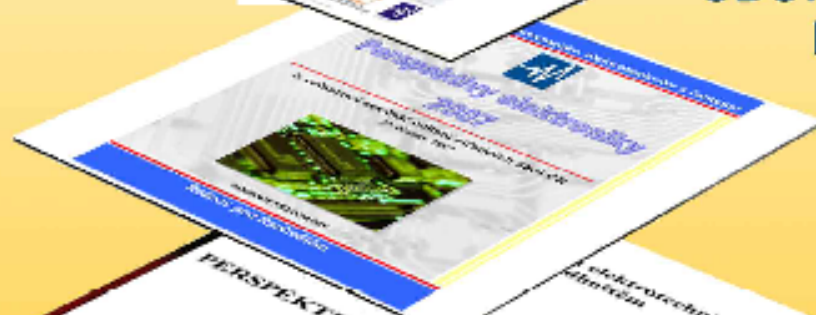




# PERSPEKTIVY ELEKTRONIKY 2011

7. CELOSTÁTNÍ SEMINÁŘ UČITELŮ STŘEDNÍCH ŠKOL

“ELEKTRONIKA 21. STOLETÍ”



SBORNÍK  
PŘEDNÁŠEK

Rožnov pod Radhoštěm  
20. října 2011



*Motto: "Vše, co si myslím, vše co si představuji,  
zůstane vždy pod pravdou, protože přijde čas,  
kdy díla vědy překonají všechny představy."  
(Jules Verne)*

# **PERSPEKTIVY ELEKTRONIKY 2011**

7. CELOSTÁTNÍ SEMINÁŘ UČITELŮ STŘEDNÍCH ŠKOL

**"ELEKTRONIKA 21. STOLETÍ"**

**SBORNÍK PŘEDNÁŠEK**

---

Střední škola informatiky, elektrotechniky a řemesel

Rožnov pod Radhoštěm

20. října 2011

### **Redakční rada PEL 2011:**

Ing. František Kandrnl

Ing. Bohuslav Kuřík

Ing. Petr Stavinoha

Ing. Anna Zejdová

---

### **Grafický návrh obálky:**

Ing. Petr Stavinoha

### **Sazba a tisk:**

SŠIEŘ Rožnov pod Radhoštěm, Školní 1610, 756 61

© 2011

ISBN 978-80-254-9992-4

## OBSAH

Program semináře PEL 2011.....	6
Slovo úvodem.....	7
Nové paměťové prvky a jejich místo v periodické soustavě základních prvků elektrotechniky.....	9
Současnost a budoucnost inerciálních mems senzorů .....	29
Elektromagnetické zbraně, mýtus nebo fungující realita.....	39
Aplikace multimediálních prvků v pedagogickém procesu.....	47
Dálková měření s využitím internetu.....	51
Počítačové sítě - protokol ipv6: ano či ne? .....	57
Perspektivní polovodičové struktury a součástky .....	67
Operační zesilovače v analogových systémech.....	75
Hradlová pole rekonfigurovatelná za provozu zařízení.....	85
Galileo - systém družicové navigace .....	89
Perspektivní komunikace 21. století.....	95

# PROGRAM SEMINÁŘE PEL 2011

20. říjen 2011

Motto: Elektronika 21. století

- 8:15 – 9:15 **Prezentace účastníků semináře v kinosále školy**  
9:15 – 9:25 **Uvítání hostů- zahájení**  
Mgr. Miroslav Trefil, ředitel školy.  
Zdravice hostů k 60. výročí založení školy
- 9:25 – 9:30 **Organizační servis**  
Ing. Bohuslav Kuřík
- 9:30 – 10:00 Vystoupení zástupce nakladatelství BEN-technická literatura,  
Vystoupení zástupců firem dovážejících a vyrábějících elektroniku
- 10:00 – 13:00 **Vystoupení přednášejících – dopolední blok**  
10:00 – 10:30 Počítačové sítě – protokol IPv6: ano či ne?  
Ing. Josef Kaderka, Ph.D., UO Brno
- 10:30 – 11:00 Galileo, historie, princip a budoucnost družicové navigace  
prof. Ing. František Vejražka, CSc., ČVUT Praha
- 11:00 – 11:30 Dálková měření s využitím internetu  
Ing. Martin Frk, Ph.D., VUT Brno
- 11:30 – 12:00 Nové paměťové prvky a jejich místo v periodické soustavě  
základních prvků elektrotechniky  
prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc., UO Brno,  
Ing. Zdeněk Biolek, Ph.D., SŠIEŘ Rožnov p. R.
- 12:00 – 12:30 Perspektivní komunikace 21. století  
doc. Ing. Václav Žalud, CSc., ČVUT Praha
- 12:30 – 13:00 Současnost a budoucnost inerciálních MEMS senzorů  
doc. Ing. Jan Čižmár, CSc., UO Brno
- 13:00 - 13:30 **Přestávka na oběd**  
13:00 - 16:00 Prohlídka expozice firem, nákup knih, konzultace s přednášejícími,  
předvedení vystavených exponátů zastoupených firem- mimo hlavní sál
- 14:00 - 16:00 **Vystoupení přednášejících – odpolední blok**  
14:00 - 14:30 Hradlová pole rekonfigurovatelná za chodu zařízení  
Ing. Soběslav Valach, VUT Brno
- 14:30 - 15:00 Perspektivní polovodičové struktury a součástky  
prof. Ing. Vladislav Musil, CSc., VUT Brno
- 15:00 – 15:30 Operační zesilovače v analogových systémech  
doc. Dr. Ing. Josef Punčochář, VŠB-TU Ostrava
- 15:30 - 16:00 Elektromagnetické zbraně, mýtus nebo fungující realita  
doc. Ing. Libor Dražan, CSc., UO Brno
- 16:00 - 16:15 **Zakončení semináře**  
Ing. Bohuslav Kuřík,  
Mgr. Petr Fuchs, zástupce ředitele SŠIEŘ Rožnov p. R.

# SLOVO ÚVODEM...

**František Kandrnal**

**Střední škola informatiky, elektrotechniky a řemesel Rožnov pod Radhoštěm,  
Školní 1610, 756 61 Rožnov pod Radhoštěm  
*frantisek.kandrnal@roznovskastredni.cz***

Motto:

... kdo chvíli stál, již stojí opodál...

Jan Neruda

Jen dál!

Jakými poznatky a dovednostmi vybavit žáky technických středních škol, aby se dobře uplatnili v praxi i v dalším studiu? Tuto otázku si kladou odborné předmětové komise na každé škole. Jejich odpovědi jsou včleňovány do koncepcí rozvoje škol. Zvláště obtížné je provést doporučení u oborů, které se intenzívně rozvíjejí. Mezi takové jistě patří elektronika a výpočetní technika.

Na přelomu tisíciletí si otázku - jak dál? - kladla i naše škola. Tady se zrodila myšlenka, podívat se na tuto problematiku očima lidí, pro které je sledování technického rozvoje každodenní prací. Oslovili jsme pedagogy vysokých škol v Čechách i na Moravě a požádali je o spolupráci.

Tak se v únoru roku 1998 sešla na Střední průmyslové škole elektrotechnické v Rožnově pod Radhoštěm desítka předních specialistů z vysokých škol se 70 středoškolskými učiteli z celé České republiky na semináři s názvem Perspektivy elektroniky. V deseti přednáškách byl nastíněn vývoj elektroniky v širším spektru elektrooborů a informatiky. Bylo diskutováno, co je perspektivní a co ustupuje do pozadí.

Seminář měl mimořádný ohlas a byl podnětný pro obě strany. Postupně se myšlenka vzájemných setkání vysokoškolských a středoškolských pedagogů z Čech a Moravy ve dvouletých intervalech ujala a postupně patřili mezi naše hosty i středoškolské učitelé ze Slovenska. Ukázalo se, že dva roky je to pravé období, kdy se vynoří dostatek objevů, které zásadně ovlivňují technický rozvoj společnosti. Postupně se k hlavnímu programu semináře, souboru přednášek k aktuálním otázkám elektroniky a informatiky, připojil doprovodný program. Na seminář byli zváni výrobci a dovozci zařízení používaných ve školních laboratořích a dílnách, aby inspirovali k inovacím středoškolské učitele. Mezi vystavovateli byly místní podniky Solartec, Sensit, ON SEMICONDUCTOR, UNITES Systems. Přijeli ale i vzdálenější dovozci měřicí techniky, Htest, RC systém z Prahy. Mimořádný zájem mezi přednášejícími i posluchači byl o mladé vydavatelství technické literatury BEN z Prahy.

V jubilejním roce 2011 organizujeme již 7. celostátní setkání nad novinkami elektrooborů a informatiky. Tento příspěvek je ohlédnutím za třináctiletou tradicí semináře Perspektivy elektroniky a poděkování vysokoškolským pedagogům i specialistům z praxe za ochotu dělit se s námi o nové technické poznatky i své nadšení uvádět je v život.

Je potěšující a povzbuzující, že mezi středoškolskými učiteli z Moravy, Čech i Slovenska se našlo vždy dostatek těch, kteří mají o nové poznatky zájem. Ti je nabízejí svým žákům, aby o nich alespoň slyšeli a přemýšleli – jak dál?





# NOVÉ PAMĚŤOVÉ PRVKY A JEJICH MÍSTO V PERIODICKÉ SOUSTAVĚ ZÁKLADNÍCH PRVKŮ ELEKTROTECHNIKY

Zdeněk Biolek<sup>1</sup>, Dalibor Biolek<sup>2</sup>

<sup>1</sup> SŠIEŘ Rožnov pod Radhoštěm, Školní 1610, 756 61 Rožnov pod Radhoštěm

<sup>2</sup> Katedra elektrotechniky, Univerzita obrany Brno, Kounicova 65, 662 10 Brno

*zdenek.biolek@roznovskastredni.cz, dalibor.biolek@unob.cz*

## Abstrakt:

*Objev prvku zvaného “HP memristor” v kalifornských laboratořích firmy Hewlett Packard v roce 2008 změnil představy výzkumníků o tom, jak by mohla vypadat paměťová média budoucnosti. Memristor také poukázal na potřebu revize základních principů, na kterých byla před několika staletími vybudována klasická elektrotechnika. Článek navazuje na dřívější příspěvek pro středoškolské pedagogy [1] a referuje o nových výsledcích v této oblasti.*

## 1. Úvod

O memristoru se hodně mluví a píše zejména proto, že současný trh má eminentní zájem o nové typy paměťových médií. Pozoruhodné vlastnosti této součástky slibují v technické oblasti skutečnou revoluci. Poněkud ve stínu těchto komerčně zaměřených úvah stojí fakt, že memristor nás donutil do jisté míry revidovat některé zažitě představy spojené se samotnými základy elektrotechniky. Vývoj za poslední dobu přitom jasně ukazuje, že pokroky v oblasti nanotechnologií s sebou přinášejí nutnost revize teoretických východisek klasické elektrotechniky.

Od roku 2008 probíhá intenzivní výzkum s cílem doplnit mozaiku základních kamenů teoretické elektrotechniky tak, aby dokázala popsat a vysvětlit nové poznatky, kterými nás zásobují výzkumná pracoviště z celého světa. Ukazuje se, že nejrůznější paměťové principy zaujímají svá místa v objektivně existující hierarchii [2]. Integrál jako matematický operátor, který přirozeně vyjadřuje proces zápisu informace do živé i neživé hmoty, je zároveň „vstupenkou“ do vyššího patra této hierarchie. Úvahám o integrálním charakteru paměti je věnována 2. kapitola. Ve 3. kapitole je vysvětlena hierarchie triády základních prvků klasické elektrotechniky – rezistoru, kapacitoru a induktoru. Ve 4. kapitole je možno nalézt klíč pro rozpoznání těchto prvků podle jejich projevů - tzv. konstituční relace. Obsahem 5. kapitoly je zaplnění dalšího patra paměťové hierarchie prvky typu memristor, memkapacitor a meminduktor. Zcela obecný pohled na hierarchii základních prvků elektrotechniky přináší tzv. periodická tabulka, která je vysvětlena v 6. kapitole. Závěrečná 7. kapitola seznamuje čtenáře s možnostmi studia mem-systémů prostřednictvím počítačových simulací a emulátorů.

## 2. Integrační charakter paměti

V současné době existuje široká škála fyzikálních principů, na jejichž základě dokážeme zapsat užitečnou informaci do různých forem hmoty. Informace může být uložena ve formě elektrického náboje (DRAM, EPROM, EEPROM, FLASH), polarizace feroelektrického dielektrika (FeRAM), orientace magnetických domén (MRAM), proměny fáze záznamového

materiálu (PCRAM, CD-RW), stavu klopného obvodu (SRAM), stavu tavné spojky (PROM) či (ne)existence vodivých propojení (ROM), zářezů vzniklých lisováním (CD-ROM), stavu miniaturních elektromechanických prvků (MEMS) aj. Jiný úhel pohledu odhaluje, že k zápisu informace se dá využít přímé skladování energie v akumulacích prvcích (např. v kapacitoru, induktoru, v potenciálových polích mechanických struktur jako jsou pružiny aj.), změny parametrů materiálu vlivem zápisové veličiny (PCRAM, CD-RW, memristor, memkapacitor, meminduktor) nebo změny samotné struktury materiálu či jeho geometrie (ROM, PROM, lisovaná CD-ROM, CD-R). Přehled tradičních i perspektivních technologií v oblasti paměťových médií převzatý z [3] je uveden v Tab. 1.

	Traditional Technologies				Emerging Technologies			
	DRAM	SRAM	Improved Flash NOR   NAND		FeRAM	MRAM	PCRAM	Memristor
Knowledge level	mature		advanced		product		advanced	early stage
Cell Elements	1T1C	6T	1T		1T1C	1T1R	1T1R	1M
Half pitch ( $F'$ ) (nm)	50	65	90	90	180	130	65	3-10
Smallest cell area ( $F'^2$ )	6	140	10	5	22	45	16	4
Read time (ns)	< 1	< 0.3	< 10	< 50	< 45	< 20	< 60	< 50
Write/Erase time (ns)	< 0.5	< 0.3	$10^5$	$10^6$	10	20	60	< 250
Retention time (years)	seconds	N/A	> 10	> 10	> 10	> 10	> 10	> 10
Write op. voltage (V)	2.5	1	12	15	0.9-3.3	1.5	3	< 3
Read op. voltage (V)	1.8	1	2	2	0.9-3.3	1.5	3	< 3
Write endurance	$10^{16}$	$10^{16}$	$10^5$	$10^5$	$10^{14}$	$10^{16}$	$10^9$	$10^{15}$
Write energy (fJ/bit)	5	0.7	10	10	30	$1.5 \times 10^5$	$6 \times 10^3$	< 50
Density (Gbit/cm <sup>2</sup> )	6.67	0.17	1.23	2.47	0.14	0.13	1.48	250
Voltage scaling	fairly scalable				no		poor	promising
Highly scalable	major technological barriers				poor		promising	promising

Tab. 1. Přehled tradičních i perspektivních technologií pro paměťová média (převzato z [3]).

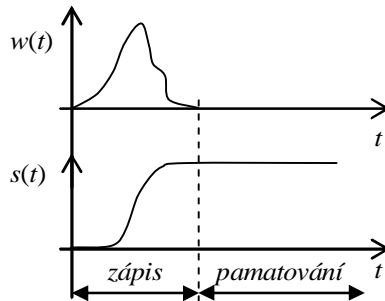
Přes všechnu rozmanitost fyzikálních principů lze vysledovat jeden společný rys těchto pamětí, který je na příkladech rozveden v Tab. 2. Uvedené příklady ukazují, že okamžitý stav paměti je integrální veličinou, tj. je výsledkem působení jisté příčiny, která do paměti vtiskuje celou svoji historii vyjádřenou časovým integrálem.

	EPROM EEPROM FLASH DRAM	Magnetická disková média MRAM	Tiskový výstup Malířské plátno	Kinematické paměti	Mechanické paměti	Paměťové systémy skladující energii
<i>zápis</i> $w(t)$	Zápisový proud	Zápisové napětí	Rychlost toku barvy	Síla	Rychlost	Okamžitý výkon zápisové veličiny
<i>stav</i> $s(t)$	Elektrický náboj	Magnetický tok	Objem barvy	Hybnost	Poloha	Dodaná energie

Tab. 2. Příklady paměťových médií.

Projděme v Tab. 2 postupně zleva doprava jednotlivými sloupečky, které představují různé typy paměťových médií. Paměťová buňka, která si uchovává informaci ve formě elektrického náboje (např. FLASH), postupně tento náboj akumuluje v plovoucím hradle prostřednictvím přítékajícího proudu nabitých částic jako časový integrál tohoto proudu. Magnetická média (např. MRAM) uchovávají informaci jako magnetické domény vytvořené magnetickým tokem, který vznikl časovou integrací zápisového napětí. Na potisknuté médium (např. papír) se informace dostane jako určité množství barviva, které se nastřádá integračním procesem z proudu dodávaného tryskou inkoustové tiskárny, z namočeného štětce nebo z otáčejícího se zakončení kuličkového pera. Hybnost (tj. součin hmotnosti a okamžité rychlosti) hmotného

objektu (např. závaží mechanického rezonátoru) je dána úplnou historií vnější síly neboli jejím časovým integrálem. Aktuální stav mechanického polohovacího systému (např. poloha ručiček na ciferníku hodin) je dán časovou integrací rychlosti pohyblivé součásti (rychlosti otáčení ručiček). Paměť založená na skladování energie (např. nabitý/nenabitý kapacitor) střeďává tuto energii integrací okamžitého výkonu zápisové veličiny v reálném čase.



Obr. 1. Integrační charakter paměti.

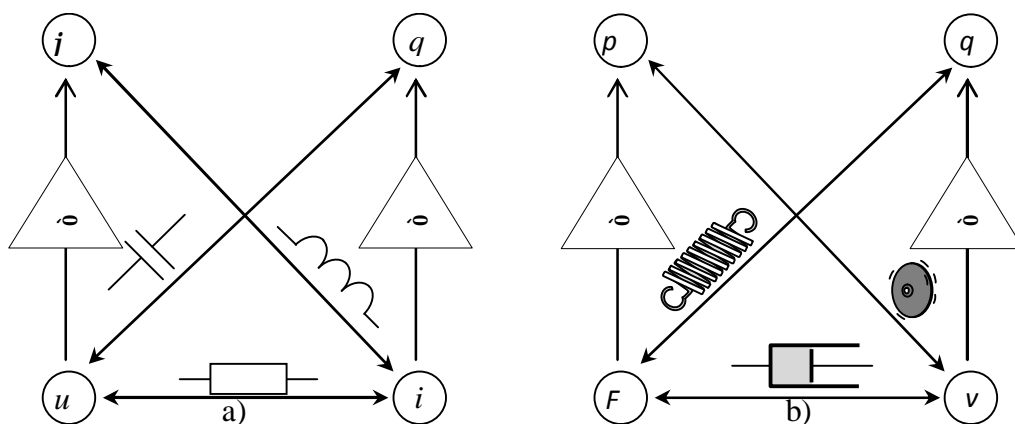
Obecným rysem výše uvedených příkladů paměťového chování je matematické vyjádření míry paměťového efektu jako časového integrálu vnější příčiny, kterou je možno považovat za zápisovou veličinu  $w(t)$ . Okamžitý stav s paměti je pak dán historií vnější příčiny

$$s(t) = \int w(t)dt. \quad (1)$$

Důležitým důsledkem této skutečnosti je automatické ukončení integračního procesu v okamžiku, kdy zápisová veličina zaniká (nulové přírůstky znamenají, že se stav zachovává, viz obr. 1). Pokud by stav paměti nebyl závislý na dalších vlivech, paměť by si mohla podržet svůj obsah neomezeně dlouho. V praxi tomu tak samozřejmě není. Jako nejstálejší paměti se prozatím osvědčily hliněné tabulky s klínopisnými texty; moderní záznamová média s retenční dobou řádově desítek let jim prozatím nemohou konkurovat (viz Tab. 1).

### 3. Úvod do hierarchie paměťových prvků

V roce 2008 bylo v [4] uveřejněno schéma, které představovalo vztah mezi základními pasivními prvky elektrotechniky. Jeho upravená podoba je představena na obr. 2a).



Obr. 2. Souvislost mezi třemi základními pasivními prvky a) elektrotechniky a b) mechaniky.

Mezi napětím  $u$ , proudem  $i$  a jejich časovými integrály - tokem  $j$  a nábojem  $q$  - existují tři známé vazby: Ohmův zákon pro rezistor  $u = Ri$ , vztah  $\varphi = Li$  pro induktor a relace  $q = Cu$  pro kapacitor. Na obr. 2a) dosud není nakreslen prvek, který by vyjadřoval relaci mezi tokem  $j$  a nábojem  $q$ . Již v roce 1971 odvodil vlastnosti tohoto čtvrtého chybějícího prvku Leon Chua v publikaci [5] a nazval jej *memristorem*. Objev „HP memristoru“ roku 2008 pak vyvolal mohutnou vlnu zájmu o fundamentální otázku základních pasivních prvků.

Kapacitor  $C$  a induktor  $L$  jsou (na rozdíl od rezistoru  $R$ ) po právu vnímány jako paměťové prvky; z obr. 2a) je patrné, proč tomu tak je. Na skladování informace v  $LC$  prvcích je sice možno pohlížet jako na skladování energie (která je sama integrální veličinou vzhledem k okamžitému dodávanému výkonu, viz Tab. 2), ale také jako na skladování elektrického náboje  $q$ , příp. magnetického toku  $j$ . Náboj a tok jsou totiž jako integrální veličiny přirozeně předurčeny pro skladování informace, jak plyne ze schématu na obr.2 a).

Pro kapacitor má rovnice (1) tvar  $q(t) = \int i(t)dt$ . Kapacitor střeďává náboj  $q(t)$  postupnou integrací protékajícího proudu  $i(t)$ . Když proud přestane protékat např. kvůli odpojení od zdroje energie, náboj se přestane měnit a zůstane na posledně uložené hodnotě. Pro uchování náboje je ovšem nutné zamezit úniku náboje, tj. svorky kapacitoru musí po ukončení zápisu zůstat rozpojené. Každý reálný kapacitor má však svod, který způsobuje samovolné vybíjení. Paměti DRAM, které skladují elektrický náboj, proto musí být vybaveny přídatnými obvody pro vykompenzování tohoto nežádoucího jevu.

Mechanické paměťové prvky jsou představeny na obr. 2b). Mechanickou obdobou rezistoru může být tlumič, který zavádí pevnou vazbu mezi působící silou  $F$  a rychlostí pohybu  $v$ . Mechanickou obdobou kapacitoru může být pružina, resp. vzorek pružného materiálu např. v mikromechanickém systému. Mechanickým ekvivalentem elektrické kapacity je poddajnost, která zajišťuje relaci mezi vnější silou  $F$  a protažením materiálu  $q$ .

Pro elektrický induktor má rovnice (1) tvar  $\varphi(t) = \int u(t)dt$ . V induktoru se střeďává magnetický tok  $j(t)$  integrací svorkového napětí  $u(t)$ . Aby zůstal magnetický tok zachován i po ukončení zápisu, je nutné zajistit na svorkách induktoru nulové napětí, což znamená provést mezi svorkami dokonalý zkrat. Každý reálný induktor má ovšem nenulový odpor, který způsobí postupné utlumení proudu. Uskladnit energii ve formě magnetického toku lze v supravodivých cívkách, u kterých lze zajistit bezeztrátové kolování proudu.

Mechanickou analogií induktoru je podle obr. 2b) pohybující se hmota. Obdobou elektrické indukčnosti je hmotnost  $M$ , která zajišťuje vazbu mezi okamžitou rychlostí  $v$  a hybností  $p$  pohybující se hmoty. Mechanickou analogií supravodivé zkratované cívky je idealizovaný případ rovnoměrného pohybu hmoty. Reálným příkladem je např. pohyb objektů sluneční soustavy, který byl kdysi vzorem pro sestavení prvního stroje pro záznam historie proudu času neboli hodinového stroje jako důmyslné analogové paměti. Není bez zajímavosti, že rozsáhlé struktury vzdáleného vesmíru (které mnohým vědcům připomínají svým tvarem mozek) jsou také považovány za druh paměti, ze které lze vyčíst informace o historii vesmíru. Pokud jde o technické aplikace, mechanické paměťové prvky nacházíme v moderních systémech MEMS (**M**icro-**E**lectro-**M**echanical **S**ystems).

Pro realizaci moderních paměťových prvků se používá stále širší paleta nejrůznějších fyzikálních principů. Obr. 2 se dá rozšířit o schémata platná pro další fyzikální platformy, které mají své vlastní ekvivalenty základních pasivních prvků. Do dnešní doby byly dobře popsány mechanické, termální, hydraulické a jiné verze rezistoru, kapacitoru, induktoru a v omezené míře dokonce i memristoru.

#### 4. Konstituční relace

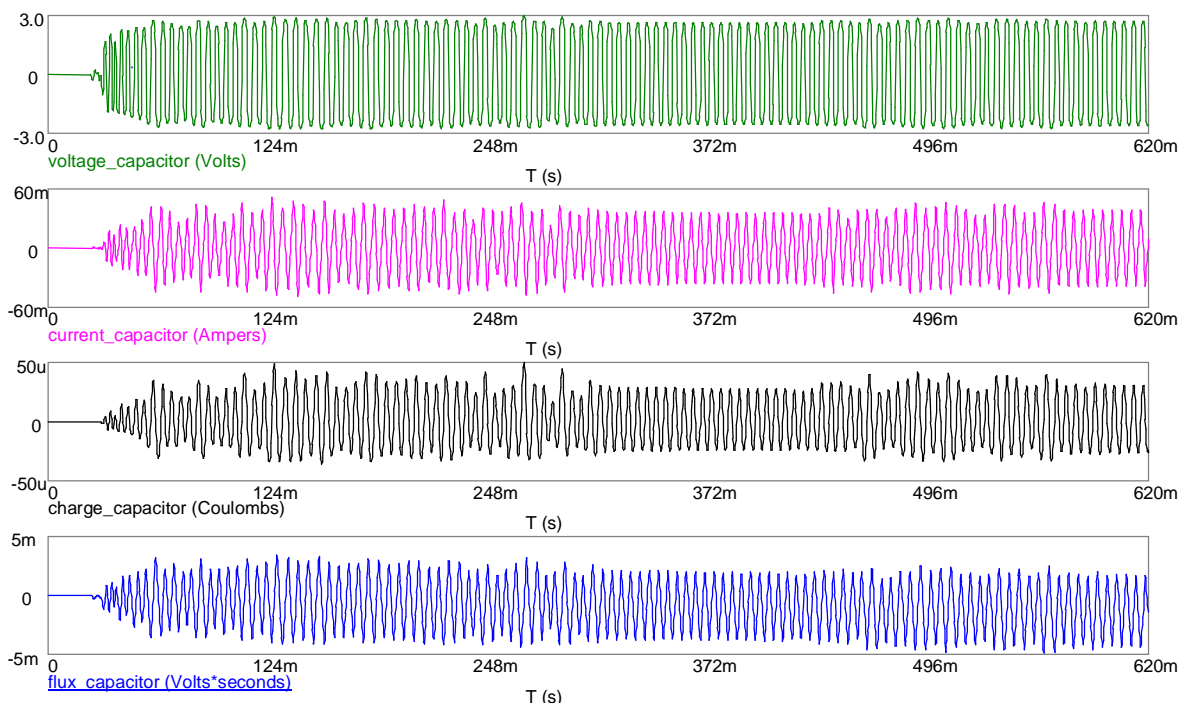
V letech 1980 až 1984 byly publikovány zásadní články [6] – [8], v nichž autor Leon O. Chua vysvětlil, mimo jiné, zásady „správného modelování“ složitých nelineárních systémů. Když se později ukázalo, že tyto práce poskytují klíč k řešení potíží, které vznikají s matematickým popisem nanosoučástek, Chua aktualizoval toto téma v souhrnné práci [2].

Základní myšlenka „správného modelování“ je jednoduchá: lze-li jednoznačně definovat hranice systému, které jej oddělují od jeho okolí, pak „správný model“ systému nemůže záviset na tomto okolí. Je to naopak - všechny informace, nutné k predikci chování systému při působení libovolných vlivů okolí, musí být obsaženy uvnitř modelu.

V technické praxi se často setkáváme s modely, které sice nejsou „správné“, avšak plně postačují k popisu reality za předpokladu, že se okolí chová v rámci předem daných omezení. V předmětech zabývajících se základy elektrotechniky například běžně používáme modely *RLC* obvodů, vedoucí k výpočtům svorkových impedancí a ke konstrukcím náhradních modelů, sestávajících z rezistorů a reaktančních prvků s kmitočtově závislými odpory, indukčnostmi či kapacitami. Tyto malosignálové modely mají svou cenu při analýze obvodů v harmonických ustálených stavech, avšak nemohou být využity k výpočtům odezev na signály libovolných časových průběhů a už vůbec nepostihují „velkosignálové“ nelineární chování obvodu. To je pouze jeden z příkladů, kdy model závisí na okolí, konkrétně na způsobu vnějšího buzení.

„Správný model“ systému lze složit pouze ze „správných modelů“ jeho komponent. Pro jednoduchost se omezíme na komponenty typu elektrický dvojpól. „Správným modelem“ dvojpólu je jeho tzv. konstituční relace (KR). Chua ukazuje, že KR klasických součástek typu *R*, *L* a *C* jsou jejich charakteristiky, které se běžně používají: ampérvoltová pro rezistor, weber-ampérová pro induktor, a coulomb-voltová pro kapacitor. Každá KR je výhradní vlastností prvku a jeho okolí ji nemůže nijak změnit.

Uvažujme případ kapacitoru *C*, který je součástí obvodu buzeného velmi složitým signálem (podrobnosti k tomuto příkladu viz kapitola Simulace a emulace mem-systémů). Na obr. 3 jsou uvedeny výsledky simulace pro napětí, proud, náboj a tok na kapacitoru *C*, tj. pro všechny čtyři veličiny z hierarchie naznačené na obr. 2a).



Obr. 3. Napětí, proud, náboj a tok na kapacitoru *C* jako odezvy na audiosignál.

Podle zásad „správného modelování“ by měl kapacitor svazovat obvodové veličiny relací, která je typická pro kapacitor a nezávisí na vnějším buzení, nýbrž pouze na vlastnostech tohoto kapacitoru. To znamená, že zpětnou analýzou časových průběhů z obr. 3 bychom měli přijít nejen na to, že součástka, na které jsou veličiny změřeny, je kapacitor; z těchto křivek bychom dokonce měli být schopni zjistit i jeho fundamentální charakteristiku - konstituční relaci.

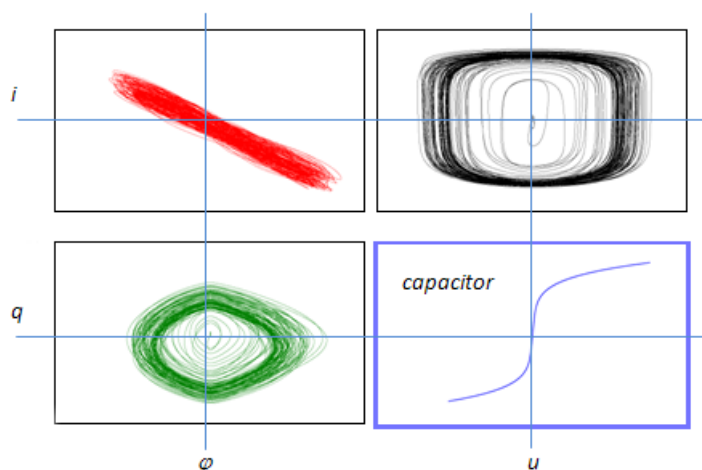
Na první pohled je nemožné zjistit mezi časovými průběhy z obr. 3 jakoukoliv spojitost. Případná korelace by se však objevila u grafu, který by měl na osách umístěny právě ty dvě veličiny, mezi které prvek vnáší vazbu.

Na obr. 4 jsou vyobrazeny všechny kombinace vzájemných relací mezi veličinami z obr. 3, tj. napětím, proudem, tokem (tj. časovým integrálem z napětí – nezaměňovat s magnetickým tokem) a nábojem kapacitoru. Jak napovídá použitá symbolika, na vodorovných osách grafů jsou vyneseny proud a náboj a na svislých osách jsou tok a napětí. Na první pohled je vidět, že veličinami, mezi které vnáší kapacitor jednoznačnou vazbu, jsou napětí a náboj. Konstituční relací pro kapacitor je tedy jeho volt-coulombová charakteristika, které se pracovní bod vytrvale drží a opakovaně po ní putuje bez ohledu na složitost vnějšího buzení. Vyjadřuje neměnnou vlastnost prvku; zbytek obvodu se přizpůsobuje prvku tak, aby umožnil platnost KR.

Podle obr. 4 je kapacitor silně nelineární, neboť jeho KR je nelineární funkcí. Nelinearita prvku se dá vyjádřit jako závislost dominantního parametru (v tomto případě kapacity) na některé z konstitučních proměnných (v tomto případě na napětí nebo náboji). KR je lineární pouze tehdy, je-li dominantní parametr prvku nezávislý na konstitučních proměnných. Je-li KR (ne)lineární funkcí, pak je prvek také (ne)lineární.

Konstituční relací pro rezistor je volt-ampérová charakteristika.

Konstituční relací pro induktor je weber-ampérová charakteristika.



Obr. 4. Vzájemné relace napětí, proudu, náboje a toku na kapacitoru při buzení audiosignálem.

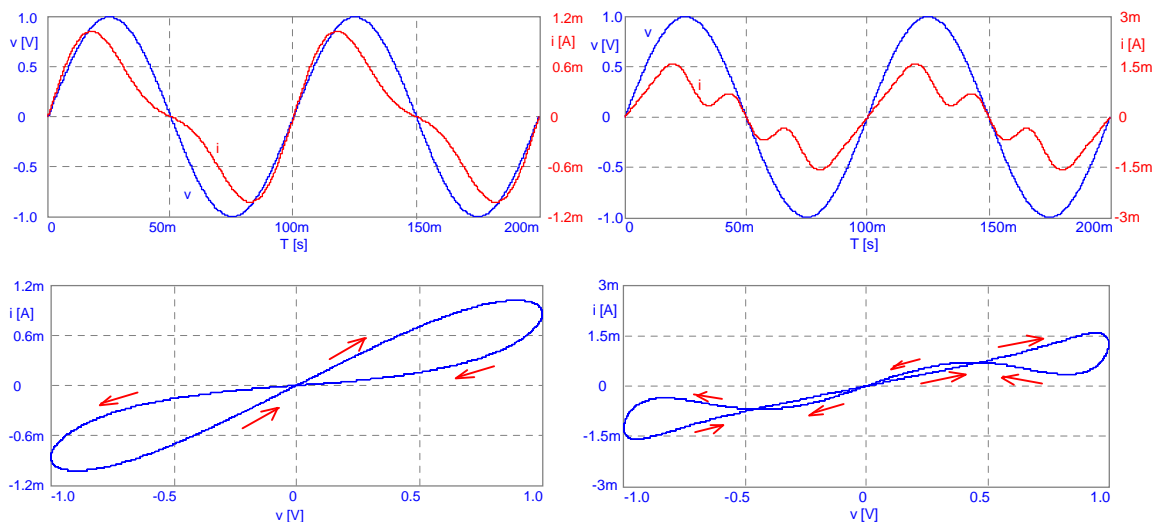
Zcela obecně platí, že dvojpól svazuje mezi sebou vždy dvě obvodové veličiny relací typu  $f(u^{(\alpha)}, i^{(\beta)}) = 0$ , kde veličiny  $u^{(\alpha)}$  a  $i^{(\beta)}$  jsou odvozeny od svorkového napětí  $u$  a proudu  $i$ . Celočíselné indexy  $\alpha$  a  $\beta$  udávají řád derivace (pro kladný index), resp. integrace (záporný index) podle času. Například napětí s indexem (-1) udává časový integrál napětí, index (-2) znamená integrál z integrálu, index (+1) první derivaci podle času, atd. Tímto způsobem je do konstitučních relací prvků  $R$ ,  $L$  a  $C$  zaveden logický řád: rezistor je speciálním případem prvku typu  $(\alpha, \beta) = (0, 0)$ . Kapacitor je prvek typu  $(0, -1)$ , protože jeho KR je vztahem mezi napětím ( $\alpha = 0$ ) a nábojem, který je časovým integrálem proudu ( $\beta = -1$ ). Podobně induktor je

prvkem typu  $(-1, 0)$ , neboť jeho KR je vztahem mezi tokem, tj. časovým integrálem napětí, a proudem.

Z minulé ukázky lze odvodit, že zvolíme-li pro charakterizaci rezistoru jinou souřadnou soustavu než napětí a proud, pro charakterizaci kapacitoru jinou soustavu než napětí a náboj, a pro induktor jinou soustavu než tok a proud, pak při buzení prvku signálem obecného časového průběhu (například hudebního signálu) získáme změť zdánlivě chaoticky vykreslovaných křivek, které daný prvek jednoznačně necharakterizují. Získání KR prvku je tedy věcí správné volby dvojice svorkových veličin, resp. věcí správné volby indexů  $\alpha$  a  $\beta$ .

## 5. Memristor, memkapacitor a meminduktor

V roce 1971 byl axiomaticky zaveden další obvodový prvek, memristor [5], a jeho první „prototyp“ ve formě pasivní elektrické součástky v pevné fázi byl vyroben v r. 2008 firmou Hewlett-Packard [4]. Memristor je prvkem typu  $(-1, -1)$ , takže jeho KR udává vztah mezi časovým integrálem napětí a časovým integrálem proudu, tj. mezi tokem a nábojem. Znamená to, že memristor doplňuje trojici základních prvků  $R$ ,  $L$  a  $C$  na obr. 2 a) v tom smyslu, že obsazuje dosud volnou pozici v horní straně čtverce. Vlastnosti memristoru byly popsány v mnoha člancích (viz např. souhrnné pojednání [9]). Tato součástka je charakterizována jako rezistor, jehož odpor není konstantní, ale závisí na časovém integrálu jeho svorkového napětí, resp. proudu, tedy na celé historii jeho buzení. Tato vlastnost jej zásadně odlišuje od klasického nelineárního rezistoru, jehož odpor je jednoznačně určen napětím na rezistoru v daném časovém okamžiku. Protože odpor memristoru závisí na celé historii buzení, jde o paměťový prvek. Zatímco jeho konstituční relace  $f(u^{(-1)}, i^{(-1)}) = 0$  je nezávislá na způsobu interakce memristoru s okolím, totéž se nedá říci o jeho ampérvoltové charakteristice. Budíme-li memristor periodickým signálem, vytvoří se v souřadném systému napětí-proud typická hysterezní smyčka, označovaná termínem „pinched hysteresis loop“ (tj. „skřípnutá“ hysterezní smyčka), viz obr. 5. Termín „pinched“ označuje skutečnost, že smyčka se postupně zužuje v okolí počátku souřadné soustavy tak, že tímto počátkem procházejí obě její ramena. Hystereze je důsledkem toho, že odpor memristoru nezávisí jednoznačně na okamžité hodnotě budicího signálu, takže sklon ampérvoltové charakteristiky, který je dán velikostí odporu, může nabývat pro stejné velikosti napětí různých hodnot. Atribut „pinched“ znamená, že při nulovém napětí musí téci nulový proud, neboť memristor se vzhledem k jeho svorkám chová jako rezistor, pro nějž platí Ohmův zákon.

