. V oddělovacím filtru protéká krev přes chomáč ocelové vaty, tvořený hladkými drátky o průměru asi 25  $\mu$ m a umístěný v elektromagnetickém poli; červené krvinky jsou přitom při-

tahovány k magnetisovaným ocelovým drátkům. Po odpojení elektromagnetu lze zachycené červené krvinky snadno vymýt.

● Grafomofon Accutrac 4000 se napohlod oběžných grafomofonových přístrojů liší pouze větším počtem tlačítek. Skrytá zvláštností tohoto grafomofonu je však mikroprocesor, jehož „inteligence“ rozšířila možnosti ovládní přístroje. Optoelektronický snímač, zabudovaný v přenosce a využívající infračerveného záření, rozpozná prázdné drážky mezi jednotlivými skládkami. To umožňuje naprogramovat např. pořadí přehrávků různých skládek na jedné straně pásy. Základem elektroniky přístroje je integrovaný obvod, řídící 24 funkcí tohoto modelu. Chod grafomofonu lze ovládat i dálkově z panelu ultrazvukové povole soustavy. Zvýšené pohodlí obsluhy musí ovšem náročné spotřebitelé řádně zaplatit, a tak cena této novinky byla stanovena na rovných 2000 DM.

● Firma General Motors představila na podzim 1976 veřejnosti první osobní automobil s elektronickým zapalováním, jehož činnost řídí mikroprocesor. Novým zapalovacím systémem mají být vybaveny všechny vozy typu Oldsmobile Tornado, počínaje modely 1977.

● Jedna americká firma zahájila výrobu grafomofonových přístrojů s bezdrátovým dálkovým ovládním na principu infračerveného záření. Z ovládacího panelu lze naprogramovat přehrávku až 24 různých částí z 13 skládek, zaznamenaných na jedné dlouhohrající desce. Cena této novinky má být asi 500 dolarů.

● Americký entomolog Callahan zjistil při studiu vlastností pheromonů, že tyto aromatické látky jsou základním článkem složitého mechanismu, dovolujícího určitý druh komunikace mezi samičkami a samečky některých druhů nočních můr. Jednotlivé molekuly pheromonů, vylučované žlázkami samiček, se působením větru rozptýlí a pokryjí monomolekulární vrstvou tykadla, která např. u motýla druhu Tricoplosia jsou vlastně dielektrickou logaritmicko-periodickou anténou s geometricky velmi přesnou strukturou prvků. Padapem infračervené složky světla noční oblohy (o dosud neznámé vlnové délce) na pheromony dochází k vybuzení infračerveného záření, které je „anténou“ samičky tohoto motýla vyzatříváno v odpovídající 17 a 25  $\mu$ m. Elektromagnetické vlny jsou zachycovány obdobnou anténou samečky a převedeny na signály, které se přivádějí do jeho mozku a informují jej o blízkosti samičky. Dr Callahan nyní zkouší možnost využití laserů s nízkou energetickou hladinou, např. typu CO<sub>2</sub>, pro vycucování emisí elektromagnetického záření příslušných kmitočtů. To by pak u určitého druhu hmyzu, který je třeba hubit, např. u moskytů, mohlo být využito pro jeho přilákání ryze elektronickými prostředky.

● Severoamerická firma Audiomoc objevila možnost jak spolehlivě rozpoznat originální záznamy na gramodeskách od podobných, např. obměňovaných nahrávek. Pro identifikaci původní nahrávky se při výrobě na desku zaznamenává i kódovaný infraakustický signál trvající 2,5 sekundy a tvořený osmi dílčími signály, odvozenými z kmitočtu 2,877 Hz.

# Drobnosti z praxe a literatury

## MAĎARSKO-ITALSKÁ SPOLUPRÁCE V TELEKOMUNIKACÍCH

Maďarský Elektromipex, podnik zahraničného obchodu s telekomunikačnými zariadeniami, uzavrel smluvu s italskou firmou Italtel SIT, zastupujúci spoločnosť Società Italiana Telecomunicazioni Siemens. Predmetom smlouvy jsou dodávky telekomunikačných systémů v celkovej výši 1 miliardy lir, což je asi 7 mil. devis. Kčs. Dodávky se uskuteční v nejbližších dvou letech. Budou to vř sobory, rozšiřující směrové trasy už předtím vybavené zariadením stejné firmy. Dále sem patří budování spoje mezi televizními studii a vysílačem v Budapešti a kontrolní systém dohlížející na celou síť směrůvých spojů.

Dále Italtel SIT dodá přepínací zariadení pro mezinárodní výměnu televizních programů s SSSR, Rumunskem, Jugoslávií, Rakouskem a Československem. Přepínači se bude provádět na mezifrekvenčním kmitočtů.

Závažné je to, že další vývoj těchto systémů pro směrové spoje bude italská firma zajišťovat už ve spolupráci s maďarskými organizacemi, jejichž dosavadní výsledky jsou na vysoké úrovni.

avj

Communications international, (1976), č. 9, str. 8

## INVAZE OBČANSKÝCH RADIOSTANIC DO EVROPY

Téměř přes noc vznikl ve Spojených státech nový trh, o jehož dalším vývoji nelze ještě vyslovit definitivní závěry: ačkoli jsou občanské radiostanice známy už přes 10 let, dochází v poslední době k prudkému zvýšení jejich používání — jen ve Spojených státech byl za poslední tři měsíce prodán přibližně milion těchto stanic označených Citizen's Band. Počet licencí dnes už přesahuje 6 milionů a počet uživatelů se odhaduje dokonce na 17 milionů. Licence se vydává za poplatek 10 marek (v přepočtu) všem zájemcům starším 18 let, přičemž jedné licenci může používat celá rodina nebo podnik. Prodej občanských stanic roste tak prudce, že příslušné oblašovacie úřady prostě nestačí udělovat na jejich provoz povolení: proto se zájemcům dovoluje, aby si sami přidělili volací znak, složený z počátečních písmen svého jména a poštovního směrovacího čísla. Pro letošní rok se odhaduje, že hodnota prodaných radiostanic včetně příslušenství dosáhne v USA v přepočtu 2 až 3 miliard marek.

Všech 23 kanálů, vyhrazených ve Spojených státech občanským radiostanicím, využívají občané k nejružnějším účelům: automobilisté se navzájem informují o sjízdnosti silnic a o úsecích radarových kontrol a dokonce i ženy v domácnosti si bezdrátově sdělují různé zajímavosti. Mnozí zájemci si opatřují občanské stanice jen proto, aby mohli odposlouchávat tyto debaty, které začínají dělat vážnou konkurenci oficiálnímu rozhlasu; nelze se pak divit, že počet rozhlasových posluchačů v USA je o 10 % menší, než v předchozím roce a 25 % všech amerických automobilů je

vybaveno zariadením na provoz v pásmu Citizen-Band.

Očekává se, že se tento vývoj v dohledné době přenesl i do NSR. Proto se tam už dnes združuje nutnost všs informovat veřejnost o možnostech občanských radiostanic (v Německu zvaných Jedermann-Funk), které se jednoduše stanou právě tak rozšířenými jako kulíčkové pero nebo kapsením kalkulačka.

PK

Funk-Technik, 31 (1976), č. 14, str. 431

## COM — BOJ PROTI HORÁM PAPIERA Z POČÍTAČOV

Američtí vládní činitelia vypovedali boj horám papiera, vznikajúcim pri tlačení dát z počítačov. Pentagon rozpracoval relatívne novú a slubnú metódu označenú ako COM (computer output microfilm). S jej pomocou chce z počítačov bezprostredne produkovať dáta na mikrofilm, alebo na karty so vstavaným mikrofilmom (mikrofosie). Tento postup je síce 15 rokov známy, ale začína sa presadzovať až teraz, pretože už nie je možné úspešne zdolávať stále sa zväčšujúce množstvá tlačív.

„Produkty“ počítača sa môžu znížiť čo do množstva až na desatinu pri náhrade papiera mikrofilmom. Najväčšej efektivity sa však s metódou COM dosiahne až pri veľkých počítačoch s rýchlostiačiarňami. Tlačiarne pre počítače píšu normálne s rýchlostou asi 1000 riadkov/min (maximálne 2000 riadkov/min). Systém COM umožňuje dosahovať rýchlosti 20 000 riadkov/min., alebo maximálne až 50 000 riadkov/min.