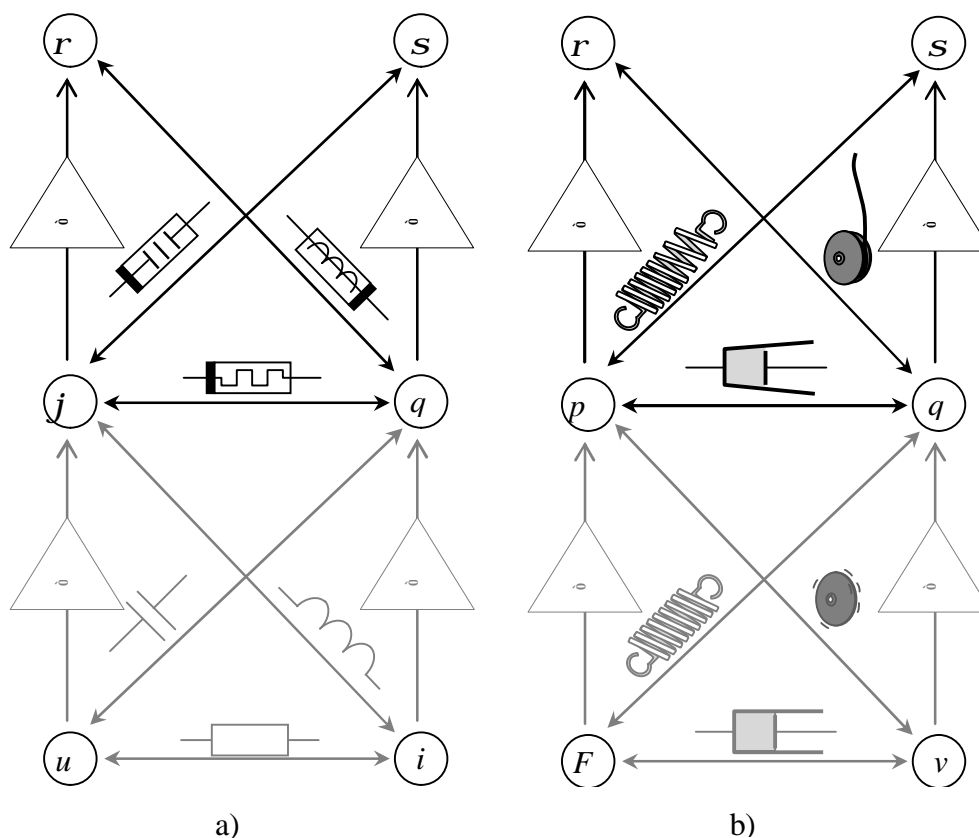


Obr. 5. Příklady časových průběhů napětí a proudů a hysterezních smyček memristorů buzených harmonickým napětím.

O potenciálních aplikacích memristoru jako digitální, případně i analogové paměti, je pojednáno v řadě článků, například v [10].

V roce 2008 L.Chua předpovídá na konferenci [11] existenci dalších paměťových prvků, tzv. memkapacitoru a meminduktoru, a vyzývá přítomné zástupce firmy Hewlett-Packard, aby zahájili výzkum pro jejich využívání v pamětech pro počítačový průmysl.

Všechny tři „mem-prvky“ je možno graficky znázornit schématem na obr. 6, které představuje rozšíření „základny“ klasických prvků  $R$ ,  $L$ ,  $C$  o „nastavbu“ jejich paměťových variant. Podrobnosti je možno nalézt v [12].



Obr. 6. Paměťové varianty RLC prvků a) v elektrotechnice [12], b) v mechanice.

Již v roce 1972 vysvětlili Oster a Auslander v práci [13], že mechanickým memristorem je každý tlumič, jehož odpor je závislý na poloze pístu. Zatímco mezi působící silou a okamžitou rychlostí pístu je možno sledovat typickou hysterezi, vztah mezi integrálem síly (hybností  $p$ ) a integrálem rychlosti (polohou  $q$ ) je jednoznačnou závislostí neboli konstituční relací.

Mechanickou analogií meminduktoru je např. oblíbená hračka – *jojo*. Při vertikálním pohybu se mění hmotnost *joja* díky hmotnosti navíjené nebo odvíjené nití. Hmotnost *joja*, která je mechanickým ekvivalentem elektrické indukčnosti, tedy závisí na jeho úhlovém natočení neboli poloze  $q$ , která je integrálem proměnlivé rychlosti otáčení  $v$ . Je to stejné jako u meminduktoru, jehož indukčnost je závislá na historii proudu. Jinou mechanickou analogií meminduktoru je možno nalézt v [14].

Mechanickým memkapacitorem by mohla být pružina vyrobená z paměťového materiálu, který mění svou poddajnost (obdoba elektrické kapacity) v závislosti na úsilí  $p$  (integrálu síly  $F$ ), které je vkládáno do jeho deformace.



Je pozoruhodné, že všechny tři paměťové prvky – memristor, memkapacitor i meminduktor – mají z hlediska stavového popisu jednotnou vnitřní strukturu (viz Tab. 3). Okamžitá hodnota dominantního parametru prvku (odpor, kapacita nebo indukčnost) je odvozena od okamžitého stavu paměti. Paměť je vždy realizována čistou jednostupňovou integrací fyzikální veličiny, která je pro daný typ prvku „nativní“.

Memristor se jako prvek fyzikálně zařazuje do proudového pole, ve kterém se volné nosiče náboje pohybují vodičem ve směru napěťového spádu (intenzita  $E$ ) podél tohoto vodiče. Sám memristor působí v toku nábojů jako překážka projevující se jako elektrický odpor, takže mezi napětím a proudem stále platí vztah Ohmova zákona pro odpor  $u(t) = R(q)i(t)$ , resp. pro vodivost  $i(t) = G(\varphi)u(t)$ .

Memkapacitor je prvkem patřícím do elektrostatického pole, jehož zdrojem je statický náboj vytvářející statický indukční tok  $Y$ . V teorii elektrostatického pole se indukční tok a náboj jednotkově ztotožňují, tj. indukční tok se udává v Coulombech. V případě kapacitoru platí, že veškerý tok tekoucí skrze dielektrikum je roven tomuto náboji. Sám memkapacitor působí v tomto toku jako překážka a projevuje se jako elektrostatický odpor  $D$  rovný převrácené hodnotě kapacity. Platí zde KR  $u(t) = D(\sigma)q(t)$ , resp.  $q(t) = C(\varphi)u(t)$ , kde kapacita  $C$  je z fyzikálního hlediska elektrostatickou vodivostí.

Meminduktor fyzikálně patří do elektromagnetického pole, jehož zdrojem je pohybující se elektrický náboj neboli elektrický proud. Proto v současné terminologii teorie elektromagnetického pole vystupuje elektrický proud v roli magnetického napětí, které s ním souhlasí i jednotkově, tj. magnetické napětí se udává v ampérech. Sám meminduktor působí jako překážka magnetickému indukčnímu toku a projevuje se jako magnetický odpor  $L$  rovný převrácené hodnotě indukčnosti. KR má tvar  $i(t) = \Lambda(\varrho)\varphi(t)$ , resp.  $\varphi(t) = L(q)i(t)$ , kde indukčnost  $L$  je z fyzikálního hlediska magnetickou vodivostí.

Z Tab. 3 je zřejmá podstata paměťového efektu mem-prvků. Informace je zapsána do proměnlivého parametru prvku (odpor, kapacita, indukčnost) prostřednictvím pole, které je generováno konstituční veličinou. Stálost paměti je pak dána tím, že hodnota tohoto parametru zůstává po odpojení od zdroje energie zachována. Toho může být dosaženo jedině zrušením fyzikálního pole, které je s tímto prvkem spojeno. Dokud toto pole existuje, dochází ke změnám parametrů neboli k zápisu do paměti.

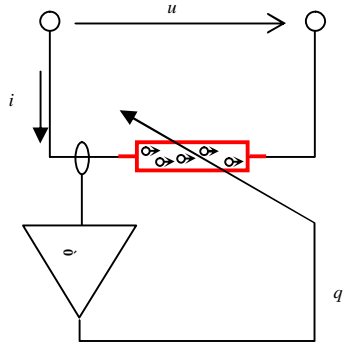
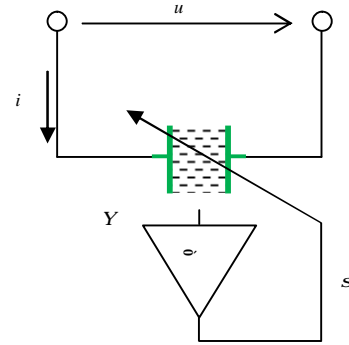
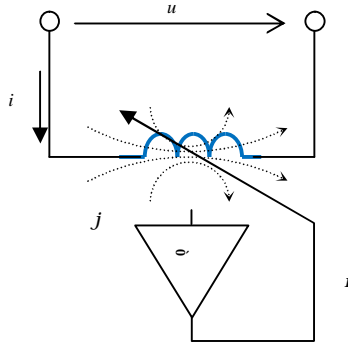
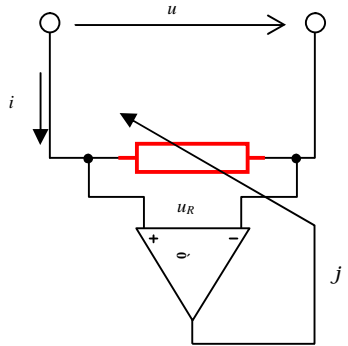
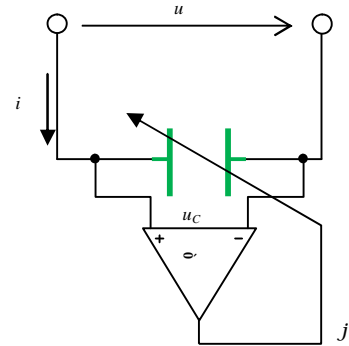
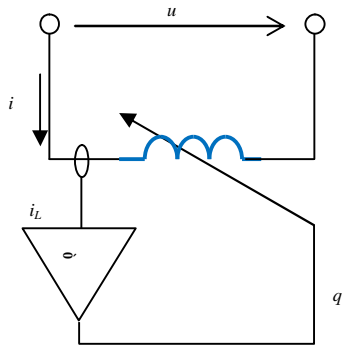
V případě memristoru musí „vymizet“ proudové pole, což prakticky znamená zajistit nulové napětí nebo nulový proud memristorem zkratováním nebo rozpojením svorek.

U memkapacitoru musíme zajistit zrušení elektrostatického pole. Prakticky to znamená odčerpání veškerého náboje z memkapacitoru, tj. zajistit svorky zkratem. Překvapením může být skutečnost, že nestačí pouze odpojit nabitý memkapacitor od zbytku obvodu.

Meminduktor musí ztratit elektromagnetické pole, tj. musí dojít k zastavení nosičů proudu, které toto pole generují. Prakticky to znamená přivést proud tekoucí meminduktorem k nule a rozpojením svorek zajistit, že nulovým zůstane. Je dobré si uvědomit, že ideální meminduktor nelze takto „zajistit“ zkratováním svorek, neboť případný proud součástíou by takto nezankl.

Mem-prvky jako paměti se tedy zásadně liší od prvků klasických: zatímco paměťový efekt kapacitoru a induktoru spočíval ve schopnosti prvku udržet si energii, stav „pamatování“ memkapacitoru a meminduktoru je naopak podmíněn tím, že se prvek veškeré energie zbaví. Mem-prvky jsou unikátní tím, že si nepamatují energii, nýbrž parametry. Tato skutečnost má samozřejmě velký praktický význam.

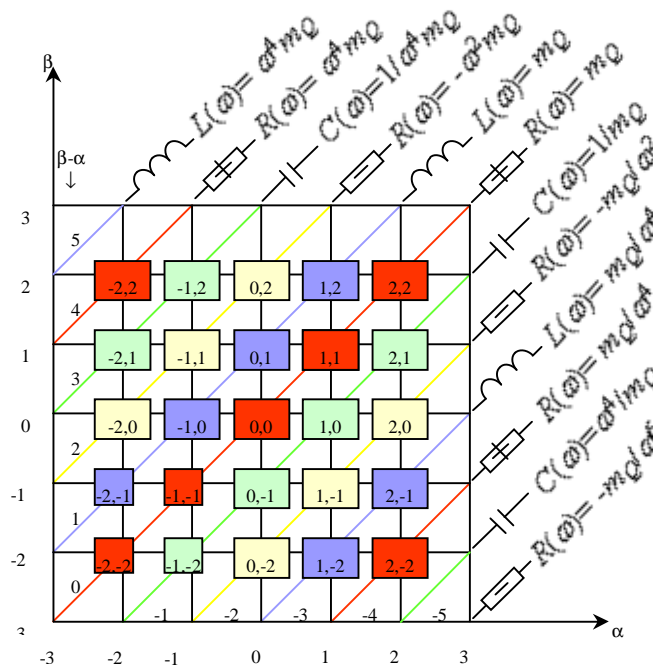
Z hlediska periodické tabulky prvků je memristor prvkem typu  $(-1, -1)$ , memkapacitor prvkem  $(-1, -2)$  a meminduktor je prvkem  $(-2, -1)$ . Při periodickém buzení vykazují všechny mem-prvky jednotný znak, kterým je „skřípnutá“ hysterezní závislost mezi derivacemi konstitučních proměnných.

Memristor	Memkapacitor	Meminduktor	Poznámka
 <p data-bbox="188 667 454 708"><math>i</math> - tok nosičů náboje</p>	 <p data-bbox="607 667 1391 708"><math>\psi = q = \int idt</math>- dielektrický tok</p>	 <p data-bbox="1025 667 1391 708"><math>\varphi = \int udt</math>- magnetický tok</p>	<p data-bbox="1503 411 1839 451">prvky řízené tokem (<b>flow</b>)</p>
 <p data-bbox="188 1157 566 1197"><math>u_R</math> - napětí proudového pole</p>	 <p data-bbox="607 1157 909 1197"><math>u_C</math> - napětí elstat. pole</p>	 <p data-bbox="1025 1157 1332 1197"><math>i_L</math> - magnetické napětí</p>	<p data-bbox="1503 890 1883 930">prvky řízené napětím (<b>effort</b>)</p>

Tab. 3. Stavové diagramy mem-prvků.

## 6. Periodická soustava základních prvků elektrotechniky

Ukazuje se, že schéma základních prvků na obr. 3 není konečné. Ve své souhrnné práci [2] ukázal L. Chua, že za stavební kameny „správného modelování“ složitých nelineárních systémů je možno volit množinu nekonečně mnoha prvků vyššího řádu neboli tzv.  $(\alpha, \beta)$  elementů, o nichž se zmiňujeme v kapitole 5. Každý takovýto element je tedy definován konstituční relací mezi veličinami  $u^{(\alpha)}(t)$  a  $i^{(\beta)}(t)$ , která je invariantní vůči způsobu signálového buzení součástky a jejímu začlenění do obvodu. Na základě linearizace konstituční relace v pracovním bodě a klasické Laplaceovy/Fourierovy transformace je zaveden koncept malosignálové impedance  $(\alpha, \beta)$  elementu. Každý prvek vyššího řádu lze klasifikovat jako kmitočtově nezávislý (prvky  $R, L, C$ , memristor, jejichž malosignálové parametry, tj. odpor, indukčnost, kapacita a memristance jsou nezávislé na střídavém buzení), nebo kmitočtově závislý (rezistor, negativní rezistor, induktor, kapacitor, jejichž malosignálové parametry jsou závislé na kmitočtu). Na základě tohoto členění je vytvořena tzv. periodická tabulka obvodových prvků na obr. 7 jako obdoba známé Mendělejevovy tabulky chemických prvků [2].



Obr. 7. Periodická tabulka prvků  $(a, b)$  podle Chuy. Převzato a upraveno z [2]. Každý obdélník s čísly  $a, b$  symbolicky znázorňuje  $(a, b)$  element. Symboly  $R, L, C$  a připojené vzorce představují malosignálové lineární modely prvků vyšších řádů.

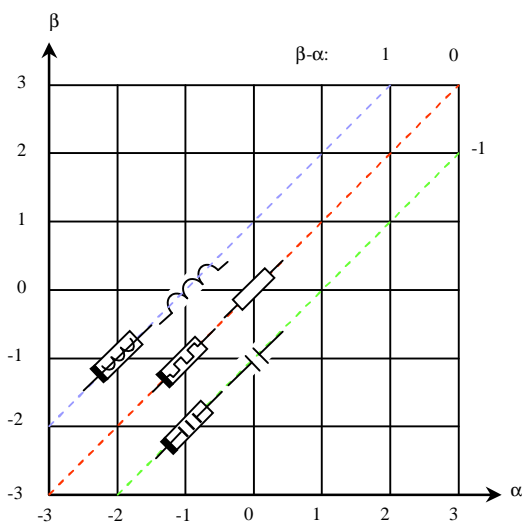
Obrázek 8 připomíná místo klasických prvků  $R, L, C$  a jejich paměťových variant v této tabulce.

Při malosignálovém buzení  $(\alpha, \beta)$  elementu v okolí jeho pracovního bodu  $Q$ , umístěného na KR, se tento element chová jako lineární dvojčl o impedanci [2]

$$Z_Q(j\omega) = (j\omega)^{\beta-\alpha} m_Q \quad (2)$$

kde symbolem  $m_Q$  je označena strmlost KR v pracovním bodě.

Je zřejmé, že charakter malosignálové impedance závisí na rozdílu  $\beta - \alpha$ . V periodické tabulce prvků na obr. 7 je tento rozdíl parametrem sítě přímk. Pokud je nulový, impedance má odporový charakter. Pro 1 a -1 je charakter induktivní a kapacitní. Dvojka a mínus dvojka vedou na záporné reálné číslo, závislé na kmitočtu. Prvek se tedy chová jako kmitočtově závislý záporný odpor. Trojka má za následek záporné a mínus trojka kladné imaginární číslo a prvek má kapacitní, resp. induktivní charakter s kapacitou, resp. indukčností závislou na kmitočtu. Čtyřka, resp. mínus čtyřka bude opět znamenat rezistivní charakter a prvek bude mít kladný kmitočtově závislý odpor. Charakter prvku tedy vykazuje přísnou periodicitu v závislosti na rozdílu  $\beta - \alpha$ .



Obr. 8. Umístění pasivních prvků typu  $R$ ,  $L$ ,  $C$ , memristoru, memkapacitoru a meminduktoru v periodické tabulce prvků ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

Lineární obvodové prvky o parametru  $\beta - \alpha = -2$  se používají při konstrukci aktivních filtrů jako tzv. prvky FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance, česky „Dvojně kapacitový“).

Z obr. 8 vyplývá, že paměťové prvky typu memristor, memkapacitor a meminduktor leží na stejných přímkách o parametrech  $\beta - \alpha = 0$ ,  $-1$  a  $+1$  jako jejich klasické varianty  $R$ ,  $L$  a  $C$  a tudíž mají stejné linearizované modely. Paměťových efektů lze využít pouze ve „velkosignálovém“ režimu, kdy se uplatňují typické nelineární vlastnosti mem-prvků.

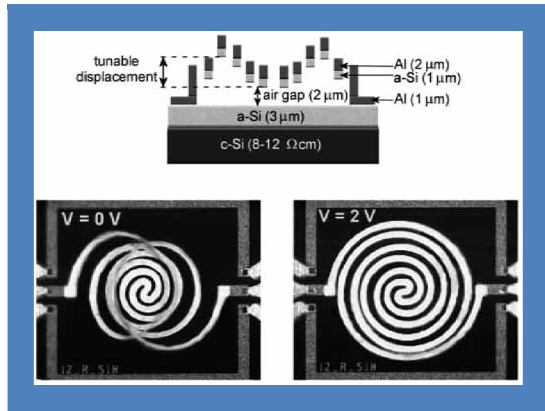
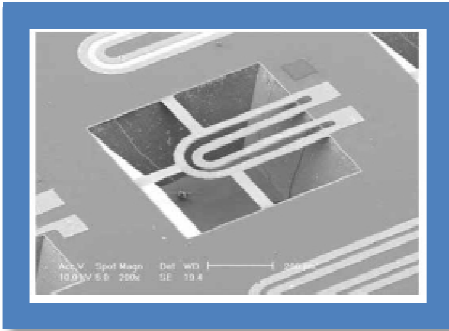
Ze srovnání obrázků 7 a 8 je zřejmé, že pouze několik typů obvodových prvků z celé periodické tabulky bylo dosud teoreticky zkoumáno, a v současnosti pouze čtyři z nich existují jako fyzicky realizovatelné pasivní součástky ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ , memristor). Dosud poslední „zaplnění“ prázdného místa v periodické tabulce prvků je spojeno právě s výrobou „HP memristoru“ v r. 2008. L. Chua o tom hovoří takto (volný překlad z anglického textu v [15]):

*Ocitl jsem se v podobné situaci jako ruský chemik Dmitrij Mendělejev, který objevil svoji periodickou tabulku v roce 1869. Mendělejev předpokládal, že některé prvky v tabulce chybí. V současnosti jsou již všechny objeveny. Nyní nastává podobná situace: Stanley Williams z HP laboratoří našel první příklad chybějícího obvodového prvku – memristoru.*

Čas ukáže, jakým způsobem a v jakém pořadí budou objevovány další „chybějící prvky“ z tabulky na obr. 7, a které z nich budou prakticky využitelné právě jako paměťové součástky.

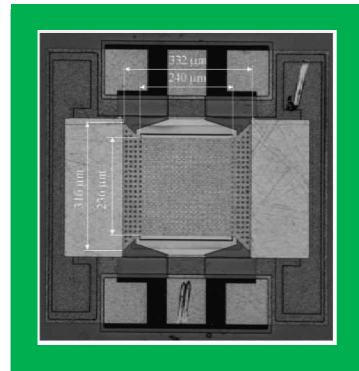
Na obr. 9 jsou představeny některé příklady technické realizace mem-prvků. V zájmu přesnosti je nutno dodat, že čistý memkapacitor a meminduktor se dosud nepodařilo objevit, ukázky jsou příklady memkapacitních a meminduktivních systémů. Rozdíly mezi memkapacitorem (meminduktorem) a memkapacitivním (meminduktivním) systémem jsou stejného druhu jako rozdíly mezi memristorem a memristivním systémem, viz např. [1]

Meminduktivní systém. Proud zahřívá vnitřní cívku, ta mění svoji polohu a tím se mění výsledná indukčnost. 2004 [10].

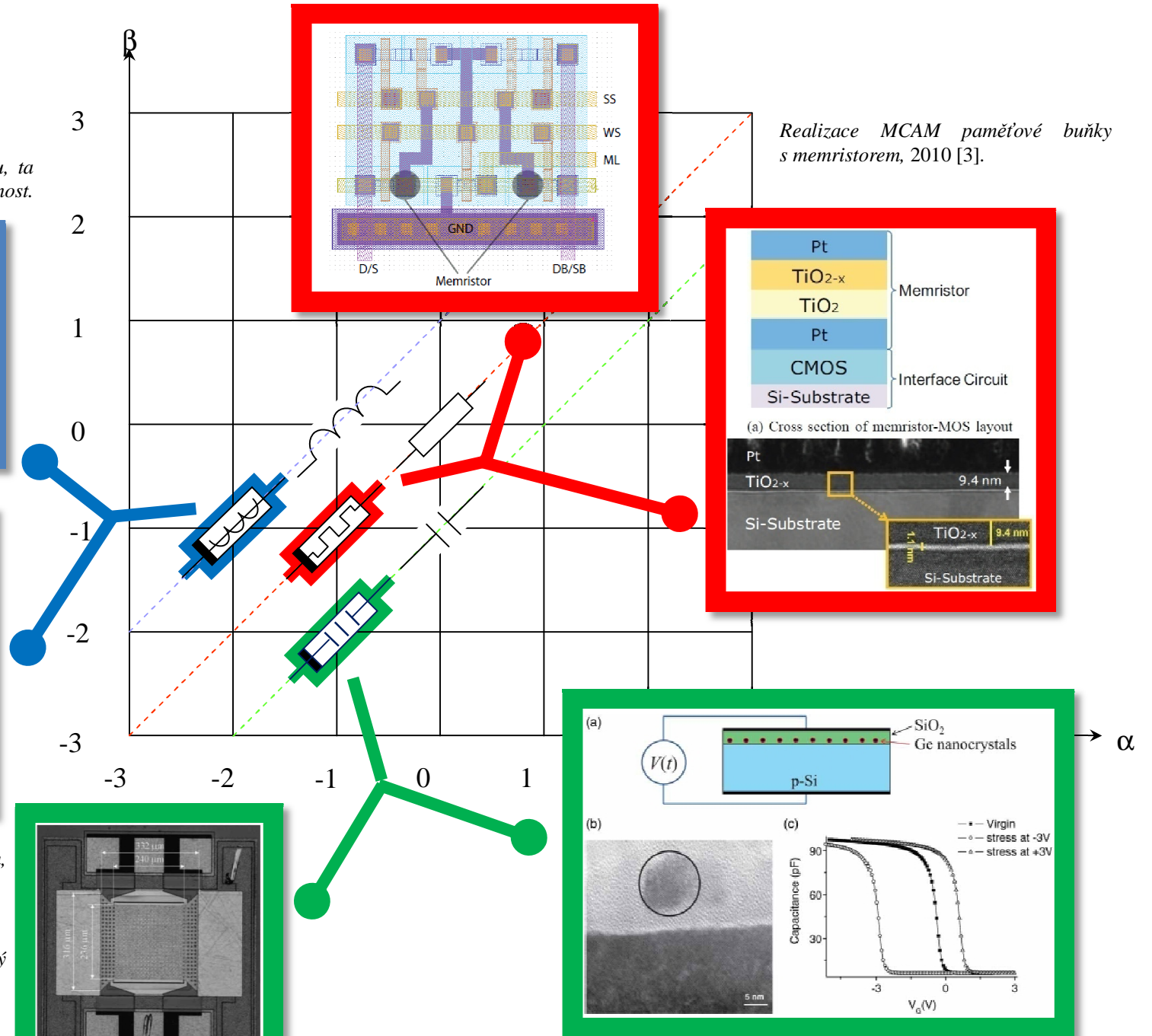


Meminduktivní systém s proměnnou 3D strukturou, 2006 [10].

Memkapacitní systém vyrobený jako MEMS, 2002 [10].



Obr. 9. Příklady realizace mem-prvků.



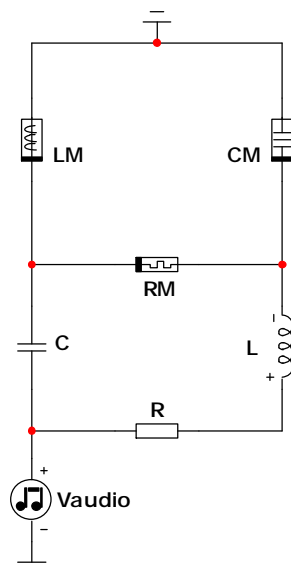
Realizace MCAM paměťové buňky s memristorem, 2010 [3].

Memkapacitní MOS struktura se zabudovanými nanokrystaly, slibný nástupce FLASH, 2006 [10].

## 7. Simulace a emulace mem-systémů

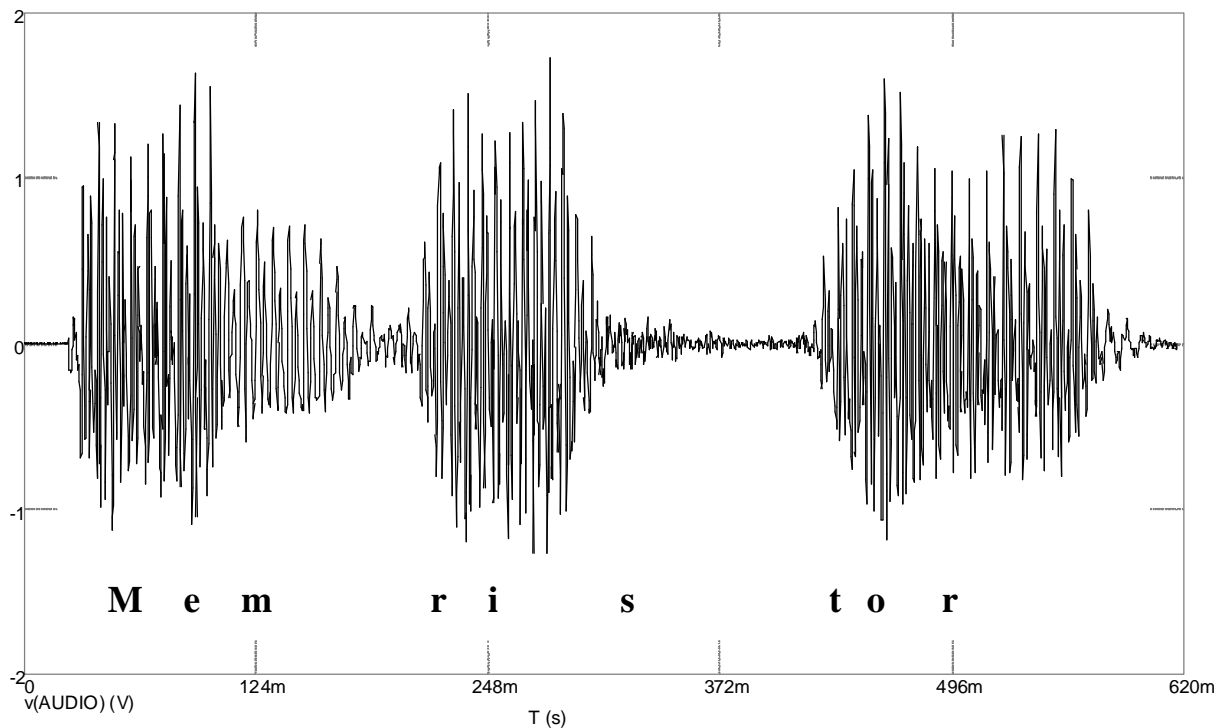
Periodická tabulka základních prvků elektrotechniky umožňuje matematicky popsat všechny její elementy. Sestavením příslušného matematického modelu se nám tak otevírá pozoruhodná příležitost – můžeme provádět realistické počítačové experimenty s prvky, které dosud nebyly objeveny. Prostřednictvím počítačových simulací tak badatelé získávají v teoretické přípravě cenný náskok. Prakticky ihned po zveřejnění objevu „HP memristoru“ v r. 2008 vznikly modely memristoru ve formátu SPICE [16 - 18], dnes je možno experimentovat dokonce i s různými variantami modelů memkapacitoru a meminduktoru [19 - 21]. Podle následujících ukázek si může čtenář utvořit představu, jaké detaily o chování mnohdy hypotetických součástek lze zjistit pomocí precizních modelů a výkonného simulačního softwaru.

Všech šest základních pasivních prvků – rezistor  $R$ , kapacitor  $C$ , induktor  $L$ , memristor  $MR$ , memkapacitor  $MC$  a meminduktor  $ML$  – propojíme mezi sebou podle obr. 10 a výsledný obvod budeme budít ze zdroje napěťového signálu s velmi složitým časovým průběhem. Zapojení bylo z čistě symbolických důvodů vybráno tak, aby napodobovalo vazby mezi prvky periodické tabulky.



Obr. 10. Dvojpól tvořený šesticí základních pasivních prvků, buzený složitým signálem.

Obvod je buzen akustickým signálem, který byl získán digitalizací slova „memristor“ vysloveného Leonem Chuou na sympoziu o memristivních systémech v listopadu 2008 v Berkeley. Časový průběh signálu je zřejmý z obr. 11.



Obr. 11. Časový průběh budicího signálu.

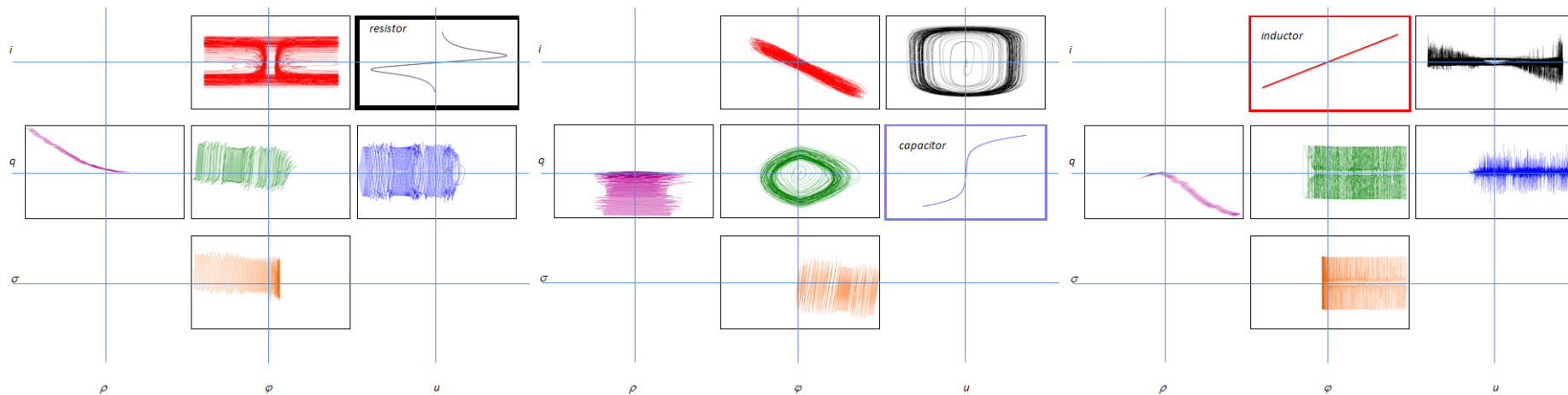
Parametry prvků jsou uvedeny v Tab. 4. Parametry mem-prvků byly zvoleny s ohledem na jejich požadovanou dynamiku tak, aby navzdory vysokému kmitočtu budicího signálu vynikly jejich hysterzní efekty.

Prvek	Parametry	Poznámka
$R$ (rezistor)	$R=10^5(v_R^4+1)$	Nelineární rezistor, $v_R$ je napětí na rezistoru
$L$ (induktor)	$L=10^{-3}(i_L^5+1)$	Nelineární induktor, $i_L$ je proud induktorem
$C$ (kapacitor)	$C=10^{-6}(v_C^4+1)$	Nelineární kapacitor, $v_C$ je napětí na kapacitoru
$RM$ (memristor)	$R_{on}=100k, R_{off}=16k, R_{init}=1k,$ $D=10nm, p=1, m_j=2E-12$	Memristor s nelineárním driftem dopantů, parametry viz [17]
$LM$ (meminduktor)	$L_{min}=1mH, L_{max}=100mH, L_{init}=80mH,$ $k=3000, p=10$	parametry viz [20]
$CM$ (memkapacitor)	$C_{min}=10nF, C_{max}=10mF, C_{init}=16nF,$ $k=5E9, p=1$	parametry viz [19,21]

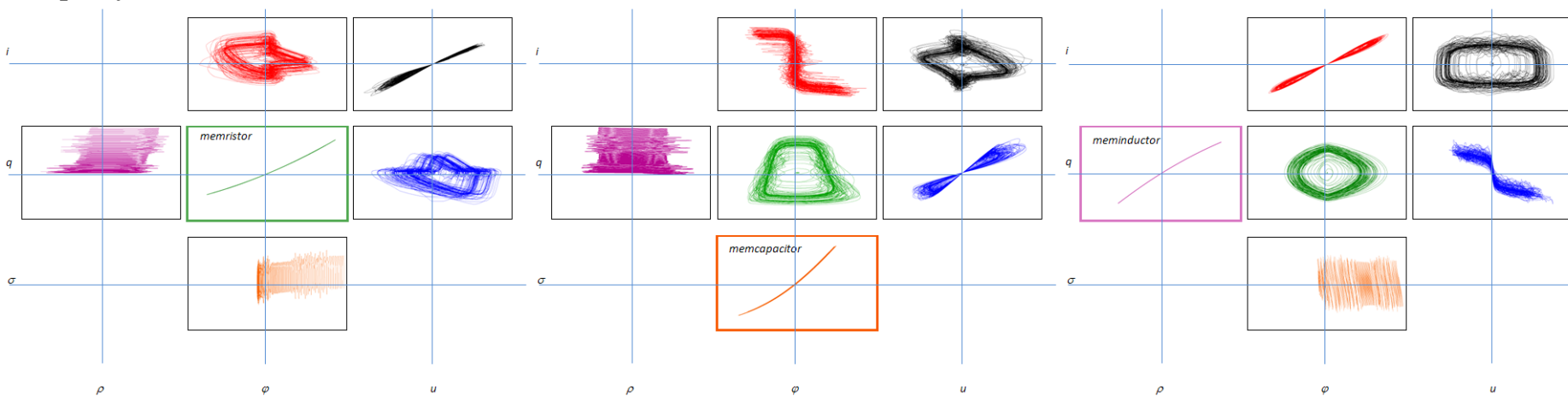
Tab. 4. Parametry součástek ze schématu na obr. 10.

Na obr. 12 jsou grafy pro všech šest základních pasivních prvků se všemi smysluplnými kombinacemi veličin  $u, i, j, q, r$  a  $s$  podle hierarchie z obr. 3. Umístění grafů pro jednotlivé dvojice veličin přesně odpovídá umístění základních prvků do periodické tabulky podle obr. 8. Většina grafů ukazuje chaotické křivky, pouze jeden graf pro každý prvek ukazuje jednoznačnou křivku – konstituční relaci prvku.

### Klasické prvky $R, C, L$



### Memprvky $MR, MC, ML$

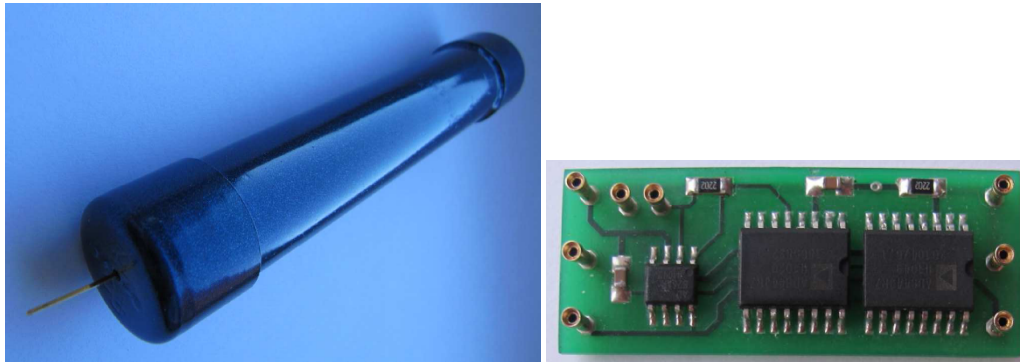


Obr. 12. Trajektorie pracovního bodu při buzení audiosignálem. Pouze jedna  $u$  každého prvku je jednoznačnou funkcí - konstituční relací.



Všimněme si, za jakých okolností vznikají v případě mem-prvků „skřípnuté“ hysterezní smyčky. Vznikají mezi derivacemi konstitučních proměnných, tj. mezi veličinami, ze kterých vzešly konstituční proměnné procesem integrace (závislosti  $u-i$  u memristoru,  $u-q$  u memkapacitoru a  $j-i$  u meminduktoru).

V poslední době nabývají na praktickém významu tzv. emulátory mem-prvků [22 – 30]. Jedná se o zařízení věrně imitující chování příslušného mem-prvku, které lze zapojit do obvodu jako elektrický dvojpól. S emulátorem lze tedy provádět reálné experimenty s využitím standardní měřicí a vyhodnocovací techniky.



Obr. 13. Emulátor memristoru a jeho vnitřní elektronika [29].

Na obr. 13 je ukázka emulátoru memristoru postaveného na základě analogových obvodů. Poslední novinkou jsou tzv. hybridní emulátory využívající mikrokontroléru, které umožňují emulaci libovolného mem-prvku, přičemž jeho konstituční relaci lze libovolně tvarovat programem [30]. Těmto univerzálním emulátorům mem-prvků se začíná říkat „memulátory“.

## 8. Závěr

Od května 2008, kdy bylo oficiálně oznámeno zhotovení prototypu do té doby hypotetického pasivního prvku zvaného memristor [4], se mnoho výzkumných týmů z celého světa snaží zavést revoluční mem-technologie do běžného užívání. V srpnu 2010 spojily své síly firmy HP a Hynix Semiconductor s cílem uvést memristorové paměti na trh. Spolupráce vypadá podle posledních zpráv [31] velmi slibně. Náhrada plovoucích hradel pamětí FLASH memristorovými buňkami se plánuje na léto 2013, v letech 2014/15 by měl memristor ovládnout trh s paměťovými médii DRAM a poté SRAM. Samotná firma HP nashromáždila k memristoru za poslední 3 roky na 500 patentů. Mnoho dalších společností pracuje na technologiích pamětí memristorového typu RRAM a PCRAM. Mezi firmy s nejlepším technologickým zázemím pro tuto oblast dnes patří Samsung. Jenom za prvních devět měsíců roku 2011 bylo v impaktovaných odborných časopisech publikováno přes 200 prací referujících o pokroku v této oblasti.

Hektické tempo při honbě za technologickými úspěchy mělo letos zajímavý důsledek: téměř nikdo si nepovšiml, že v září 2011 oslavil memristor své čtyřicátiny [5]. Duchovní otec memristoru Leon Chua je přitom považován za zakladatele moderní nelineární dynamiky - teoretického zázemí, které je pro další rozvoj nanotechnologií nezbytné. Mnozí badatelé si nutnost teoretického výzkumu uvědomují a obracejí svoji pozornost zpět k úplným základům elektrotechniky a teorie systémů. Nevyřešené otázky teoretického rázu jsou také mocnou výzvou pro nadané studenty [29, 32], kteří se poohlížejí po zajímavých problémech nebo se chtějí přímo podílet na základním výzkumu. Tento příspěvek jim v tom může pomoci.

## Literatura

- [1] BIOLEK, D., BIOLEK, Z. Úvod do studia memristoru. In Perspektivy elektroniky 2009: 26. 3. 2009. Rožnov pod Radhoštěm: SŠIEŘ R.p.R., 2009, s. 115-130. ISBN 978-80-254-4052-0.
- [2] CHUA, L. O. Nonlinear Circuit Foundations for Nanodevices, Part I: The Four-Element Torus. Proceedings of the IEEE, vol. 91, no. 11, November 2003, p. 1830-1859.
- [3] ESHRAGHIAN, K., CHO, K. R., KAVEHEI, O., KANG, S. K., ABBOTT, D., KANG, S.-M. S. Memristor MOS content addressable memory (MCAM): Hybrid architecture for future high performance search engines. arXiv: 1005.3687v1 [cond-mat.mes-hall] 11 May 2010, p. 1-10.
- [4] STRUKOV, D. B., SNIDER, G. S., STEWART, D. R., WILLIAMS, R. S. The missing memristor found. Nature (London), vol. 453, May 2008, p. 80 – 83.
- [5] CHUA, L. O. Memristor – The Missing Circuit Element. IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-18, No. 5, September 1971, p. 507 – 519.
- [6] CHUA, L. O. Device Modeling Via Basic Nonlinear Circuit Elements. IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CAS-27, No. 11, 1980, p. 1014-1044.
- [7] CHUA, L., SZETO, E. W. High-Order Non-Linear Circuit Elements: Circuit-Theoretic Properties. Circuit Theory and Applications, vol. 11, 1983, p. 187-206.
- [8] CHUA, L., SZETO, E. W. Synthesis of Higher Order Nonlinear Circuit Elements. IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CAS-31, No. 2, 1984, p. 231-235.
- [9] BIOLEK, D., BIOLEK, Z., BIOLKOVÁ, V. Memristor a jeho místo v teorii obvodů. Slaboproudý obzor, roč. 65, č. 2, 2009, s. P1-P16.
- [10] PERSHIN, Y. V., DI VENTRA, M. Memory effects in complex materials and nanoscale systems. arXiv: 1011.3053v1 [cond-mat.mes-hall] 12 Nov 2010, p. 1-59.
- [11] <http://webcast.berkeley.edu/events.php> - kompletní videozáznam sympozia Memristor and Memristive Systems, Berkeley, November 2008.
- [12] BIOLEK, D., BIOLEK, Z., BIOLKOVÁ, V. SPICE Modeling of Memristive, Memcapacitative and Meminductive Systems. In Proceedings of the European Conference on Circuits Theory and Design 2009 (ECCTD '09): Antalya (Turkey), 2009; p. 249–252.
- [13] OSTER, G. F., AUSLANDER, D. M. The Memristor: A New Bond Graph Element. J. Dyn. Sys., Meas., Control, vol. 94, 1972, p. 249-252.
- [14] JELTSEMA, D., DÒRIA-CEREZO, A. Port-Hamiltonian Formulation of Systems With Memory. Proceedings of the IEEE, vol. PP, no. 99, 23 September, 2011, p.1-10.
- [15] JOHNSON, R. C. 'Missing link' memristor created: Rewrite the textbooks? EETimes, 2008, April 30, <http://www.eetimes.com/electronics-news/4076910/-Missing-link-memristor-created-Rewrite-the-textbooks->
- [16] BENDERLI, S., WEY, T. A. On SPICE macromodelling of TiO2 memristors. Electronics Letters, vol. 45, no.7, March 26, 2009, p. 377-379.
- [17] BIOLEK, Z., BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift. Radioengineering, vol. 18, no. 2, 2009, p. 210–214.
- [18] RÁK, A., CSEREY, G. Macromodeling of the memristor in SPICE. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 29, no. 4, 2010, p. 632–636.
- [19] BIOLEK, D., BIOLEK, Z., BIOLKOVÁ, V. SPICE modelling of memcapacitor. Electronics Letters, vol. 46, no. 7, 2010, p. 520–522.

- [20] BIOLEK, D., BIOLEK, Z., BIOLKOVÁ, V. PSPICE modeling of meminductor. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 66, no. 1, 2011, p. 129–137.
- [21] BIOLEK, D., BIOLEK, Z., BIOLKOVÁ, V. Behavioral modeling of memcapacitor. *Radioengineering*, vol. 20, no. 1, 2011, p. 228–233.
- [22] VALSA, J., BIOLEK, D., BIOLEK, Z. An analogue model of the memristor. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 24, no. 4, 2011, p. 400-408, doi:10.1002/jnm.786.
- [23] SODHI, A., GANDHI, G. Circuit mimicking TiO<sub>2</sub> memristor: A plug and play kit to understand the fourth passive element. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 20, no. 8, 2010, p. 2537–2545.
- [24] PERSHIN, Y. V., DI VENTRA, M. Memristive circuits simulate memcapacitors and meminductors. *Electronics Letters*, vol. 46, no. 7, 2010, p. 517–518.
- [25] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Mutator for transforming memristor into memcapacitor. *Electronics Letters*, vol. 46, no. 21, 2010, p. 1428–1429.
- [26] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Mutators simulating memcapacitors and meminductors. In *Proceedings of the 11th biennial IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2010)*, Kuala Lumpur (Malaysia), 2010, p. 800–803.
- [27] PERSHIN, Y. V., DI VENTRA, M. Emulation of floating memcapacitors and meminductors using current conveyors. *Electronics Letters*, vol. 47, no. 4, 2011, p. 243–244.
- [28] BIOLEK, D., BAJER, J., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Mutators for transforming nonlinear resistor into memristor. In *Proc. 20th European Conf. On Circuit Theory and Design (ECCTD 2011)*, Linköping (Sweden), 2011, p. 509-512.
- [29] TESKA, T. Modelování a analogová realizace memristoru. *Bakalářská práce, FEKT VUT Brno*, 2011.
- [30] KOLKA, Z., BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Hybrid modelling and emulation of mem-systems. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 2011, doi:10.1002/jnm.825.
- [31] CLARKE, P. HP, Hynix to launch memristor memory in 2013. *EETimes*, 2011, October 06, <http://www.eetimes.com/electronics-news/4229171/HP-Hynix-to-launch-memristor-memory-2013>.
- [32] CAI, W. *Nonlinear Dynamics in Memristive Systems*. Ph.D. Thesis, University of Technology, Dresden, September 10, 2011.



# SOUČASNOST A BUDOUCNOST INERCIÁLNÍCH MEMS SENZORŮ

Jan Čižmár

Univerzita obrany, Kounicova 65, 662 10 Brno

*jan.cizmar@unob.cz*

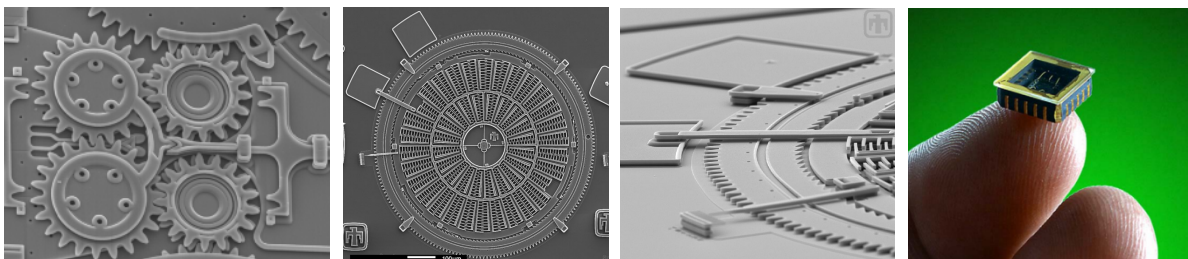
## Abstrakt:

*Nejrůznější mikro-elektro-mechanické (mikrosystémové) senzory jsou dnes vyráběny světovými výrobci ve velkých sériích a jsou tedy, na rozdíl od poměrně nedávné minulosti, snadno dostupné a velmi levné. To vede k jejich široké aplikaci v nejrůznějších technických oborech včetně letectví. Tento příspěvek pojednává o současném stavu a předpokládaném budoucím vývoji především v oblasti leteckých inerciálních referenčních a navigačních systémů.*

## 1. Úvod

MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) je označení jednak samotné technologie, jednak i produktů touto technologií vyrobených. Technologie MEMS představuje velmi sofistikované umístění elektronických, ale především mikro-mechanických prvků na křemíkovou bázi pomocí nejmodernějších výrobních metod, které mají svůj původ ve výrobě elektronických integrovaných obvodů.

Produkty MEMS vycházejí z možností MEMS technologie a jde především o senzory pohybu (akcelerometry, gyroskopy...), ale i parní stroje, převodovky, čerpadla, pohony, cívky, optické čočky a zrcadla aj. Tyto produkty jsou nazývány „systém na čipu“ či také „inteligentní snímač“, jelikož je na jednom čipu vyroben jak mechanický subsystém (nutný pro transformaci měřené fyzikální veličiny na veličinu elektrickou), tak elektronický subsystém zajišťující následné zpracování výstupního signálu.



*Obr. 1 Mikromechanismy zobrazené pomocí elektronového mikroskopu*

Mikrosystémy, sériově vyráběné velkými světovými výrobci, nacházejí stále širší pole uplatnění v nejrůznějších technických oborech. Jejich velkou předností je, kromě minimálních rozměrů, hmotnosti, spotřeby a vyhovující přesnosti, také komerční dostupnost a relativně velmi nízká cena. Tyto přednosti mikrosystémových senzorů předurčily jejich aplikaci v letectví, zejména v oblasti inerciálních referenčních systémů (IRS). Náhraza klasických gyroskopů mikromechanickými vibračními senzory úhlové rychlosti způsobilo desetinásobné až stonásobné snížení jejich ceny a až tisícinásobné snížení jejich hmotnosti, rozměrů a spotřeby elektrické energie.

IRS s mikrosystémovými senzory se již řadu let vyrábějí, ale na paluby certifikovaných letadel pronikají zřejmě z bezpečnostních důvodů jen pomalu. Zcela opačný trend je však např. v automobilovém průmyslu či u kategorie ultralehkých letadel a v oblasti bezpilotních létajících (pozemních a plovoucích) prostředků a nejrůznějších mobilních robotů.

## 2. Inerciální systémy

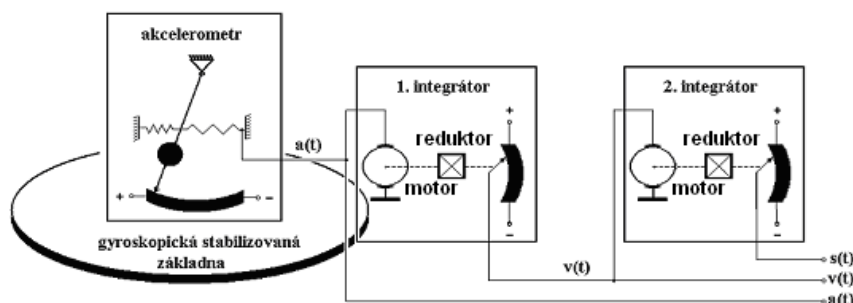
Inerciální systémy (IS) dnes známe ve dvou používaných variantách, a to jako inerciální navigační systémy (INS) a inerciální referenční systémy (IRS).

INS slouží především k navigaci, tj. především k měření okamžitých zeměpisných souřadnic letadla (či jiného pohyblivého prostředku). Hlavní význam inerciální navigace spočívá v její autonomnosti, tedy v její nezávislosti na vnějších zdrojích informace. Vlastní fyzikální princip INS je velmi jednoduchý – postupnou dvojitou časovou integrací signálu zrychlení dostaneme signál dráhy:

$$\mathbf{s}(t) = \int_0^t \left\{ \int_0^t [\mathbf{a}(t) - \mathbf{g}] dt + \mathbf{v}_0 \right\} dt + \mathbf{s}_0, \quad (1)$$

kde  $\mathbf{s}(t)$  je okamžitá hodnota měřeného vektoru trajektorie pohybu,  $\mathbf{a}(t)$  je okamžitá hodnota měřeného vektoru zrychlení,  $\mathbf{g}$  je vektor tíhového zrychlení,  $\mathbf{v}_0$  je počáteční rychlost pohybu a  $\mathbf{s}_0$  je počáteční hodnota trajektorie.

Princip byl znám již před první světovou válkou (viz obr. 2), avšak potřebné technologie byly dostupné až ve 40. letech 20. století. Průkopníky v oblasti inerciálních technologií byli Emer Ambrose Sperry (1860–1930) v USA a Maximilian Schuler (1882–1972) v Německu.

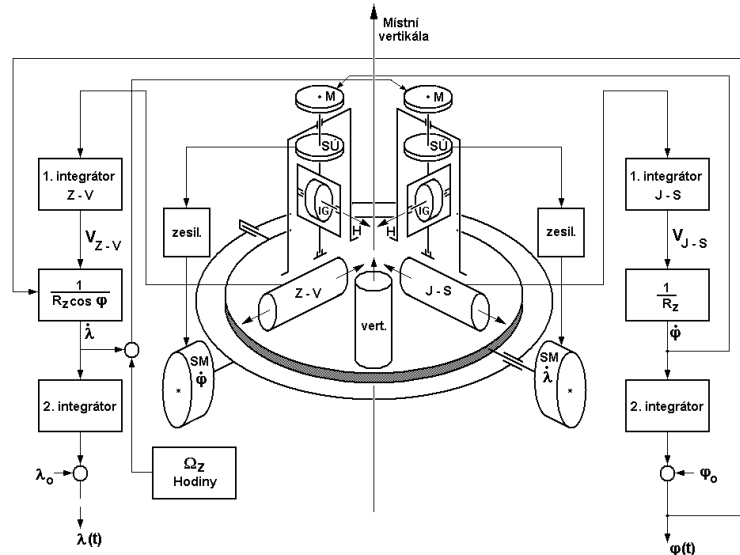


Obr. 2 Principiální schéma kardanového INS

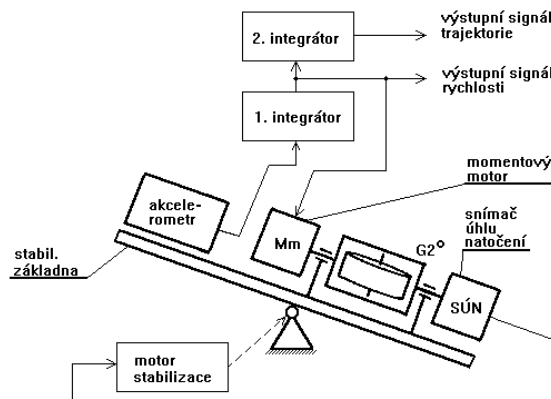
Jako první byly za druhé světové války (německá balistická střela V-2) vyvinuty inerciální navigační systémy na bázi klasické gyroskopické technologie, tedy tzv. kardanové INS. Konstrukčním základem je tříosá gyroskopicky stabilizovaná základna (GSZ) (viz obr. 2 a 3), nesoucí dvouosou (či tříosou, je-li využíván vertikální směr) soustavu akcelerometrů, a dále pak podpůrné komponenty jako integrační gyroskopy s příslušnými momentovými motory a senzory úhlu natočení jejich Cardanova rámu. GSZ je orientována tak, aby osy citlivosti akcelerometrů zaujímaly jiho-severní a západo-východní směr a navíc aby obě tyto osy byly kolmé na směr místní vertikály, tedy aby průmět vektoru tíhového zrychlení do těchto os byl nulový. Při průmětu složky tíhového zrychlení do citlivých os akcelerometrů INS indikuje „zdánlivou“ rychlost a dráhu.

U INS jde o to, aby rovina GSZ byla neustále kolmá na směr místní vertikály, tedy aby se za letu natáčela stejnou úhlovou rychlostí jako místní vertikála. Takto zkonstruovaná GSZ má vlastnosti Schulerova kyvadla, resp. představuje elektromechanický (analogový) model vlastností teoretického matematického kyvadla o délce rovné poloměru Země (či jiného gravitačně působícího tělesa, okolo kterého se prostředek pohybuje), na jehož pohyb nemá

vliv žádné lineární zrychlení působící v bodě závěsu. Je-li na počátku vystaveno do směru místní vertikály, pak bude tento směr stále dodržovat. Pokud však bude kyvadlo na počátku vychýleno ze směru místní vertikály o nějaký úhel či bude-li mít nějakou počáteční rychlost, pak bude stále konat netlumené harmonické kmity okolo místní vertikály o konstantní amplitudě a periodě 84,45 min. (doba jednoho obletu Země satelitem letícím v nulové výšce).



Obr. 3 Strukturální schéma poloanalytického kardanového INS



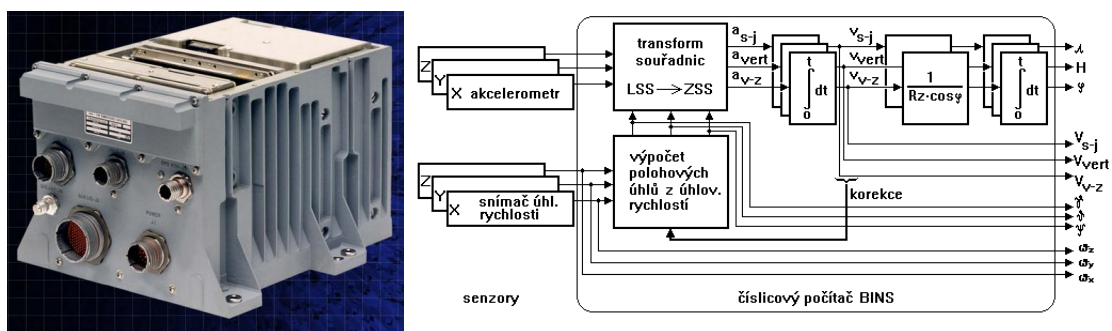
Obr. 4 Zjednodušené schéma poloanalytického kardanového INS

Činnost takového INS lze popsat pomocí obr. 3 a 4. Horizontální akcelerometry tak měří pouze zrychlení pohybové, které se po první integraci (signál úměrný rychlosti) vede do momentového motoru. Jeho moment působí precesní pohyb integračního gyroskopu (IG). Tento pohyb je snímán snímačem úhlu natočení a po výkonovém zesílení je veden do servomotoru základny. IG precesí reaguje také na rušivé momenty vychylující GSZ z klidového stavu (tření v ložiskách Cardanova závěsu, geometrické nepřesnosti konstrukce Cardanova závěsu základny, nevyváženost systému atd.). Pohyb IG je pak, podobně jako v předchozím případě, sejmuto snímačem úhlu natočení, výkonově zesílen a přiveden do servomotoru generujícího moment stejné velikosti, ale opačné orientace, jakou má moment rušivý, čímž je rušivý pohyb eliminován. Signál z prvního integrátoru, tedy signál rychlosti, je veden do integrátoru druhého, z nějž pak získáváme signál prolétnuté trajektorie. Přesnost měření trajektorie se u takových leteckých kardanových INS pohybuje okolo 4 až 5 km

za hodinu navigace, přičemž přesnost GSZ je asi  $\pm 3$  úhlové minuty v náklonu a ve sklonu a 9 úhlových minut v kurzu. Tyto INS se na palubách letadel rozšířily v průběhu 60. a 70. let minulého století. Jejich velkou nevýhodou kromě vysoké ceny (řádově  $10^5$  USD), velkých rozměrů (řádově  $10^{-1}$  m<sup>3</sup>), velké hmotnosti (řádově  $10^1$  kg), energetické náročnosti (řádově  $10^2$  W) a neschopnosti počátečního vystavení v kurzu (INS musel být doplněn o rychlý gyroskopický kompas – „northfinder“) je velmi dlouhá doba přípravy (cca 15 min.), po kterou musí být letadlo (pohyblivý prostředek nesoucí INS) v naprostém klidu. S tím souvisí i relativně nízká pravděpodobnost úspěšného spuštění.

V 70. letech 20. století umožnily výsledky rozvoje mikroelektroniky a výpočetní techniky konstruovat bezkardanové INS (BINS, anglicky Strapdown INS).

V BINS stabilizovaná základna reálně neexistuje. Její model je realizován analyticky v číslicovém počítači (viz obr. 5).



Obr. 5 Fotografie EGI firmy Honeywell a schéma BINS

Typická doba přípravy BINS je cca 2 min. (4 min. s gyrokompasováním) a typická přesnost v režimu inerciální navigace je 0,8 námořní míle (1,482 km) za hodinu navigace. Např. EGI Litton 100G má rozměry 27,9 x 17,8 x 17,8 cm, hmotnost 9,8 kg a příkon 37,5 W/28 Vss. Pro korekci s časem rostoucí nepřesnosti jsou BINS podporovány navigačními přijímači GPS a jsou obvykle vyráběny jako jeden přístrojový blok, anglicky nazývaný např. Embedded GPS INS (EGI). Cena podobných BINS je řádově  $10^5$  až  $10^6$  USD.

Trojice přesných laserových senzorů úhlové rychlosti (max. drift 0,001 °/hod) je zdrojem informace o aktuálních hodnotách rychlosti rotace letadla v prostoru. Signál je využit pro výpočet polohových úhlů pomocí metody kvaternionů. Vypočtené rotační kvaterniony pak představují okamžitý matematický transformační aparát sloužící pro transformaci zrychlení z letadlové do zemské souřadnicové soustavy.

Metoda kvaternionů je vyjádřena vztahem:

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{q} \times \hat{\boldsymbol{\Omega}}$$

či

$$[\dot{q}_0 \ \dot{q}_1 \ \dot{q}_2 \ \dot{q}_3] = \frac{1}{2} \cdot [q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3] \cdot \begin{bmatrix} 0 & w_x & w_y & w_z \\ -w_x & 0 & -w_z & w_y \\ -w_y & w_z & 0 & -w_x \\ -w_z & -w_y & w_x & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

kde  $\mathbf{q}$  je rotační kvaternion,  $\dot{\mathbf{q}}$  je jeho časová derivace a  $\hat{\boldsymbol{\Omega}}$  je kososymetrická matice úhlových rychlostí. Struktura rotačního kvaternionu je:



$$\mathbf{q}_{\gamma, j, \varphi} = q_0 + q_2 + q_1 + q_3$$

$$\begin{aligned} q_0 &= \cos \frac{\gamma}{2} \cdot \cos \frac{J}{2} \cdot \cos \frac{g}{2} + \sin \frac{\gamma}{2} \cdot \sin \frac{J}{2} \cdot \sin \frac{g}{2}, \\ q_1 &= \cos \frac{\gamma}{2} \cdot \cos \frac{J}{2} \cdot \sin \frac{g}{2} - \sin \frac{\gamma}{2} \cdot \sin \frac{J}{2} \cdot \cos \frac{g}{2}, \\ q_2 &= \cos \frac{\gamma}{2} \cdot \sin \frac{J}{2} \cdot \cos \frac{g}{2} + \sin \frac{\gamma}{2} \cdot \cos \frac{J}{2} \cdot \sin \frac{g}{2}, \\ q_3 &= \sin \frac{\gamma}{2} \cdot \cos \frac{J}{2} \cdot \cos \frac{g}{2} + \cos \frac{\gamma}{2} \cdot \sin \frac{J}{2} \cdot \sin \frac{g}{2}. \end{aligned} \quad (3)$$

kde  $j$  je náklon,  $J$  je sklon a  $\gamma$  je kurz letadla či jiného pohyblivého prostředku.

Výpočet aktuálního rotačního kvaternionu, který probíhá v číslicovém počítači, je:

$$\mathbf{q}(k+1) = \mathbf{q}(k) \cdot \left[ \mathbf{E} + \frac{1}{2} \hat{\boldsymbol{\Omega}}(k) \cdot T \right], \quad (4)$$

kde  $\mathbf{q}(k)$  a  $\mathbf{q}(k+1)$  je rotační kvaternion ve dvou po sobě jdoucích krocích,  $\mathbf{E}$  je jednotková matice,  $\hat{\boldsymbol{\Omega}}(k)$  je kososymetrická matice úhlových rychlostí a  $T$  je délka jednoho kroku výpočtu.

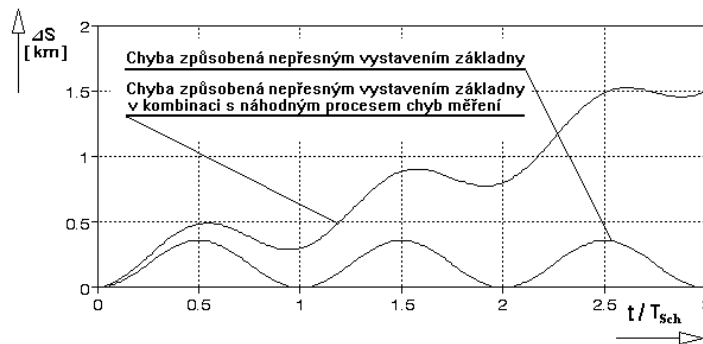
Akcelerometry jako snímače prvotních informací jsou umístěny přímo na draku letadla a jejich údaje jsou přepočítávány v číslicovém počítači do horizontální roviny:

$$\mathbf{a}_{zss} = \mathbf{q} \mathbf{a}_{lss} \mathbf{q}^{\sim}, \quad (5)$$

kde  $\mathbf{a}_{lss}$  je vektor zrychlení v letadlové souřadnicové soustavě,  $\mathbf{a}_{zss}$  je vektor zrychlení v zemské souřadnicové soustavě,  $\tilde{\mathbf{q}}$  je symbol pro kvaternion komplexně sdružený a symbol  $\mathbf{0}$  představuje součin kvaternionů.

Transformované signály zrychlení (ze soustavy spojené s tělesem, na němž je INS umístěn, do zemské souřadnicové soustavy), tj. severní, východní a vertikální složka zrychlení, jsou pak postupně dvakrát integrovány a tak se získávají signály složek (severní, východní a vertikální) rychlosti a přírůstků (severní, východní a vertikální) trajektorie. Protože navigační úloha je řešena v zeměpisných souřadnicích, jsou obvodové parametry přepočteny na úhlové.

Zejména v letectví jsou nejrozšířenější BINS s laserovými vysílači úhlových rychlostí rezonátorového typu, které se též nazývají laserové gyroskopy. Jsou velmi přesné, odolávají značným rušivým zrychlením, ale jsou poměrně drahé. K hlavním světovým výrobcům patří firma Litton, vyrábějící např. malý laserový navigační systém LN-100G.



Obr. 6 Časový vývoj chyb INS

Kardanové i bezkardanové INS poskytují kromě navigačních parametrů, tj. zeměpisných souřadnic a složek rychlosti a zrychlení pohybu, také polohové úhly (náklon, sklon a kurz) a BINS i úhlové rychlosti vzhledem k osám symetrie letadla (pohyblivého prostředku). Tím

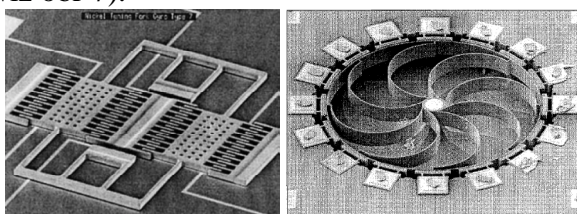
nahrazují na palubě letadla systémy umělého horizontu, gyromagnetického kompasu a senzorů úhlové rychlosti. Inerciální systémy, u kterých je hlavním výstupem právě informace o polohových úhlech, označujeme za inerciální referenční systémy.

IRS slouží k měření polohových úhlů, tj. náklonu, sklonu a popř. i kurzu letu, a požadovaná přesnost měření polohových úhlů se pohybuje v rozmezí od  $0,2^\circ$  do  $0,5^\circ$ , tedy podstatně výše než cca 3 úhlové minuty u BINS. IRS proto mohou používat podstatně méně přesné snímače úhlových rychlostí, ale i akcelerometrů. Zde vznikl prostor pro aplikaci alternativních inerciálních senzorů, tedy i senzorů vyráběných technologií MEMS, které jsou mnohem levnější, mnohem menší, mnohem méně hmotné a energeticky náročné než běžná gyroskopická technologie.

### 3. Inerciální mikromechanické senzory

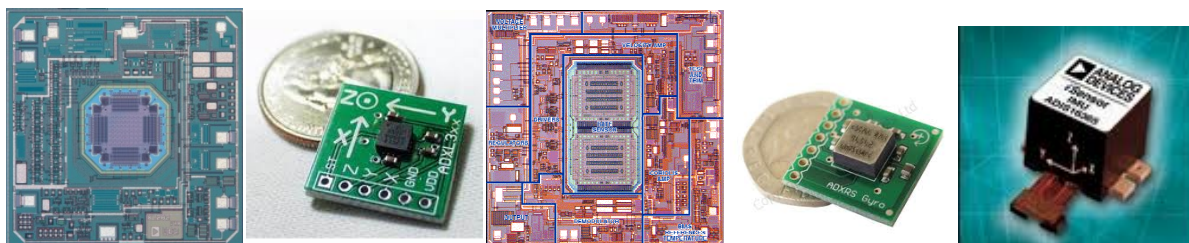
První mikromechanické inerciální senzory se objevily na počátku 70. let. Např. v roce 1970 předvedla firma Kulite první křemíkový akcelerometr, ale první křemíkový senzor úhlové rychlosti uvedla na trh firma Draper až v polovině 90. let. V tomto období se rovněž objevila řada mikromechanických „gyroskopů“, jako např. Gyrostar firmy Murata. Od počátku 90. let začaly vyrábět inerciální MEMS senzory nejvýznamnější světoví výrobci. Rovněž byl na tuto technologii zaměřen výzkum nejvýznamnějších výzkumných ústavů (Sandia National Laboratories, USA, <http://www.mems.sandia.gov/about/electro-mechanical.html>).

Mikromechanické akcelerometry jsou fyzikálně založeny na principu hmoty (závaží) zavěšené na pružném závěsu, zatímco senzory úhlové rychlosti, označované za gyroskopy, jsou založeny na principu vzniku Coriolisových sil při současném působení složek rychlosti translačního a rotačního pohybu. Translační pohyb pohyblivé hmoty senzoru představují obvykle elektrostatičticky buzené vibrace, rotační pohyb pak měřená úhlová rychlost. Senzory úhlové rychlosti mohou mít podobu vibrujících ladiček (tuning forks), vibrujících prstenců (vibrating rings) apod. (viz obr 7).



Obr. 7 Ladičkový a prstencový vibrační MEMS senzor úhlové rychlosti

Firma Analog Devices vyvinula a uvedla na trh akcelerometry řady ADXL a o něco později vibrační senzory úhlové rychlosti řady ADXRS (vibrační ladičkové).



Obr. 8 Akcelerometr řady ADXL, gyroskop řady ADXRS a mikromodul řady ADIS16... firmy Analog Devices

Tyto a jim podobné produkty řady dalších výrobců a vývojových laboratoří umožnily vyvíjet velmi malé, lehké a levné IRS, které byly úspěšně aplikovány na palubách řady nejrůznějších bezpilotních létajících (pojízdných, plovoucích) prostředků či robotů apod. K nejnovějším výsledkům vývoje v oblasti inerciálních MEMS senzorů patří výroba modulů obsahujících trojici senzorů úhlové rychlosti, trojici akcelerometrů, popř. i trojici magnetometrů doplněnou o mikrokontroler zajišťující digitalizaci signálů senzorů, teplotní kompenzaci jejich teplotních chyb, kompenzaci chyb senzorů úhlových rychlostí způsobených translačním zrychlením a komunikaci s nadřazeným kontrolerem.

#### 4. Výzkum IRS na Univerzitě obrany



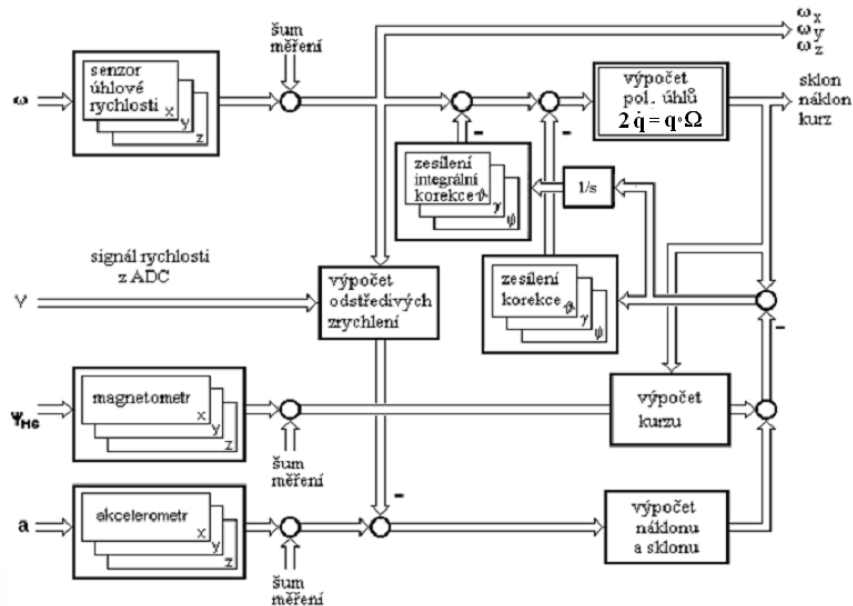
*Obr. 9 Inerciální referenční jednotka firmy OPROX, a.s.*

Naše pracoviště (Katedra leteckých elektrotechnických systémů Fakulty vojenských technologií Univerzity obrany) se již dlouhodobě věnuje výzkumu v oblasti konstrukce inerciálních referenčních jednotek a podobných leteckých přístrojů, a to nejprve ve spolupráci s firmou OPROX, a. s., se kterou jsme v rámci úkolu zadaného Ministerstvem průmyslu a obchodu České republiky vyvinuli inerciální referenční jednotku (viz obr. 9), nejnověji s firmou TL Elektronice, a. s., kde se naše pracoviště podílí na vývoji inerciální referenční jednotky a systému automatického řízení letu jako komponent systému Integraf. Tento systém elektronických letových, navigačních, motorových a drakových přístrojů a systému automatického řízení letu je určen pro ultralehká letadla (viz obr. 10).



*Obr. 10 Elektronický systém Integra firmy TL Elektronice*

IRJ jsme řešili jako dvoukanálovou. Hlavní měřicí kanál je vybaven senzory úhlových rychlostí. Jako výpočetní aparát pro zpracování signálu je zde použita metoda kvaternionů (viz obr. 11 a výrazy 2, 3 a 4), jejímž prostřednictvím získáme signály polohových úhlů letadla, tedy signály náklonu, sklonu a kurzu. Protože metoda kvaternionů představuje integrační algoritmus, který integruje kromě užitečného signálu i náhodné rušivé signály vznikající v měřicím řetězci, chyby měření hlavního měřicího kanálu s časem rostou.



Obr. 11 Blokové schéma IRJ

Korekční kanál je pak tvořen akcelerometry, popř. i magnetometry, z jejichž signálů se rovněž vypočtou hodnoty polohových úhlů letadla. Toto měření je zatíženo chybami způsobenými hlavně rušivými zrychleními při manévrování letadla. Tyto chyby jsou nezávislé na čase. Signály polohových úhlů změřené hlavním a korekčním kanálem jsou porovnávány a jejich rozdíl je po patřičném zesílení a integraci přičítán jako proporcionální a integrační korekční signál k signálu gyroskopů. Vzhledem k charakteru stochastického procesu poruch měření musí být zesílení korekčních signálů nastaveno optimálně tak, aby výsledné chyby měření polohových úhlů byly minimální (přesnost měření polohových úhlů za letu cca  $\pm 1^\circ$ ).

IRJ poskytuje kromě polohových úhlů i signály úhlových rychlostí a translačního zrychlení, a tedy může být využita jako senzor pro automatické řízení letu.

## 5. Závěr

Již současná technická úroveň umožňuje vyvíjet velmi kvalitní IRS s přesností měření polohových úhlů za letu cca  $\pm 1^\circ$ .

Přesnost a spolehlivost takto koncipovaných IRS lze podstatně zvýšit např. použitím minimálně tří skupin inerciálních senzorů (velmi levné, lehké, malé, s minimální spotřebou). V případě, že stochastické procesy jejich poruch působících chyby měření nejsou korelované, klesnou po sečtení adekvátních signálů výsledné chyby měření na jednu třetinu. Takové IRS s mikromechanickými (MEMS) inerciálními senzory se co do přesnosti blíží IRS, umělým horizontům a gyromagnetickým kompasům založeným na klasické gyroskopické technologii a v nejbližší dekádě lze očekávat, že tuto klasickou gyroskopickou technologii z palub letadel zcela vytlačí.

Je pravděpodobné, že v budoucnu budou vyvinuty pro tento účel vysoce přesné, spolehlivé a přitom relativně levné inerciální měřicí jednotky, které budou schopny po určitou krátkou dobu (až jednotky minut) zajistit inerciální navigaci.

Již dnes jsou vyvíjeny optoelektronické laserové senzory úhlových rychlostí, které by se vyráběly technologií MEMS.

V nejbližším období zřejmě nedojde k takovému zvýšení přesnosti inerciálních mikromechanických senzorů, že by jejich přesnost byla srovnatelná s přesností laserových gyroskopů rezonátorového typu, která je nutná pro letecké INS.

### **Literatura**

- [1] ČIŽMÁR, J. Modelování inerciálních systémů, habilitační práce, Univerzita obrany, 2008, Brno
- [2] ČIŽMÁR, J. Vývoj inerciální referenční jednotky, Dílčí výzkumná zpráva projektu MPO ev. č. FT-TA3/104, Výzkum a vývoj technologií pro řízení ultralehkých a lehkých letadel, 60 str., Brno, OPROX, a.s. prosinec 2006.
- [3] TITTERTON, D., H., WESTON, J., L. *Strapdown Inertial Navigation Technology*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2004, Reston, USA, ISBN: 1-56347-693-2



# ELEKTROMAGNETICKÉ ZBRANĚ, MÝTUS NEBO FUNGUJÍCÍ REALITA

Libor Dražan

Katedra radiolokace, Univerzita obrany

*libor.drazan@unob.cz*

## Abstrakt:

*Příspěvek se zabývá problematikou zbraní se směrovanou energií. V příspěvku je provedena klasifikace zbraní se směrovanou energií. Podrobněji je rozebrána problematika zbraní se směrovanou energií pracujících v pásmu rádiových vln a mikrovln. Dále je rozebrána podstata působení zbraní se směrovanou energií na elektronická zařízení a jsou popsány technologie využívané při konstrukci zbraní se směrovanou energií. V závěru jsou uvedeny možné scénáře použití zbraní se směrovanou energií proti industriálně vyspělé společnosti.*

## 1. Úvod

Koncem minulého století byl pozorován obrovský nárůst využití a nasazení výpočetní techniky a elektroniky prakticky ve všech možných druzích odvětví lidské činnosti, ve sféře civilní, tak ve sféře vojenské. Se stále většími požadavky na rychlost přenosu informací při současném snižování spotřeby energie dochází k miniaturizaci systémů. Důsledkem je pak zvyšování citlivosti elektronických systémů na úmyslné i neúmyslné působení vnějšího elektromagnetického pole. Elektronické systémy tvoří nedílnou součást komplikovaných systémů, jejichž funkčnost je přímo podmíněna spolehlivostí použitých elektronických komponentů.

Do nedávné doby byl největší hrozbou pro tyto systémy přírodní elektrický výboj (blesk), zkoumaný Benjaminem Franklinem kolem roku 1752. Výboj atmosférické elektřiny (LEMP), doprovází světelný záblesk (emise světla) a zahříváním okolního vzduchu vzniká hrom (charakteristický zvuk). Běžně dochází k výboji, při dosažení hodnoty intenzity elektrického pole kolem 100kV/m.

Další hrozbou může být nukleární elektromagnetický impulz způsobený výbuchem nukleární nálože ve velké výšce nad povrchem země. Pro zajímavost lze uvést, že hodnota nukleárního elektromagnetického impulzu (NEMP) pozemního jaderného výbuchu běžné tonáže dosahuje intenzity elektrické složky pole řádově kolem 100kV/m a 1000A/m u magnetické složky.