COM je vhodné nasadzovať predovšetkým tam, kde je nadpriemerná spotreba papiera a kde sa musí vytlačovaný materiál opakovane prebrať alebo zasiať. Pre menšie počítače je tento systém neekonomický. Priemerná cena zavedenie systému COM je 50 000 dolárov. K tomu je potrebné pripočítať náklady na čítacie zariadenie mikrofilmu, ktoré sa pohybujú okolo 1500 dolárov.

Mazír

## SPOJENÍ S MIMOZEMSKÝMI CIVILISACEMI

Zájem o problémy navázání kontaktu s rozumnými bytostmi z jiných částí vesmíru neustále vzrůstá. Časopis *LIFE Spectrum* uveřejnil v březnu 1976 článek o způsobech detekce signálů z vesmíru [1]. V červecnovém čísle jej zajímavými názory doplnil Jay S. Huebner z floridské univerzity [2].

Upozornil nejprve na to, že patřání po těchto signálech je možno daleko důkladněji a ekonomičtěji vést z orbitálních laboratoří. Velké fidelitní antény postavené na zemi jsou podstatně dražší, neboť musí mít dostatečně tuhou konstrukci, aby unesly vlastní váhu a odolávaly větrným bouřím. Navíc pak pozemské zdroje elektromagnetického ru-

šení, absorpce a odrazy hledaných signálů v naší atmosféře představují komplikují příjem a detekci těchto signálů. Tyto problémy mohou být zcela nepřekonatelné, jestliže uvažovaná civilizace použije jiné kmitočty než ty, které jsou v oblasti tzv. vodíkového okna.

Naproti tomu v kosmickém prostoru mimo atmosféru je k dispozici celkem neomezené množství sluneční energie. Výroba potřebných přístrojů a antén je už téměř bez problémů. Nepřítmotom větru, tíže, atmosféry a zdrojů rušení vidou k závěru, že každá inteligentní civilizace musí předpokládat, že její signály budeme hledat právě odtud.

A navíc: Měfime-li život našs planety v jednotkách geologického času, pak okamžik, kdy jsme se naučili detekovat elektromagnetické vlnění mimo viditelnou část spektra, zcela splývá s okamžikem našeho vstupu do vesmíru. Je zcela pravděpodobný předpoklad, že případný pozorovatel z vesmíru usoudí, že civilizace, která ještě nedokáže provádět větší práce v kosmickém prostoru, není ani dost vyspělá, aby dokázala správně interpretovat zprávy z vesmíru.

mil

[1] *IEEE Spectrum*, (1976), č. 3, str. 42—47  
[2] *IEEE Spectrum*, (1976), č. 7, str. 19

## OPĚT SE MLUVÍ O VIDEODESKÁCH

Diskutuje se o tom, zda se ještě v posledních sedmdesátých letech vyvine masový trh těchto desek. O strastech „oteti“ desky TELDEC jsme v *ST* četli několikrát. Přes všechny dosavadní potíže je však systém mechanického snímání záznamu TELDEC jedním ze dvou systémů, které se zatím objevily na trhu. Druhým je systém Philips. Dalšími asi dvacet systémů záznamu televizního signálu na desku ještě není na komerční úrovni.

Toto jsou stručné závěry konference „Video Disc 76“, konané letos v Londýně. Philips se soustřeďuje k velké aktivitě na americkém trhu. První testovací prodej má být zahájen na podzim 1976. Přehrávače budou prodávány vybranému okruhu uživatelů k ověření jejich názoru na ovladatelnost a další parametry důležité s hlediska uživatele. Zároveň budou zjišťovány zvláštní požadavky a spektrum zájmu o repertoár nejružnějších žánrů.

Po této úvodní etapě bude na jaře 1977 ve vybraných oblastech USA zahájen pravidelný prodej. S masovým prodejem se počítá vzápětí nato v sezóně 1977/78. Philips se ve věci přípravy dostatečně pestrého sortimentu desek spoléhá s MCA, předním producentem filmů a televizních programů.

Pozornost účastníků konference vzbudila zpráva, že americká MCA uzavřela licenční smlouvu s britskou firmou Garrard, patřící do koncernu Plessey, na výrobu přehrávačů videodesek RCA-Selecta-Visio.

Účastníci se bez výjimky sjednotili na tom, že masový odvětví obrazových desek se lá očekávat již koncem sedmdesátých let. Proto již v období 1976/77 lze očekávat zvětšenou aktivitu na trhu. Je totiž z dřívějších zkušeností dostatečně známo, že po široce založené mezinárodní akci jedné firmy je nutno připojit se se

svým systémem do jednoho roku. Kdo se zpozdí, ztrácí šanci na proniknutí na trh vůbec.

mja

Elektronik-Zeitung, 14/1976, č. 13, str. 16

## REFERENČNÍ SIGNÁLY ZVYŠUJÍ KVALITU BAREVNÉHO TELEVISNÍHO OBRAZU

Protože vlivem nestejných provozních parametrů jednotlivých článků televizního řetězce, především zdrojů signálů (kamery, videomagnetofony, snímáče z filmového materiálu), nebylo možno zejména při střídání pořadů zajistit stejnou sytost a barevný tón, zavedla řada severoamerických stanic přenos referenčních signálů. Tyto signály, označované zkratkou VIR (Vertical Interval Reference), jsou vkládány do neaktivní části televizního signálu — využívají se řádek 19, určený v normě NTSC pro zatímňovací impulsy.

I když byly signály VIR původně určeny pouze pro vnitřní potřebu televizních společností, vlastních studií a síť vysílačů, lze je využít i pro zajištění rovnoměrné sytosti a chromatické rovnosti obrazu, reprodukovatelného na televizních přijímačích. První televizory vybavené dekodéry VIR předvedla v USA firma General Electric. Jde o přístroje s obrazovkou o úhlopříčce 48 popř. 64 cm a v ceně 510 a 910 dolarů, u nichž si základní barevný odstín může každý majitel nastavit i podle vlastního uvážení.

JK

Radio Elektronik Schau, (1976), č. 6, str. 22

## SPOJENÍ S PONORKAMI NA 80 HZ

Po 18 letech vývojových prací vyrobila společnost Sylvania Communication System prvních 15 přijímačů, které jsou určeny pro příjem signálů, vysílaných v rámci projektu Seafarer na extrémně nízkých kmitočtech (ELF) v rozsahu 72 až 80 Hz. Vysílač anténou má být soustava vodičů, zakopaných v zemi na rozloze několika km<sup>2</sup>; hlavním účelem projektu Seafarer bude udržovat obousměrné spojení s ponorkami, které budou vybaveny 100metrovou vlečnou anténou.

Přijaté signály procházejí předzesilovačem se ziskem 80 dB, soustavou analogových filtrů, analogově-číslicovým převodníkem a číslicovým filtrem, čímž se eliminují případné rušivé signály. Úžitím dolní a horní propusti se odfiltrují kmitočty pod 72 a nad 80 Hz. Zbývající signály se přivedou na magnetofon a počítáče, který vytiskne přijatou zprávu.

Na vysílací straně bude zpočátku patrně použito určitého provizoria. Volba definitivního umístění soustavy vysílačů antén naráží na nemalé potíže: celá oblast se zakopnými anténami by se totiž stala vlivem vysokých elektrických polí prakticky neobyvatelnou. Proto se navrhuje jiná alternativa: použít jako antény normálního 1300 km dlouhého vedení vysokého napětí. Doposud však není jasno, jaká bude intenzita rušivých signálů, úroveň šumu a fázové zkreslení. Hlavní výhodou projektu Seafarer je očekávaný dosah přes

celou zemkouli a vysoká přenosová spolehlivost. Nevýhodou je však malá přenosová rychlost, takže nový projekt bude vhodný pouze pro přenos standardních a kódovaných zpráv s velkým informačním obsahem na jednotku času, tj. s malou redundancí.