Dnes jsou však již známy funkční technologie a systémy schopné vyřadit například řídicí či velitelské stanoviště směrovým působením elektromagnetické energie. Jde o takzvané zbraně se směrovanou energií (Directed Energy Weapons - DEW). V současnosti se výzkumem v této oblasti zabývá většina vyspělých států, mezi které patří i Česká republika zejména v oblasti zkoumání ochrany proti jejich účinkům. Pozorovatelnými trendy ve vojenství je mimo jiné výrazná elektronizace a digitalizace zbraňových systémů a v nynější době i vývoj a zavádění neletálních elektromagnetických zbraní. Do této kategorie patří zbraně se směrovanou energií pracující v pásmu rádiových vln a mikrovln. Tyto zbraně, které jsou primárně určeny k narušování spolehlivé činnosti vysoce sofistikovaných, elektronikou vybavených zařízení, výzbroje a systémů, využívají k destruktivním účinkům převážně impulzní výkonové elektromagnetické vlny.

Tak jako u jiných zbraní a vojenských technologií lze očekávat i u těchto zbraní jejich zneužití při teroristických útocích. Z tohoto důvodu nabývá na významu zabezpečení ochrany

důležitých vojenských, ale i pro chod státu nezbytných elektronických a digitalizovaných systémů před možným napadením pomocí prostředků využívajících k destrukci výkonovou elektromagnetickou energii v kmitočtovém pásmu od stovek MHz do desítek GHz. Zabezpečení ochrany se týká vojenských stacionárních i mobilních objektů a prostorů využívající techniku s citlivými elektronickými a digitalizovanými systémy. Za citlivé elektronické a digitalizované systémy je třeba považovat veškerou techniku citlivou na narušení jejich funkcí nebo trvalé zničení vlivem účinků silných elektromagnetických polí (komunikační a informační systémy, řídicí a palebné systémy, systémy navigace, průzkumné systémy apod.). V civilním sektoru se pak jedná zejména o instituce důležité pro chod státu (průmyslová centra, jaderné elektrárny, chemické provozy, telekomunikační ústředny apod.).

## 2. Elektromagnetický impuls

Jev elektromagnetického impulsu a jeho značný vliv na činnost elektronických zařízení byl z tohoto hlediska poprvé pozorován při pokusech s jadernými výbuchy ve velkých výškách. Důsledkem vzdušného jaderného výbuchu bylo dočasné nebo trvalé narušení činnosti citlivých elektronických zařízení i ve značných vzdálenostech od epicentra výbuchu. V počátcích výzkumu jaderných zbraní byl elektromagnetický impuls generovaný jaderným výbuchem považován jako jeho vedlejší produkt, přesto však byly jeho účinky podrobně zkoumány a byly hledány způsoby jak dosáhnout stejných účinků bez jaderné exploze. Velká pozornost byla také věnována návrhům a konstrukci simulátorů elektromagnetického impulsu, které sloužily především k testování odolnosti zbraní a zbraňových systémů. Příkladem takového simulátoru může být zařízení TEMPS, které je schopné přivést do antény impulsy s napětím až 6,7 MV. Podrobněji je toto zařízení popsáno v literatuře [1], obdobné zařízení je popsáno v literatuře [2].

S rozvojem polovodičových technologií, zejména technologií MOS, dochází k masovému používání informačních, komunikačních a senzorových systémů, které se uplatňují ve vojenských i civilních systémech. Jedná se zejména o informační systémy státních řídicích struktur, prvky ekonomické infrastruktury, prvky přepravní a komunikační infrastruktury, informační a komunikační systémy využívané populací a v neposlední řadě i armádní zbraňové, informační a komunikační systémy.

Výše uvedené systémy jsou velmi citlivé na účinky elektromagnetického impulsu, což vedlo k vytvoření nové strategické doktríny elektromagnetických zbraní fungujících bez nutnosti použití jaderného výbuchu. Elektronické systémy jsou také značně citlivé nejen k elektromagnetickému impulsu, ale i k elektromagnetickému rušení, které je produkováno jinými elektrickými a elektronickými obvody.

## 3. Klasifikace elektromagnetických zbraní

Konvenční zbraně využívají ke zničení určeného cíle chemickou energii výbuchu nebo kinetickou energii projektilu. Naproti tomu elektromagnetické zbraně využívají k transformaci energie určené k destrukci vybraného cíle subatomové částice nebo elektromagnetické vlny. Elektromagnetické zbraně jsou v anglosaské literatuře označovány jako zbraně se směrovanou energií (DEW – Directed Energy Weapons). Elektromagnetické zbraně lze rozdělit do čtyř základních skupin:

Laserové zbraně (DEWL - Directed Energy Weapons Lasers),

Částicové zbraně (PBW – Particle Beam Weapons),

Zbraně pracující v pásmu rádiových vln (DEWRF - Directed Energy Weapons-Radio

Frequency, pracovní kmitočty se mohou vyskytovat v pásmu – stovek kHz až 1 GHz),



Zbraně pracující v pásmu mikrovln (DEWM - Directed Energy Weapons-Microwave, pracovní kmitočty se mohou vyskytovat v pásmu – 1GHz až 300 GHz).

Oblast elektromagnetických zbraní je velice rozsáhlá, a proto bude v dalším textu této práce věnována pozornost elektromagnetickým zbraním pracujícím v pásmu rádiových vln a mikrovln.

#### 4. Klasifikace elektromagnetických zbraní pracujících v pásmu rádiových vln a mikrovln

Elektromagnetické zbraně pracující v pásmu rádiových vln a v pásmu mikrovln (DEWM a DEWRF) využívají ke své činnosti velmi intenzivního elektromagnetického pole, obvykle impulsního, schopného dočasně nebo trvale poškodit objekt nebo cíl, na nějž nebo v němž působí. Tento jev je nazýván elektromagnetickým impulsem (EMP).

Pro generování výkonem postačujícího elektromagnetického pole se z hlediska šířky pásma generovaného signálu při návrhu a konstrukci DEWM a DEWRF používají dvě třídy generátorů:

**úzkopásmové (HPM – High Power Microwave)** - podobné koncepce jako vysílače radiolokátorů vytvářející harmonický signál obvykle amplitudově impulsně modulovaný.

**širokopásmové (UWB – Ultra Wide Band)** - vytvářející videoimpuls velkého výkonu. Generátory s dobou trvání impulsu větší než 1 ns lze považovat za DEWRF a generátory s dobou trvání impulsu menší než 1 ns za DEWM.

Jiným hlediskem klasifikace elektromagnetických zbraní pracujících v pásmu rádiových vln a mikrovln může být určení zbraně. Z tohoto hlediska lze tyto zbraně klasifikovat jako: zbraně pro ochranu objektů proti zbraňovým systémům, které jsou vybaveny elektronickým naváděcím, řídicím nebo iniciačním systémem, elektromagnetickou municí ve formě leteckých pum, raket, křídlatých raket, min a dělostřelecké munice.

#### 5. Způsoby akumulace energie

Pro generování elektromagnetického impulsu je nutné mít k dispozici zdroj energie, který je schopen ve velmi krátkém čase předat dostatečné množství energie do zátěže. Při výzkumu elektromagnetických zbraní jsou využívány následující zdroje energie:

točivé elektrické stroje,  
baterie akumulátorů napájející indukční cívky,

**kapacitorové banky,**  
**chemická energie výbušniny.**

V elektromagnetických zbraních je energie pro generování elektromagnetického impulsu téměř výhradně získávána vybíjením kapacitorových bank nebo z chemické energie explodující výbušniny, která komprimuje magnetický tok vytvářený indukční cívkou. Tyto dva způsoby umožňují nejlépe ze všech generovat impulsy s dostatečnou energií v krátkém čase. Ostatní způsoby získávání energie byly používány převážně v počátcích výzkumu elektromagnetických zbraní v laboratorních podmínkách. Podrobněji jsou způsoby získávání energie popsány v literatuře [3], [4].

## 6. Režimy činnosti elektromagnetické zbraně

Elektromagnetické zbraně mohou být konstruovány pro:  
jednorázovou činnost,  
opakovanou činnost.

Režim činnosti elektromagnetické zbraně je úzce spojen s jejím určením. Z tohoto hlediska pracuje elektromagnetická munice jednorázově a zbraně pro ochranu objektů obvykle opakovaně. Opakovací kmitočet DEWM a DEWRF s opakovanou činností dosahuje hodnoty až 10000 imp/s a existuje tendence jej zvyšovat. Parametry některých typů generátorů pro DEWRF a DEWM jsou popsány v literatuře [5], [6] a [7].

## 7. Výkonové prvky používané v DEWM a DEWRF

Elektromagnetické zbraně pracující v pásmu rádiových vln nebo mikrovln lze také klasifikovat podle použitých výkonových prvků. Úzkopásmové i širokopásmové zbraně používají obvykle rozdílné výkonové prvky.

a) **Úzkopásmové DEWRF a DEWM** – jako generátory rádiových vln a mikrovln využívají speciální výkonové elektronky. Tyto elektronky pracují s třemi základními typy interakcí elektronů a elektromagnetického pole. Při těchto interakcích dochází ke generování mikrovlnného záření Čerenkovova nebo Smith-Purcellova typu, tranzitního typu a brzděného typu.

Záření Čerenkovova nebo Smith-Purcellova typu:

Tento typ vyzařování vzniká v případě, že je rychlost elektronů ve struktuře větší než fázová rychlost elektromagnetické vlny. Mezi generátory založené na tomto principu patří generátory s postupnou vlnou (permaktrony – TWT), se zpětnou vlnou (karcinotrony – BWO), orotrony, vícevlonné Čerenkovovy generátory (MWCG), dielektrické Čerenkovovy masery (DCM), relativistické difrakční generátory (RDG) a jiné.

Tranzitní vyzařování:

Tranzitní vyzařování je podobné jako Čerenkovovo vyzařování, ale místo průchodu periodickými strukturami nebo v jejich blízkosti, interaguje svazek s polem vodivých mřížek, desek nebo mezer mezi vodivými plochami. Představiteli těchto generátorů jsou klystrony (jednosvazkové i vícesvazkové) a twystrony.

Brzděné vyzařování:

Vzniká v případě, kdy má pohyb elektronů v externích elektromagnetických polích oscilační charakter. Kmitočet emitovaných vln, které obsahují Dopplerův posuv, koincidují s frekvencemi oscilací elektronů nebo s jejich harmonickými. Příkladem generátorů tohoto typu je maser s cyklotronovou rezonancí (CRM), ve kterém elektrony oscilují v magnetickém poli. Dalším generátorem je laser s volnými elektrony (FEL), kde elektrony oscilují v periodických externích polích. Do této třídy patří i generátory, ve kterých elektrony oscilují v konstantních statických elektrických polích. Příkladem jsou vircatory, orbitrony a jiné.

b) **Širokopásmové DEWRF a DEWM** – jako výkonové prvky jsou použity speciální rychlé spínače nebo vypínače, které umožní v krátkém čase převést energii ve formě

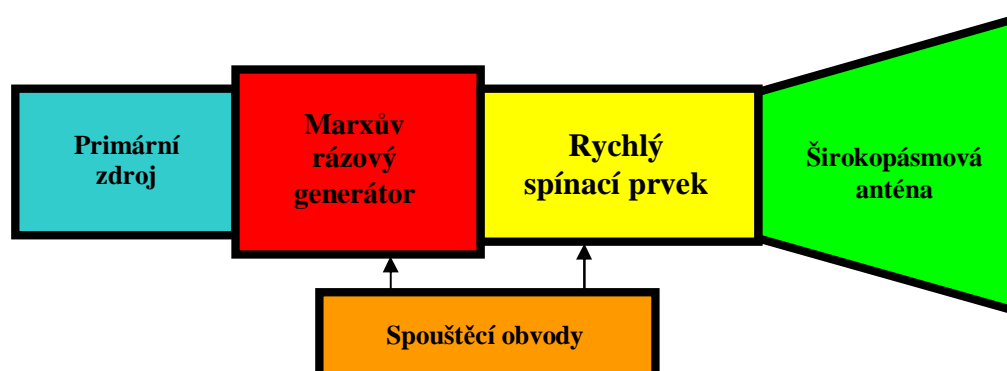
videoimpulsu z akumulárního prvku do zátěže tvořené širokopásmovou anténou. V této kategorii zbraní se téměř výhradně používají tři následující druhy spínačů a vypínačů:

- Speciální jiskřiště s krátkou dobou sepnutí
- Laserem aktivované polovodičové spínače
- Polovodičové vypínače pro rozpojování obvodů s indukčnostmi

Podrobnější popis výkonových prvků použitelných v DEWRF a DEWM je proveden v literatuře [5], [6] a [7].

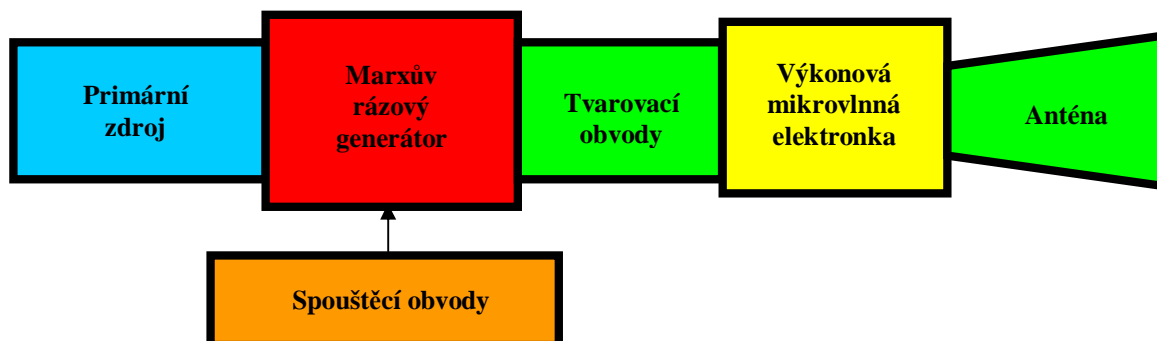
## 8. Funkční schéma DEWRF a DEWM

Na základě klasifikace elektromagnetických zbraní pracujících v pásmu rádiových vln a mikrovln provedené v předchozích podkapitolách lze sestavit celou řadu funkčních schémat, podle kterých tyto zbraně mohou pracovat. Pro praktické použití však lze uvažovat pouze se čtyřmi základními funkčními schématy, které jsou při konstrukci DEWM a DEWRF využívány. Na obr. 1 je znázorněno funkční schéma širokopásmové DEWRF nebo DEWM a na obr. 2 je znázorněno funkční schéma úzkopásmové DEWRF nebo DEWM. Uvedená zapojení jsou obvykle používána ve zbraňových systémech pro ochranu objektů.



Obr. 1 Funkční schéma širokopásmové DEWM nebo DEWRF

Ve výše uvedeném schématu slouží primární zdroj k nabíjení paralelně zapojených kapacitorů, které jsou součástí Marxova rázového generátoru. Součástí rázového generátoru jsou také spínaná jiskřiště, která v okamžiku příchodu spouštěcího impulsu zapojí nabitě kapacitory do série, čímž vznikne impuls vysokého napětí. Toto napětí je připojeno prostřednictvím rychlého spínače k širokopásmové anténě, která slouží k vyzáření energie do prostoru.



Obr. 2 Funkční schéma úzkopásmové DEWM nebo DEWRF

Obdobně jako ve schématu na obr. 1 slouží Marxův rázový generátor ke generování impulsu vysokého napětí. Vysokonapěťový impuls je veden do tvarovacích obvodů, tvořených obvykle tvarovacím vedením, které vygeneruje napětí potřebné pro fungování výkonové elektronky. Elektromagnetické vlny vygenerované výkonovou elektronkou jsou vyzářeny do prostoru anténou, nejčastěji trychtýřového typu. Jako elektronky mohou být použity všechny typy uvedené v kapitole 7.

Schématu na obr. 1 a 2 lze modifikovat pro použití ve formě elektromagnetické munice, kdy je Marxův rázový generátor nahrazen explozivním magnetokumulativním generátorem. Pod pojmem elektromagnetická munice jsou chápány elektromagnetické zbraně pracující v pásmu mikrovln (DEWM) umístěné v leteckých pumách, raketách, střelách s plochou dráhou letu, minách a v dělostřelecké munici. Vzhledem k tomu, že jsou na elektromagnetickou municí kladeny přísné požadavky na minimální rozměry a hmotnost, pracuje tato munice až na výjimky v pásmu mikrovln a jako zdroj energie je použita některá z verzí generátoru s kompresí magnetického toku (Flux Compression Generator – FCG), nazývaný také magnetokumulativní generátor (MagnetoCumulative Generator – MCG). Magnetokumulativní generátor přeměňuje chemickou energii explodující výbušniny na energii elektrickou a vyznačuje se vysokou hodnotou měrné energie připadající na jednotku objemu. V důsledku použití výbušniny generuje elektromagnetická munice elektromagnetický impuls jednorázově, čemuž odpovídají i použité prvky. Elektromagnetická munice má obvykle menší výkon než zbraně stacionární a je dopravována k cíli, na který má působit, obdobně jako konvenční munice. Činnost MCG je podrobně popsána v [4].

## 9. Módy vazby elektromagnetické energie

Při hodnocení způsobu vazby mikrovlnného výkonu na cíle jsou v literatuře uváděny dva základní módy vazby.

### Vazba předními dveřmi

Typicky nastává v případě, kdy je výkon vázán do antény připojené k radiolokátoru nebo spojovacímu zařízení. Podsystem antény je navržen k převodu výkonu do a ze zařízení a zajišťuje tedy účinnou cestu pro tok výkonu z elektromagnetické zbraně ke vstupu do zařízení a způsobení poškození.

### Vazba zadními dveřmi

Nastává, když elektromagnetické pole ze zbraně produkuje velká přechodová napětí nebo elektrické stojaté vlny na pevné elektrické spoje a kabely propojující zařízení nebo zajišťující propojení na zdroje nebo telefonní síť. Zařízení připojené k vystaveným kabelům či spojům bude pod vlivem špiček přechodového vysokého napětí nebo stojatých vln, které mohou zničit napájecí zdroje a interface spojení, jestliže tyto komponenty nebudou z odolné.

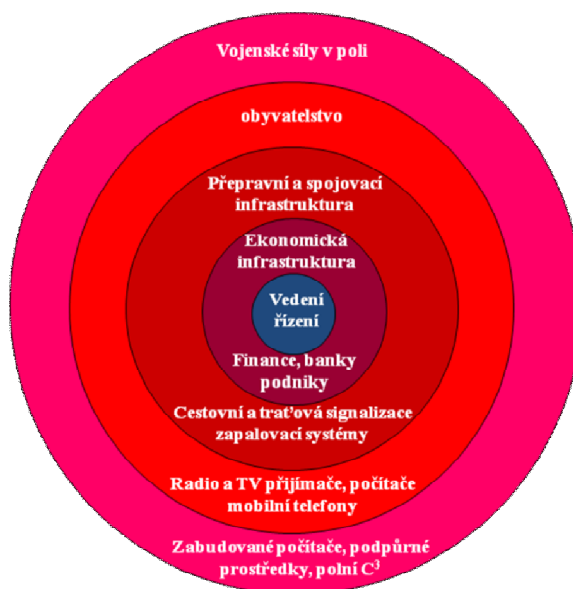
Zbraň pracující v pásmu rádiových vln se může dobře vázat na typickou infrastrukturu propojení, jako jsou telefonní linky, kabely sítí a uliční napájecí vedení i rozvody v budovách.

Elektromagnetické zbraně pracující v cm a mm pásmech nabízejí dodatečný mechanismus vazby „zadními dveřmi“. Tato kategorie zbraní má schopnost přímé vazby do zařízení přes ventilační otvory, díry mezi panely a špatně stínícími interface. Za těchto podmínek se chová jakýkoliv otvor v zařízení jako štěrbina v mikrovlnné dutině a dovoluje mikrovlnnému záření přímo vstupovat či vystupovat z dutiny. Mikrovlnné záření bude formovat prostorovou stojatou vlnu uvnitř zařízení. Prvky umístěné v místech maximální intenzity stojatého vlnění budou tedy vystaveny velkým elektromagnetickým polím. Mikrovlnné zbraně se mohou vázat

na cíle lépe než zbraně pracující v pásmu rádiových vln a mohou v mnoha případech obejít ochranná opatření navržená pro zamezení výkonových elektromagnetických polí v pásmu rádiových vln.

## 10. Výběr cílů pro elektromagnetické zbraně pracující v pásmu rádiových vln a mikrovln

Aplikace elektromagnetických zbraní pracujících v pásmu rádiových vln a mikrovln je velmi účinná proti industriálně vyspělým společnostem a státům. Pro dosažení vysoké účinnosti těchto zbraní je nezbytné volit cíle z kategorií znázorněných v kruhovém diagramu na obr. 3. Největší škody na infrastruktuře lze očekávat při aplikaci DEWM a DEWRF na cíle nacházející se blízko středu kruhového diagramu. Největší účinnost lze tedy očekávat při útoku na komunikační a informační systémy vládních institucí, bank a klíčových podniků.



Obr. 3 Model výběru cílů pro elektromagnetické zbraně pracující v pásmu rádiových vln a mikrovln

## 11. Závěr

Elektromagnetické zbraně jsou zbraně elektrického hromadného ničení s aplikacemi v širokém spektru cílů, jak strategických tak taktických. Jejich použití nabízí velký zisk při útoku na systémy zpracování informace a komunikační prostředky. Masová aplikace těchto zbraní způsobí podstatnou paralýzu komunikačních a informačních systémů, tzn., že zajistí rozhodující výhodu ve vedení elektronického boje. Elektromagnetické zbraně mohou způsobit zničení elektronických zařízení na větších plochách než konvenční výbušné zbraně stejné hmotnosti. Elektromagnetické zbraně patří do kategorie neletálních zbraní, tzn. zbraní bez smrtících účinků na živou sílu, což je staví do role méně politicky škodlivých zbraní na rozdíl od běžných konvenčních zbraní.

## Literatura

- [1] BOSTICK, W. H., NARDI, V., ZUCKER, O. S. F. *Energy Storage, Compression and Switching*. New York: Plenum Press, 1976.
- [2] GILMAN, CH., LAM, S.K., NAFF, J.T. Design and Performance of the FEMP-2000: a Fast Risetime, 2MV EMP Pulser. In *12th IEEE International Pulsed Power Conference*. Monterey, California: 1999.
- [3] KNOEPFEL, H. *Pulsed High Magnetic Fields*. Amsterdam: Noth-Holland Publishing, 1970.
- [4] ALGILBERS, L.L., GRISHNAEV, I., TKACH, Y. *Magnetocumulative Generators*. New York: Springer-Verlag, 2000.
- [5] GRANATSTEIN, V.L., ALEXEFF, I. *High Power Microwave Sources*. New York: Artech House, 1987.
- [6] PRATHER, W.D., BAUM, C.E., LEHR, J.M. Ultra-Wideband Source Research. In *12th IEEE International Pulsed Power Conference*. Monterey, California: 1999.
- [7] ZUTAVERN, F.J., LOUBRIEL, G.M., JALMARSON, H.P. Photoconductive Semiconductor Switch Technology for Short Pulse Electromagnetics and Lasers. In *12th IEEE International Pulsed Power Conference*. Monterey, California: 1999.

# APLIKACE MULTIMÉDIÁLNÍCH PRVKŮ V PEDAGOGICKÉM PROCESU

Josef Jirák, Martin Frk, Zdenka Rozsivalová

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,  
Ústav elektrotechnologie, Technická 10, 616 00 Brno,  
[jirak@feec.vutbr.cz](mailto:jirak@feec.vutbr.cz), [frkmar@feec.vutbr.cz](mailto:frkmar@feec.vutbr.cz), [rozsiva@feec.vutbr.cz](mailto:rozsiva@feec.vutbr.cz)

## Abstrakt:

*Příspěvek pojednává o tvorbě multimediální učebnice elektrotechnických materiálů přístupné na Internetu přes webový prohlížeč. Její hlavní náplň je orientována na simulaci základních a charakteristických průběhů jednotlivých skupin materiálů.*

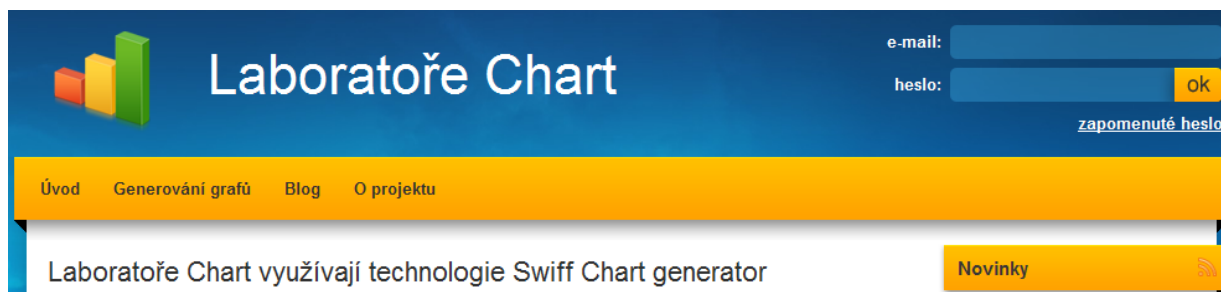
## 1. Úvod

Ústav elektrotechnologie FEKT VUT v Brně garantuje výuku předmětu „Materiály a technická dokumentace“ pro všechny studenty prvního ročníku, prezenční i kombinované formy výuky, bakalářského studijního programu „Elektrotechnika, elektronika, komunikační a řídicí technika“ (EEKR) na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně. Pro laboratorní část výuky předmětu je připraveno 13 měřicích pracovišť. Studenti neabsolují stejné laboratorní úlohy, cvičení jsou však koncipována tak, aby se každá ze čtyř měřených a zpracovaných úloh týkala jiné materiálové oblasti (vodivé, magnetické, polovodičové a izolační materiály). Jistým problémem je, že laboratorní výuka předbíhá přednášky z materiálové části výuky předmětu a úroveň vstupních znalostí studentů, získaných na střední škole, je značně rozdílná. Ke zkvalitnění laboratorní části výuky a k vyrovnání znalostí jednotlivých studentů by tak měl přispět Projekt FRVŠ F1 d „Multimediální podpora laboratorních úloh v materiálově orientovaných předmětech“, jehož je ústav elektrotechnologie v roce 2011 řešitelem.

## 2. Zaměření a technická realizace projektu

Projekt je prioritně zaměřen na vytvoření studijních opor formou multimediální podpory pedagogického procesu v podobě virtuálních laboratorních úloh simulujících funkce reálných měřicích pracovišť zaměřených na vlastnosti jednotlivých skupin materiálů. Realizovaná forma vzdělávání umožňuje ověření, doplnění a rozšíření teoretických znalostí, získaných z přednášek a studií odborné literatury, již v době přípravy na měření vybrané laboratorní úlohy a následnou konfrontaci teoretických závislostí s reálně změřenými experimentálními daty. Matematické formulace charakteristických veličin jednotlivých skupin materiálů umožní praktické simulace fyzikálních dějů a chování materiálů v podobě animovaných grafických závislostí ve formátu Adobe Flash. Součástí projektu je inovace stávající databáze vlastností elektrotechnických materiálů s využitím nových dostupných aplikací a zavedení demonstračních videí, seznamujících studenty s vybranými technologickými postupy používanými zejména v oblasti výroby polovodičových materiálů a struktur a nanotechnologií. K využití uvedených aktivit byl vytvořen webový portál umožňující přístup k virtuální laboratoři přes internet, což povede ke zvýšení podílu samostatné tvůrčí práce studentů.

Základ virtuální laboratoře tvoří výkonný počítač, který běží na platformě Windows a na kterém je nainstalován webový server Apache HTTP, PHP a MySQL. Server hostí webové stránky, které jsou veřejně dostupné na adrese <http://simulace.ucte.feec.vutbr.cz> (obr. 1) a jsou současně vstupním portálem pro jednotlivé virtuální laboratorní úlohy.



Obr. 1 : Grafický vzhled a uspořádání menu webových stránek

Webové rozhraní portálu „Laboratoře Chart“ je postaveno na redakčním systému Kubikula CMS, který představuje základní prvek pro tvorbu webových stránek se specifickými požadavky. Redakční systém je postaven na volně dostupných technologiích; napsán je v jazyce PHP3, pro ukládání dat a nastavení používá databázový systém MySQL4, dále je využito několik JavaScriptových knihoven (FancyBox, jQuery a TinyMCE) a PHP knihovny PHPMailer [1].

Pro tvorbu animovaných grafických závislostí byl pořízen software Swift Chart Generator 3.3.4 od společnosti GlobFX Technologies. Vzhledem k instalovanému operačnímu systému serveru byla zvolena verze pro Windows (k dispozici jsou i verze pro operační systémy Linux, Solaris a AIX). Swift Chart Generator spolupracuje s většinou programovacích a skriptovacích jazyků, např. ASP.NET (C # a Visual Basic), ASP, PHP a JSP, čímž je zajištěn přístup k libovolnému zdroji dat modelovaných závislostí v nejrůznějších podobách (databáze, textový soubor, webový formulář atd.). Výstupem programu jsou pak názorné animované grafické závislosti vybraných fyzikálních veličin ve formátu Adobe Flash nebo statické obrázky v běžně používaných formátech PNG/JPG, SVG a PDF, které jsou zobrazeny pomocí webového prohlížeče na straně připojeného klienta.

**Zvolte materiál**

vs.

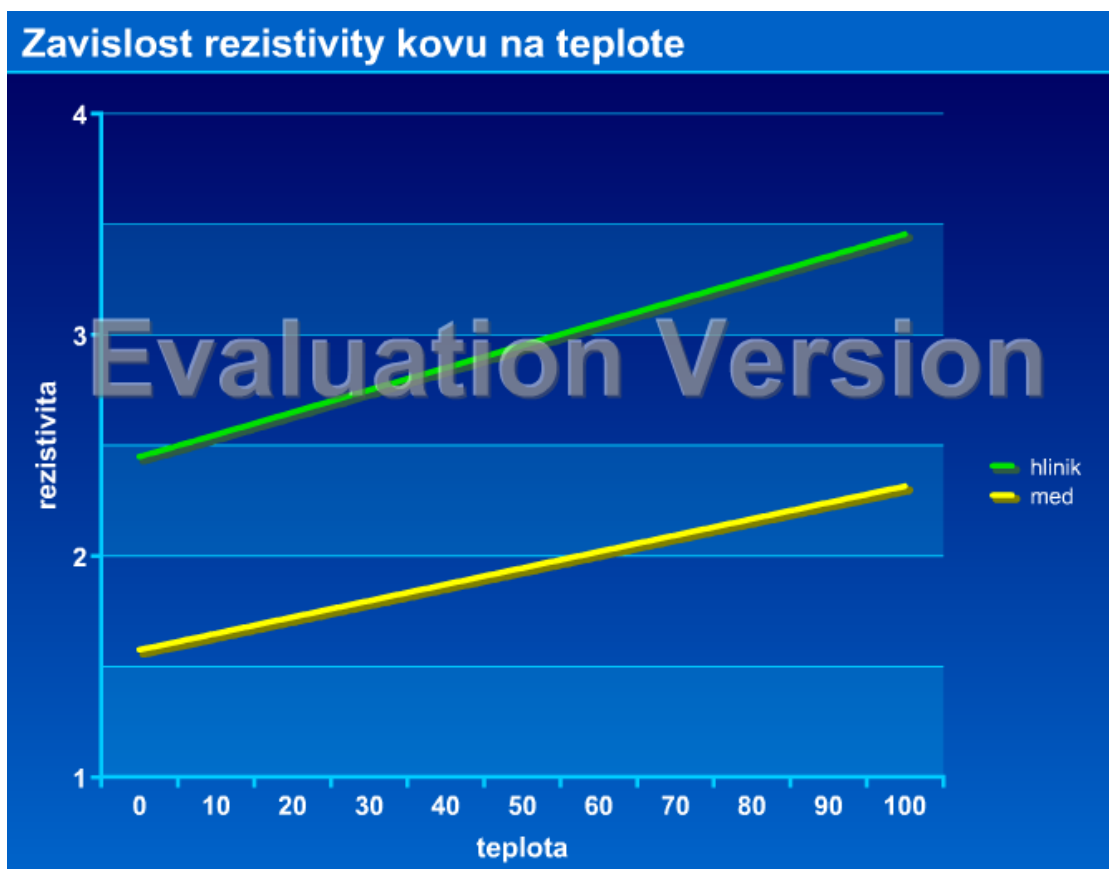
**Zadejte rozsah teplot a krok**

Od:  °C    Do:  °C    Krok:  °C

Materiál	$\rho$ [ $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ ]	$\alpha$ [ $\text{K}^{-1}$ ]
hliník	2,65	0,0038
měď	1,724	0,00429
zlato	2,24	0,0039
stříbro	1,59	0,0061
wolfram	5,65	0,0045
železo	9,71	0,00641
platina	10,5	0,00393
olovo	20,6	0,0039
rtuť	98,4	0,0089
konstantan	49,0	0,003
zinek	5,92	0,0037
cín	11,0	0,0042

Obr. 2: Formulář vstupních parametrů pro simulaci grafických závislostí





Obr. 3: Ukázka výstupu v podobě požadované grafické závislosti ve formátu Adobe Flash (animovaný)

Aktuální přehled základních funkčních závislostí, vytvořených formou simulací a animací, v realizované virtuální laboratoři uvádí tabulka Tab. 1.

Tab. 1: Přehled laboratorních úloh a vybraných závislostí pro virtuální laboratorní cvičení

Název úlohy	Modelované závislosti
Měření termoelektrického napětí kovů	$U_t = f(T)$
Měření V/A charakteristiky žárovky, variátoru a varistoru	$U = f(I)$
Měření relativní permitivity a ztrátového činitele izolantů ve frekvenční oblasti	$\epsilon^* = f(f), \text{tg}d = f(f)$
Měření vnitřního a povrchového odporu izolantů	$R_v = f(t), R_p = f(t)$
Měření měrných ztrát feromagnetických materiálů osciloskopickou metodou	$B = f(H)$
Měření a vyhodnocení teplotní závislosti odporu termistorů	$R = f(T)$
Měření teplotní závislosti odporu vodivých a odporových materiálů	$R = f(T)$
Stanovení základních vlastností polovodičového materiálu	$g = f(T)$
Měření teplotní závislosti počáteční permeability feritů	$m_r = f(T)$

### 3. Poděkování

Rozšíření a modernizace výuky předmětu „Materiály a technická dokumentace“, určeného pro studenty všech oborů bakalářského studijního programu EEKR, se ročně týká 700 až 1 000 studentů. On-line virtuální simulace přístupné přes webové rozhraní, inovované databáze materiálů a demonstrační videa budou využívány také v navazujících materiálově orientovaných předmětech bakalářského a magisterského studijního programu EEKR. Rozšíření tohoto progresivního způsobu výuky se postupně předpokládá i na mezifakultní úrovni, ve výuce povinného předmětu „Elektrotechnologie“ zařazeného do bakalářského studijního oboru „Materiálové inženýrství“, který je ústavem elektrotechnologie zajišťován pro Fakultu strojního inženýrství VUT v Brně. Realizací multimediální podpory vzdělávacího procesu formou e-learningových metod se ústav elektrotechnologie hlásí k moderním trendům výuky, které jsou podobným způsobem zaváděny a široce podporovány na prestižních zahraničních univerzitách, a které odpovídajícím způsobem odrážejí dnešní informační trendy.

### Poděkování

Řešitelé by chtěli vyjádřit své poděkování Ministerstvu školství, mládeže a sportu za poskytnutý finanční příspěvek formou grantů FRVŠ F1d 2373/2011 „Multimediální podpora laboratorních úloh v materiálově orientovaných předmětech“ a FEKT-S-11-7 „Materiály a technologie pro elektrotechniku“. Finančních prostředků bylo využito k pořízení vybraného laboratorního vybavení.

### Literatura

- [1] Belko, J. Webové rozhraní pro on-line správu laboratorních úloh. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 55 s.
- [2] Jiráček, J. a kol. Materiály a technická dokumentace - Laboratorní cvičení. Brno: VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2003. 74 s.

# DÁLKOVÁ MĚŘENÍ S VYUŽITÍM INTERNETU

Martin Frk, Zdenka Rozsivalová

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,  
Ústav elektrotechnologie, Technická 10, 616 00 Brno,  
[frkmar@feec.vutbr.cz](mailto:frkmar@feec.vutbr.cz), [rozsiva@feec.vutbr.cz](mailto:rozsiva@feec.vutbr.cz)

## Abstrakt:

*Příspěvek pojednává o možnostech využití síťového připojení přístrojů v měřicí technice. Předmětem práce je teoretický popis jednotlivých způsobů připojení měřicích přístrojů do počítačové sítě a jejich využití v laboratorní výuce. Praktická činnost je zaměřena na tvorbu automatizovaných obslužných programů pro vybrané laboratorní úlohy v diagnostice elektrotechnických materiálů pomocí webového prohlížeče a s využitím softwaru Agilent VEE Pro.*

## 1. Úvod

Tradiční způsoby vzdělávání v učebnách a laboratořích jsou postupně modifikovány, inovovány a nahrazovány novými formami, využívajícími moderní technologie. Jde nejen o -multimediální, atraktivnější a tím efektivnější programy, prezentované na různých webových stránkách, ale i on-line výuku po Internetu, formou samostudia, nebo za účasti lektora ve virtuálních laboratořích [1]. Dostupnost vysokorychlostního internetu vede stále častěji k přesunu desktopových aplikací na Internet. Aplikace jsou následně přístupné prostřednictvím internetového prohlížeče, nebo pomocí předem naprogramované aplikace. Stejným způsobem je možné zpřístupnit, nejen teoretické informace a simulace v podobě virtuální laboratoře, ale i obsluhu měřicích přístrojů a přístup k praktickým měřicím aplikacím s využitím laboratorní počítačové sítě.

## 2. On-line přístup k laboratorním úlohám přes Internet

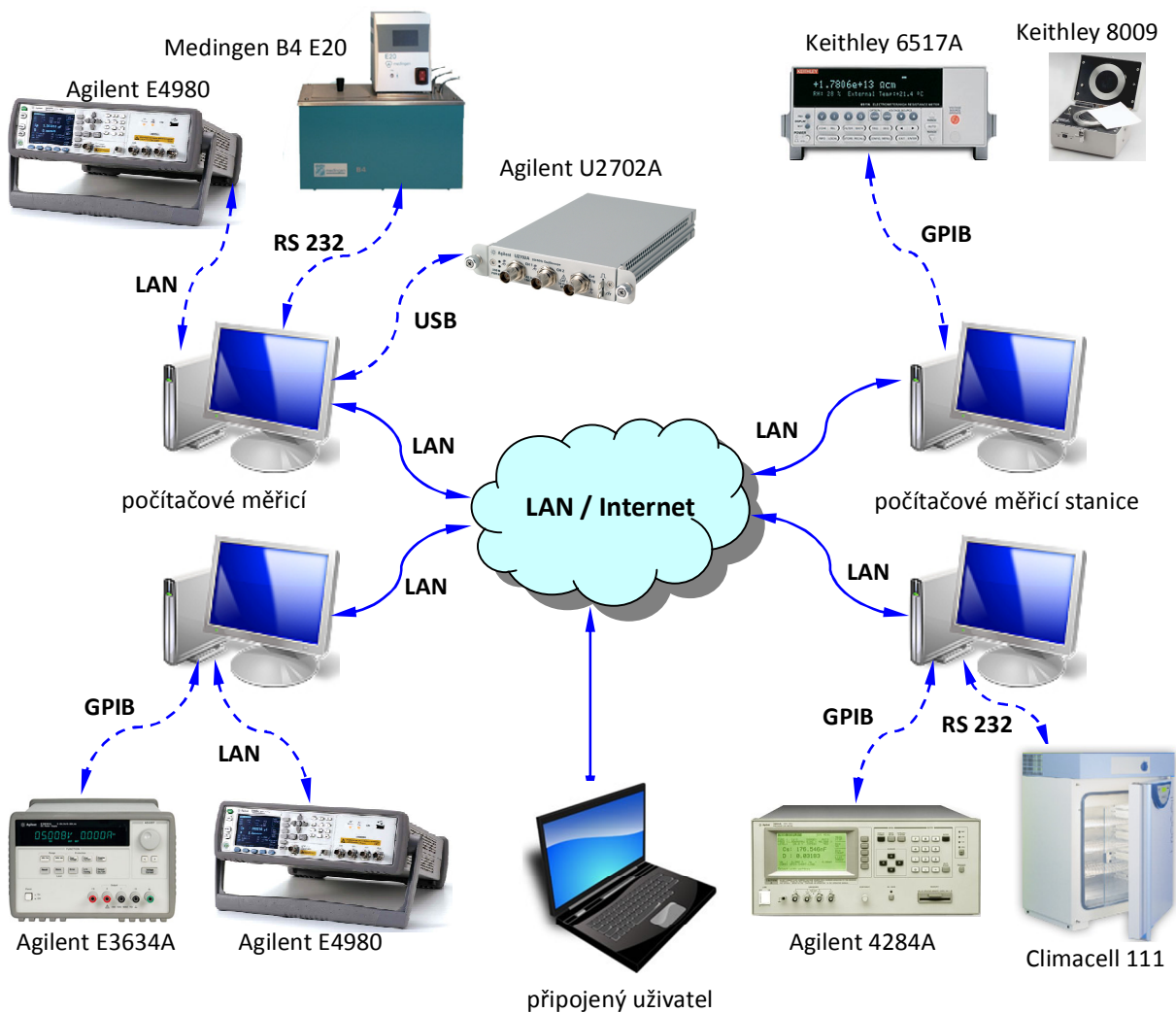
Modernizace a inovace laboratorní výuky v předmětech, zaměřených na sledování vlastností perspektivních elektrotechnických materiálů, je realizována využitím vzájemného propojení oblastí informačních technologií a praktických měřicích aplikací. Dojde tak k vytvoření internetového přístupu k měřicím zařízením v rámci jednotlivých laboratorních pracovišť. V konkrétním případě se jedná o vzdálené ovládání úloh „Stanovení teplotní závislosti relativní permitivity a ztrátového činitele feroelektrických materiálů na bázi titaničité keramiky“, „Analýza chování a vlastností feroelektrických materiálů v elektrickém poli“. Nedílnou součástí je vytvoření softwarové podpory zajišťující komunikaci s měřicími přístroji přes internet, elektronických textů formou e-learningových podkladů.

### 2.1. Připojení pomocí vzdálené plochy

Schéma prvotního zapojení a uspořádání měřicích přístrojů vybraných laboratorních úloh je znázorněno na obr. 1. V rámci každé laboratorní úlohy je k dispozici osobní počítač, který je primárně určen k softwarovému ovládní lokálně připojených měřicích přístrojů. Každý počítač je následně zapojen do celofakultní počítačové sítě s přístupem na Internet a

vyznačuje se pevně stanovenou IP adresou. Nejjednodušší způsob, jak zajistit vzdálený přístup k daným laboratorním úlohám je připojení uživatele k lokálnímu počítači pomocí vzdálené plochy, která je součástí nejrozšířenějšího operačního systému Windows XP a vyšších verzí. Následně je možné obsluhovat měřicí přístroje pomocí softwaru identickým způsobem, jako by se připojený uživatel nacházel přímo v laboratoři.

Dané řešení sice umožňuje ovládat laboratorní úlohy přes Internet, ale v žádném případě se nejedná o plnohodnotný vzdálený přístup k měřicímu vybavení, neboť je využíván přístup přes vzdálenou plochu dalšího osobního počítače. Kromě potřeby osobních počítačů u jednotlivých laboratorních úloh je hlavní nevýhodou nutná přítomnost měřicích interních GPIB (General Purpose Interface Bus) karet, případně externích USB/GPIB rozhraní a GPIB propojovacích kabelů.



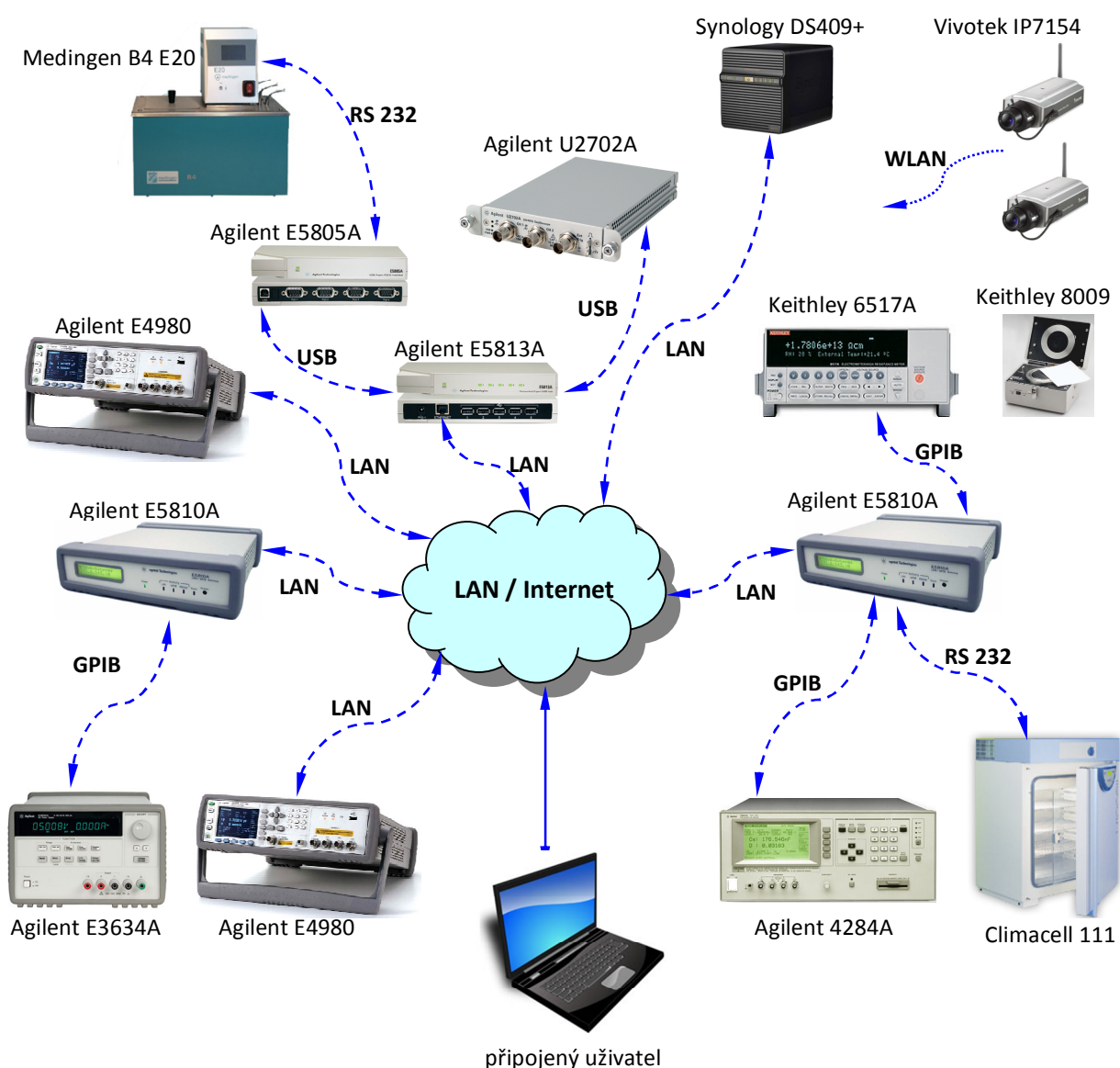
Obr. 1 Schéma zapojení měřicích přístrojů v rámci jednotlivých laboratorních úloh v případě využití přístupu přes vzdálenou plochu

## 2.1. Přímé připojení do laboratorní sítě

Rozvoj a rozšíření datového komunikačního rozhraní LAN v oblasti výpočetní a spotřební techniky, ale i v oblasti měřicích přístrojů, a s příchodem standardu LXI (v současnosti již ve verzi 1.3) nabízí možnost přímého připojení přístrojové techniky do světa Internetu [3]. Na trhu je v současné době k dispozici téměř 1 500 modelů měřicích přístrojů, vybavených

síťovým připojením LAN a zejména splňujících standard LXI, v nejrůznějších kategoriích (multimetry, osciloskopy, napájecí zdroje, impedanční analyzátoři atd. od celkem 32 světových společností Agilent, Keithley, LeCroy, Rohde & Schwarz, Tektronix apod.) [2].

Koncepce uspořádání laboratorní sítě s plnohodnotným přístupem k měřicím přístrojům jednotlivých laboratorních pracovišť přes Internet je znázorněna na obr. 1. Řešení spočívá ve vybudování Ethernetové laboratorní sítě (100 Mbps i 1 Gbps), představující široce používaný komunikační standard v počítačových sítích typu LAN, do které jsou implementovány aktivní síťové komunikační prvky v podobě GPIB/LAN bran a USB/LAN a RS232/USB rozbočovačů. Síťové prvky jsou založeny na hardwarové platformě přístrojového vybavení společnosti Agilent.



Obr. 2 Koncepce struktury a realizace laboratorní počítačové sítě včetně komunikačních prvků a měřicího přístrojového vybavení při jeho úplné integraci do internetu

Srdcem celé laboratorní sítě je datové úložiště NAS (Network Attached Storage) DS-409+ od společnosti Synology, osazené čtyřmi pevnými disky o celkové kapacitě 1,5 TB, na kterém běží webový server Apache. Vstupní portál k vybraným laboratorním úlohám představují webové stránky nacházející se na adrese <http://laboratore.ucte.fec.vutbr.cz>, které jsou hostovány na daném serveru laboratoře elektrotechnických materiálů. Diskové pole rovněž představuje úložný datový prostor pro veškeré ovladače, knihovny a obslužné aplikace nezbytné k zajištění funkčnosti vzdáleného přístupu k vybraným měřicím zařízením a zejména pro datové záznamy pořízené z IP kamer.

Měřicí přístroje vybavené síťovým rozhraním LAN jsou do laboratorní sítě připojeny přímo pomocí patch kabelu UTP třídy CAT5E (pro 100 Mbps připojení) nebo CAT6 (pro 1 Gbps připojení). V konkrétním případě se jedná o LCR metry Agilent E4980, měřicí ústřednu Agilent 34972A a multimetry Agilent 34410A a 34411A.

Přístrojové zařízení, vybavené dříve hojně rozšířenou komunikační sběrnicí GPIB, bylo nutné připojit do laboratorní sítě prostřednictvím klasického GPIB kabelu přes GPIB/LAN brány Agilent E5810A, které umožňují připojit až 14 těchto zařízení. V daném případě se to týkalo LCR metru Agilent 4284A, napětového zdroje Agilent E3634A a elektrometru Keithley 6517A. Vzhledem k omezené délce GPIB kabelu a umístění přístrojů v různých laboratořích bylo využito dvou kusů této brány.

Připojení měřicích přístrojů, vybavených komunikační univerzální sériovou sběrnicí USB, bylo realizováno pomocí pětiportového LAN/USB rozbočovače Agilent E5813A. Připojení ostatních měřicích zařízení, vybavených pouze komunikačním sériovým portem RS232 (teploměry Greisinger série GMH, láznový termostat Medingen a klimatická komora Climacell), bylo realizováno dvěma způsoby. První způsob představoval připojení zařízení do GPIB/LAN brány Agilent E5810A, která je vybavena i jedním portem RS232. Druhá možná varianta spočívala v připojení daných zařízení pomocí rozhraní USB/RS232 Agilent E5805A, jehož USB výstup byl přímo spojen s předcházejícím LAN/USB rozbočovačem Agilent E5813A.

Nedílnou součástí laboratorní sítě je několik IP kamery Vivotek IP7154, které zprostředkovávají obrazový přenos chodu laboratoře, i jednotlivých úloh, a současně monitorují její provoz s ohledem na zajištění bezpečnosti. Záznam z jednotlivých kamer je zpracován a ukládán na serverové diskové pole, odkud je následně přístupný pro vzdáleně připojené uživatele.

Pro zajištění vnějšího přístupu a komunikace je každému měřicímu zařízení, na základě jeho jedinečné MAC adresy, přidělena z fakultního DHCP serveru IP adresa, kterou se v síti Internetu jednoznačně identifikuje. Uvedeným způsobem je zajištěn přístup ke všem měřicím zařízením vybaveným komunikačními sběrnicemi v laboratořích elektrotechnických materiálů a vytvořena laboratorní síť.

### **3. Ekonomická stránka zřízení a provozu laboratorní sítě**

Vytvoření laboratorní sítě, umožňující připojit měřicí zařízení vybavené různými komunikačními rozhraními, předpokládá počáteční investici do LAN/GPIB brány, LAN/USB rozbočovače a RS232/USB rozhraní, která je finančně srovnatelná s pořízením interních PCI/GPIB měřicích karet nebo externích USB/GPIB rozhraní.

Způsob pojetí přímého přístupu k měřicím přístrojům spočívá dále ve finanční úspoře za nákup, inovaci, správu a provoz výpočetní techniky v laboratořích elektrotechnických materiálů. Morální životnost výpočetní techniky je, s dynamicky se rozvíjejícím trhem a posledními trendy, velmi krátká (obvykle 3 - 5 let), což v průměru představuje obměnu alespoň jednoho osobního počítače a LCD panelu za rok. Takto uspořené finanční prostředky lze následně investovat do rozšíření či modernizace měřicích přístrojů, jejichž životnost se

počítá řádově na desítky let a vyznačují se pro provoz laboratoře větším přínosem a přidanou hodnotou. Na základě provedené analýzy trhu s měřicí technikou lze rovněž konstatovat, že nové modely přístrojů, vybavené pouze síťovým rozhraním LAN, nabízejí lepší parametry a jsou ve srovnání s předchozími modely, vybavenými pouze komunikační sběrnici GPIB, cenově srovnatelné, ne-li i finančně výhodnější.

Finanční výhodnost lze rovněž spatřit ve způsobu připojení měřicích přístrojů. Varianta vzájemného propojení pomocí síťového UTP kabelu se pohybuje v jednotkových cenách za metr oproti kabelům GPIB, které jsou v řádu tisíců korun, nehledě na jejich omezení v podobě maximální délky.

#### **4. Závěr**

Na Ústavu elektrotechnologie Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického v Brně je vytvořena laboratorní síť, umožňující připojení měřicích přístrojů vybavených různou datovou komunikační sběrnici. Nedílnou součástí je i webový portál, který poskytuje informace o chodu samotné laboratoře. Ve všech uvedených případech se jedná o plnohodnotné připojení měřicích přístrojů a obrazových monitorovacích zařízení do lokální sítě, propojené přes bránu do světa internetu. Nejde jen o pouhé ovládání měřicích zařízení připojených k osobnímu počítači prostřednictvím vzdálené plochy v operačním systému Windows. V současnosti jsou naprogramované aplikace pro vzdálený přístup využívány v testovacím režimu v rámci laboratorních cvičení předmětů, které jsou orientovány na sledování a diagnostiku vlastností elektrotechnických materiálů. Potenciál vytvořené laboratorní sítě je stále rozšiřován a rozvíjen do podoby uceleného systému, pomocí kterého bude možné řídit kompletní správu laboratorních pracovišť.

#### **Poděkování**

Autoři článku by chtěli poděkovat Ministerstvu školství, mládeže a sportu za poskytnutý finanční příspěvek formou grantů FRVŠ 344/2011/F1/a – "Modernizace materiálově orientovaných úloh prostřednictvím internetového přístupu" a FEKT-S-11-7 „Materiály a technologie pro elektrotechniku“. Finančních prostředků bylo využito k pořízení vybraného laboratorního vybavení.

#### **Literatura**

- [1] The LXI Consortium. LXI Products [online]. 2010 [cit. 2011-03-20]. Dostupné z: <<http://www.lxistandard.org/products/>>
- [2] Kennepohl, D., Baran, J. at al. Remote Access to Instrumental Analysis for Distance Education in Science. The international review of research in open and distance learning, Vol. 6, No. 3, 2005, ISSN 1492-3831.
- [3] Manaloto, M. The Next Generation of Test, LXI and Agilent Open [online]. 2010 [cit. 2011-01-15]. Dostupné z: <[http://www.tti-test.com/go/lxi/lxi-pdfs/An\\_Introduction\\_to\\_LXI.pdf](http://www.tti-test.com/go/lxi/lxi-pdfs/An_Introduction_to_LXI.pdf)>.





# POČÍTAČOVÉ SÍTĚ - PROTOKOL IPV6: ANO ČI NE?

Josef Kaderka

Univerzita obrany, Fakulta vojenských technologií,  
katedra komunikačních a informačních systémů

Kounicova 65, 662 10 Brno

*josef.kaderka@unob.cz*

## Abstrakt:

*Protokol IP verze 6 (IPv6) velmi pravděpodobně nahradí dnes nejběžněji užívaný protokol IP verze 4 (IPv4), neboť není jiná alternativa. K základním nedostatkům IPv4 patří malý adresní prostor, poměrně komplikované záhlaví IP paketů, znesnadňující provoz ve vysokorychlostních sítích a další. Protokol IPv6 tyto problémy řeší, avšak přestože byl standardizován již před 13 lety, není dosud rozšířen tak, jak bylo očekáváno. Příčin je řada, ať již jde o konservatismus nebo o snahu o finanční úspory. IPv4 a IPv6 nejsou vzájemně kompatibilní, takže přechod na IPv6 nemůže být hladký. Postupně byla navržena řada řešení jeho realizace, některá, ač podporovaná významnými institucemi však již byla zavržena.*

## 1. Úvod

Sada protokolů TCP/IP je již pro mírně poučené laiky nedílně spjata s Internetem a IP adresa zapisovaná formou čtveřice čísel oddělených tečkami samozřejmostí. Zdá se neuvěřitelné, že Internet (či spíše jeho předchůdce ARPANET, existující od roku 1969) dlouhou dobu používal zcela jiné protokoly, jako byl například NCP, a na protokol IP verze 4 (IPv4) přešel počínaje rokem 1981. Datum zrodu vlastního protokolu IPv4 je ovšem starší, obvykle se uvádí rok 1974. Komponenty jako maska podsítě či třídy adres v původním IPv4 nebyly a jejich doplnění si vyžádal život (u tříd také později faktické zrušení). K nám se sice IPv4 dostal nepříliš později, avšak jeho masové rozšíření nastalo až po roce 1991 s budováním akademických sítí. V té době představoval již vyžralý produkt, prostý dětských nemocí, který až současnosti nebylo třeba dále výrazněji modifikovat.

S odstupem času lze konstatovat, že až na několik málo výjimek byl IPv4 navržen velmi dobře. Bohužel tyto výjimky jsou závažné a speciálně malý, jak se ukázalo, adresní prostor představuje fundamentální problém. Na omluvu tvůrcům je nutno říci, že v dané době světu vládly sálové počítače, takže za jedinou IPv4 adresou se ukrývalo celé výpočetní středisko se všemi jeho zaměstnanci; jiné osoby se s počítači téměř nepotkávaly, leda jako uživatelé zadávající své požadavky prostřednictvím děrných štítků, později pak terminálů.

S nástupem mikroprocesorového věku se okamžitě ukázalo, že perspektiva IPv4 není dlouhodobá, což se po komercionalizaci Internetu, která přinesla obrovský hlad po IP adresách, potvrdilo. Ještě v roce 1992 však bylo možné bezproblémově získat IP adresu sítě třídy B (v České republice si takto „nahrabalo“ 14 subjektů; 13 vysokých škol a bývalá Správa pošt a telekomunikací Praha, s.p.), avšak po roce 1993 již toto nebylo možné.

Díky opatřením jako je CIDR (Classless Inter-Domain Routing – jde fakticky o zrušení tříd adres a o přidělování adres podle skutečných potřeb uživatele) a také nesystémovým berličkám typu překlad adres (NAT - Network Address Translation; ten se dnes zdá samozřejmostí, ač tak tomu rozhodně není) se podařilo vyčerpání IPv4 adres oddálit až do dnešní dnů.

Nicméně se vývojáři nespali a výsledkem jejich snažení je IP protokol verze 6, IPv6 (číslo verze 5 byla použito poněkud zmatečným způsobem pro tzv. Streaming Protocol, viz RFC

1819; pod označením IPv5 se také ukrývá jiný, čínský produkt). První úplný standard popisující IPv6 byl publikován jako RFC 1883 [1] roku 1995 a poměrně brzy (1998) byl nahrazen inovovanou verzí označenou jako RFC 2460 [2], která platí dodnes. Protokol IPv6 vyřešil problém nedostatečného adresního prostoru a některé další. Přechod na IPv6 je však pozvolný, rozhodně pomalejší, než bylo dříve očekáváno, a je spojen s řadou postupných změn, které se občas vzájemně negují. Došlo tak například k vypuštění jedné z kategorií adres, k doplňování a zase rušení metod implementace či přechodu od IPv4 k IPv6 nebo (v roce 2007) likvidaci značně rozpracovaného mechanismu překladu adres a protokolů (NAT-PT - Network Address Translation – Protocol Translation).

Oproti minulosti má na nás proces dospívání IPv6 bezprostřední dopad, neboť již nejsme izolováni od síťového dění.

Popis problematiky protokolu IPv6 je velmi rozsáhlý a existuje celá řada kvalitních zdrojů, v češtině například [3], [4].

Je třeba zdůraznit, že protokol IPv6 leží z pohledu referenčního modelu síťové architektury dle ISO/OSI na 3., tj. síťové vrstvě, zbývající vrstvy zůstávají v zásadě nezměněny (výjimku tvoří například jmenná služba - DNS).

## 2. IPv6 adresa

Adresa představuje asi nejmarkantnější rys protokolu IPv6. Její délka činí 128 bitů, takže celý adresní prostor obsahuje asi  $3,4 \cdot 10^{38}$  unikátních adres. Díky pravidlům pro hospodaření s nimi jich sice v praxi bude možno využít poněkud méně, ale rozhodně se jedná o číslo v pravém smyslu slova astronomické. V rámci zeměkoule je nedostatek IP adres přístě vyloučen.

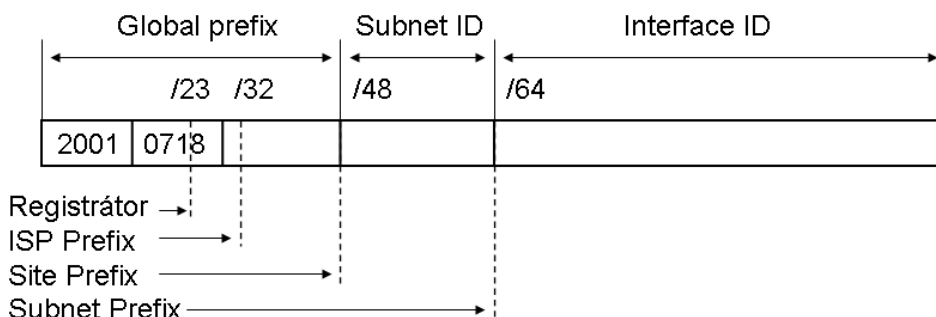
IPv6 adresa se zapisuje formou osmi dvojtečkami oddělených čtveřic hexadecimálních číslic, přičemž tento zápis někdy lze zkrátit (systémy ovšem interně pracují s plnou délkou). Je například možné vypustit vedoucí nulu či nuly ve čtveřici nebo nahradit čtveřici či posloupnost čtveřic obsahujících pouze nuly dvojicí dvojteček (toto v celé adrese pouze jedenkrát). IPv6 adresa se stejně jako IPv4 adresa dělí na část identifikující síť či podsíť a část označující konkrétní rozhraní. Rozsah síťové části se v IPv6 nepopisuje maskou podsítě (ta zcela zmizela), ale prefixem, tj. počtem bitů síťové části - stejně jako v případě CIDR u IPv4.

Příklad tří forem zápisu téže IPv6 adresy

- 2001:0A40:0000:0000:0005:0000:7654:0022
- 2001:A40:0:0:5:0:7654:22
- 2001:A40::5:0:7654:22

Nejkratší zápis funkční IPv6 adresy (jde o loopback, obdoba 127.0.0.1 z prostředí IPv4)

- ::1



Obr. 1 Typická struktura IPv6 adresy

Další významnou novinkou je jiné rozdělení typů IP adres. V prostředí IPv6 se lze setkat s těmito typy adres:

- unicast - adresace jediného uzlu (přesněji rozhraní),
  - globální (dosah či platnost celosvětová),
  - site-local (platnost v rámci sítě instituce – tento typ adres již byl zrušen),
  - link-local (platnost v rámci segmentu sítě),
- multicast - adresace skupiny uzlů, pracuje se všemi,
- anycast – adresace skupiny uzlů, pracuje se pouze s jedním.

Adresa typu broadcast známá z IPv4 již v IPv6 není, místo ní se používá multicast s volitelným rozsahem. Rozdíl mezi adresami typu multicast a anycast spočívá v reakci uzlů (resp. příslušných aplikací) na příjem paketu. V případě multicasu se všichni příjemci přijatými daty aktivně zabývají, u anycastu se v rámci skupiny ozve jediný uzel (zřejmě v dané chvíli nejméně zatížený) a komunikace pak probíhá pouze s ním.

Adresa/prefix	Význam/užití
::0 (prefix délky 0)	default route
::/128 (samé nuly)	neexistující adresa (RFC4291)
::1/128 (1 na konci)	loopback (RFC4291)
::0:IP:V4/96	IPv4 kompatibilní adresa (RFC4291 zrušilo)
::ffff:IP:V4/96	IPv4 mapovaná IPv6 adresa (RFC4291)
2000::/3	globální unicast adresy (RFC3513)
2002::/16	6to4 globální unicast adresy (RFC3056)
3ffe::/16	6bone (RFC1897 historické)
FC00::/7	unique local unicast (RFC4193)
FE80::/10	link local unicast (RFC4291)
FEC0::/10	site local unicast (RFC3513 zrušilo)
FFgs::/8	multicast (g=flags, s=scope, RFC4291)

Obr. 2 Základní rozdělení IPv6 adresního prostoru

Díky obrovskému rozsahu adresního prostoru není nutné adresami šetřit a naopak lze přidělenou adresu vhodně členit, resp. v opačném pohledu menší sítě agregovat. Toto představuje jednu důležitých z výhod IPv6, neboť při dobrém návrhu sítě lze výrazně zefektivnit činnost směrovacích protokolů a směrovačů.

Adresa/prefix	Uživatel
2001:0718::/32	CESNET, z.s.p.o.
2001:0718:0800::/42	CESNET, z.s.p.o., oblast Brno
2001:0718:0808::/48	CESNET, z.s.p.o., oblast Brno, Univerzita obrany

Obr. 3 Příklad členění IPv6 adresního prostoru

Poměrně značná délka IPv6 adresy dosti limituje její manuální zadávání, byť je toto samozřejmě možné a užívané, například u směrovačů nebo obecně u aktivních síťových prvků. Význačným rysem IPv6 je proto bezstavová autokonfigurace adres. Uzel může získat IPv6 adresu bez potřeby komunikace s DHCP serverem (ten samozřejmě může a bývá v síti přítomen). Při své aktivaci uzel vyšle žádost o konfigurační parametry (multicastem) do místního segmentu; je-li zde přítomen příslušně nastavený směrovač, odpoví uzlu odesláním konfiguračních parametrů síťové vrstvy.

Specifické místo má adresa typu Link Local. Ta se nijak nekonfiguruje, nýbrž ji každé rozhraní získá automaticky po své aktivaci. Adresa typu Link Local má sice jen místní dosah (tj. v rámci segmentu), plně však postačuje pro řadu úkonů jako je objevování sousedů, oznamování směrovače a detekci duplicitních adres, ale i pro účely výměny informací pro účely směrovacích protokolů jako jsou OSPFv3 nebo RIP-NG.

Další nový typ IPv6 adresy nese označení ULA - Unique Local Unicast. Jedná se o určitou obdobu IPv4 adres pro privátní síť (viz RFC 1918), tj. tyto adresy nelze použít ve veřejných sítích jako je Internet, avšak síťová část je generována tak, aby výsledná adresa byla unikátní. To dovoluje bez problémů vytvářet i velmi velké sítě.

Hostitelská část má nejčastěji délky 64 bitů a typicky zajišťuje unikátnost celé IPv6 adresy. Může být odvozena např. od MAC adresy daného rozhraní jednoduchou transformací (algoritmus IPv6 EUI-64). Takto vytvořená adresa umožňuje identifikaci daného uzlu i při jeho migraci, což někdy vadí, neboť uživatel může být sledován. Řešením se nazývá Privacy Extensions a je popsáno v RFC 4941. Jeho podstata spočívá v náhodném generování hostitelské části IPv6 adresy a její pravidelné změně.

Problematika IPv6 adres je daleko rozsáhlejší a složitější. například pochopení činnosti multicastingu není zcela triviální, viz již zmíněná literatura [3].

V praxi je třeba počítat s tím, že každý IPv6 uzel (resp. rozhraní) bude mít vždy více adres. Kromě globální unicastové adresy to bude i unikátní místní linková adresa (Link Local Unicast), multicastová adresa a dále pak adresy umožňující koexistenci mezi světy IPv4 a IPv6 (viz kapitola 5).

### 3. Formát IPv6 paketu

Formát IPv6 paketu, konkrétněji jeho záhlaví, je oproti svému předchůdci co do počtu polí a manipulace s nimi zjednodušen, ovšem jeho velikost se díky delší adrese zvětšila. Dále byla pozměněna koncepce zpracování tohoto záhlaví, které se nyní skládá ze základního záhlaví a rozšiřujících záhlaví (toto uspořádání sice bylo možné i v IPv4, avšak využívalo se málo).

Základní záhlaví IPv6 paketu má tato pole:

Version (verze, 4 bity; obsahuje hodnotu 6),

Traffic Class (třída provozu, 8 bitů; umožňuje označit požadavek na prioritní zpracování),

Flow Label (označení toku, 20 bitů; tokem se rozumí související pakety, například náležící do téhož TCP spojení – ty pak sdílí stejné označení toku),

Payload Length (délka datové části; 16 bitů),

Next Header (identifikace typu následujícího rozšiřujícího záhlaví; 8 bitů),

Hop Limit (životnost paketu - každý průchozí směrovač toto pole dekrementuje a při dosažení nuly paket zahodí; 8 bitů),

Source Address (zdrojová IPv6 adresa; 128 bitů),

Destination Address (cílová IPv6 adresa; 128 bitů).

Vers.	Traffic Class	Flow Label	
Payload Length		Next Header	Hop Limit
Source Address			
Destination Address			

Obr. 4 Základní záhlaví IPv6 paketu (dle [2])

Základní IPv6 záhlaví se tedy skládá z 8 polí a má celkovou délku 40 oktetů (záhlaví IPv4 má 13 polí a délku 20 oktetů).

K některým dalším změnám: u IPv6 se oproti IPv4 nevyskytuje kontrolní součet záhlaví, jehož ověření a výpočet nové hodnoty po dekrementaci pole doby života paketu jsou výpočetně náročné operace, které zejména ve vysokorychlostních sítích nelze zanedbat. Chyby v současných sítích jsou jednak velmi vzácné, jednak bývají odhaleny již na 2. vrstvě.

Nově je definována maximální délka IPv6 paketu. Standardní hodnota činí stejně jako u IPv4 64 KiB, avšak v případě potřeby lze využít i tzv. jumbogramy o délce až 4 GiB. Použití jumbogramů je v praxi omezené. Sice potenciálně zrychlují přenosy, avšak je třeba, aby i linková vrstva podporovala náležitě dlouhé rámce a dále se vyžaduje modifikovaná implementace TCP a UDP protokolů, neboť maximální velikost jejich segmentů je 64 KiB.

#### 4. Zpracování IPv6 paketu

Zpracováním IPv6 paketu se rozumí manipulace s paketem během jeho dopravy sítí a to ve směrovačích. U IPv4 paketu směrovač pouze zjistil cílovou adresu, porovnal ji se směrovací tabulkou a pokud našel cestu, paket poslal dále, v opačném případě jej zahodil. Později ještě přibyla možnost přednostně vybavovat označené pakety, typicky nesoucí hlasová či obrazová data. U protokolu IPv6 bylo třeba vzhledem odlišnému přístupu k vyhodnocování paketu během jeho dopravy zvolit složitější řešení. To spočívá v zavedení rozšiřujících záhlaví, která mohou být zřetězena. V takovém případě je součástí každého záhlaví informace o typu následujícího záhlaví a o vlastní délce, poslední záhlaví pak má jako typ uvedenu hodnotu 59 (No Next Header).

1. Základní záhlaví IPv6
2. Volby pro všechny
3. Volby pro cíl (pro první cílovou adresu)
4. Směrování
5. Fragmentace
6. Autentizace
7. šifrování obsahu

Obr. 4 Striktně doporučené pořadí rozšiřujících záhlaví IPv6 paketu

Uvedené pořadí však nemusí být záměrně dodrženo a může sloužit k realizaci útoku, viz kapitola 6. Následující obrázky vycházejí z [2] a ukazují vybrané příklady použití rozšiřujících záhlaví.

IPv6 Header Next Header = TCP	TCP Header + data
----------------------------------	-------------------

Obr. 5 IPv6 paket nese pouze TCP segment

IPv6 Header Next Hdr = Routing	Routing Header Next Header = TCP	TCP Header + data
-----------------------------------	-------------------------------------	-------------------

Obr. 6 IPv6 paket nese požadavek na směrování a TCP segment

IPv6 Header Next Hdr = Routing	Routing Header Next Hdr = Fragm	Fragment Header Next Header = TCP	fragment of TCP Header + data
-----------------------------------	------------------------------------	--------------------------------------	----------------------------------

Obr. 7 IPv6 paket nese požadavek na směrování, informaci o fragmentaci a TCP segment

Protokol IPv6 podporuje fragmentaci, tj. dělení paketů na menší. Lze ji však provádět pouze u odesílatele, nikoli kdykoliv po cestě jako je tomu u IPv4. Je-li odesílaný IPv6 paket pro některý úsek cesty příliš dlouhý, je příslušným směrovačem zahozen a původnímu odesílateli se pošle relevantní informace, takže tento má možnost paket rozdělit na menší části a ty poslat znovu. Uvedená informace se odesílá protokolem ICMPv6, jehož plná funkčnost je v prostředí IPv6 nutností. Nelze jej tedy preventivně blokovat jak se často dělá u protokolu ICMP v prostředí IPv4.

## 5. Přejít na protokol IPv6

### 5.1. Všeobecné úvahy o přechodu na protokol IPv6

Především je třeba si uvědomit, že protokol IPv6 není zpětně kompatibilní se svým předchůdcem IPv4. To přináší komplikace pro administrátory a také zvýšené náklady, což zajímá vedoucí pracovníky. Proto ze strany poskytovatelů připojení do Internetu není znát přílišná snaha přejít na IPv6, ten je tudíž málo rozšířen a tvůrci obsahu proto nemají důvod nabízet svá díla prostřednictvím něj, takže vzniká začarovaný kruh. Všeobecně lze očekávat, že přechod na IPv6 bude velmi dlouhodobá záležitost, snad až desetiletí. Svědčí o tom okolnost, že tomuto přechodu bylo věnováno několik desítek standardů RFC a některá dlouhodobě prosazovaná řešení byla překvapivě opuštěna. Jaké jsou technické možnosti řešení problému přechodu na IPv6? V úvahu připadá:

- a) setrvat na IPv4 a nechat událostem volný průběh,
- b) nasadit výhradně IPv6,
- c) použít tunelování IPv6 prostřednictvím IPv4 sítí nebo překlad adres a protokolů,
- d) implementovat současnou podporu IPv4 a IPv6 (Dual stack).

#### Ad a) Setrvat na IPv4 a nechat událostem volný průběh

Toto řešení znamená ponechat i nadále v páteřních sítích výhradně protokol IPv4. Klienti by mohli využívat IPv6 prostřednictvím automatických tunelů takto:

- 1) pomocí automatické konfigurace (Windows, Unix),

2) prostřednictvím lokálních 6to4 směrovače.

Tím se sice řeší základní problémy instituce, avšak určité aplikace mohou vyžadovat služby dostupné jen protokolem IPv6. Vystává i otázka správy, někteří klienti (například Windows Vista) budou moci používat tunelované IPv6 bez filtrování, správy, monitorování atd.

### **Ad b) Nasadit výhradně IPv6**

Tato strategie předpokládá bezvýhradní přechod na výlučné používání protokolu IPv6. Znamenalo by to potřebu kompletní výměny všech aktivních prvků síťové infrastruktury, případně aktualizace jejich operačních systémů či firmware. Toto by bylo problémem u starších, nicméně uživatelům dosud plně vyhovujících zařízení jako jsou koncové přepínače. Ještě horší situace by byla malých účelových síťových zařízení, jako jsou tiskové servery či sdílené tiskárny, přístupové body bezdrátových sítí, IP kamery, různá čidla atd. Výrobci takovýchto zařízení se zpravidla ke svým starším produktům nehlásí. Další oblastí jsou aplikační programy, které mohou obsahovat knihovny a moduly podporujícími pouze IPv4.

Bez komunikace s vnějším IPv4 světem by však nebylo možné existovat, tudíž by byl nutný překlad adres (NAT-PT, proxyWeb, apod.).

### **Ad c) Tunelování nebo překlad**

V úvahu připadá několik metod realizace, většinou dobře popsanych v literatuře. Pro názornost lze uvést hlavní představitele:

- 1) Pevně konfigurované tunely (propojení IPv6 ostrůvků tunely přes IPv4 síť)
- 2) RFC3053 - Tunnel Broker ([www.freenet6.net](http://www.freenet6.net))
- 3) RFC3056 - 6to4 (doporučeno, lze použít pro uzel i celou síť, vyžaduje veřejnou IPv4 adresu, tunel IPv4 protokolem 41, adresa 2002:IP:V4::/48)
- 4) RFC5214 - ISATAP (Microsoft, obdobné, pouze pro uzel, adresa prefix::5EFE:IP:V4)
- 5) RFC4380 - Teredo (tunelování přes NAT v UDP paketech, vyžaduje server)
- 6) Překlad IPv6/IPv4 (SIIT, NAT-PT, TRT+DNS-ALG)
- 7)

### **Ad d) Současná podpora IPv4 a IPv6**

V tomto případě lze zvolit mezi dvěma základními řešeními:

- 1) oddělené nezávislé sítě (broadcastové domény),
  - a) samostatné porty VLAN nebo protokol VLAN,
  - b) nativní (netagovaná) VLAN IPv4, tagovaná VLAN IPv6,
  - c) topologie VLAN pro IPv4 se může lišit od topologie pro IPv6,
  - d) problematická správa, údržba;
- 2) paralelní (překryvná) topologie,
  - a) VLAN bude podsítí pro IPv4 i IPv6,
    - EthertypeIPv4 = 0800
    - EthertypeIPv6 = 86DD
  - b) Ve VLAN budou přítomna dvě rozhraní směrovače, IPv4 a IPv6 (fyzicky nemusí být na stejném HW),
  - c) většina uzlů bude mít v dané VLAN obě adresy.

K převodu IPv6 adresy na MAC adresu slouží protokol ICMP6 (funkce Neighbor Discovery), ARP známý z IPv4 se IPv6 nevyskytuje.

## 5.2. Možný scénář přechodu na IPv6

Zatím poslední souhrnný scénář celosvětového přechodu na IPv6 přinesl velmi stručný dokument RFC 5211, An Internet Transition Plan, vydaný v červenci 2008 [5]. Předpokládá tři fáze tohoto přechodu:

- přípravná (do 12/2009),
- vlastní přechod (do 12/2011),
- popřechodová (od 1/2012).

Přípravná fáze byla významná zejména pro poskytovatele připojení do Internetu. V jejím rámci měli začít poskytovat nějakou formu IPv6 konektivity organizacím a tyto měly mít své hlavní servery dostupné prostřednictvím IPv6. Bylo již možné poskytnout i IPv6 konektivitu koncovým uživatelům.

Fáze vlastního přechodu předpokládá, že poskytovatelé musí začít poskytovat nějakou formu IPv6 konektivity organizacím, přičemž je preferována její nativní verze, v krajním případě pak pomocí přechodových mechanismů, tj. tunelování. Organizace již musí mít veřejné servery dostupné pomocí rutinně fungujícího IPv6 a měly by poskytovat svým uživatelům IPv6 konektivitu včetně podpůrných služeb (DNS, DHCP).

V popřechodové fázi by nemělo existovat žádné omezení pro nové uživatele, kteří se budou připojovat pouze protokolem IPv6. Poskytovatelé tudíž budou muset dát uživatelům k dispozici IPv6 konektivitu, která by měla být nativní. Organizace budou muset mít IPv6 konektivitu pro své veřejné servery a IPv6 služby poskytovat jako rutinní. Organizace by dále měly poskytovat IPv6 konektivitu uživatelům a to včetně interních služeb (DNS, DHCP). Poskytovatelé budou moci stále nabízet IPv4 konektivitu a organizace ji mohou používat.

Je třeba konstatovat, že uvedený scénář má, jak se dalo očekávat, značný skluz, ovšem existují výjimky - například vícekrát zmíněný CESNET, z.s.p.o.:

- 1999 – experimentální provoz v síti 6bone, testy implementací,
- 2001 – přidělený provozní prefix 2001:718::/35, později /32 od RIPE,
- 2002 – zapojení se do evropského projektu 6net,
- 2003 – nativní konektivita do zahraničí a nativní peering do CZ.NIXu,
- 2003 – nativní IPv6 páteř (MPLS), dual stack, DNS, monitoring,
- ...
- 2011 – rutinní IPv6 provoz, záleží jen na uživatelích.