Plk

Radio Elektronik Schau, 32 (1976), č. 7, str. 25

## MIKROVLNNÉ SYNTETIZÉRY

Najmenší dva súbodové mikrovlnné přístroje v jednom pláští poskytují nové syntetizéry Hewlett-Packard. Typ 8671A vychází z osvědčeného tranzistorového oscilátoru 2 až 6,2 GHz ladebního zeolezo-vytvřivým granátom (YIG). Syntéza sa neprevádza priamo na mikrovlnné frekvencie, ale nepriamo, prostredníctvom digitálne ovládaného fázového závěsu v pásme 20 až 30 MHz, pre ktorý je opornou frekvenciou termostatovaný oscilátor 10 MHz ( $< 5 \cdot 10^{-10}$ /deň). Toto riešenie poskytuje delenie po 1 kHz v pásme 2 až 6,2 GHz. Generátor možno kalibrovane modulovať frekvencne (max. zdvih 10 MHz). Výstupný výkon, v celom pásme min.  $\pm 9$  dBm (8 mW/50  $\Omega$ ), nie je interne stabilizovaný. Všetky funkcie syntetizéra 8671A možno programovať. Generátor 8672A vychádza z rovnakého základného oscilátoru, ktorý napája zeolezo-vytvřivým granátom v súbahu ladebný násobič, realizovaný mikropřisakovou technikou. Násobič vytvára spektrálne čisté harmonické základnej frekvencie, tieto sa automaticky pripájajú na výstup generátora. Frekvencné pásmo 2 až 18 GHz sa teda realizuje automaticke ako postupnost základnej frekvencie (2 až 6,2 GHz), jej dvojnásobku (6,2 až 12,4 GHz) a trojnásobku (12,4 až 18 GHz). Syntéza sa prevádza rovnakým fázovým závěsom. Dôsledkom je, že delenie frekvencie je v jednotlivých podpásmach rôzne, 1, 2 resp. 3 kHz. Generátor 8672A možno kalibrovane modulovať frekvencne (max. zdvih 10 MHz), alebo amplitúdove (max. 50% frekvenciou 10 Hz až 100 kHz). Výstupný výkon, minimálne  $\pm 3$  dBm (2 mW), je interne stabilizovaný na  $\pm 1,25$  dB v celom pásme 2 až 18 GHz. Všetky funkcie syntetizéra možno programovať v systéme HP-IB.

Šb

## RCA RUŠÍ VÝROBU PŘIJÍMAČÍCH ELEKTRONEK

Spotřeba přijímačích elektronek v USA soustavně klesá. Po dosažení maxima okolo 400 milionů kusů ročně v období 1953 až 1957 došlo k mírnému poklesu během dalších deseti let. Od roku 1966 do roku 1976 však klesla spotřeba o cca 80 % na současný obdt 60 milionů elektronek za rok. Přitom před patnácti lety 70 % prodaných elektronek šlo na prosvosazeni, kdežto v současné době je 90 % určeno za náhradní díly. Téměř všechny televizní přijímače vyráběné nyní v USA jsou zcela transistorizované, jen několik typů je dosud osazeno zčásti elektronekami.

Americké firmy Raytheon, Westinghouse a Amperex likvidovaly výrobu

přijímačích elektronek již dříve, takže z větších domácích výrobců zůstávají v oboru pouze Sylvania a General Electric. Firma Raytheon prodává elektronky vyráběné v Japonsku, Amperex převzala do své distribuční sítě elektronky značky Philips vyrobené v Holandsku.

Z likvidované výroby firmy RCA přejímá některé dodavatelské povinnosti firma Sylvania, zejména pokud jde o „Nuvistory“. Nuvistory jsou miniaturní kovo-keramické elektroneky (o velikosti náprstku), konstruované s hlediska maximální automatizace montážních a výrobních operací. Tak na příklad spájení kovo-keramické obalu elektronek se provádí ve vakuové peci, takže se při jediné operaci elektroneka vyzhřívá, vytváří, aktivuje a zatavuje. Tím se dosahuje vysoké spolehlivosti, životnosti a tepelné odolnosti — byl to patrně poslední pokus sestrojiti elektroneku, která by byla schopna konkurovat transistorům na poli spotřebního zboží. Zřejmě se nuvistory také uplatňují v některých televizorech (nebo spíše ve vojenských elektronekách), celkovému zániku obou přijímačích elektronek však zabránit nemohly.

Důležitým faktorem, který uspil likvidaci podstatné části zbývající výrobní kapacity v oboru přijímačích elektronek v USA, je nesmírná sortimentní rozšířenost požadavků na elektroneky pro náhradní osazení. Specifickým výrobem přijímačích elektronek totiž je, že provozní parametry vyráběných elektronek se ustalují nebo optimalizují během náběhové série 3000 až 4000 kusů, po které je teprve možno počítat s technicky a ekonomicky uspokojivým průběhem výroby. Požadavky na náhradní díly však často neodslušují ani rozsahu těchto náběhových serií a proto se nejeden výrobce v USA snaží získat ekvivalentní zahraniční výrobky do svého odbytového sortimentu.

B. Šr.

B. L. Boss: Little left of receiving tube market (Mnoho lohu nezbývá z trhu přijímačích elektronek). Electronics 49, č. 16, s. 8, 76, str. 67—68.

## V-CORD II KONTRA BETAMAX

Japonští výrobci svádějí mezi sebou tvrdé boje o ovládnutí trhu zařízení pro záznam a reprodukci televizního obrazu. Před krátkou dobou se firmě Sony podařilo zavést nejen v této zemi, ale i v USA úspěšně do prodeje videomagnetofony Betamax (viz ST č. 8/1976, str. 312 a 313), kterých mělo být již v roce 1976 vyrobeno 100 000 a o rok později dokonce dvakrát tolik. Nyní oznamují firmu Sanyo a Toshiba rozdíly dalšího systému tohoto typu.

Jejich společný videomagnetofon, označený v zkušebním provozu jako V-Cord II, používá kasetu se dvěma cívkami, která je pouze o málo větší než osmipásá zvučková kaseta typu cartridge, zavedená nejvíce u automobilových přehrávačů. V nové japonské kasetě lze na pásku širokým 12,7 mm zaznamenat hodinový nebo dvouhodinový televizní pořad. V prvním případě se pásek pohybuje rychlostí 7,39 cm/s, v druhém případě je rychlost posuvu 3,7 cm/s. Relativní rychlost mezi páskem a hlavou je však v obou případech stejná — 772,7

cm/s. Dosáhlo se toho jednoduchým způsobem: zaznamenává se, a tedy i reprodukuje, pouze každý druhý televizní snímek. Tato technika, známá jako „skip-field method“, má být zavedena i u videomagnetofonů VCR, vyráběných v NSR.

Modely V-Cord II mají stát stejně jako přístroje Betamax (1250 dolarů), budou však lépe vybaveny: umožní reprodukci nehybných obrazů, oddělené zpracování zvukového záznamu i připojení televizní kamery a mikrofonu. Kasety se mají prodávat po 20 dolarech.

Pokud jde o spotřebu pásky, dosáhl videomagnetofon V-Cord II nového rekordu. Zatímco až dosud nejvýhodnější Betamax potřeboval za jednu hodinu 1,92 m<sup>2</sup> magnetické pásky, lezu u systému V-Cord II při úsporném vynesčávaném záznamu vystačí za stejnou dobu pouze s 1,69 m<sup>2</sup> záznamového media.

Z neradostné skutečnosti, že zavedení tohoto nového systému znamená další zhoršení nadějí na tak žádoucí normalizaci v oblasti záznamu televizního obrazu, si jeho výrobci, kteří sledují pouze sebeoké obchodní zájmy, zřejmě nedělají těžkou hlavu. Při předvádění videomagnetofonů V-Cord II ve Spojených státech se k neslučitelnosti tohoto systému s přístroji VCR, U-Matic a Betamax vyjádřil představitel firmy Sanyo: kompatibilita podle něho není žádný problém, protože právě v této sféře audiovizuální techniky zatím stejně nebylo dosaženo jednoty a nejrůznější systémy žijí velmi dobře vedle sebe...

**JK**

*Funkschau, (1976), č. 14, str. 559*

## PROČ 6,3 V?

Zamysleli jste se někdy nad otázkou, proč mají elektronky žhavicí napětí právě 6,3 V a nikoli 6 nebo 7 V?

Jak lze z historie radiotechniky zjistit, „vinu“ na tomto „neokrouhlém“ napětí má automobilový akumulátor. Počátkem třicátých let se začaly konstruovat první radiopřijímače do automobilů. Pokusy použít v nich dosud rozšířené skleněné elektronky se zhaivením 4 V skončily neúspěchem, neboť elektronky nevydržely vibrace. Proto byly konstruovány první „kovové“ elektronky (s kovovým pláštěm), určené pro napájení z akumulátorové baterie, která se tehdy skládala ze tří seriově zapojených olověných článků po 2,1 V ( $3 \times 2,1 = 6,3$  V). Nová serie „kovových“ elektronik se osvědčila a pro vysokou spolehlivost se rozšířila i do síťových zařízení profesionální i spotřební elektroniky, kde se udržela ještě dlouho po druhé světové válce. Žhavicí napětí 6,3 V zůstalo přitom zachováno.