## 6. Bezpečnost IPv6

Je třeba konstatovat, že IPv6 nemá oproti IPv4 žádná skutečně zásadní bezpečnostní vylepšení a díky své relativní nedospělosti přináší obecně nová úskalí.

Povinnou součástí implementace IPv6 je sice podpora protokolu IPSec, který mj. zajišťuje identifikaci, autentizaci, utajení a integritu přenášených dat, nicméně IPSec je k dispozici i pro IPv4. IPSec však umožní hojně využívání zabezpečených přenosů dat mezi koncovými počítači, díky tomu nebude možno zkoumat obsah přenášených datagramů a tudíž firewally či detektory průniku v dnešní podobě nebude možné efektivně nasadit (paranoidní administrátoři raději provoz IPSec úplně blokují). Předpokládá se, že pro prostředí IPv6 bude vytvořen bezpečnostní model lišící se od současného, který umísťuje ochranu sítě typicky na její obvod, kdy vstupní body představují firewally či směrovače (často s funkcí NAT) a tam jsou prověřována procházející data.

V budoucnosti se zřejmě péče o bezpečnost více přesune do koncových zařízení, ovšem za účasti centrální správy bezpečnostních politik včetně distribuci. To na jedné straně znamená alespoň částečný návrat k původní transparentnosti IP sítí (a tudíž k větší svobodě pro experimenty a nová řešení), na druhé ovšem zvyšuje bezpečnostní rizika.



Nebezpečné jsou útoky DoS či DDoS, které lze v prostředí IPv6 potenciálně realizovat řadou postupů: pomocí směrovacích záhlaví, skupinově adresovaných ICMPv6 zpráv či v ohlášení směrovače pro automatickou konfiguraci (útočník může ohlásit nulovou životnost pro adresní prefix, který síť používá) aj.. Útok obdobný TCP SYN lze realizovat i vůči IPSec, oběť lze zahltit množstvím nekorektně upravených paketů, jejichž zpracování ji značně zatíží.

Rovněž systémy detekce průniku budou muset více spoléhat na vyhledávání statistických anomálií, případně jiné nepřímé metody, neboť dnes často užívané vyhledávání signatur nebude vzhledem k IPSec použitelné

Prostor pro zneužití otevírá sama koncepce rozšiřujících záhlaví. Současné filtrační firewally k posouzení přípustnosti paketu primárně využívají informaci o TCP či UDP portech. Bohužel tato informace se v IPv6 paketu nalézá až na konci řetězu rozšiřujících záhlaví, kterými musí firewall nejen projít, ale analyzovat je. Může se stát, že některé z těchto záhlaví nezná, pak může paket zahodit nebo propustit. Zahození může narušit činnost některého ze zcela nově definovaných mechanismů, propuštění by zase mohlo ohrozit bezpečnosti.

Jiné úskalí představuje fragmentace. Díky zřetězování může být záhlaví transportní vrstvy odsunuto až do dalšího fragmentu, což vyžaduje nově řešený stavový firewall.

Možný předmět zájmu útočnicků představují také tunely, neboť jejich prostřednictvím lze pronikat ochrannými mechanismy. Proto je třeba důsledně testovat procházející datagramy na obou koncích. Horší situace je u tunelů automaticky navazovaných (například 6to4 či Teredo), jejichž konce vznikají dynamicky, a jsou tudíž podstatně hůře kontrolovatelné.

## 7. Závěr

Protokol IPv6 představuje perspektivní řešení. Jeho používání se v posledních letech celosvětově intenzivně zvyšuje, což s sebou přinese nová bezpečnostní rizika. Je třeba mít také na mysli, že implementace IPv6 bude kromě nákladů spojených s někdy nutnou inovací aktivních prvků sítí znamenat i značnou zátěž pro administrátory, neboť tato protokolová sada je po stránce důsledné konfigurace mnohem složitější záležitostí nežli její předchůdce.

## Literatura

- [1] DEERING, Stephen; HINDEN, Robert. Internet Protocol, Version 6 (IPv6). The Internet Engineering Task Force [online]. 1995, RFC 1883, [cit. 2011-09-19]. Dostupný z WWW: <<http://www.ietf.org/rfc/rfc1883.txt>>.
- [2] DEERING, Stephen; HINDEN, Robert. Internet Protocol, Version 6 (IPv6). The Internet Engineering Task Force [online]. 1998, RFC 2460, [cit. 2011-09-19]. Dostupný z WWW: <<http://www.ietf.org/rfc/rfc2460.txt>>.
- [3] PODERMAŇSKI, Tomáš. Lupa.cz [online]. 2011 [cit. 2011-09-19]. IPv6 Mýty a skutečnost. Dostupné z WWW: <<http://www.lupa.cz/autori/tpoder/>>.
- [4] SATRAPA, Pavel. IPv6 : Internetový protokol IPv6 [online]. 2. dopl. vyd. Praha : CZ.NIC,z.s.p.o., 2008 [cit. 2011-09-19]. Dostupné z WWW: <[knihy.nic.cz/files/nic/edice/pavel\\_satrapa\\_ipv6\\_2008.pdf](http://knihy.nic.cz/files/nic/edice/pavel_satrapa_ipv6_2008.pdf)>. ISBN 978-80-904248-0-7.
- [5] CURRAN, John. An Internet Transition Plan. The Internet Engineering Task Force [online]. 2008, RFC 5211, [cit. 2011-09-19]. Dostupný z WWW: <<http://www.ietf.org/rfc/rfc5211.txt>>.



# PERSPEKTIVNÍ POLOVODIČOVÉ STRUKTURY A SOUČÁSTKY

Vladislav Musil

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,  
Ústav mikroelektroniky, Technická 10, Brno  
[musil@feec.vutbr.cz](mailto:musil@feec.vutbr.cz)

## Anotace:

*Obsahem příspěvku je stručné shrnutí některých směrů rozvoje polovodičových nanostruktur a jejich možných aplikací. Jde o tenkovrstvé struktury, heterostruktury, samoorganizované nanostruktury a kvantové tečky.*

## 1. Úvod

Polovodičová technika (mikroelektronika) je již po pět desetiletí vedoucí oblastí elektroniky, integrované obvody se svými rozměry dostávají do oblastí nanostruktur a technologie do oblasti nanotechnologií. Aktuální trendy současných polovodičových technologií se týkají

a) vlastních integrovaných struktur a jejich zmenšování (nanostruktury), především měděné spoje, nová dielektrika s větší (high-k) a menší (low-k) dielektrickou konstantou, technologie SOI (Silicon On Insulator), technologie předpjatého křemíku (Strained Silicon, napnutý křemík), kovové hradlo (Metal gate), tranzistory s více hradly (Multi-Gate transistors),

b) technologických procesů a příslušných technologických zařízení, především vývoj v oblasti fotolitografie (kde vývoj rezistů představuje hlavní slabinu současné nanoelektroniky),

c) návrhu integrovaných obvodů a jejich testování,

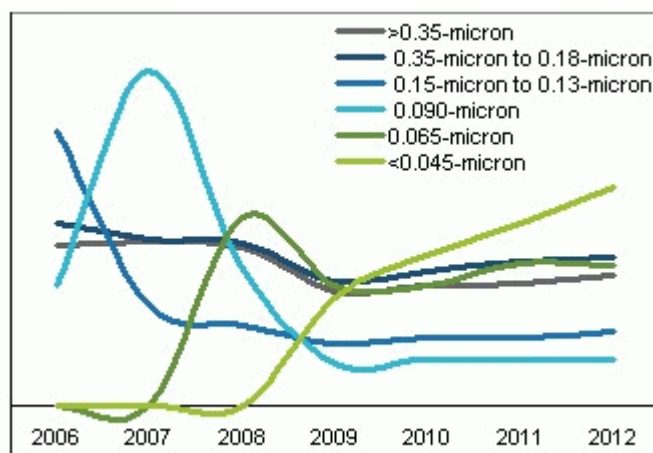
d) ekonomie a spolehlivosti výroby,

e) výzkumu a návrhu nových struktur.

## 2. Životní cyklus technologie a 3D integrace

Finanční nákladnost nových technologií vede k prodlužování životního cyklu polovodičových technologií, ke snaze využít technickou životnost výrobních linek (na rozdíl od dříve dominantní snahy co nejdříve přejít na novou technologii, na struktury s kratší délkou kanálu). Technologie 90 nm se prudce rozvinula a po dvou třech letech byla nahrazena technologií

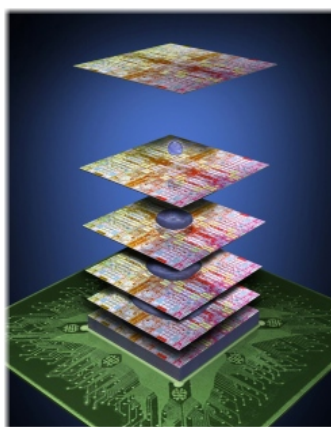
65 nm, která ustupuje pozvolna, a nová technologie 45 nm zde bude ve výrobě ještě dlouho.



Obr. 1 Křivky znázorňující životní cyklus polovodičových technologií

Zdroj: iSupply Corporation

Výrobci se snaží jako alternativu k dalšímu zmenšování rozměru struktur využít 3D integrace. Klíčovým problémem je chlazení, kde se laboratorně rozpracovává např. metoda s poetickým názvem *chladiče na bázi iontového větru*. Ionizovaný vzduch proudí v elektrickém poli mikrokanálky a odvádí ztrátové teplo [12]



Obr. 2 Princip 3D integrace

Zdroj: firma IBM

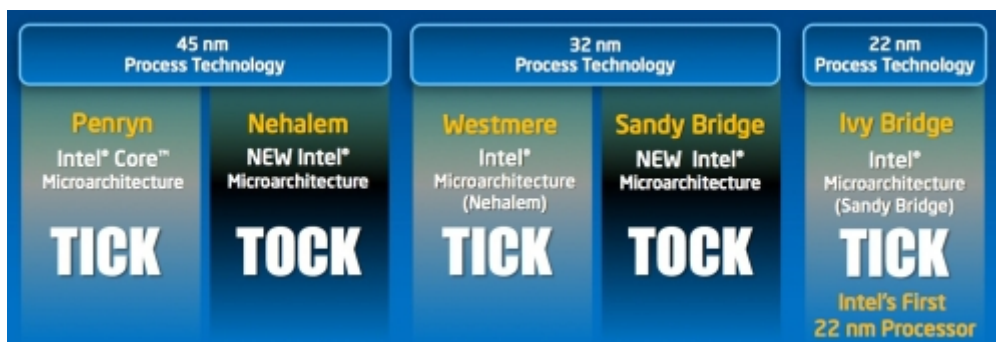
### 3. Technologie pro mikroprocesory a paměti

Ve výrobě mikroprocesorů a pamětí jsou hlavními hráči firmy Intel, AMD, Samsung, Global Foundries a TSMC. Pozorujeme přechod z technologie 45 nm na 32 nm, v nejbližší budoucnosti na 22 nm a ve výhledu na 14 nm a snad i 10 nm.

*Poznámka k udávání rozměrů v technologiích.* Až do konce 90. let bylo zvykem nazývat výrobní proces podle rozměrů nejmenší části tranzistoru, což byla délka hradla. Později se však z různých (hlavně marketingových) důvodů toto číslo začalo vzdalovat skutečnému rozměru hradla. Výrobci pamětí, kteří chtěli ve značení výrobního procesu odrazit jeho vspělost, značí výrobní proces jiným číslem; které odpovídá polovině vzdálenosti mezi kovovými spoji, tzv. „half-pitch“ nebo „technology node“. Původně byl rozměr half-pitch zvolen právě proto, že v rámci daného procesu odpovídal délce hradla.

Intel Technology Roadmap					
rozměr	45 nm	32 nm	22 nm	14 nm	10 nm
první výroba	2007	2009	2011	2013	2015

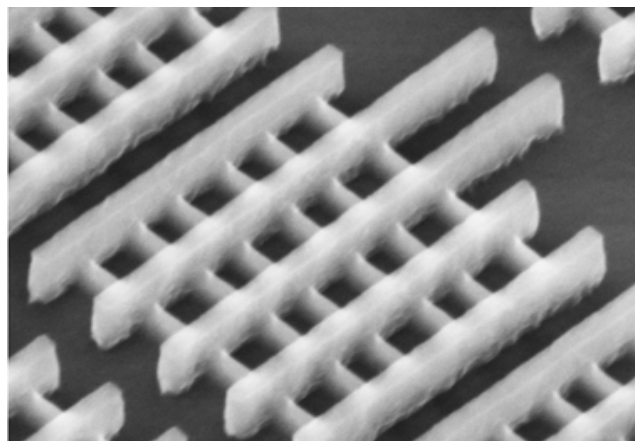
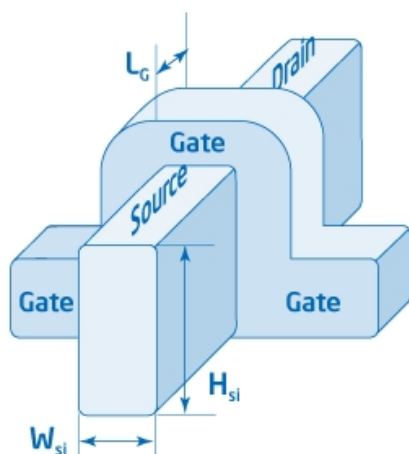
Nové procesory fy Intel		
označení	<b>Sandy Bridge</b>	<b>Ivy Bridge</b>
výrobní proces	32 nm	22 nm
typ tranzistoru	2D (planární)	3D (Tri-gate)



Obr. 3. Vývoj procesorů firmy Intel - odpovídá zavedenímu procesu "Tick-Tock," kterým se řídí inovace procesorů společnosti Intel. V první fázi přijde změna výrobního procesu, tedy tzv. Tick, ve druhé fázi pak přechod na novou architekturu, tedy tzv. Tock. Přechod na 22 nm výrobní proces (Tick) tedy bude v dalším období (dva roky?) následován přechodem na novou architekturu (Tock).

Zdroj: materiály společnosti Intel, [www.bunnypeople.com](http://www.bunnypeople.com)

V souvislosti s nástupem technologie 22 nm očekáváme přechod na wafery 450 mm. Továrna na výrobu čipů na 450milimetrových waferech vyjde zhruba na trojnásobek ceny současných továren, což je zásadní ekonomický problém návratnosti investice.



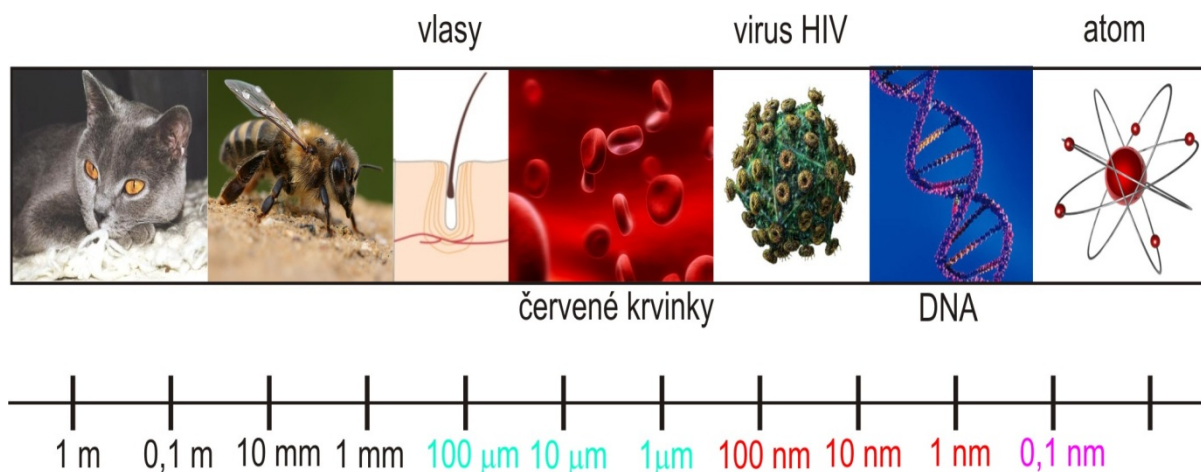
Obr. 4 Struktura CMOS Tri-Gate na procesu Intel 22 nm

Zdroj: Materiály společnosti Intel, [www.bunnypeople.com](http://www.bunnypeople.com)

Thajwanská firma Global Foundries vyvíjí 20nm proces, který využívá výrobního postupu zvaného double-patterning (DTP), kde není třeba nových zařízení pro litografii. Technologie spočívá ve dvou krocích, nejprve se vytvoří větší struktury a ty jsou při druhém kroku vyplněné strukturami menšími.

#### 4. Nanostruktury a nanotechnologie, heterostruktury a kvantové tečky

Nanotechnologie je poměrně nové slovo, ale není to úplně nová oblast. V přírodě většina základních životních procesů probíhá v nanorozměrech. Lidský vlas má průměr 0,1 až 0,2 mm, tedy 100 až 200  $\mu\text{m}$ , hrubší částice prachu 20  $\mu\text{m}$ , buňky červených krvinek jsou velké přibližně 5  $\mu\text{m}$ , tloušťka jednotlivých vláken asbestu nepřesahuje 3  $\mu\text{m}$ , jemné částice sazí nebývají větší než 2  $\mu\text{m}$ , velikost většiny bakterií je asi 1  $\mu\text{m}$ , virů okolo 100 nm, barevná vrstva oleje na kaluži je silná přibližně 50 nm, takzvané kvantové tečky jsou velké 2 až 20 nm, rozměr molekuly DNA se pohybuje v rozmezí 3 až 12 nm, průměr molekuly fullerenu C60 činí právě 1 nm.



Obr. 5 Rozměry objektů kolem nás

Koncem šedesátých let minulého století byla předpovězena možnost manipulovat s atomy a molekulami. Termín **nanotechnologie** jako první použil v roce 1974 Taniguchi [13]. Výzkumné práce se orientovaly na poznání způsobů, jak konstruuje struktury příroda a jak se chovají biologické entity o rozměrech na úrovni molekul. Průlomovou událostí bylo vynalezení nových přístrojů umožňující nejen pozorování, ale i manipulaci s jednotlivými atomy a molekulami (rastrovací tunelový mikroskop, mikroskop atomárních sil). Strojaři započali obrábět povrchy s nanometrickou přesností a výroba čipů velké integrace přesáhla rozměr 100 nm. Možnosti využití vlastností stavebních prvků a zařízení o rozměrech nanometrů byly rozpoznány i biology a začal výzkum jejich aplikace v medicíně, farmacii a biotechnologiích.

Při charakterizaci nanostruktur používáme tři následující kritéria: 1) mají alespoň jeden rozměr přibližně v intervalu 1 – 100 nm, 2) umožňují přímé ovlivňování fyzikálních a chemických vlastností struktur molekulárních rozměrů, 3) mohou být kombinovány tak, aby vytvářely větší struktury (zejména ovlivňováním samovolného růstu).

V současné době využíváme při výrobě elektronických součástek převážně litografické metody. Pozvolna se rozvíjí i nelitografické metody. Nelitografické metody jsou levnější, protože se využívá fenoménu samouspořádání. Klasickým příkladem je řízený růst polovodičových vláken metodou VLS (Vapour Liquid Solid) na katalytických částicích. V jednorozměrných polovodičových nanovláčkách (nanodrácích) se silně uplatňují kvantové jevy, hovoříme o kvantových drácích (Quantum Wires, QW). Předpokládá se použití pro polem řízené tranzistory a pro tvorbu propojovací sítě.

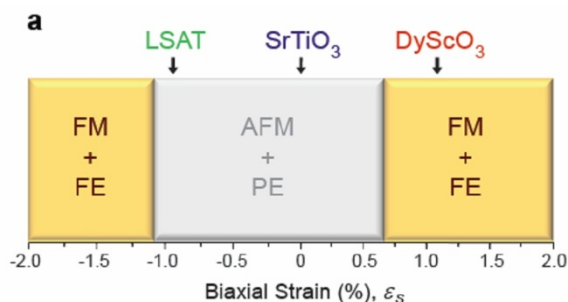
Lze realizovat také polovodičové nanostruktury s nulovými rozměry, takzvané kvantové tečky (Quantum Dots, QD). Jedná se o ohraničené nanometrové oblasti polovodiče (s úzkou šířkou zakázaného pásu) zabudované v objemu polovodiče se širším zakázaným pásmem.

Významné místo v polovodičových strukturách mají v současné době tzv. **heterostruktury**, založené na propojení různých polovodičových materiálů s podobnou mřížkovou konstantnou. Extrapolace procesu vytváření heterostruktur vede k možnosti "uvěznění" elektronů do velmi malých (nanometrových) oblastí, zmíněných kvantových teček.

Snižování dimenzionality se projevuje zejména (a to významně) v nárůstu počtu elektronových stavů s nejmenší energií, které jsou k dispozici pro zářivou rekombinaci, tedy i k zesílení schopnosti vyzařování. Velká účinnost konverze elektrické energie na světelnou je hlavním důvodem masivního využití heterostruktur v laserech (kvantové tečky jsou umístěny do aktivní oblasti laseru). Ve fyzikálních rozborech zjistíme, že v kvantových tečkách jsou pak všechny stavy soustředěny do diskretních hodnot energií. Toto velmi připomíná energiové spektrum atomů, o kvantových tečkách se proto také někdy mluví jako o umělých atomech.

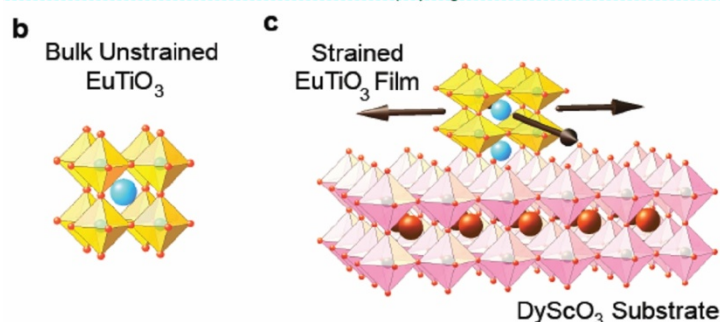
**Spinotronika.** První výsledky se objevují ve spinotronice (magnetoelektronice), které se předpovídá velká budoucnost. Jde o technologii využívající kvantové vlastnosti spinu elektronu. Zatímco v klasické elektronice je nositelem informace elektrický proud, resp. tok elektronů, ve spinotronice se kromě náboje elektronu uvažuje i orientace jeho spinu. Hlavním dosavadním výsledkem spinotroniky je tzv. jev obří magnetorezistence. Klasickou magnetorezistenci (závislost elektrického odporu na vnějším magnetickém poli - pokud má vodič magnetické vlastnosti, může směr vnějšího magnetického pole ovlivnit jeho elektrický odpor) objevil William Thomson (lord Kelvin) v roce 1856. Tehdy šlo však jen o několikaprocentní hodnotu celkového odporu vodiče.

Jev obří magnetorezistance (GMR, Giant Magnetoresistance) nastává v mnohovrstvých tenkovrstvých strukturách (vlastně nanostruktura v jednom rozměru – v tloušťce vrstvy). Elektrický odpor látky je ovlivněn interakcí spinu elektronu s magnetickým polem. Toho lze využít například ke čtení informace zapsané na harddisku. První čtecí hlava založená na tomto principu byla vyrobena v roce 1997 (firma IBM). Objev sám je z roku 1988. Objev tohoto jevu byl velkým překvapením. Většina fyziků nevěřila, že podobný jev je fyzikálně možný.



Obr. 6 Vliv mechanického napětí od podložky na  $\text{EuTiO}_3$  [15]

Hlavním odborníkem na spinotroniku v ČR je Tomáš Jungwirth, jeden z nejcitovanějších českých vědců, pracovník FU AV ČR a University of Nottingham. Získal prestižní Grant pro pokročilé vědecké pracovníky od Evropské výzkumné rady (ERC), jež podporuje významné vědce a jejich projekty v oblasti hraničního výzkumu. Jde o první tzv. Advanced grant, který byl udělen českému žadateli na projekt z oblasti věd o neživé přírodě. Pětiletý grant je spojen s částkou 2,5 milionu EUR.



Obr. 7 Znáornění tenkovrstvé struktury  $\text{EuTiO}_3$  na substrátu  $\text{DyScO}_3$  [15]

Jako příklad výzkumu ve spintronice uvedeme, že ve Fyzikálním ústavu AV ČR byl ověřen vliv dvouosého mechanického napětí od podložky na vlastnosti  $\text{EuTiO}_3$ . Záporné (kompresní) i kladné (tenzální) mechanické napětí by mělo indukovat feromagnetickou (FM) a feroelektrickou (FE) fázi v původně antiferomagnetickém (AFM) a paraelektrickém (PE)  $\text{EuTiO}_3$ . Prakticky byly studovány vrstvy na třech podložkách: LSAT (tj.  $(\text{LaAlO}_3)_{0.29}(\text{SrAl}_{1/2}\text{Ta}_{1/2}\text{O}_3)_{0.71}$ ),  $\text{SrTiO}_3$  a  $\text{DyScO}_3$ . Pouze na podložce  $\text{DyScO}_3$  byla pozorována FM a FE fáze. Nevýhodou je, že jev byl prozatím pozorován jen při velmi nízkých teplotách.

Tenkovrstvé materiály tedy mohou mít vlivem mechanického napětí od podložky kompletně jiné vlastnosti než objemové materiály. V současné době vědci pracují na dalších tenkovrstvých materiálech, jež by měly mít požadované vlastnosti (tj. magnetické vlastnosti ovládané elektrickým polem) při běžných teplotách.

## 5. Závěr

V současnosti je reálná vyhlídka na zhruba 15 let pokračování dosavadního trendu polovodičových technologií. Jako velmi perspektivní vidíme použití nanotechnologií v elektronice. Velkou výzvou jsou nové směry jako spintronika, molekulární a biomolekulární elektronika a fotonika. Sestavování struktur na atomové a molekulární úrovni může vést k významnému zlepšení vlastností a funkcí materiálů a může zlepšit výkonnost konečných produktů. Nanotechnologie zaujala vědce, inženýry a ekonomy v celém světě nejen generickou explozí objevů v nanorozměrech, ale i pro její potenciální sociální dopady, především v internacionalizaci a globalizaci výzkumu a výroby.

Díky stálému růstu trhu informačních technologií a růstu trhu s polovodičovými součástkami se máme v příštích letech na co těšit. Z minulých zkušeností průmyslu polovodičů vyplývá, že vynálezy jednotlivých výrobitelných a spolehlivých zařízení neuvolňují okamžitě sílu skrytou v nové technologii. To se stane v okamžiku, kdy jednotlivá zařízení mají nízkou výrobní cenu, jsou-li spojena do fungujícího systému, může-li být tento systém spojen s okolním světem a když může být systém programován a řízen, aby splňoval určitou funkci. Věříme, že to bude v případě nanotechnologií.

## Literatura

- [1] Waser, R. (editor): *Nanoelectronics and information technology*. Wiley-VCH (2003), ISBN 3-527-40363-9.
- [2] <http://public.itrs.net>, The International Technology Roadmap for Semiconductors, Semiconductor Industry Association (SIA), San Jose.
- [3] <http://www.intel.com>
- [4] <http://www.ibm.com>
- [5] <http://www.isi.edu/mosis/>



- [6] <http://www.sematech.org/public/about.htm/>
- [7] <http://www.te.ri.ac.uk/europractice/>
- [8] <http://tima-cmp.imag.fr/>
- [9] <http://www.pcmp.caltech.edu/>
- [10] <http://nano.xerox.com/nano/>
- [11] <http://www.icsi.berkeley.edu/>
- [12] Budoucnost chlazení: Nanotechnologie a iontový vítr. In:  
[http://www.svethardware.cz/art\\_doc-291DB24348E7189CC1256E65003F0F60.html](http://www.svethardware.cz/art_doc-291DB24348E7189CC1256E65003F0F60.html)
- [13] Taniguchi N.: „On the Basic Concept of Nanotechnology“, Proc.Int.Conf. on  
Production Engineering, part 2, 1974, JSPE, Tokyo
- [14] <http://www.nanotechnologie.cz> nebo <http://www.nanoklastr.cz>: dobré poučení o  
nanotechnologiích.
- [15] Fyzikální ústav AV ČR, [www.fzu.cz](http://www.fzu.cz)



# OPERAČNÍ ZESILOVAČE V ANALOGOVÝCH SYSTÉMECH

Josef Punčochář

Katedra elektrotechniky, FEI, VŠB – TU Ostrava  
17. listopadu 15, 708 33 Ostrava – Poruba,  
[josef.puncochar@vsb.cz](mailto:josef.puncochar@vsb.cz)

## Abstrakt:

V textu jsou stručně popsány současné trendy ve vývoji zesilovacích struktur a některé obecné problémy při jejich aplikacích. Přihlíží se k dynamickým vlastnostem při zpracování velkých signálů nebo při změnách pracovního režimu. Vzhledem k rozsahu textu se spíše jedná o poznámky a doplňky k [1, 2, 3].

## 1. Úvod

Práce navazuje na přednášku „Historický vývoj a perspektivy operačních zesilovačů“ uvedenou na 2. celostátním semináři PERSPEKTIVY ELEKTRONIKY (březen 2001) pořádaném Střední průmyslovou školou elektrotechnickou v Rožnově p. R. při 50. výročí jejího založení. Je stále dostupná na stránkách [www.roznovskastredni.cz/konference.php](http://www.roznovskastredni.cz/konference.php) (PEL2001). V rozšířené podobě byla vydána knižně [1]. Navazuje i na [2, 3] a další prameny.

## 2. Klasický operační zesilovač (OZ)

Anglosaská literatura přiřadila těmto zesilovačům poněkud nevhodně zkratku VFA – Voltage Feedback Amplifier – a to zde jistě nezvratíme. Tyto zesilovače totiž běžně pracují se zpětnou vazbou napěťovou i proudovou.

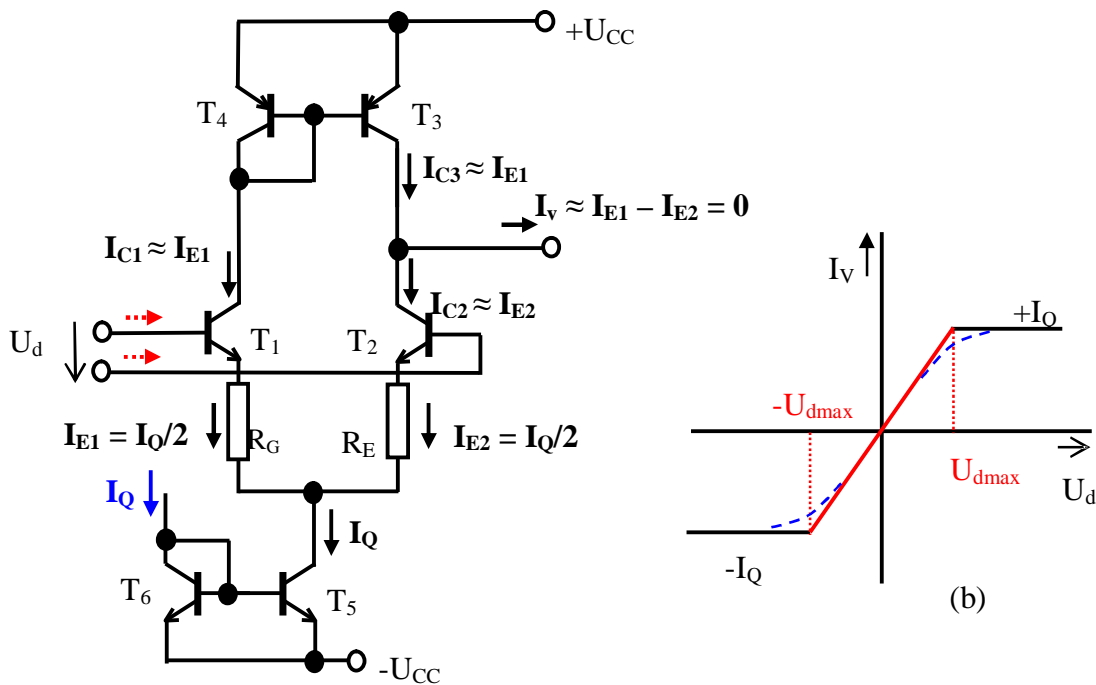
### Typické obvodové vlastnosti klasického OZ

- vstupní díl tvoří diferenční zapojení bipolárních (FE) tranzistorů – „emitory“ tranzistorů jsou připojeny na **zdroj proudu - limituje signálové proudy**
- invertující i neinvertující vstup je napěťový (nekonečný vstupní odpor)
- napětí mezi vstupy je vytvářeno zpětnovazebními obvody (bez zpětné vazby jsou vstupní napětí na sobě nezávislá)
- výstup lze modelovat jako zdroj napětí (ideálně nulový výstupní odpor) řízený diferenčním napětím mezi vstupy (chybovým napětím)

Typické zapojení vstupního dílu s bipolárními tranzistory je na obr. 1a. Pro tranzistory FE je situace obdobná. Důsledkem je převodní charakteristika na obr. 1b a **omezená rychlost přeběhu**  $r = du_v / dt|_{\max}$ , protože maximální dostupný proud pro nabíjení celkové kapacity  $C_v$  ve výstupním uzlu (nejčastěji korekční kapacita) je dán hodnotou  $I_Q$ . Proto  $r = \pm I_Q / C_v$ . Pro vstupní napětí mimo interval „ $U_{d\max}$ “ (obr. 1b) je vstupní díl ve „strukturální saturaci“ – signálový proud je omezen zdrojem proudu.

Do saturace se ovšem dostávají i tranzistory proudového zrcadla  $T_3$ ,  $T_4$  nebo tranzistory diferenční – s jejich saturací se významně prodlužuje **doba zotavení  $t_Z$**  [3]. Proto se často používá struktura na obr. 2, která umožňuje nastavit pracovní body tak, že „strukturální

saturace“ zůstává, ale nedochází k saturaci tranzistorů v proudovém zrcadle  $T_7, T_8$ . Aby se zamezilo saturaci tranzistoru ve výstupním zrcadle, musí platit, že proud kolektorem  $T_4$  (a tím i  $T_8$ ) je vždy nenulový; i pro velké signály musí platit  $U_D/R - I_Q > 0$ . Odsud snadno určíme nutnou velikost odporu  $R \leq U_D / I_Q$ .



Obr.1 a) Klasický diferenční vstupní díl OZ – ideální poměry pro  $U_d = 0$

$T_1, T_2$  – vlastní diferenční zapojení tranzistorů;

$T_3, T_4$  – proudové zrcadlo ( $T_4$  zapojen jako snímací dioda);

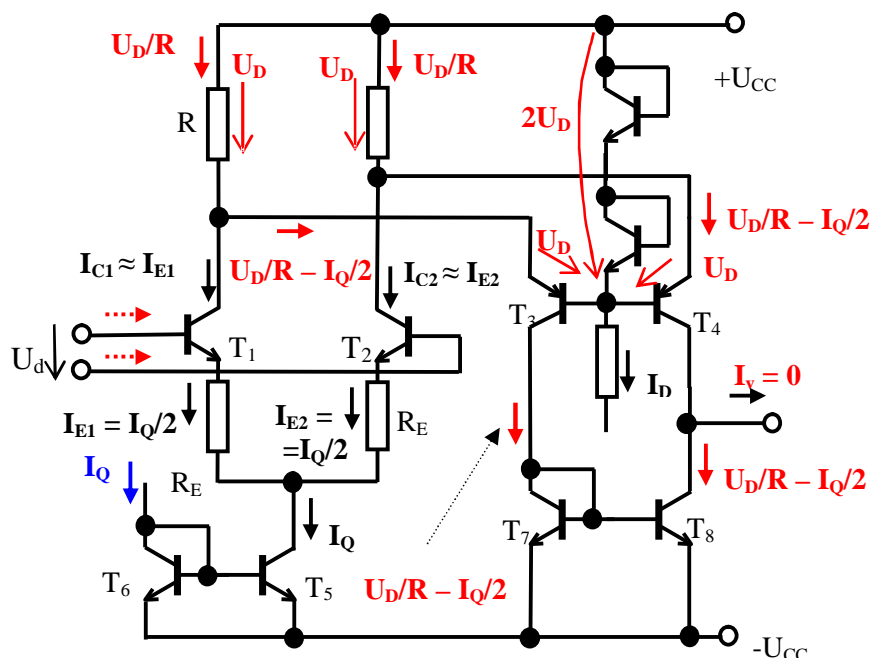
$T_5, T_6$  – proudové zrcadlo ( $T_6$  zapojen jako dioda – proud do ní vnucovaný definuje pracovní bod diferenčního stupně)

b) převodní charakteristika

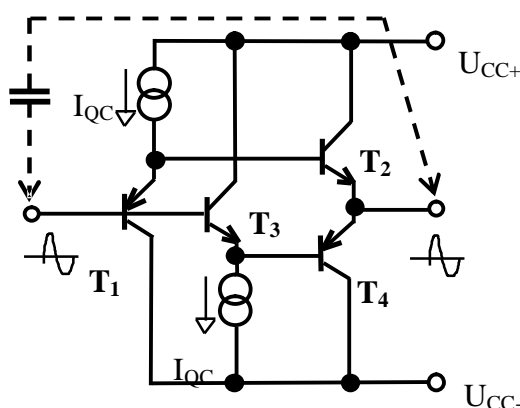
Na obr. 2 je vlastně zapojen transkonduktanční zesilovač (zdroj proudu řízený napětím; i na obr. 1a). Napěťové zesílení („zdvih“) vzniká až v kolektoru  $T_4$  „na vstupním odporu“ následujícího stupně OZ. V kolektorech  $T_1, T_2$  je při daném uspořádání velmi malý ekvivalentní odpor (tvořený odpory  $R$  a vstupními odpory tranzistorů PNP v zapojení se společnou bází) – vstupní napětí je invertováno, modul zesílení je menší než jedna. Proto se téměř neuplatní *Millerův jev* – ekvivalentní vstupní kapacita OZ je menší než dvojnásobek parazitní kapacity báze – kolektor tranzistorů  $T_1, T_2$ . Na obr. 1a je velké napěťové zesílení již „na  $T_2$ “ – ekvivalentní vstupní kapacita v bázi tohoto tranzistoru proto může být i tisícinásobkem kapacity báze – kolektor  $T_2$ . Struktura na obr. 2 má významně lepší frekvenční vlastnosti než struktura na obr. 1a – v rámci stejné technologie.

**Pozn.:** „Drahé - dobré“ technologie dokáží vytvářet i velmi malé „plochy“ a tak zajistit pro velmi malé  $I_Q$  tranzistory  $T_1, T_2$  s optimální proudovou hustotou – tedy i s nejmenší možnou parazitní kapacitou. V „levnější – horší“ technologii nelze už „tak malý“ tranzistor realizovat, parazitní kapacity jsou větší, proudová hustota je zbytečně malá.

Vstupní díl podle obr. 2 je použit například u operačního zesilovače AD8021, následuje „moderní“ komplementární sledovač – obr. 3. Tento stupeň umožňuje velmi zajímavý způsob zapojení korekčního obvodu, na obr. 3 přerušovaně – korekční obvod „se uplatní“ podle poměrů na výstupu – podrobněji viz [4].