**-hák-**

*Radio (SSSR) 1976 č. 1, str. 56*

## TŘETÍ START OBRAZOVÉ DESKY TED

„Ne vždycky pokoušají při posledním v řadě – někdy také prvního“. Podle časopisu *Funkschau* toto tvrzení padne jako ušitě na historii obrazové desky TED, jinak též TELDEC, protože desky s mechanickým snímáním záznamu, vy-

vinuté ve spolupráci firm Telefunken a Deca.

Stručně: V roce 1970 byl předveden první laboratorní vzorek černobílé desky. Počátkem roku měla být připravena barevná deska k uvedení na trh – start č. 1. Technické nedostatky obalu desky to zneemožnily. Teprve v březnu 1975 došlo k 2. startu, tentokrát už bez závad. Věřejnost však nově sdělovací prostředek nepřijala, deska TED doslova propadla jak špatná premiéra. Dlouho se to táhlo, odpovědní činitelé podávali zkršená vysvětlení a pak se úplně odmlčeli.

Teprve u příležitosti valné hromady AEG – Telefunken v Berlíně bylo nyní sděleno, že deska TED ještě žije a brzy prožije další, už 3. start. Předčezala ovšem sebekritika – dá-li se tak nazvat vysvětlení toho, že se nespĺnila původní očekávání proto, že:

- trh audiovizuálních přístrojů se vyvíjí velmi pomalu,
- všeobecná konjunkturální situace byla uvedení obrazové desky nepříznivá,
- přípravné programy nebyly dostatečně atraktivní, rovněž kvalita použitých snímků nebyla dostatečná.

Odstranit tyto základy nebylo možné okamžitě. Zásadní změnou, která si vyžádala delší čas, byl především přechod na zcela jiný zájmový okruh. Místo zábavních programů jsou nyní připravovány různé doškolovací kursy. Zvláště nadače německého svazu lékařů připravila například doškolovací programy, které si každý lékař může sledovat na svém televizoru. Programové komise hodlá ročně připravit asi 50 programů, které budou zasílány na předplatně. Jako nosič záznamu byla vybrána deska TED pro svoji lehká a také proto, že desetiminutový záznam právě odpovídá možnostem doučňování po namáhavém pracovním dni praktického lékaře. Zmíněných 50 desek zůstává předplatitel a stojí 1152 západních marek. Musí si ovšem opatřit i přehrávač za 1250 marek – což obojí však je únosné.

Deska TED tedy má opět nadějně vyhlídky na třetí start. Klevnetníci říkají, že je na čase, protože se právě dočasně neví, kolik z dosud vyrobených 5000 ks přehrávačů a 300 000 ks vylisovaných desek dosud leží ve skladech. Výroba je dnes zastavena, nový rozběh si vyžadá určitý čas. Otazníkem zůstávají úmysly 4 japonských firem, které už koupily licenci a připravují vlastní výrobu.<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup> Viz též Fakta a poznámky, *ST* 2/1976, str. 42. Red.

*Funkschau, (1976), č. 17, str. 5*

*mil*

## V LABORATORIÍCH SE PŘIPRAVUJÍ INTEGROVANÉ OBVODY PRO OSMDĚSÁTÁ LÉTA

Klasické metody výroby integrovaných obvodů nevyhovují, jestliže je třeba realizovat motivy o šířce pod 1,5  $\mu$ m. V současné době není situace nijak katastrofální. Obvody složitější integrace standardně vyvíjené a vyráběné jsou založené na strukturách o šířce 5  $\mu$ m a v nejnovějších pamětech MOS plně postačuje šířka 3  $\mu$ m. Avšak společ-

nost IBM, které se vždy snaží stát v čele technického a ekonomického pokroku, vyrábí už seriově obvodové struktury širokými pouhého 1,5  $\mu$ m. To jí umožňuje integrovat na ploše několika čtverečních milimetrů paměti ROM o kapacitě 48 kbit, případně paměť RAM 8 kbit. Tak se dospívá k rozměrům, které se blíží dělice vlny světla, a další miniaturizace naráží na řadu principálních obtíží. Na příklad ke zpracování materiálů pro maskování nelze už používat klasické optiky. Mnohé chemické způsoby selhávají pro motivy užší než 1  $\mu$ m, neboť pak se už začínají rušivé uplatňovat vlivy nerovnosti a nepravidelnosti řezu charakteristických pro chemické metody.

Proto se koncern IBM začal od roku 1973 orientovat na výrobu integrovaných obvodů pomocí svazku elektronů (elektronolitografie) a začal provozně využívat této technologie od roku 1975. Jsme už zvyklí na to, že kdykoli IBM oznámí praktické využívání nějaké technologie, začínají ostatní polovodičové firmy teprve vyvíjet své laboratorně potřebné zařízení. A podobně je tomu i v tomto případě. Ve Francii se zatím o iontovém obrábění příliš nemluví. Někteří laboratoré mají sice už několik měsíců potřebná zařízení, ale nechtějí, aby se o tom vědělo. Siemens, jak se zdá, je v této věci otevřenější. Jako západoněmecká firma používá ke zhotovování svých experimentálních obvodů rychlých argonových iontů z piasmové komory. Vytvářejí struktury jsou velmi ostré s jednotným úhlem zkosení 65°. Značné zkušenosti s iontovým obráběním má i britská firma Mullard, která, jak známo, patří ke koncernu Philips. Technologie, kterou využívala, jí má umožnit realizaci motivů o šířce 0,3 až 2  $\mu$ m.

**Tvr**

*Inter Electronique, 1976, č. 211, str. 26–27.*

## ZNAČENÍ POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK MOTOROLA

Jeden z největších světových výrobců polovodičových součástek Motorola Semiconductors, jehož součástky se používají v přístrojích dovezených do Československa, označuje své výrobky několika způsoby. Ponejvíce je to tzv. americké značení 1N.... pro diody, 2N.... pro transistory podle registrace JEDEC. Součástky, určené pro evropský trh, bývají označovány typovým značením P... Electron. Velké množství součástek však Motorola označuje svým vlastním systémem značení, který se neshoduje se žádným známým systémem.

První písmeno znaku podle systému značení polovodičových součástek Motorola je vždy písmeno M. Další jedno, dvě či tři písmena udávají druh součástky, popřípadě i použité pouzdro podle následujícího klíče:

MAC	spínač součástka triak	(na př. MAC 10)
MBS	dvousměrový spínač	(MBS 4991)
MC	integrované obvody	(MC 1305)
MCR	spínač součástky tyristory	(MCR 107)
MD	dvojitě transistory	(MD 8001)
MFC	funkční integrované obvody	(MFC 6010)
MFE	polem řízené transistory v kovovém pouzdru	(MFE 120)

MJ	výkonové transistory v kovovém pouzdru (MJ 2955)
MJE	výkonové transistory v plastickém pouzdru (MJE 1100)
MLED	světelné diody LED (MLED 50)
MPF	polem řízené transistory (MPF 120)
MPN	transistor PIN (MPN 3401)
MPS	transistory Motorola v plastickém pouzdru TO-92, které jsou ekvivalentní k transistorům v kovovém pouzdru podle stejného čísla označení JEDEC (např. MPS 3638 = 2N3638)
MPSA	nízkofrekvenční transistory v plastickém pouzdru TO-92 (např. MPSA 17)
MPSD	budicí transistory displejů v plastickém pouzdru TO-92 (např. MPSD 04)
MPSH	vysokofrekvenční transistory v plastickém pouzdru TO-92 (např. MPSH 54)
MPSL	průmyslové provedení transistorů v plastickém pouzdru TO-92 (např. MPSL 01)
MPSM	VKV transistory (MPSM 83)
MPSU	transistory v plastickém pouzdru typu „uniwatt“ (MPSU 01)
MPU	programovatelné jednopřechodové transistory (MPU 131)
MR	polovodičové usměrňovače (MR 810)
MSD	dvojité dioda v plastickém pouzdru TO-92 (MSD 6100)
MSS	referenční diody, polovány v předním směru, v plastickém pouzdru TO-92 (cesta kolektor-báze transistoru) (MSS 1001)
MUS	jednosměrový spínač (MUS 4988)
MV	kapacitní diody, včetně varaktorů (MV 109)
MVS	teplotně kompenzované napěťové referenční diody (MVS 460)
MZ	napěťové referenční diody (MZ 92)

Dvou až čtyřmístné číslo, které následuje za písmenovou částí typového znaku, udává postupné číslo typu a nemá žádný jiný význam. Je-li na konci celého znaku u diod písmeno R, jde o diody s obrácenou polaritou vývodů ve srovnání s obvyklým provedením.