Obr. 2 Kaskodový diferenční vstupní díl OZ – vyznačeny ideální poměry pro  $U_d = 0$   
 $T_1, T_2$  – vlastní diferenční zapojení tranzistorů;  
 $T_3, T_4$  – diferenční díl v zapojení se společnou bází – tranzistory zapojené jako diody vykazují pro signál pouze malý diferenční odpor  $r_D$  určený proudem  $I_D$ , ( $T_1 + T_3$ ) a ( $T_2 + T_4$ ) – **komplementární kaskodové zapojení**;  
 $T_5, T_6$  – proudové zrcadlo ( $T_6$  zapojen jako dioda – proud do ní vnucovaný definuje pracovní bod diferenčního stupně);  
 $T_7, T_8$  – proudové zrcadlo ( $T_7$  zapojen jako snímací dioda);  
 dva tranzistory zapojeny jako diody definují napětí  $2 \cdot U_D$  pro otevření přechodů



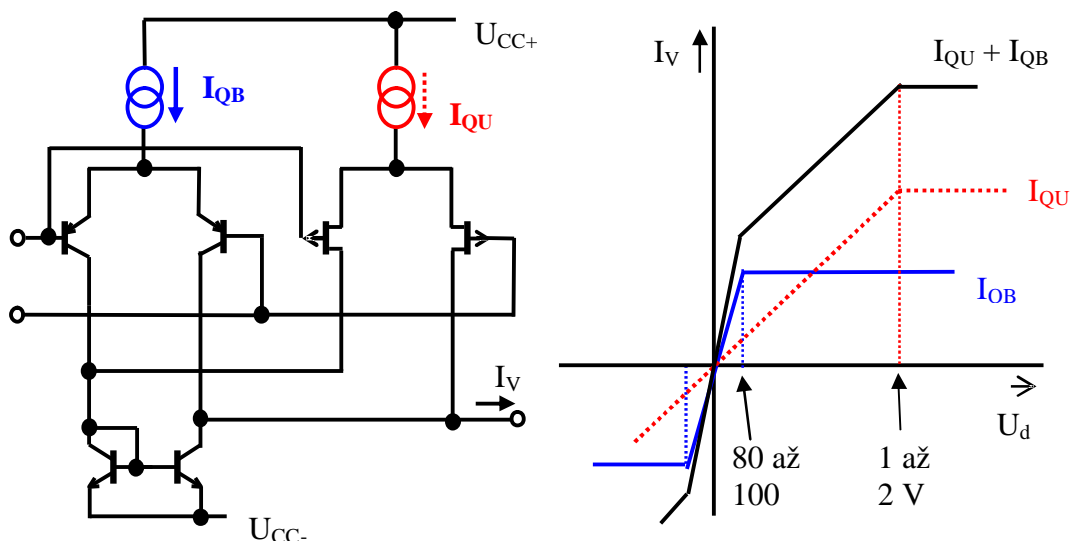
Obr. 3 Výstupní stupeň moderních OZ

Důležitá je i skutečnost, že u obvodu AD8021 je mezi vstupy zabudována **antiparalelní kombinace diod** - chrání vstupy před napěťovým průrazem. Tyto diody nemají vliv na funkci obvodů při uzavřené záporné zpětné vazbě - diferenční napětí menší než 1 mV. Problémy

ovšem vyvolají, použijeme – li OZ s touto ochranou ve funkci komparátoru. Napětí na vstupech jsou pak přes diody navzájem „zkratována“ – to významně ovlivní funkci obvodu.

Pro zvyšování rychlosti přeběhu je výhodné zvětšovat hodnotu pracovního proudu vstupních tranzistorů. To vede ke zvětšování vstupních proudů u bipolárních vstupních tranzistorů a ke zvětšování klidového odběru. Použijeme – li na vstupu tranzistory řízené polem, problém se vstupními proudy téměř odpadá, zhoršují se však „stejnoseměrné“ vlastnosti a podstatně klesá zesílení vstupního dílu [5]. Proto existuje řada variant vstupních dílů, které kombinují **bipolární a unipolární tranzistory**, aby byla zvětšena rychlost přeběhu a zachovány výhody bipolárních tranzistorů.

Pro příklad uveďme zesilovač OPA176, vstup je znám jako **Buttler Amplifier front – end**. Princip je na obr. 4. Pokud je zesilovač v „ustáleném“ stavu, je diferenční napětí velmi malé, veškeré vlastnosti (zesílení bez zpětné vazby, nesymetrie, napěťové i proudové šумы) jsou dominantně určovány vlastnostmi tranzistorů bipolárních. **Pracovní proud  $I_{QB}$  je několikrát menší než pracovní proud unipolárních tranzistorů  $I_{QU}$**  – zde JFETů. Při velkých změnách signálu nabývají na významu vlastnosti unipolárních tranzistorů – tedy jistě klesá zesílení bez zpětné vazby, ale to není při přechodných stavech problém. K dispozici pro rychlost přeběhu jsou větší hodnoty proudu – až  $I_{QU} + I_{QB}$ . Vzhledem běžnému zapojení proudového zrcadla nelze očekávat krátké doby zotavení – viz katalog OPA176.



Obr. 4 Principiální schéma vstupního dílu OPA176 a konstrukce převodní charakteristiky

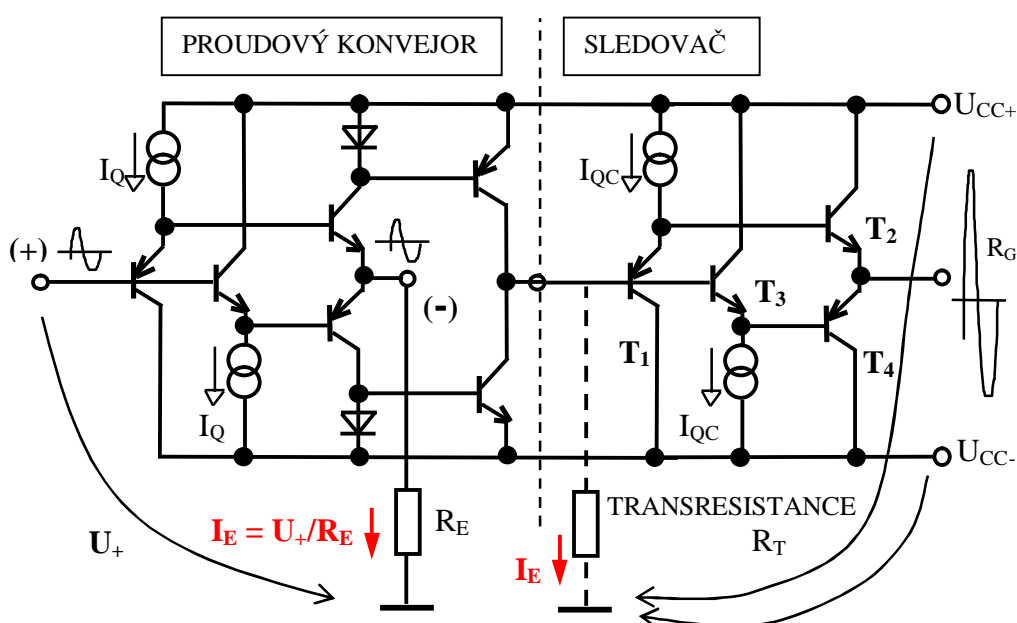
Obecně pro klasické **operační zesilovače s omezením proudu v diferenčním vstupu** platí, že dosažení velké rychlosti přeběhu je zapláceno velkým napájecím proudem  $I_{CC}$ . Tomu odpovídají velké hodnoty vstupního klidového proudu  $I_{IB}$  u bipolárního vstupu – viz například AD8021 ( $I_{CC} = 7 \text{ mA}$ ;  $I_{IB} = 7,5 \text{ }\mu\text{A}$ ;  $t_z = 50 \text{ ns}$ ,  $\rho = 120 - 420 \text{ V}/\mu\text{s}$  – podle korekce). Jsou – li použity unipolární technologie, vstupní klidové proudy jsou o několik řádů menší – viz například OPA300 (CMOS technologie,  $I_{CC} = 9,5 \text{ mA}$ ;  $I_{IB} = 0,1 \text{ pA}$ ;  $t_z = 30 \text{ ns}$ ,  $\rho = 80 \text{ V}/\mu\text{s}$ ).

Proto byly vyvinuty **struktury, jejichž signálové proudy odpovídají velikosti signálu** – struktury typu „current – on – demand“. Tyto struktury zaručují dosažení vysokých rychlostí přeběhu i při relativně malých odběrech proudu.

**Referenční bod** (zem) byl ze struktury vyveden jen u nejstarších OZ ( $\mu A702$  a pokusy „před“). Moderní OZ vnitřní referenční bod postrádá – vzniká až propojením napájecích zdrojů  $U_{CC+}$  a zajištěním „odporově“ vhodných (s nevýznamným úbytkem napětí) stejnosměrných cest, které umožní průchod v praxi vždy nutných vstupních proudů (bázových proudů  $T_1, T_2$ ; proudů hradel pro FETy). To zajistí nastavení správných pracovních bodů všem vnitřním prvkům OZ. Střídavé signály můžeme (při symetrickém i nesymetrickém napájení) přivádět přes obvyklé oddělovací kapacity [2].

### 3. Zesilovací struktury s „proudem na vyžádání“

Základním stavebním blokem tohoto konstrukčního přístupu je *diamantový tranzistor* – viz OPA660 – pro který se dnes spíše používá název *proudový konvektor* – viz [1]. Dále se používá sledovač podle obr. 3. Kombinací těchto bloků byl vytvořen tzv. CFA zesilovač – current feedback amplifier, *zesilovač s proudovou vazbou* – obr. 5.



Obr. 5 Principiální schéma zesilovače CFA – zapojení bez zpětné vazby

Anglosaská literatura přiřadila těmto zesilovačům zkratku CFA opět poněkud nevhodně. Opět běžně pracují se zpětnou vazbou napěťovou. Pouze přenos informace ze vstupu (invertujícího) zesilovače na jeho výstup se děje prostřednictvím proudu (chybového).

*Typické obvodové vlastnosti zesilovače s proudovou zpětnou vazbou*

- neinvertující vstup (+) je napěťový
- invertující vstup (-) – výstup sledovače – je proudový
- invertující vstup je vždy na potenciálu vstupu neinvertujícího
- výstup lze modelovat jako zdroj napětí (ideálně nulový výstupní odpor) řízený proudem, který protéká invertujícím vstupem (-) – chybový proud – velké vstupní signály vyvolávají velký chybový proud, teoreticky není omezen

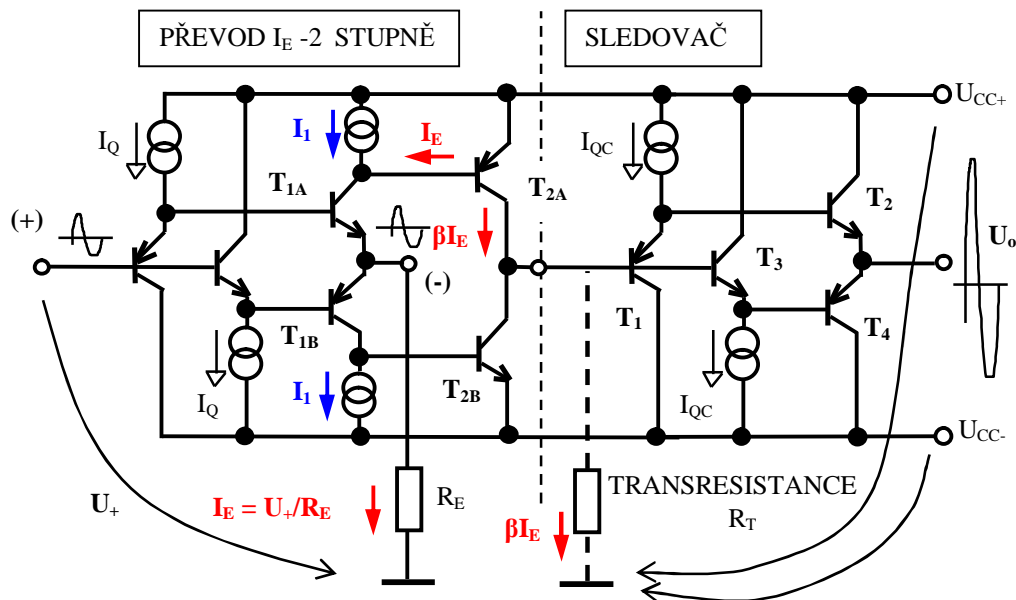
Na obr. 5 je situace bez zpětné vazby a je naznačen způsob vytvoření referenčního bodu, který zajišťuje potřebné *nastavení pracovních bodů struktury*. Konečná hodnota  $R_E$  je nezbytná. Předpokládejme ideálně jednotkový přenos sledovačů; snadno určíme, že napěťový přenos  $P_U$  z neinvertujícího vstupu na výstup bez zpětné vazby je dán pouze poměrem

$P_U = U_o/U_+ = R_T/R_E$ , transresistance  $R_T$  je dána vstupním odporem výstupního sledovače. Při návrhu lze minimalizovat parazitní kapacity v „okolí  $R_T$ “ – obvody mohou dosahovat vynikajících frekvenčních charakteristik.

Pokud je zavedena záporná zpětná vazba, je ekvivalentní  $R_E$  určen Théveninovským modelem zpětnovazebního obvodu. Pokud je kombinace zpětnovazebních odporů příliš malá, zesílení bez zpětné vazby roste, obvod je **nestabilní**, protože fázové posuvy ve zpětnovazební smyčce dosáhnou  $180^\circ$  při modulu přenosu zpětnovazební smyčky větším než jedna (Nyquistovo kritérium stability). Kapacitní propojení invertujícího vstupu proti referenčnímu uzlu nebo výstupu (má nulový signálový odpor) vede k nestabilitě vždy. Pokud jsou zvoleny hodnoty zpětnovazebních odporů příliš velké, není obvod využit optimálně, zesílení bez zpětné vazby je malé. Proto výrobce doporučuje optimální hodnoty prvků ve zpětné vazbě.

Typickým představitelem struktury na obr. 5 je AD844 ( $I_{CC} = 6,5 \text{ mA}$ ;  $\rho = \text{až } 2000 \text{ V}/\mu\text{s}$  – podle korekce) – jedná se o tzv. **jednostupňový CFA**, výstup konvejeoru je u obvodu AD844 vyveden.

V současné době se vyrábějí i **dvoustupňové CFA** zesilovače. Příkladem může být obvod AD8011. Zde nemá smysl tvrdit, že je použit proudový konvejeor. Zůstává zachován napěťový vstup neinvertující a na jeho potenciálu plovoucí vstup invertující – viz obr. 6. Důležité jsou stejnosměrné zdroje proudů  $I_1$  – stejné hodnoty (zajišťují speciální napájecí obvody) v kolektorech  $T_{1A}$ ,  $T_{1B}$  – první stupeň – „převede“ proud  $I_E$ ; tento proud je dále zesílen  $\beta x$  tranzistory  $T_{2A}$ ,  $T_{2B}$  – druhý stupeň – zesílený proud je veden do transresistance. Při  $I_{CC}$  pouze 1 mA tak lze dosáhnout opět rychlosti přeběhu až  $2000 \text{ V}/\mu\text{s}$ .



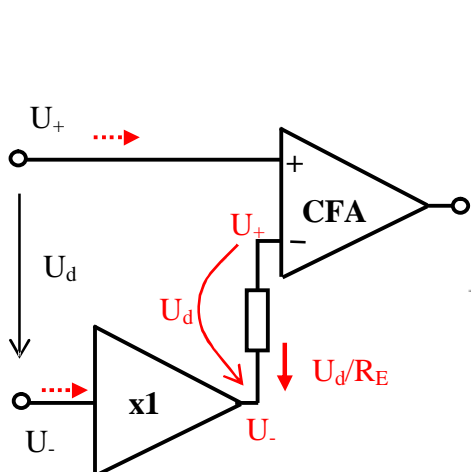
Obr. 6 Principiální schéma zesilovače dvoustupňového CFA – zapojení bez zpětné vazby

Na základě udělaných úvah je možné velmi snadno vytvořit zesilovač, jehož **oba vstupy jsou napěťové, ale je využito jakékoli struktury CFA** (VFA based on CFA). Princip je na obr. 7. Sledovač „x1“ je v zapojení podle obr. 3. „Z vnějšího pohledu“ se jedná o zdroj napětí řízený napětím, dynamické vlastnosti a další stejnosměrné vlastnosti jsou stejné jako u CFA.

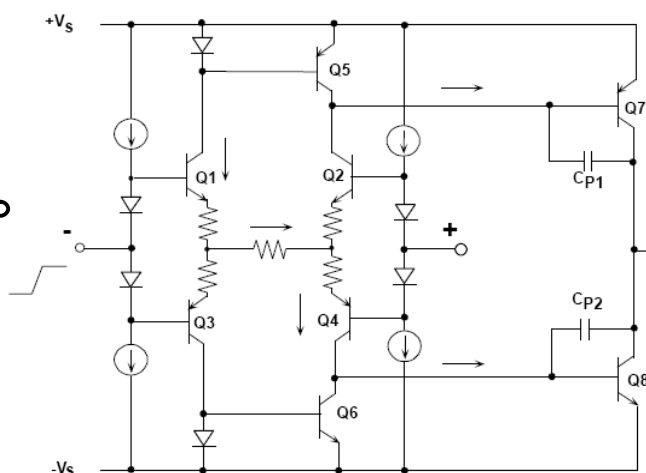


Je zřejmé, že zesílení bez zpětné vazby je dáno poměrem transresistance CFA a odporu  $R_G$ , tedy  $R_T/R_G$ .

Firma ANALOG DEVICES sloučila a upravila vstup CFA zesilovače (konvektor), odpor  $R_G$  a sledovač „x1“ do jednoho stupně – tzv. „**QUAD – CORE**“ [6] - obr. 8. Je použito *zjednodušené kreslení prvních tranzistorů sledovačů* – nahrazeny pouze diodami. Tento stupeň se používá jako stavební blok při konstrukci OZ – jako vstupní díl (např. AD8036) i jako další stupeň OZ s klasickými vstupy (AD8031, OP162, ...). Ze struktury je zřejmé, že jsou využity zkušenosti získané při konstrukci dvoustupňových CFA zesilovačů.



Obr. 7 Princip „VFA based on CFA“



Obr. 8 QUAD-CORE stupeň [6]

Při velkých diferenčních napětích protékají proudovým konvektorem i značné proudy. Proto se u některých typů CFA zesilovačů přímo deklaruje (LT1354), že je není vhodné používat pro velké „dynamické“ signály (tedy například komparátory na vysokých frekvencích), protože tranzistory v proudovém konvektoru nejsou navrženy pro velké přepínací ztráty. Při takových aplikacích CFA je tedy vhodné si ověřit teplotu pouzdra v „nejhorším“ režimu – většinou na největší pracovní frekvenci. Pro OPA623 (jednostupňový CFA) je například odběr ze zdroje bez signálu asi 7,5 mA, při buzení frekvencí 100 MHz je již odběr 18 mA.

#### 4. Transkonduktanční zesilovače – OTA?

Základní konstrukce OTA je dostatečně popsána v [2], včetně aplikačních možností. Také struktury na obr. 1 a obr. 2 jsou plnohodnotné zdroje proudu řízené napětím. Velmi často se však v literatuře označuje i proudový konvektor (diamantový tranzistor) z obr. 3 jako OTA. Zde si musíme uvědomit, že vysokoimpedanční je pouze neinvertující vstup, jakýkoliv odpor (impedance) zařazená do vstupu invertujícího (proudového) významně mění transkonduktanci struktury! Jejich aplikace „místo OTA“ tedy musí být dobře promyšlena – nesmí být mechanická. Naproti tomu struktura na obr. 8 je „plnohodnotný“ OTA.

#### 5. Malosignálový režim

Operační zesilovač pracuje v malosignálovém režimu, je-li diferenční napětí podstatně menší než hodnota  $U_{dmax}$  – obr. 1b – obvod pracuje v *lineárním režimu*. Pro klasické VFA zesilovače (bez ohledu na vnitřní konstrukci) lze jednoduše odvodit [5, 7, 8], že  $U_{dmax} \approx I_Q / r$ ;  $I_Q$  – proud „vstupního dílu“,  $\rho$  – rychlost přeběhu. Řada úvah je udělána již v [9, 10], a pochopitelně i v jiných zdrojích. Poměrně dobrou a jednoduchou orientaci

představuje obecně použitelný *mezní výkonový kmitočet*  $-f_p = r/(2pU_o)$ ;  $U_o$  je amplituda signálu na výstupu. Nad touto frekvencí přesahuje maximální strmost harmonického signálu rychlost přeběhu, struktura se nutně dostává do „saturačních režimů“ – narůstá nelineární zkreslení.

## 6. Snižování odběru

Některé zesilovací struktury umožňují (pro bateriové aplikace) snížit celkový odběr  $I_{CC}$  – přes *vyvedený řídicí vstup* se zmenšuje proud všemi proudovými zrcadly struktury – například EL2157 (VFA). Potom je ovšem otázkou, jaká je doba obnovení funkce po zapnutí – jaká je *doba zapnutí*  $t_{ONC}$  a jaká je *doba vypnutí*  $t_{OFFC}$ . V zásadě jde o „velkosignálovou“ změnu. Pro uvedený OZ je  $t_{ONC} = 25$  ns a  $t_{OFFC} = 50$  ns. To jsou sice poměrně velmi dobré hodnoty, ale doba zotavení pro daný zesilovač je pouze 7 ns – tedy mnohem kratší. Existují však i struktury, kde je tento nepoměr ještě daleko větší – např. THS4215 má dobu zapnutí asi 4  $\mu$ s a dobu zotavení 50 ns.

Snižovat odběr lze i *odpojováním napájecího napětí*. Zde je důležitá *doba zapnutí*  $t_{ONP}$  (power up time) po opětovném připojení napájení. U většiny OZ není tento údaj udáván. Jedná se přitom o velmi výrazný zásah do pracovních poměrů zesilovací struktury. Například MAX4041 (VFA) má  $t_{ONC} = 150$   $\mu$ s,  $t_{ONP} = 200$   $\mu$ s.

Takové časy již mohou způsobit vážné problémy při časovém multiplexu.

## 7. Závěr

Znalost základních konstrukčních principů a dynamických vlastností struktur je velmi důležitá v systémech s velkou úrovní signálu. Obecně vedou extrémní požadavky na „stejnoseměrné“ vlastnosti ke zhoršení vlastností dynamických (a naopak). Text spíše upozorňuje na možné problémy. Další informace lze snadno dohledat v internetové síti. Při pečlivém pročítání katalogových listů se čtenář někdy dozví překvapivě mnoho.

## Literatura

- [1] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače – historie a současnost. BEN, Praha 2002, ISBN 80-7300-047-4 (68 stran)
- [2] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektronice (5. vydání). BEN, Praha 2002, ISBN 80-7300-059-8 (495 stran)
- [3] PUNČOCHÁŘ, J. Doba zotavení operačních zesilovačů. In *Sdělovací technika* 3/2008. str. 8 až 11, ISSN 0036-9942
- [4] PUNČOCHÁŘ, J. Zobrazení a modelování fázové charakteristiky operačních zesilovačů.  
In *Elektrorevue* 2005/38 -11. 7. 2005, ISSN 1213-1539
- [5] PUNČOCHÁŘ, J. Klasický diferenční vstupní díl OZ. Syllabus do předmětu Moderní zesilovací struktury, str. 1 – 11, listopad 2008,
- [6] KESTER, W. High speed operational amplifiers. www. analog.com
- [7] PUNČOCHÁŘ, J. Odezva operačního zesilovače na napěťový skok.  
In *Elektrorevue* 2003/40 -28. 11. 2003, ISSN 1213-1539

- [8] PUNČOCHÁŘ, J. Slew rate and step response of the noninverting structure with an operational amplifier. In *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, No. 2, Vol. 3/2004, pp.185-188, ISSN 1336-1376
- [9] PUNČOCHÁŘ, J. Dynamické vlastnosti operačních zesilovačů a jejich orientační určení z katalogových údajů. In *Sdělovací technika 4/1982*. str. 123 až 127, ISSN 0036-9942
- [10] PUNČOCHÁŘ, J. Souvislost mezi rychlostí přeběhu a činitelem nelineárního zkreslení u operačních zesilovačů. In *Sdělovací technika 11 /1980*. str. 417 až 420, ISSN 0036-9942
- [11] Katalogové listy uváděných operačních zesilovačů



# HRADLOVÁ POLE REKONFIGUROVATELNÁ ZA PROVOZU ZAŘÍZENÍ

Soběslav Valach  
Marek Kváš

Ústav automatizace a měřicí techniky, FEKT, VUT Brno  
[valach@feec.vutbr.cz](mailto:valach@feec.vutbr.cz)

## Abstrakt:

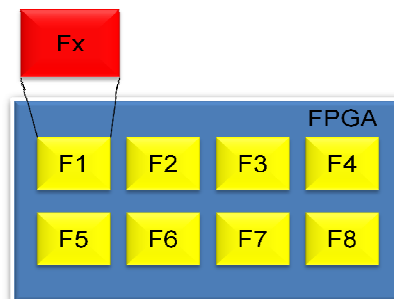
*Popis dynamických konfiguračních technik FPGA a metod rekonfigurace zařízení za chodu, bez nutnosti rekonfigurovat celý obvod. Tyto techniky umožňují zavedení vyšší modularity a snížení výrobních nákladů zařízení.*

## 1. Úvod

Nároky na zpracování informací a algoritmická složitost neustále roste. Tento trend je patrný nejen ve výpočetní technice ale u komerčních zařízení, která zpracovávají velké objemy dat pomocí složitých algoritmů. Převážně se jedná o zařízení zpracovávající video signál, datové a telekomunikační spoje, reálné časové řídicí systémy, medicínské aplikace a v neposlední řadě i komponenty pro automobily.

Zákazníci požadují vyšší výpočetní výkon obvykle za srovnatelnou nebo nižší cenu oproti předcházejícím verzím systému. Příkladem mohou být procesory, jejichž složitost a výpočetní výkon neustále roste nejen v taktovací frekvenci ale i v počtu jader, u paměťových modulů roste kapacita. Uživatel se už nespokojí jen s jednou pracující úlohou, ale vyžaduje, aby systém dovedl zpracovávat paralelně několik složitých aplikací. Podobné tendence jsou patrné i v aplikacích využívající hradlové pole na bázi FPGA. Je známo, že FPGA je struktura opakujících se prvků, které jsou uspořádány do takřka pravidelné sítě spojené propojovací maticí. Pro styk s okolním světem používají převážně digitální vstupy a výstupy. Struktura FPGA je konfigurovatelná obdobným způsobem, jako je mikroprocesor řízený programem. Je třeba si uvědomit, že mikroprocesor zpracovává programový kód zejména sekvenčně, naproti tomu FPGA kód nezpracovává, ale konfigurace slouží pro vybudování pevné logické sítě složené z kombinační a sekvenční logiky. Zapojení sítě je možné měnit externím požadavkem nebo zapnutím napájecích natětí – tyto události vyvolají konfiguraci.

Zvědavý čtenář si položí otázku, zda by nešlo měnit obvodovou a tím i procesní funkci dynamicky za chodu zařízení.



Obr. 1.: Příklad umístění modulů v FPGA

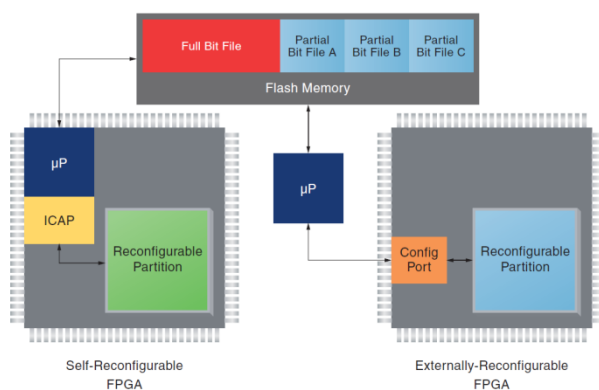
## 2. Metody částečné rekonfigurace

V úvodu článku byla zmíněna jedna z možných metod konfigurace FPGA, kterou lze z praktického hlediska považovat za statickou, kdy se do obvodu jednou zavede „funkcionalita“ a v obvodu zůstává až do vypnutí napájecího napětí. Popis statické rekonfigurace je známý a déle ho nebudeme diskutovat.

Zajímavější přístup je využití úplné nebo částečné dynamické rekonfigurace hradlového pole typu FPGA. Je dobré poznamenat, že ne všichni výrobci podporují částečnou rekonfiguraci FPGA a pro různé řady se mohou metody rekonfigurace výrazně odlišovat.

V první části vysvětlíme, co znamená dynamická rekonfigurace a jaké metody zavádění částečných konfigurací do hradlového pole.

Dynamickou rekonfiguraci můžeme provádět úplnou nebo částečnou. Pod pojmem úplná rekonfigurace si představujeme výměnu celého obsahu (konfigurace) FPGA. Využívá se v případech změny funkce celého pole a to vždy při přerušení funkcionality celého čipu. Jako příklad může sloužit update konfiguračního obsahu FPGA. Změna tohoto charakteru může být provedena z externího rozhraní nebo u některých polí pomocí interního rozhraní v FPGA zvaného **ICAP** (obr. 2). Tedy se dá říct, že za jistých okolností se FPGA může překonfigurovat samo. Nevýhodou této metody je, že při změně obsahu „funkce“ nebude po dobu provádění této úpravy FPGA vykonávat žádnou funkci a celý systém bude mimo provoz. Omezená nebo žádná funkcionality je v některých typech aplikací nežádoucí a může způsobit nefunkčnost zařízení nebo nesplnění předepsaných norem. Jako příklad uveďme rozhraní směrnice PCI Express budované na velkém hradlovém poli, jehož konfigurace trvá až jednotky sekund. V tomto případě dojde k neplnění specifikace PCI express, která požaduje připravenost linky do 100 ms.



Obr. 2: Možné konfigurace FPGA přes ICAP a externí rozhraní

Výše zmíněné nevýhody pomáhá eliminovat dynamická částečná rekonfigurace. Z názvu plyne, že se bude jednat jen o výměnu části systému a zpravidla zůstane zachována funkce zařízení.

Technika částečná rekonfigurace je omezena vlastnostmi a geometrií obvodu. Uživatel si musí uvědomit, že nelze rekonfigurovat obvod libovolně bez dodržování jistých pravidel. Obecně existují dva přístupy k částečné rekonfiguraci. Rozdělit je můžeme dle velikosti změn prováděných v hradlovém poli. Pro malé změny se používá diferenciální částečná rekonfigurace, kdy se provádí několik elementárních změn v nastavení jednotlivých buněk nebo jednotlivých komponent (změna násobícího poměru DCM bloku). Do druhé skupiny patří modulární rekonfigurace, které se provádí nad definovanou oblastí v FPGA. Rozdělení do modulů provádí uživatel. Schematické rozdělení je na obr. 1, kdy je FPGA rozděleno

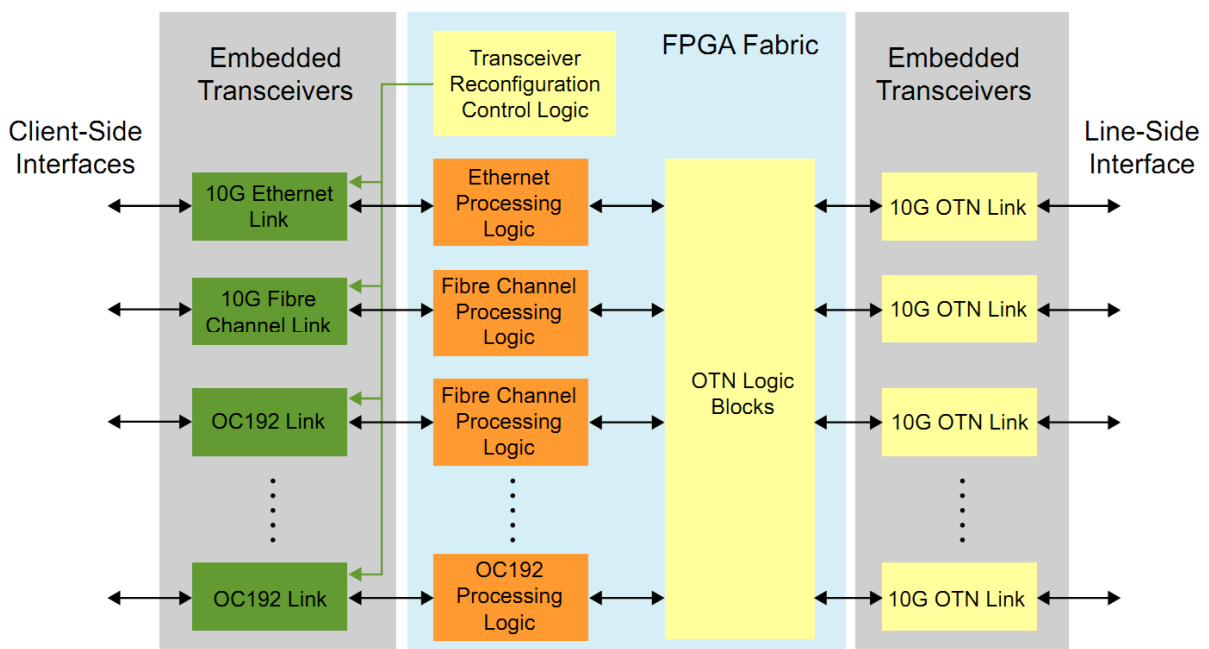
do více modulů. Moduly mohou být jak statické tak i dynamicky rekonfigurovatelné. Moduly se statickou částí zajišťují funkcionalitu během rekonfigurace výměnných modulů.

### 3. Motivace pro částečnou rekonfiguraci

V další části článku bude dobré zmínit důvody proč částečnou rekonfiguraci používat. Motivačních prvků je několik, první byl zmíněn v předcházejících kapitolách, kdy je třeba zajistit plnou funkčnost zařízení při změně konfigurace. Typickým zástupcem jsou protokolové a komunikační stacky (využívají telekomunikace, satelitní spoje, páteřní sítě – viz. obr. 3). Velkou skupinou jsou zařízení, která se musejí konfigurovat nebo rekonfigurovat za velmi krátký čas (sběrnice PCI Express spojené s rozsáhlými strukturami FPGA). V případě nedodržení těchto časů dochází k výpadku funkce zařízení.

Další skupinou jsou zařízení, přinášející vyšší stupeň modularity nebo využití dané platformy (testování a ověřování funkcí, realizace rozsáhlých aplikací převyšující možnosti současných FPGA, cenová optimalizace platformy).

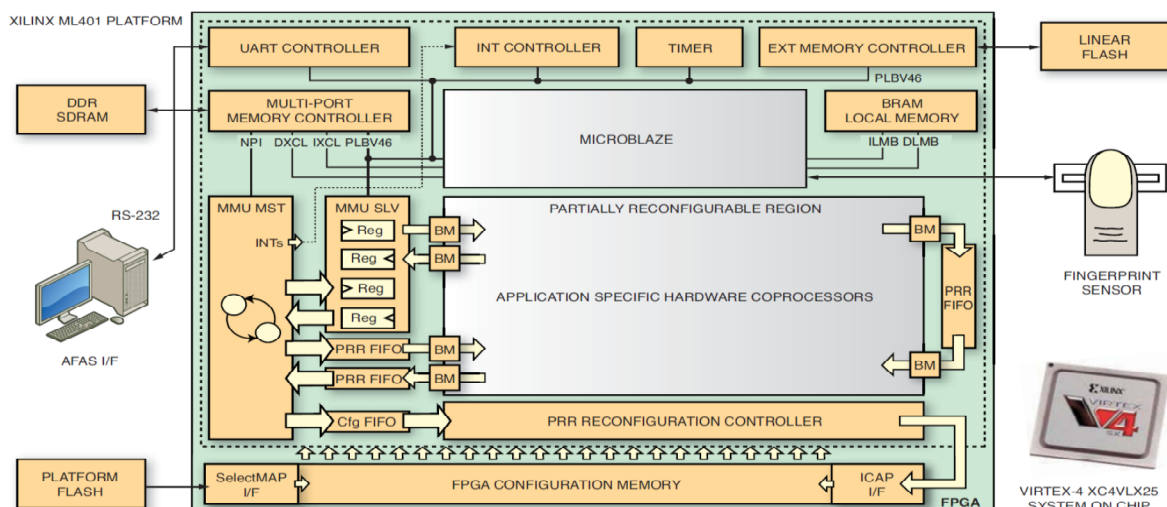
Poslední skupinou jsou safety critical aplikace, kde se provádí kontrola poškozených bloků vzniklá interakcí s vysokoenergetickou částicí – jedná se o detekci chyby v konfiguraci a její opravu (vesmírný program, vojenské systémy, letectví).



Obr. 3: Architektura konfigurovatelného převodníku protokolů pro 10Gbitové sítě

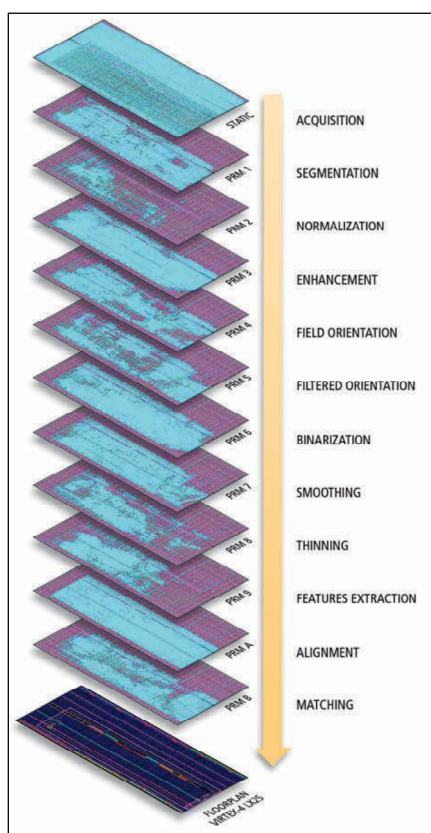
### 4. Aplikace využívající metod částečné rekonfigurace

V následující kapitole stručně popíšeme aplikaci využívající částečnou rekonfiguraci pro rozpoznání otisku prstu. Pro svoji činnost používá aplikace hradlové pole firmy Xilinx řady Virtex 4. Aplikace je složena z akvizitní jednotky, která pořizuje obraz ze snímače otisků prstů. Dále je v hradlovém poli vytvořen soft-core procesor, zajišťující řízení všech probíhajících operací. Jako odkládací paměť je využita externí paměť DDR. Důležitou částí je re-konfigurační jednotka načítající obsah jednotlivých modulů z paměti Flash a zapisující rozhraním ICAP do oblasti pro moduly. Oblast určená pro dynamické moduly spotřebuje asi 45% plochy pole. Blokové schéma zapojení je na obr. 4.



Obr. 4: Blokové schéma detektoru otisku prstů

Průběh zpracování a vyhodnocení otisku prstu je popsán schématem na obr. 5, kdy je v první fázi do FPGA zaveden statický bitstream obsahující pouze řídicí prvky. Pro pořízení snímku prstu je zaveden modul s funkcí realizující pořízení obrázku. V následujících krocích jsou zaváděny další moduly provádějící operace nad obrazem (segmentace, normalizace ... zjišťování markrů, zarovnávání a porovnávání) viz. obr. 5.



Moduly jsou zaváděny sekvenčně a lze jejich pořadí měnit nebo zavádět jiné moduly dle situace – změna osvětlení, velikosti snímaného objektu. Výhodou tohoto uspořádání je úspora prostředků v FPGA, kdy jsou jednotlivé moduly zavedeny jen v době, kdy jsou nezbytně nutné pro zpracování dané úlohy.

Nevýhodou je zavedení režie na výměnu jednotlivých modulů, která je dána propustností konfiguračního interfacu, rychlostí paměti Flash, ve které jsou uloženy obsahy jednotlivých modulů a také délkou bitstreamů.

Aplikace jako celek pracuje na 100MHz. Výpočetní výkon i přes výše zmíněné režie dosahuje zhruba 5 násobku výpočetního výkonu procesoru Intel Core2Duo taktovaného na frekvenci 1,83 GHz.

V článku byly převážně vyzdviženy přínosy metod částečné rekonfigurace hradlových polí typu FPGA ale je nutné zmínit i nevýhody této technologie. Především se jedná o absenci vhodných nástrojů umožňující pohodlnou a rychlou práci s danou technologií, omezené prostředky

verifikace a absenci relokace již přeložených kódů v rámci jednotlivých modulů v FPGA. Vzhledem k tomu, že se jedná o perspektivní technologii, lze očekávat výrazné zlepšení podpory v oblasti dostupných softwarových prostředků.