Vít Stříž

#### NOVÉ KALKULAČKY HP:

Hewlett — Packard uvedl na trh tři nové typy programovatelných kapsních kalkulaček.

HP-25 C navazuje na typ HP 25 — programovatelná kalkulačka pro desítkové výpočty. Liší se použitím paměti, která díky C-MOS technologii zachovává vložené informace i po vypnutí kalkulačky. Není tedy třeba při každém dalším použití znova zavádět program nebo data. Funkce a programové vybavení zůstalo nezměněno.

Dalšími novými typy jsou HP-67 a HP-97, programované magnetickými šítky. Jsou funkčně i programově rozšířeny proti HP-65, která byla první kapsní programovatelnou kalkulačkou vůbec. Tato dvojice je zajímavá svou kompatibilitou při odlišném konstrukčním řešení. Obě kalkulačky mají iden-



Obr. 1. Nové typy kalkulaček HP

tické matematické funkce a programovací šítky jsou plně zaměnné. HP-67 je kapsní typ, dnes už klasického vzoru (často napodobovaného!), HP-97 je však stolní kalkulačka s tiskámkou. Proč byla vyvinuta právě tato dvojice? Výrobce jí vychází vstříc potřebám organizací, ve kterých je používán větší počet kalkulaček na řadě pracovišť.

V takových případech je zřejmé výhodné soustředit přípravu programu, jejich kontrolu a odladění, jakož i servis kalkulaček. Stolní HP-97 patří do vybavení tohoto střediska a účinně pomáhá jednotlivým operátorům, užívajícím kapsní kalkulačku HP-967. Dovoluje vytištění programu, průběhu výpočtu a jeho kontrolu krok po kroku. To velmi usnadňuje nalezení chyb nebo změny v programech.

U kapsních kalkulaček HP-67 mají klávesy tři až dokonce čtyři funkce. Rozlišení se provede předchozím stiskem funkčních kláves *f*, *g* nebo *h*. Do jaké míry je tento princip použitý postupně u všech typů kapsních kalkulaček HP účelný, je otázkou diskuse. Rozměry kalkulačky určují možný počet tlačítek, které ještě mohou lidské prsty bezpečně ovládat. Elektrické možnosti integrovaných obvodů tyto meze mnohokrát překračují. Znásobení funkcí každé klávesy však zvyšuje nároky na operátora a znesnadňuje postup výpočtu. Je otázkou, zda by nebylo účelnější přejít k změně rozměrů, tj. zvlášť počet tlačítek. Rozhodnutí obětovat dnes už tak obecně známou „tvář“ kalkulaček HP není samozřejmě nijak lehké. Možná, že lehčí stolní typ HP-97 připravuje k němu cestu.

Obě zmíněné kalkulačky vynikají vysokou kapacitou paměti programů, která má 224 bloků po 3 krocích. Údaje pro výpočet se ukládají do 26 registrů dat.

Firma nabízí stále rozšiřovaný sortiment počítačových programů z oborů elektrotechniky, obchodních rozhodnutí, matematiky, statistiky, geodesie, strojírenství a medicíny.

Za zmínku stojí i cenová politika. Současné s uvedením kalkulačky HP-25 C

na trh za cenu 224,- \$ byla snížena o 30%. HP-25 ze 185,- \$ na 163,- \$. Nejjednodušší typ řady HP-21 je nyní za 90,- \$ (dříve 113,- \$). Programovatelná HP-67 se prodává za 504,- \$ a stolní HP-97 za 840,- \$.

Jak ceny, tak nové typy, neustále doplňují a obnovují výrobní program, dokazují rychlou reakci firmy na změny poptávky na světovém trhu. Přitom je udržován jen nutný sortiment a zastaralé typy jsou rychle stahovány z výroby, kde se nyní udržuje jen 6 typů programovatelných kapsních kalkulaček.

mja

Materiál Hewlett-Packard

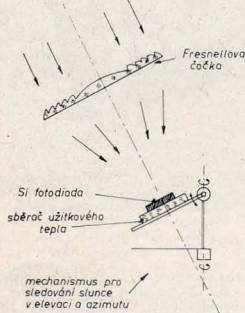
#### SLUNEČNÍ ELEKTRÁRNY LEVNĚJI

Přeměna energie slunečního záření na elektrickou lépe využitelné formy je významným problémem, který získává stále větší podporu ve světovém měřítku. Zůstaneme-li při zemi jak obrazně, tak fakticky, to znamená, vyneseme-li z těchto úvah koncepci sluneční elektrárny umístěné na stacionární družici a bezdrátový přenos elektrické energie ve formě mikrovlnného záření na zem, je klíčovým problémem v současné době realizace velkoplošného sběrače (konvertoru) záření s přijatelnou účinností a cenou.

V pozemských podmínkách a při účinnosti konverze ca 15 % můžeme z 1 m<sup>2</sup> sběrné plochy vytěžit do cca 100 W elektrické energie. Cena čtvercového metru křemíkových článků však v dohledné době (do roku 1979 podle technicko-ekonomických citů pracovníků „Jet Propulsion Laboratory“, JPL) nemůže klesnout podstatně pod 500 \$ na m<sup>2</sup>, to znamená, že cena slunečního konvertoru s přímým ozářením ko-

ků bude minimálně 5  $\delta$  na 1 W instalovaného výkonu.

Konkurenční projekt firmy SANDIA pracuje s optickým koncentratorem záření. Používá spojné čočky o průměru ca 70 cm, průměr křemíkového fotočlánku je ca 8 cm, záření se zahusťuje padosátinásobně. Speciálně upravený křemíkový fotočlánek pracuje při teplotě až 100°C, má nízký specifický odpor substrátu ca 0,3 ohm/cm, geometrie přední elektrody je optimalisována s o hledem na minimální ztráty jak optické, tak elektrické. (Obr. 1.)



Obr. 1. Konvertor slunečního záření, ve kterém se koncentrace světla pomocí čočky, je pro stejný výkon podstatně levnější než konvertor „koherenčního“ typu

Ve funkci sběrné čočky se používá technologicky nenáročného výsluku, který je složen z koncentrických prstenců s minimální tloušťkou a se společným ohniskem; tak zvaná Fresnelova čočka je proti spojné čočce klasické koncepce při stejné apertuře (poměr průměru čočky k ohniskové vzdálenosti) daleko lehčí, netrpí prnutím při chladnutí, má malé ztráty světla absorpcí a snadno se lisuje. Její zobrazovací vlastnosti ovšem nejsou ideální, což pro danou aplikaci nevadí.

Na základě výše uvedené koncepce (obr. 1) je rozpracována baterie o elektrickém výkonu 1 kW, průměrně dalších 5 kW tepelného výkonu bude k dispozici ve formě ohřáté vody. Baterie je složena ze 135 dílčích buněk, které jsou vybaveny mechanismem pro sledování pohybu slunce po obloze. Rozpočtové náklady na elektrárnu o instalovaném výkonu 100 kW vychází podle této koncepce na 1 až 1,5  $\delta$  na 1 W, což je 3 až 5 krát výhodnější než při přímém ozařování koherenční křemíkových fotovoltaických článků bez optického soustředovače záření.

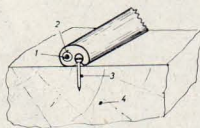
B. Šr.

Larger cells, solar concentrator yields more power. (Přáší články a soustředěvací slunečního záření zvyšují výkon konvertoru). Electronics, 22, 7, 76, Vol. 49, č. 15, str. 41 a 22.

## VODIČ PRO PŘENOS INFORMACÍ

Pro vzájemné spojení stacionárních a mobilních zařízení se často používá

induktivní vazby mezi kabelovou smyčkou a snímacím zařízením, případně mezi smyčkou, kterou tvoří vodič — kolejniče a snímacím zařízením. Zejména pro tyto případy, tedy pro venkovní použití, byl vyvinut jednožilový vodič, který umožňuje svým provedením snadnou montáž i demontáž, jak je patrné z obrázku 1. Vodič umožňuje přenos



Obr. 1. Způsob připevnění vodiče (1 - vodič, 2 - izolace, 3 - připevňující hřeb, 4 - dřevěný pravec)

frekvenčně modulovaných kmitočtů v pásmu 30—150 kHz.

Nk

Brown Boveri Mill, 1975 č. 12, str. 528—538

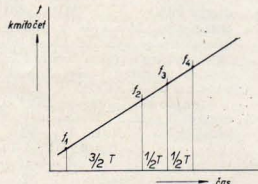
## MĚŘENÍ OKAMŽITÉ HODNOTY LINEÁRNĚ SE MĚNÍCÍHO KMITOČTU

Všecká zařízení zobrazující přímo (na obrazovce) přenosové, fázové, impedanční nebo jiné parametry, musí řešit problém přiřazení kmitočtu zvolenému bodu získaného průběhu. Např. u starých známých rozmitaných měřičů čtyřpólů Polyskop SWOB firmy Rohde & Schwarz byl použit systém kmitočtových značek vytvářených zážejí harmonických kmitočtů 1, 10 a 50 MHz s kmitočtem rozmitaného oscilátoru. Kmitočtem zadaného bodu průběhu bylo nutno postupně interpolovat v sledu značek poměrně pracně a nepřesně. Zavádění značkovače kmitočtu z vnějšího generátoru (přesného, případně kontrolovaného čítačem) je varianta značně nákladná.

Dnešní moderní rozmitaná zařízení s napětím laděnými oscilátory YIG dovolují vytvářet kmitočtové značky jednodušším způsobem. Tak u analyzátoru obvodů HP 8505 můžeme umístit na zobrazenou křivku libovolně celkem 5 značek a jejich kmitočtů postupně indikovat v číslicové formě. Tyto značky jsou generovány v komparátorech jako impulsy při dosažení shody napětí odebraného z potenciometru značek a napětí ladičského oscilátoru YIG. Abychom přifidili k přepínačem zvolené značce na grafickém průběhu na obrazovce příslušnou hodnotu kmitočtu, je třeba změřit lineárně se měnící kmitočty právě přesně v okamžiku, kdy je generován značkový impuls. V uvedeném analyzátoru je tento problém řešen vratným čítačem.

V okamžiku příchodu značkového impulsu zahájí čítač čítání vřed od kmitočtu  $f_1$  a pokračuje po dobu stanovenou měřicím intervalem hradi až po kmitočt  $f_2$  (obr. 1). Kmitočt lineárně vzrůstá a proto je nyní obsah čítače vyšší, než odpovídá měřené hodnotě  $f_1$ . Po krátké prodlevě opět čítač začne  $f_1$

tat — od kmitočtu  $f_3$  až po  $f_4$  — avšak nyní vrad. Jestliže jsou doby otevření, uzavření a opětového otevření hradi  $3/2T$ ;  $1/2T$ ;  $1/2T$  a je-li průběh rozmitání přesně lineární, je konečný stav



Obr. 1. Princip měření okamžité hodnoty lineárně se měnícího kmitočtu

čítače takový, jako by měl konstantní kmitočt  $f_1$  během intervalu otevření hradi  $T$  (jak se lze snadno přesvědčit dosazením zvláštních čísel).

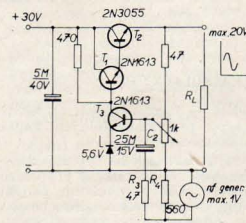
Uvedená metoda je elegantním řešením měření okamžité hodnoty lineárně se měnícího kmitočtu, jež může být využita i v jiných aplikacích, bude-li k dispozici potřebné rychlé vratný čítač.

-ich

Woodhall: Measuring a Linearly Changing Frequency, HP Journal, červenec 1976, str. 6

## STABILISÁTOR JAKO MODULÁTOR

Známe zapojení seriového stabilisátoru je možno přeměnit snadno v modulátor, který se vyznačuje velmi nízkým výstupním odporem. Regulační člen je zde použit jako výkonový zesilovač s velkým zesílením. Jak je z obr. 1 vidět, byly k zapojení seriového stabilisátoru přidány pouze dva odpory a kondensátor ( $R_3$ ,  $R_4$  a  $C_2$ ).



Obr. 1. Zapojení modulátoru odvozeného ze stabilisátoru

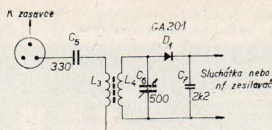
Zdrojem modulačního napětí je nízkofrekvenční generátor s výstupní impedancí 600  $\Omega$ . Modulace je přiváděna na bázi  $T_3$  a na výstupu je na zatězovacím odporu příslušně zesílený nf signál, namodulovaný na stejnosměrné napětí.



Potenciometrem se nastavuje optimální promodulování výstupního signálu.

*Elektror 1971 č. 7—8, str. 7056*

-hák-



Obr. 2. Jednoduché zapojení přijímače

## PŘENOS NF SIGNÁLŮ PO SÍTOVÉM VEDENÍ

V moderních zařízeních obytných prostorách se může vyskytnout otázka, jak a kam dodatečně umístit vedení nf signálů (např. pro reproduktor ve vedlejší pokojí), aby tím nebyl narušen celkový estetický vzhled místnosti. V některých případech je pro nejkratší spojovací cestu dokonce nutné vrtat díry do stěn nebo vysekávat omítku. Tento problém řeší popisované zařízení, které jako vodiče využívá rozvod síťového napětí 220 V.

### Popis zapojení

Schema tohoto uspořádání pro přenos nf signálů je na obr. 1. Základ zapojení tvoří amplitudově modulovaný oscilátor-vysílač s transistorem  $T_1$ , který má vř výkon přibližně 1 mW a maximální dosah asi 20 cm. Kmitový obvod sestává z cívky  $L_1$  a kondensátoru  $C_1$ ; zpětná vazba je zavedena do báze  $T_1$  přes  $L_2$  a  $C_2$ . Signál odebraný z reproduktorového výstupu nf zařízení se přivádí do primární modulačního transformátoru  $Tr_1$ ; modulované napětí je vyvedeno přes  $C_3$  do síťové zásuvky (např.  $Z_1$ ). Je lhostejné, zda se pro přenos modulovaného vř napětí využije nulový vodič nebo fáze; z hlediska bezpečnosti se jeví výhodnější první případ. Oscilátor s transistorem  $T_1$  kmitá podle nastavení  $C_1$  v rozsahu asi 500 kHz až 1,5 MHz, tedy v pásmu středních vln, což umožňuje uskutečnit příjem libovolným středovlnným přijímačem. Obvyčejně drát se vázaným kondensátorem  $C_1$  několikrát omotaný kolem přijímače nebo zavedený k jeho anténní zdířce dovoluje po zasunutí do kterékoliv zásuvky (např.  $Z_2$ ) bytového rozvodu přijímat nf signál. Pokud přijímač není k dispozici, může jeho funkci zastoupit běžný nf zesilovač nebo magnetofon s reproduktorem, který má na vstupu zapojenou jednoduchou krystalku podle obr. 2. Indukční vazba

resonančního obvodu se vstupním obvodem krystalky zajišťuje galvanické oddělení celého zařízení od sítě.

Pro přenos stereofonního či kvadrofonního signálu nebo více různých signálů lze použít několika vysílačů podle obr. 1. Jednotlivé nosné kmitočty je třeba odstupňovat tak, aby mezi jednotlivými kanály nevznikal přesech, záněje oscilátorových kmitočtů projevující se ve slyšeném pásmu jako hvizdy, a aby příjem nebyl rušen silnými stanicemi. Protože vysílač nemá poločený výšší harmonické nosného kmitočtu, může se stejný signál při ladění přijímače ozvat dvakrát. U zkušebního vzorku přístroje se neprojevilo rušení okolních přijímačů; v opačném případě je třeba v souhlase s platnými předpisy zařadit do vedení vhodný filtr (nikoliv však do nulového vodiče), který nř, také zamezí šíření vř signálů „ven“ za pojistky a elektroměr. Samozřejmě je také možné posunout nosný kmitočet změnou hodnot  $L_2$ ,  $C_2$  mimo rozhlásová vysílací pásma, což však vyžaduje stavbu samostatného přijímače.

### Použité součástky, oživení, konstrukce

V prototypu přístroje byly cívky  $L_1$ ,  $L_2$  stejně jako cívky  $L_3$ ,  $L_4$  navinuty na feritové tyčce o průměru 8 mm a délce 7 cm;  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_4$  mají 70 závitů,  $L_3$  má 20 závitů vysokofrekvenčním lankem 20 x 0,05. Cívka  $L_2$  je navinuta na cívce  $L_1$ , cívky  $L_1$ ,  $L_3$  jsou vinuty těsně vedle sebe. Při ožívání oscilátoru bez měřičích přístrojů je vhodné zaměřit nejprve odpor  $R_1$  za trimr 1,5 MΩ, jímž se zvolí maximální hlaslost a minimální zkręšení signálu na přijímací straně. Úroveň priváděného nf signálu musí být regulátorem hlaslosti nf zařízení nastá-

vena pouze tak velká, aby nedocházelo k přemodulování oscilátoru. Celé zařízení je nejlépe uzavřít do kovové stíněné krabičky a umístit co nejlépe k síťové zásuvce.

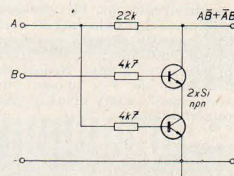
### Využití přístroje

Uvedené zapojení lze použít nejen k přenosu nf signálů sdělovacích zařízení, ale i např. k dálkovému ovládní síťových spotřebičů. Tuto variantu ponechávám na tvůrčí fantazii konstruktéra. Největší uplatnění najde přístroj pravděpodobně tam, kde je realizace obvyčejného drátového vedení obtížná, případně zcela nemožná.

Jan Drežler

## EX — OR BEZ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ

Z diskretních součástek lze jednoduše sestavit hradlo EX-OR podle obr. 1. Zapojení pracuje bez napájecího

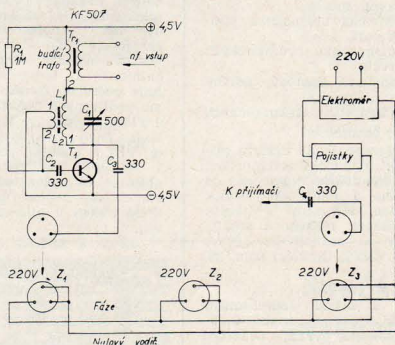


Obr. 1. Zapojení obvodu EX-OR z diskretních součástek

napětí a při nestejných vstupech je na výstupu „1“ bud přes odpor 22 kΩ nebo přes diodu báze-kolektor horního transistoru. Při stejném stavu na obou vstupech je na výstupu „0“, neboť oba transistory bud současně vedou nebo jsou v nevodivém stavu. V zapojení jsou použity univerzální křemíkové transistory npn (naše typová řada KC 507 ÷ 9).

-juh-

*Elektror 1973 č. 7—8, str. 29*

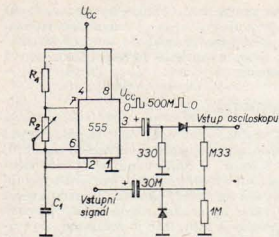


Obr. 1. Schema pro přenos nf signálů;  $R_1$  má být připojen k bázi  $T_1$

## ROZLIŠENÍ STOP NA STÍNÍTKU OSCILOSKOPU

Poskytují-li dvou- či vícekanalové nízkofrekvenční osciloskopy zobrazení podobných průběhů, lze je vzájemně identifikovat např. odpojením vstupu, vertikálním posuvem nebo jiným záhahem.

Trvalého „označení“ je možno docílit zapojením podle obr. 1. Časový spínač 555 je zapojen jako astabilní multivibrátor, jehož obdélníkové výstupní napětí sloučující se se sledovaným signálem periodicky odchyľuje paprsek příslušného kanálu mimo stínítko a tak vzniká čárkovaná (tečkovaná) stopa. Podmínkou dobré funkce je, aby napájecí napětí  $U_{cc}$  (pro obvod 555 může být 4,5—16 V) bylo větší než mezivrcholová hodnota sledovaného signálu (vyplňuje-li dostatečně rozměr stínítka) a kmitočt multi-



Obr. 1. Schema zapojení pro vytvoření přerušované stopy na obrazovce osciloskopu

vibrátoru alespoň  $10 \times$  vyšší než kmitočet sledovaného průběhu. Kmitočet obvodu 555 se řídí odporem  $R_2$  a je rovny  $1,44/(R_2 C_2) - 2R_2 C_2$ , kde  $f$  je v Hz,  $R_2$  v  $\Omega$ ,  $C_2$  v F.

¶ Nedosažitelné obvody 555 je možno nahradit jakýmkoli rychle se překlápějícím multivibrátorem. Při víckanálovém zobrazení by bylo možno rozlišit jednotlivé kanály různým opakovacím kmitočtem multivibrátorů a tím různou délkou přerušení stopy. Nedostatkem zapojení podle obr. 1 je upmácí obvod ve vstupu signálu, který vylučuje přenos stejnosměrné složky.

-ich

Berlin: 555 timer tags waveforms in multiple scope display, Electronics, duben 29, 1976, str. 114

#### ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ POSUVU IMPULSŮ VČÍ SINUSOVÉHO NAPĚTÍ POMOCÍ OSCILOSKOPU S JEDNOU ČASOVOU ZÁKLADNOU

V elektronických zařízeních, obsahujících tyristory, se velmi často vyskytuje potřeba změřit úhel otevření místku, tj. posuv impulsů vůči sinusovému napětí, měřenému ve stupních elektrických. Toto měření je důležité pro celé zařízení, neboť úhel otevření místku je přímo úměrný napětí na zátěži.

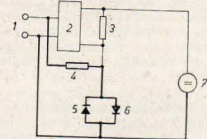
V současné době se pro toto měření používá osciloskop se dvěma časovými základnami, tj. se dvěma nezávislými vstupy, z nichž jeden snímá sinusové napětí a druhý vlastní impuls. Tento způsob měření má několik negativních vlastností. Osciloskopy se dvěma časovými základnami jsou objemově velké a těžké, což se nepříznivě projevuje při montážních pracích a měřeních v terénu. Před vlastním měřením je nutno obě časové základny osciloskopu synchronizovat a nastavit tak, aby se křivky. Tato synchronizace se provádí například snížením sinusového napětí oběma vstupy a v průběhu měření je ji nutno kontrolovat, pro případ dolažit. Měření se tím časově protahuje a navíc je často nutno měřit serií výrobků při jednom nastavení osciloskopu, čímž se snižuje přesnost.

Uvedené nevýhody odstraňuje vynález Ing. Bohumira Heinza a Miroslava Krejčího z Prahy.

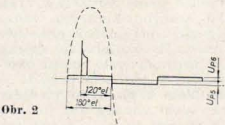
Ke zdroji napájecího napětí je připojen zdroj impulsů, k němuž je připojen zatěžovací odpor. Jeden konec zatěžovacího odporu je připojen k jednomu pólu osciloskopu s jednou časovou základnou a druhý konec zatěžovacího

odporu je připojen k jednomu konci omezovacího odporu a jednomu pólu dvojice antiparalelně zapojených diod. Druhý konec omezovacího odporu je připojen k jednomu pólu zdroje napájecího napětí, druhý pól antiparalelně zapojených diod je připojen ke druhému pólu zdroje napájecího napětí a druhému pólu osciloskopu s jednou časovou základnou.

Toto zapojení je znázorněno na obr. 1; na obr. 2 je znázorněn průběh napětí zobrazený na obrazovce osciloskopu s jednou časovou základnou.



Obr. 1



Obr. 2

Ke zdroji 1 napájecího napětí je připojen zdroj impulsů 2, k němuž je připojen zatěžovací odpor 3. Jeden konec zatěžovacího odporu 3 je připojen k jednomu pólu osciloskopu 7 a druhý konec zatěžovacího odporu 3 je připojen k jednomu konci omezovacího odporu 4 a jednomu pólu dvojice antiparalelně zapojených diod 5, 6. Druhý konec omezovacího odporu 4 je připojen k jednomu pólu zdroje 1 napájecího napětí, druhý pól dvojice antiparalelně zapojených diod 5, 6 je připojen ke druhému pólu zdroje 1 napájecího napětí a druhému pólu osciloskopu 7.

Podstata výsledku spočívá v tom, že se sinusové napájecí napětí vede přes omezovací odpor 4 na antiparalelně zapojené diody 5, 6, z nichž každá po překročení svého prahového napětí jednu půlperiodu vede.

Vlivem prahového napětí vznikne na příslušné diodě 5 anebo 6, podle okamžité polarity sinusovky, úbytek napětí  $U_p$  nebo  $U_{pr}$  o velikosti asi 0,5 V. Toto napětí má tvar obdélníku a je široké 180° elektrických.

Zapojením osciloskopu podle obr. 1 se snímají na jedné časové základně výše zmíněná obdélníková napětí i impuls, jak je znázorněno na obr. 2.

Dr. Jiří Skala

(Čs. patent čís. 149 498)

## OZNÁMENÍ

Československá vědeckotechnická společnost, Česká vědeckotechnická společnost. Společnost elektrotechnická a Dům techniky ČVTS Praha pořádají ve spolupráci s Národním komitétem IMEKO, poškočou ČVTS FEL ČVUT Praha a ústřední odbornou skupinou — Diagnostika v elektronice ve dnech 22. až 25. srpna 1977 v budově elektrotechnické fakulty ČVUT, Suchbátarova 2, Praha 6 — Dejvice, mezinárodní konferenci

### TECHNICKÁ DIAGNOSTIKA.

Témata konference vyčerpávají hlavní obory technické diagnostiky ve strojírenství, elektrotechnickém a chemickém průmyslu, v dopravě a energetice. Jedná se o konferenci bude probíhat v následujících sekcích:

- I. sekce — teoretické problémy diagnostiky a problémového vybavení diagnostických soustav.
- II. sekce — technická diagnostika strojů a jejich uzlů.
- III. sekce — diagnostika hydraulických celků a prvků.
- IV. sekce — moderní metody údržby s využitím diagnostiky.
- V. sekce — diagnostika elektronických číslicových systémů.

Součástí konference bude výstava přístrojů z oblasti technické diagnostiky. Jednání bude simultánně tlumočeno do českého, ruského a anglického jazyka. Příspěvky budou přijímány v jazyce českém, slovenském, ruském a anglickém. Přihlášky se posílají na adresu Domu techniky ČVTS, Gorkého nám. 23, Praha 1.

★ ★ ★

Vycházející z dohod komplexného programu krajin RVHP usporiada Elektrotechnická fakulta SVTS, Lekárska fakulta UK, Výskumný ústav lekárskej biotekny, Slovenská kybernetická spo-

ločnost a Slovenská lekárska spoločnosť v spolupráci s Domom techniky SVTS v Bratislave v septembri 1977 konferenci

### BIONIKA 77.

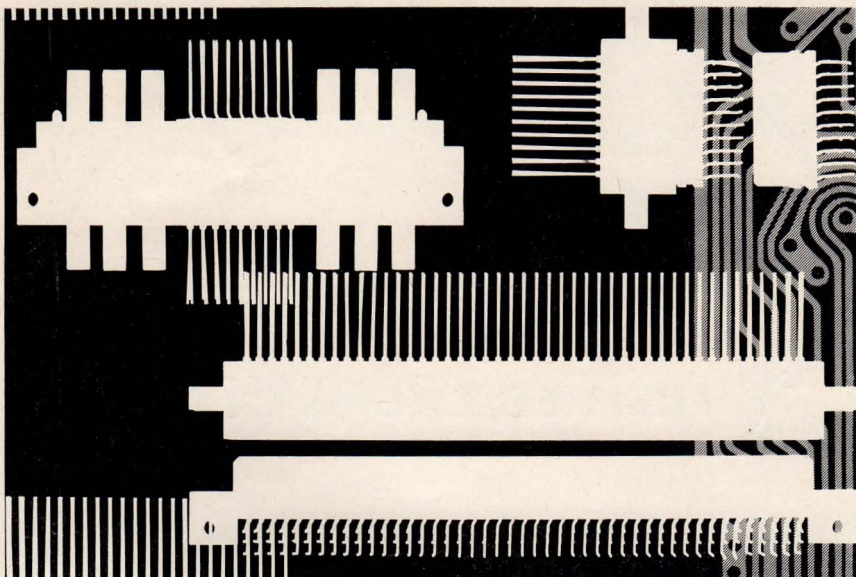
Náplňou jednotlivých sekcií budú tieto oblasti bioniky:

- teoretické základy,
- metodické a klinické aspekty,
- aplikácie,
- informačné systémy — DATAMED 77
- konané pri príležitosti 10. výročia založenia Výskumného ústavu lekárskej bioniky.

Podrobnejšie informácie o podmienkach pasívnej i aktívnej účasti spolu s predbežnou príhlaškou si záujemci môžu vyžiadať na adrese: Ing. Xenia Gröneová, Dom techniky SVTS, 881 30, Bratislava.

UTRIN — Ústav technického rozvoje a informácií v Pruze (pošt. schr. 1023, 113 56 Praha 1) vydal jako přílohu *Informačního zpravodaje hutnictví a strojírenství adresář organizací čs. hutnictví a strojírenství*. Obsahuje podrobné členění VJH a přímé podřízených organizací FMHTS a FMS včetně adres, telefonních čísel, jmen představitelů resortů, VJH a podniků podle stavu k 1. 10. 1976. Tento adresář si lze objednat na výše uvedené adrese, stejně jako některé další přílohy, které ÚTRIN v *Informačním zpravodaji* vydal:

- Stroje a zařízení pro 6. pětiletku
- Výzkum a vývoj v 6. pětiletce
- Nové kovové materiály a hutní výrobky pro 6. pětiletku
- ÚV KŠC o rozvoji hutnictví a strojírenství
- Tematické plány 1977



## SOUSTAVA PLOCHÝCH ZÁSTRČKOVÝCH KONEKTORŮ

Vývozc:

**Elektrotechnik**  
**EXPORT-IMPORT**  
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER  
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK  
DDR-1026 BERLIN-ALEXANDERPLATZ  
• HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE •

Informace podá:

Zastoupení „Elektrotechnik“  
při velvyslanectví NDR v ČSSR  
obchodně - politické oddělení  
Gottwaldovo nábřeží 29  
125 39 Praha 1

RFT Vám nabízí rozsáhlou soustavu plochých zástrčkových konektorů umožňující řešit různorodé problémy elektrického propojování v celé elektronice.

Náš nový kontaktní princip zaručuje vyšší spolehlivost a delší dobu používání.

Četné varianty osazování a rastru, které soustava umožňuje, dovolují optimálně řešit mnoho případů aplikace:

• níže napětí, silnoproudé zástrčkové konektory, kombinované zástrčkové konektory (nf/vf, nf/silnoproud), rozdělovací lišty, přímé zástrčkové konektory pro max. 90 vodičů a nepřímé zástrčkové konektory pro max. 135 vodičů.

Informujte se o podrobných technických údajích i o možnostech dodávek. Ve všech otázkách aplikační techniky Vám poradí zkušení odborní inženýři.

**RFT**

**Součástky RFT pro elektroniku -  
výkonné a spolehlivé!**



TESLA Brno, n. p. — výrobce elektronických měřicích přístrojů  
Vám nabízí ze svého bohatého sortimentu

# UNIVERZÁLNÍ ČÍTAČ BM 526



Přístroj je osazen převážně integrovanými obvody a umožňuje svým vybavením součinnost s jinými přístroji v automatickém měřicím systému (Interface IMS - 1, kat. II).

Přístroj umožňuje:

Měření kmitočtu:	10 Hz až 100 MHz
Měření periody:	10 Hz až 10 MHz násobky $10^0$ až $10^6$
Dělení kmitočtu:	10 Hz až 10 MHz dělicí poměr: $10^0$ až $10^6$
Prosté čítání:	10 Hz až 100 MHz kapacita $10^0 - 1$
Zdroj přesného kmitočtu:	$5 \text{ MHz} \pm 3 \cdot 10^{-9}/\text{den}$

Vsuvná jednotka BP 5260 - AUTOMATICKÝ KMITOČTOVÝ MĚNĚČ  
umožňuje měření kmitočtu do 800 MHz.

Objednávky a dotazy posílejte na adresu:

TESLA Brno, n. p. — obyčt, tř. Vítězství 23, 612 45 Brno  
telefon: 253 31 - 33