## Literatura

- [1] Francisco Fons, Mariano Fons, Making Biometrics the Killer App of FPGA Dynamic Partial Reconfiguration. In Xcell journal 72/2010. Xilinx



## GALILEO - SYSTÉM DRUŽICOVÉ NAVIGACE

František Vejražka,  
Petr Kačmařík

Fakulta elektrotechnická ČVUT, katedra radioelektroniky, Technická 2, 166 27 Praha 6  
[vejrazka@fel.cvut.cz](mailto:vejrazka@fel.cvut.cz)

### Abstrakt:

*V příspěvku se stručně zabýváme stavem družicového navigačního systému Galileo, použitými kmitočty a modulacemi a důvody pro jejich použití. Na základě našich experimentů s příjmem družic GIOVE se pokoušíme ukázat, proč by mělo Galileo dosahovat velké přesnosti určení polohy.*

### Úvod

Družicová navigace se po mnoho let nepřetržitě rozvíjí, není roku, kdy bychom nezaznamenali nějakou novinku. Rozvoj přináší zlepšení základních parametrů navigace, tj. přesnosti, spolehlivosti, integrity a kontinuity navigační informace. Jde především o

1. nové složité konstelace družic, např. takové, které se skládají z obíhajících družic (MEO), geostacionárních družic (GEO) a geosynchronních družic s inklinovanými drahami (IGSO), které usnadňují navigaci v obtížném, především zastavěném, prostředí
2. rozvoj technologie na palubě družic, tj. použití signálů s novými typy širokopásmových modulací, vysílání signálů umožňujících potlačit některé druhy chyb, zlepšování hardware družic (oscilátory), snižování jeho rozměrů, váhy a nároků na chlazení
3. vývoj systémů pro jiná kmitočtová pásma než je pásmo L
4. modernizaci řídicích středisek, jejímž důsledkem jsou přesnější údaje o parametrech drah družic, což vede ke zpřesnění měření polohy uživatele
5. dosažení interoperability systémů, tj. vysílání signálů společných všem systémům tak, že lze jedním přijímačem přijímat signály od družic různých systémů; to vede ke zlepšení přesnosti určení polohy a její spolehlivosti (snáze se uskuteční RAIM [Receiver Autonomous Integrity Monitoring]) a lze lépe potlačit event. záměrné rušení (spoofing)
6. rozvoj nových technologií přijímačů, koncipovaných jako softwarové rádio, a to jak jejich hardwaru, tak softwaru; jde o širokopásmové antény s adaptivní směrovou charakteristikou k potlačení rušičů a zdrojů spoofingu, vstupní díly, pokrývající široké pásmo kmitočtů, signálové procesory s velkým výkonem umožňujícím realizovat náročné algoritmy zpracování signálu a implementaci rozsáhlého programového vybavení, např. digitálních map
7. algoritmy zpracování umožňující využívat odražených signálů
8. multisystémové, resp. multikmitočtové, přijímače umožňující současný příjem signálů družic několika systémů (podobné interoperabilitě systémů)
9. využití součástek s nízkou spotřebou, což vede ke zmenšení rozměrů přijímačů a usnadňuje implementaci ve speciálních aplikacích

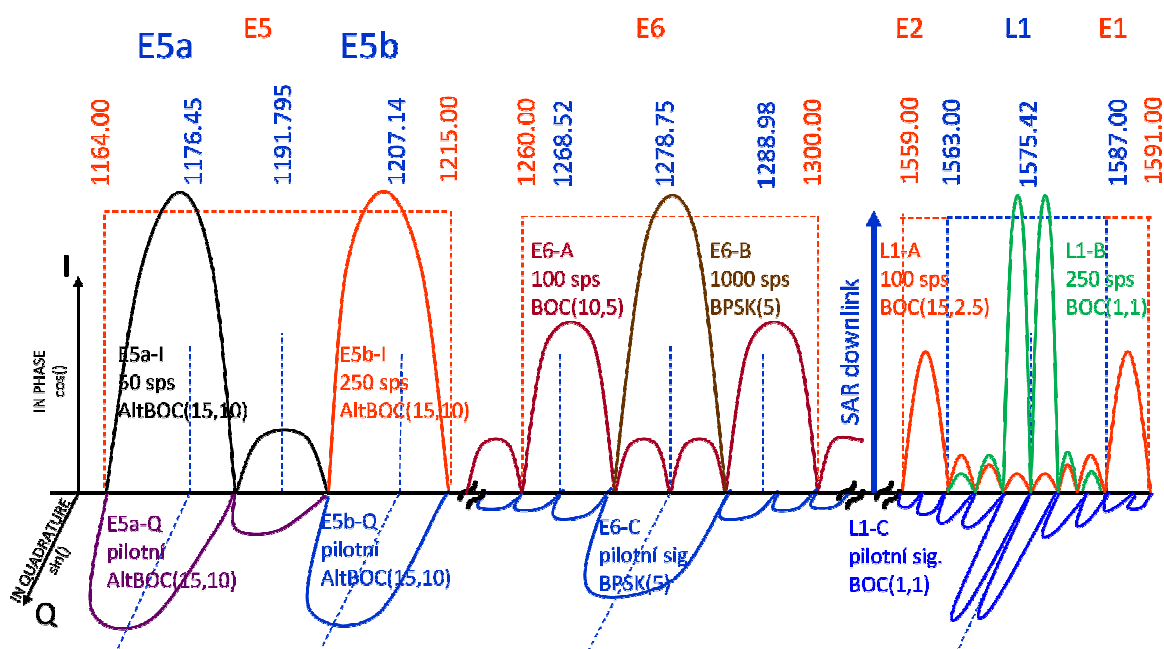
V den, kdy se koná rožnovský seminář, by měly být vypuštěny dvě družice systému Galileo. V našem příspěvku se proto na něj zaměříme, jako na jeden ze čtyř systémů, které v současné době jsou velmi aktuální. Poznamenejme při tom, že jediným plně použitelným

systémem družicové navigace je GPS, jehož provoz je garantován. Je možné, že v plném provozu bude v době konference i systém GLONASS po vypuštění nové družice 3. října tr.; družice se ověřuje a zjišťují se parametry její dráhy.

Nepominutelným systémem se stává čínský COMPASS, který má na oběžných drahách 9 družic vypuštěných v krátkém období čtyř let.

## Systém Galileo

Systém Galileo měl být podle původních plánů v provozu v r. 2008, dosud tomu tak není. Jeho prvopočátky sahají do r. 1994. Systém GPS tehdy směřoval k vyhlášení způsobilosti k provozu a systém GLONASS ukazoval prvé uspokojivé výsledky a navýšil počet družic z 16 na 26. Vznikala myšlenka na integraci obou systémů, případně vybudování nového celosvětového – „bezešvého“ (seamless) – systému. Nacházela plodnou půdu zejména ve Francii, která neuspěla s programem LOCSTAR, kombinujícím komunikační a navigační vybavení družic. Nepochybně šlo o to využít vybudovanou pozemskou infrastrukturu.



Obr. 1: Kmitočtové spektrum signálů systému Galileo (není v měřítku, na vodorovné ose je kmitočet v MHz)

V r. 1994 rozhoduje Evropská rada o budování systémů GNSS1 a GNSS2 (Global Navigation Satellite System). Prvý měl být systém podpůrný pro GPS a GLONASS, druhý nový družicový systém pracující na jiných principech než GPS. Tento stav neprospívá dobrým vztahům mezi atlantickými spojenci a v r. 1997 mezi nimi dochází k hluboké roztržce na konferenci v Toulouse, kde francouzská delegace prohlašuje, že Francie spolu s evropskými partnery bude budovat nový systém, zcela nekompatibilní s GPS. Ukazuje se však záhy, že vědomostní, technologické a finanční požadavky na vybudování GNSS2 nejsou malé a v r. 1998 EU rozvažuje, zda spolupracovat s USA nebo s Ruskem a Japonskem, anebo budovat vlastní evropský systém. Výbor pro dopravu EU rozhoduje 17.6.1999, že to bude systém vlastní, evropský. Práce na něm se však v r. 2000 téměř zastavují. V březnu 2002 rozhoduje Evropská komise opětovně o pokračování ve výstavbě systému Galileo, ale projekt se záhy opět na jeden rok zastavuje. V r. 2003 se po schůzi rady pro dopravu EU vůdčí role v projektu ujímá Německo, vytváří se řídicí orgán Joint Undertaking sídlící v Bruselu a vedený Němcem p. Grohe. V Mnichově sídlí Galileo Industries a Německo financuje 22% nákladů celého projektu.

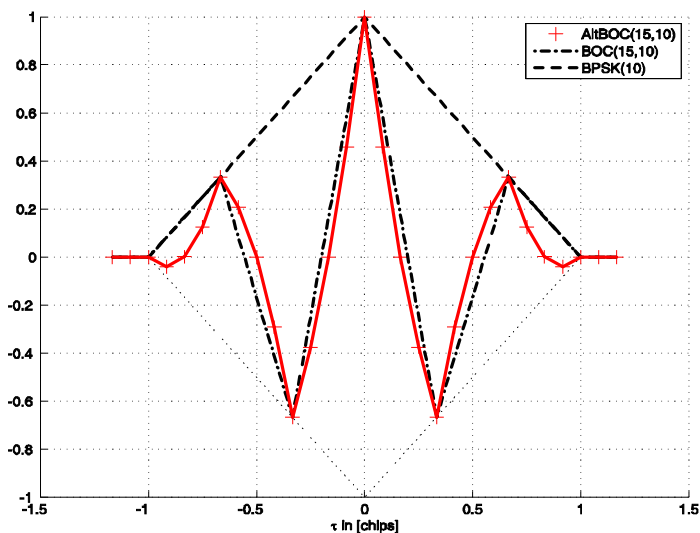
Nevyplácí se neujasněná koncepce systému, která se stále upřesňuje ve střetu mnoha názorů členských zemí. V tomto kvasu pomalu dochází platnost přihlášky systému u Mezinárodní telekomunikační unie a proto je urychleně 29.12.2005 vypuštěna pokusná družice GIOVE A (Galileo In Orbit Validation Element). První zprávy říkají, že se na ní testují některé bloky systému Galileo, později se ukazuje, že ji lze programovat a postupně vysílá jakýsi předobraz navigačních signálů. Po řadě odkladů je 24.4.2008 vypuštěna druhá pokusná družice GIOVE B.

O rok později je navýšena cena projektu o 3,4 mld Euro a ukazuje se, že ani tato částka nestačí. Projekt se proto upravil, do r. 2014 má být vypuštěno pouze 18 družic a do r. 2019 by měla být konstelace úplná, tj. 30 družic na středních oběžných drahách a 3 družice geostacionární. V den konání rožnovského semináře (20.10.2011) by mělo dojít k vypuštění dvou družic ze základny v Kourou ve Francouzské Guyaně. Vynést je má ruská raketa Sojuz. V polovině roku 2012 je mají následovat další dvě družice. Tyto družice spolu s již vypuštěnými družicemi GIOVE vytvoří program IOV (In Orbit Validation) k ověření koncepce systému Galileo. Úspěšný výsledek IOV má vést k vyhlášení způsobilosti systému FOC (Full Operational Capability) [1].

Struktura signálů systému Galileo je složitá a je naznačena na obr. 1. Tvoří ji 11 dílčích signálů, jejichž spektrum se rozkládá v šesti kmitočtových pásmech. Použití mnoha kmitočtů umožňuje korigovat ionosférickou refrakci a velká šířka pásma přispívá k potlačení šumu. Je rovněž usnadněno oddělení čtyř služeb, které bude Galileo poskytovat.

Pilotní signály nejsou modulované daty a umožňují integraci signálů a navigaci v obtížných podmínkách (budovy, vegetační příkrov).

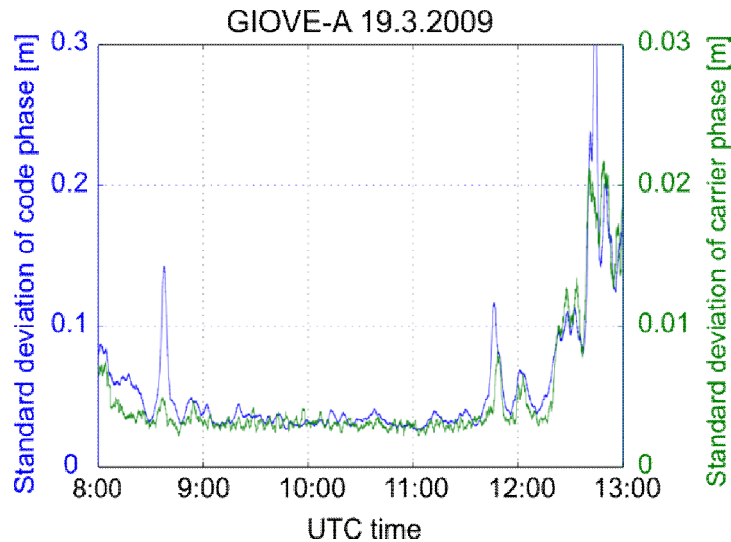
Signály jsou modulovány modulacemi BOC (Binary Offset Carrier), resp. AltBOC a BPSK. Podstatné jsou signály modulované BOC, resp. AltBOC, protože při měření zpoždění signálů přicházejících od družic, z nichž určujeme polohu, využíváme korelační funkci, které má pro BOC modulaci ostré maximum a tím se dosahuje vysoké přesnosti měření vzdálenosti. Na obr. 2 je korelační funkce takto modulovaných signálů porovnávána s modulací BPSK(10), kterou využívá P-kód systému GPS umožňující měření s vysokou přesností.



Obr. 2: Autokorelační funkce různých dálkoměrných signálů [2]

Na obr. 3 uvádíme směrodatné odchylky měření zdánlivé vzdálenosti [3]. Experimentálním přijímačem EGR [4] byla měřena zdánlivá vzdálenost k družici GIOVE A jak na kódu, tak na nosném signálu a výsledky byly statisticky vyhodnocovány. Směrodatná odchylka dosahovala centimetrových, resp. milimetrových hodnot. To potvrdilo, že by mělo být možné určovat polohu s řádově centimetrovou přesností. Je však třeba si uvědomit, že na přesnost bude mít

vliv ještě řada dalších jevů, např. přesnost určení efemerid družic, a způsob jejich zobrazení v tzv. navigační zprávě.



Obr. 3: Směrodatné odchytky měření zdánlivé vzdálenosti k družici GIOVE A

## Závěr

Systém Galileo je jedním ze čtyř perspektivních družicových navigačních systémů. Skutečnost, že je budován „na zelené louce“ je výhodou, protože umožňuje hned od startu prvních družic využít těžce nabytých poznatků z výstavby jiných systémů, takže je od počátku potenciálně přesnější. Tuto výhodu však Galileo ztrácí, protože jeho dokončení se posunulo o více jak deset let. V době jeho dokončování bude v plném tempu další modernizace systému GPS družicemi tzv. bloku III, které budou vysílat signál L1C kompatibilní se signálem systému Galileo.

Ovšem budují se, resp. modernizují, i další dva systémy, GLONASS a COMPASS, jejichž výkonnosti budou, vzhledem k podobným fyzikálním vlastnostem signálů, přibližně srovnatelné

Družicové navigační systémy se staly důležitou součástí mnoha odvětví lidského života a jejich použití se stále rozšiřuje. Očekává se rozvoj obchodu s uživatelskými zařízeními a službami, který by měl v r. 2020 dosáhnout obrátu 221 mld € a jeho nárůst by měl v dalších letech činit 11% ročně. Je proto žádoucí, aby se na aplikacích intenzivněji podílel i český průmysl.

Perspektivy jsou rovněž ve vývoji a výzkumu. Je účelné hledat efektivnější algoritmy zpracování signálů v multisystémových a multikmitočtových uživatelských zařízeních [5] a usilovat o jejich realizaci u tuzemských, či dokonce zahraničních, výrobců.

## Poděkování

Príspevek vznikl jako součást prací prováděných v rámci grantu TA01030124 Technologické agentury České republiky.

## Literatura

- [1] [http://download.esa.int/docs/Galileo\\_IOV\\_Launch/IOV\\_factsheet\\_20110728.pdf](http://download.esa.int/docs/Galileo_IOV_Launch/IOV_factsheet_20110728.pdf)
- [2] Kovář, P.; Kačmařík, P.; Vejražka, F.: High performance Galileo E5 correlator design. In *Proceedings of 13th IAIN World Congress* [CD-ROM]. Bergen: Nordic Institute of Navigation, 2009, s. 1-8.

- [3] Vejražka, F., Kovář, P., Kačmařík, P. Galileo AltBOC E5 Signal Characteristics for Optimal Tracking Algorithms. In *Proceedings TransNav 2009, Marine Navigation and Safety of Sea Transportation*. Leiden: CRC Press/Balkema, 2009, s. 123-126. ISBN 978-0-415-80479-0.
- [4] [4] Kovář, P., Seidl, L., Špaček, J., Vejražka, F. Software GNSS Receiver for Signal Experiments. In *IAIN/GNSS 2006. 12-th IAIN World Congress. Proceedings, vol. 2*. Jeju: Korean Institute of Navigation and Port Research, 2006, s. 391-394.
- [5] Kovář, P., Jakubov, O. Witch Navigator - softwarový GNSS přijímač pro výzkum a výuku. In *Radiokomunikace 2011*. Pardubice: Unit, 2011. V tisku.



# PERSPEKTIVNÍ KOMUNIKACE 21. STOLETÍ

Václav Žalud

Katedra radioelektroniky FEL ČVUT, Technická 2, 160 00 Praha

zalud@fel.cvut.cz

## Abstract:

*Tento příspěvek se zabývá hlavními systémovými a technologickými problémy rádiové komunikace příštích let. Pozornost je zaměřena na stanovení klasických limitů spektrální a energetické účinnosti radiokomunikačních systémů. Dále jsou podrobněji probírány nejnovější metody vedoucí k jejich zvýšení, především pak nové formáty modulací a mnohonásobného přístupu, progresivní anténní techniky MIMO, metody kooperativní radiokomunikace a nové technologie softwarového a kognitivního rádia. V závěru je uveden stručný popis systému pozemní mobilní komunikace 4. generace LTE/LTE-A, který uvedené techniky aplikuje.*

## 1. Limity spektrální a energetické účinnosti radiokomunikačních systémů

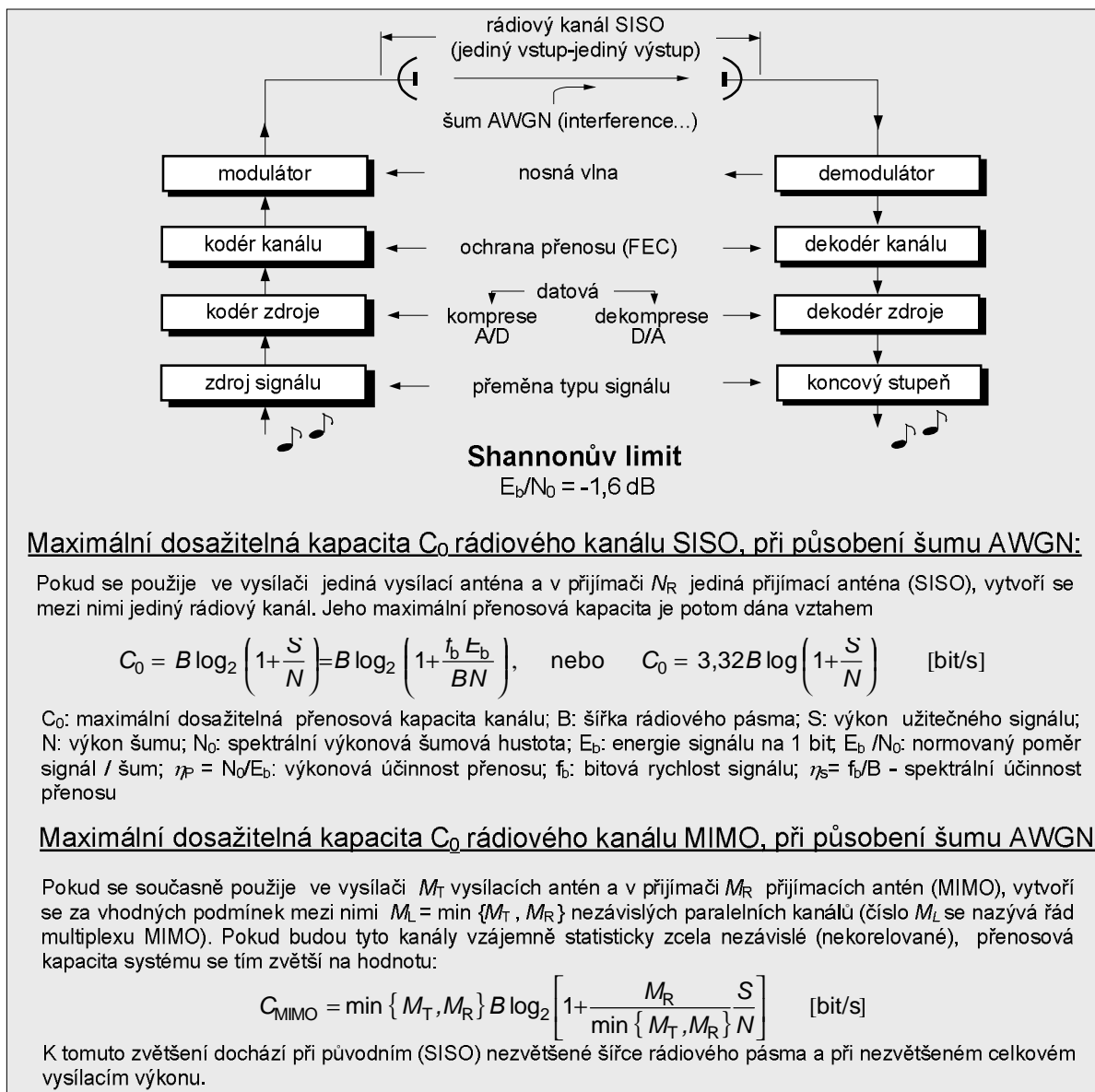
V rozvoji rádiové komunikace se v posledních letech stále důsledněji sledují dvě linie:

- Neustálé zvyšování spektrální účinnosti  $h_s$  rádiových systémů, definované jako poměr hrubé bitové rychlosti přenášeného signálu  $f_b$ , ku potřebné rádiové šířce pásma  $B$ , tedy  $h_s = f_b/B$ .
- Neustálé zvyšování energetické (výkonové) účinnosti  $h_e$  rádiových systémů, definované jako poměr spektrální výkonové hustoty šumu  $N_0$ , ku energii užitečného signálu  $E_b$ , připadající na jeden přenášený bit; tato veličina je tedy dána vztahem  $h_e = N_0/E_b$ , její reciproká hodnota  $1/h_e = E_b/N_0$ , se někdy označuje jako “normovaný poměr signál/šum”.

Ideální jsou radiokomunikační systémy, které by pokud možno současně dosahovaly maxima obo uvažovaných veličin  $h_s$  a  $h_e$ . Tento požadavek je však většinou rozporný. Tak například v oblasti digitálních modulací přechod od variant s malými počty modulačních stavů (2PSK, QAM, ...) k modulacím s vyššími počty stavů (...16QAM, 64QAM, ...) je sice doprovázen zvyšováním spektrální účinnosti  $h_s$ , avšak při současném nutném snižování energetické účinnosti  $h_e$ . K řešení tohoto dilematu však v posledních letech napomáhají zcela nové metody, jako je například použití nikoliv jediné - nýbrž více antén ve vysílači i více antén v přijímači. Tato technika, označovaná jako mnoho vstupů a současně mnoho výstupů rádiového kanálu MIMO (*multiple input multiple output*), může například vůči klasické technice s jedinou vysílači a s jedinou přijímači anténou SISO (*single input single output*), velmi výrazně zvýšit spektrální účinnosti  $h_s$ , aniž by se tím zhoršovala energetická účinnost  $h_e$ . Proto systémy MIMO představují jednu z nejperspektivnějších metod radiokomunikační techniky v příštím desetiletí, zejména u pozemních systémů fixní i mobilní digitální televize, u buňkových systémů pozemní mobilní komunikace apod.

Základní koncepci digitálních radiokomunikačních systémů SISO názorně ukazuje Shanonovo schéma podle obr. 1. Zde na vysílači straně je přenášená datová informace v kodéru zdroje zbravena redundancí (nadbytečné) a irelevantní (nepodstatné) složky, což výrazně redukuje rychlost bitového toku a tím zvyšuje celkovou spektrální účinnost  $h_s$ .

V následujícím kodéru kanálu se přidáním vhodných paritních bitů a jejich vyhodnocením v přijímači zvyšuje odolnost přenosu, který je zejména v rádiovém kanálu ohrožen mnoha rušivými vlivy (šumem, interferencemi a pod). V modulátoru je takto upravený digitální modulační signál namodulován na vf. nebo mikrovlnnou vlnu a po případné transpozici kmitočtu a výkonovém zesílení již vysílán. V přijímači potom probíhají procesy opačné. Přestože bylo Shannonovo schéma zformulováno před více jak polovinou století, stále se jím řídí i koncepce nejmodernějších radiokomunikačních systémů. V těch se však již navíc uplatňují např. nové metody ochrany přenosu apod., které původní schéma neuvažuje.



*Obr. 1 Shannonovo obecné schéma klasického radiokomunikačního systému (SISO) a jeho přenosová kapacita; v obrázku je uveden též vztah pro kapacitu systému s více anténami MIMO*

V obr. 1 je také uveden Shannonův-Hartleyův vztah pro maximální dosažitelnou přenosovou kapacitu  $C_0$  radiokomunikačního kanálu s jedinou vstupní a výstupní anténou (SISO), působí-li v něm pouze aditivní bílý gaussovský šum AWGN a bitová chybovost přenosu BER se blíží k nule. K zajištění tohoto bezchybného přenosu potom teoreticky



dostačuje na vstupu demodulátoru přijímače poměr  $E_b/N_0 = -1,6$  dB. Skutečná kapacita  $C$  moderních systémů je však ještě hluboko pod uvedeným maximem. Tak např. standard mobilní komunikace GSM má v pásmu  $B = 200$  kHz specifikovanu přenosovou kapacitu tj. rychlost přenosu 270 kbit/s, kdežto dosažitelné maximum je při typickém poměru signálu k šumu 20 dB (tj. 100:1) přibližně  $C_0 = 200 \cdot 10^5 \log_2(1 + 100) \cong 1\,328$  kbit/s, tedy zhruba čtyřikrát vyšší. V posledních letech se však díky novým typům modulací, kódování a dalším progresivním technikám, skutečná kapacita  $C$  nejnovějších systémů již blíží Shannonovu limitu.

V obr. 1 je dále uvedena relace pro maximální dosažitelnou přenosovou kapacitu  $C_{\text{MIMO}}$  moderního systému s více anténami MIMO. Jestliže se například ve vysílači i v přijímači použijí čtyři dílčí antény ( $M_T = M_R = 4$ ), může se zvýšit kapacita, v porovnání s ekvivalentním systémem SISO (se stejnými parametry  $B$  a  $S/N$ ), teoreticky až čtyřikrát. Toto - donedávna ještě těžko představitelné zvýšení, je hlavním důvodem mimořádného zájmu o technologii MIMO.

## 2. Nástup a důsledky digitalizace radiokomunikačních systémů

Digitalizace radiokomunikačních prostředků započala už v šedesátých letech min. století, avšak v některých aplikacích se dostávala do praxe mnohem později (např. digitální mobilní síť GSM aj. nastupují po roce 1990, digitální televize DVB potom dokonce až po roce 2 000 ap). Přejít od analogových radiokomunikačních systémů k systémům digitálním se uskutečňuje především z následujících důvodů:

a) Digitální systémy mají podstatně vyšší spektrální i energetickou účinnost, než systémy analogové, takže s jejich nástupem v různých komunikačních službách se uvolní značná část frekvenčního spektra (digitální dividenda) a dojde i ke značným energetickým úsporám.

b) Digitální komunikační systémy mohou zajistit přenos informace s podstatně vyšší a neměnnou jakostí. Z kvalitativních parametrů se cení hlavně možnost dosažení mnohem menšího frekvenčního a nelineárního zkreslení - nebo obecněji nižší bitové chybovosti BER a také dosažení většího dynamického rozsahu. Zlepšování těchto parametrů dokonce není u digitálních systémů nijak principiálně omezeno, i když vyžaduje větší šířku rádiového pásma.

c) Digitální modulace jsou již ze své podstaty více odolné vůči nejrůznějším interferencím a šumu. Imunitu vůči rušivým faktorům lze dále posílit použitím ochranného kanálového kódování FEC (*forward error correction*), ale i dalšími moderními metodami zpracování digitálních signálů, jako je opakování chybného přenosu, ekvalizace, prokládání apod.

d) Digitální komunikační systémy umožňují aplikovat efektivní principy nejen frekvenčního, ale i efektivního časového, kódového a prostorového multiplexování různorodých modulačních signálů, což dále podporuje zvýšení spektrální i energetické účinnosti.

e) Digitální přenos je možné zabezpečit mnohem dokonaleji než přenos analogový vůči odposlechu, úmyslnému rušení, nebo jiným formám zneužití, což je v prostředí moderní informační společnosti neobyčejně cenné.

f) Moderní víceúčelové programovatelné digitální signálové procesory dovolují provádět implementaci různých digitálních modulačních formátů a dalších technik kompletně v softwarové oblasti, technikou tzv. softwarového a kognitivního rádia. To potom umožňuje realizovat postupnou flexibilní modernizaci přenosu bez zásadních hardwarových změn.

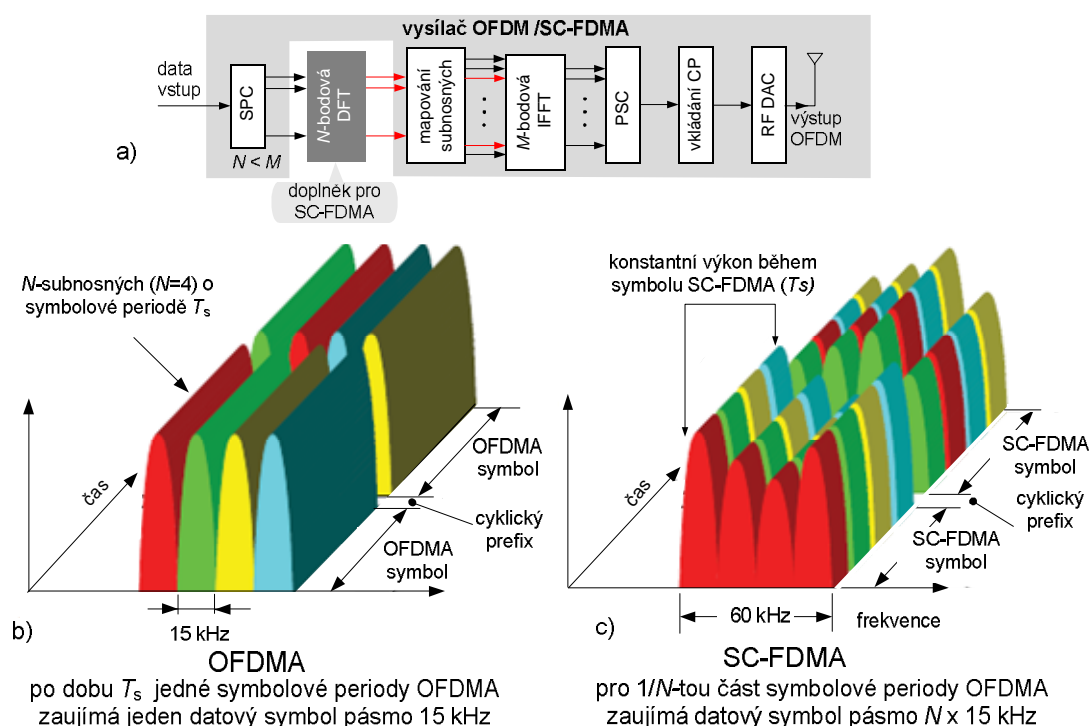
Výše uvedené přednosti digitálních komunikačních systémů jsou však doprovázeny jejich podstatně větší složitostí. Koncepční a obvodové řešení a realizace digitálních systémů je mnohem komplikovanější, než systémů analogových. Tento problém však odstraňuje trvale probíhající prudký rozvoj monolitických integrovaných obvodů, které jsou při sériové výrobě velmi levné a tedy snadno dostupné i v široké spotřebitelské oblasti.

### 3. Pokroky v technice digitálních modulací a mnohonásobného přístupu

V oblasti digitálních modulací a mnohonásobného přístupu probíhá poměrně pomalý vývoj, určité pokroky zde lze však zaznamenat. Všimněme si několika nových přenosových formátů, uplatňujících se např. v digitální televizi DVB-T a v digitálním rozhlasu DAB, v systémech pozemní mobilní komunikace i jinde.

#### Mnohonásobný přístup OFDMA a SC-FDMA

Většina systémů pro fixní i mobilní pozemní komunikaci přešla během minulého desetiletí na stejný perspektivní přenosový formát, jímž je ortogonální frekvenční multiplex OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) resp. mnohonásobný přístup OFDMA (OFDM Access) a jejich modifikace. Ty vynikají nad dosavadními technikami modulací a přístupu (QAM, FDMA, TDMA a CDMA) vysokou přirozenou imunitou vůči mnohocestnému šíření (časové disperzi), vyššími dosažitelnými datovými rychlostmi při lepší spektrální účinnosti a nižší latenci přenosu, a to vše bez potřeby náročné ekvalizace na přijímací straně.



Obr.

2 a) Vysílač OFDM s procesorem IFFT; jeho doplněním o zdůrazněný blok ( $N$ -bodová DFT) vzniká vysílač SC-FDMA; b) ortogonální frekvenční multiplex OFDM, kde každá subnosná vlna přenáší vždy jen jediný modulační symbol; c) multiplex SC-FDMA, u něhož vlivem rozprostírání modulačních symbolů v procesoru DFT je každý modulační symbol rozložen na všechny subnosné, avšak vždy jen po  $1/N$  - část symbolové periody  $T_s$

U OFDM jsou na vysílači vstupní krátké sériové datové symboly přeměněny v převodníku SPC na větší počet (několik desítek až tisíc) mnohem delších symbolů paralelních, které jsou po mapování namodulovány na dílčí, vzájemně ortogonální subnosné vlny a po sumaci a přidání „izolačního“ cyklického prefixu CP (*cyclic prefix*) již vysílány (obr. 2b). Paralelní přenos velmi dlouhých symbolů je pak hlavním atributem formátu OFDM, přinášejícím mu uvedené unikátní přednosti.

Nedostatkem multiplexu OFDM je velký poměr špičkového ku střednímu výkonu PAPR (*peak to average power ratio*) ve vysílaném signálu. K jeho zpracování je potom zapotřebí výkonově předdimenzovaný koncový zesilovač vysílače, což vede k jeho nízké energetické

účinnosti - a tedy i k velké spotřebě. V některých aplikacích zvýšená spotřeba není na závadu (např. u stacionárních základnových stanic buňkových systémů apod), v jiných případech (u mobilních stanic buňkových systémů apod) je však z ekonomických důvodů velký odběr nepřijatelný. Situaci zde potom řeší úspornější modifikace techniky OFDM, označovaná DFT-S-OFDM (*discrete Fourier transform spread OFDM*) tj. multiplex OFDM s rozprostíráním realizovaným diskretní Fourierovou transformací DFT; tento formát se také nazývá multiplex SC-FDMA. U této techniky jsou paralelní datové symboly nejprve v procesoru pro transformaci DFT předkódovány a teprve poté mapovány a dále namodulovány rovněž na více subnosných vln, které jsou však vysílány v časové oblasti sériově (obr. 2c).

U principiálního zapojení vysílače OFDM by měla být za vstupním převodníkem SPC a blokem pro mapování subnosných vln zařazena soustava (banka) dílčích konvenčních modulátorů subnosných vln, což je ovšem při jejich velkému počtu technicky neúnosné. Tuto soustavu je však možné v praxi elegantně nahradit jediným monolitickým procesorem pro inverzní rychlou Fourierovu transformaci IFFT (*inverse fast Fourier transform*), tak jak ukazuje obr. 2a, čímž se technika OFDM již stává běžně dostupnou pro spotřební elektroniku. Je-li vysílač OFDM doplněn procesorem DFT, potom se vytvoří vysílač SC-FDMA. Přístup SC-FDMA si zachovává většinu předností typických pro OFDM, avšak vykazuje o 4 až 8 dB menší poměr PAPR, a proto byl vybrán např. pro vzestupnou trasu buňkového standardu LTE.

### **Hierarchické modulace QAM**

Hierarchické modulace M-QAM, náležející do třídy adaptivních modulací, vysílají datové bity současně ve dvou modulačních formátech, a to například 4PSK (QPSK) a dále 64-QAM. Modulace 4PSK je odolná vůči šumu a interferencím, má však malou spektrální účinnost 2 bity/s/Hz, naproti tomu modulace 64-QAM je naopak málo robustní, ale vykazuje velkou spektrální účinnost 6 bitů/s/Hz. Jestliže se uvažovaný systém použije např. v pozemní televizi DVB-T, potom při dobrém poměru SINR je přijímač schopen rozpoznávat všechny body konstelace 64-QAM, což umožňuje reprodukovat obraz s vysokou rozlišovací schopností; této možnosti mohou využít především moderní velké stacionární přijímače (HDTV) s kvalitní anténou ap. Naopak při horších poměrech SINR má systém DVB-T k dispozici pouze čtyřstavovou konstelaci QAM, poskytující obraz s menším rozlišením; tu však mohou úspěšně využívat zejména perspektivní mobilní přijímače, často se nacházející v horších příjmových podmínkách (příjem v zastíněných oblastech se všesměrovými anténami s malým ziskem ap), dále starší přijímače nepřizpůsobené na funkci s modulacemi vyšších řádů apod. Systém DVB-T s hierarchickou modulací též nabízí různý stupeň ochrany přenosu videa, audia a dat.

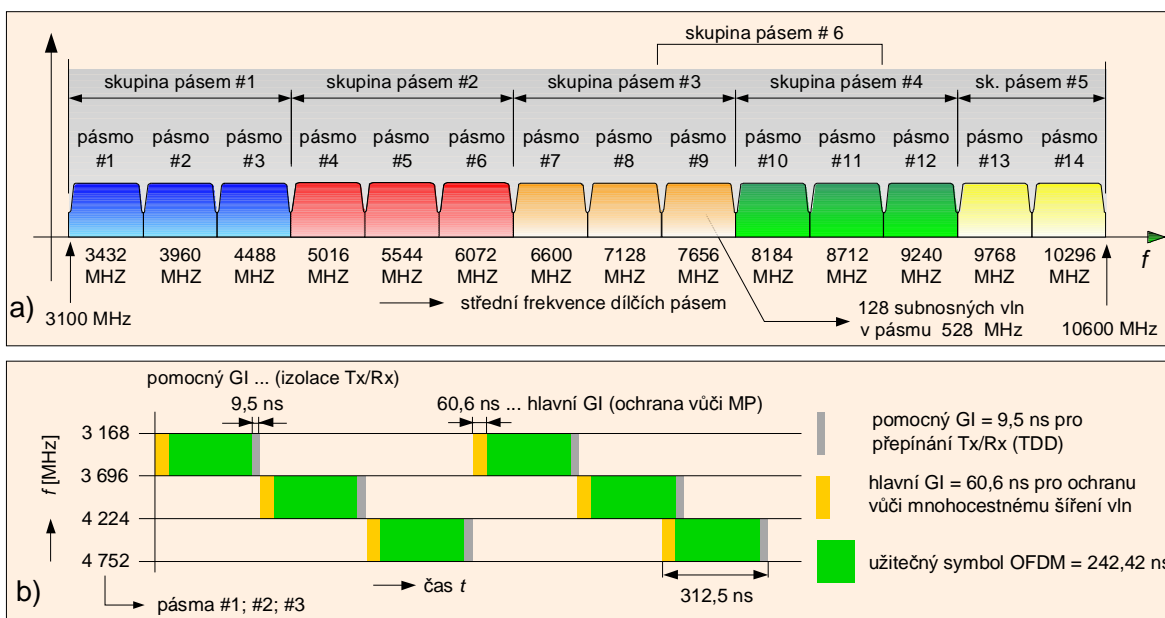
### **Vícepásmový modulační systém MB OFDM**

Důležitou kategorií pozemní mobilní komunikace jsou rádiové personální sítě W-PAN (wireless personal area networks), které mají sice jen malý dosah řádu nejvýše desítek metrů, avšak poskytují uživatelům velmi vysoké přenosové rychlosti řádu až stovek Mbit/s. Do kategorie sítí W-PAN patří např. známá technologie Bluetooth, která však disponuje malými přenosovými rychlostmi, nižšími než asi 2 Mbit/s.

Nové sítě W-PAN využívají k realizaci extrémně rychlého a tedy širokopásmového přístupu osvědčenou - i když poněkud modifikovanou techniku ortogonálního frekvenčního multiplexu OFDM. Nejdůležitějším zástupcem této kategorie je vícepásmový systém MB OFDM (multi band OFDM), aplikovaný v systémech W-PAN pod komerčním označením WiMedia UWB (ultra wide band). U použitého multiplexu MB OFDM je celé aktuální UWB bezlicenční pásmo 3 100 až 10 600 MHz rozděleno do 14 dílčích pásem (bands) s šířkami po

528 MHz, tak jak ukazuje obr. 3a. Tato dílčí pásma jsou sdružena do pěti základních skupin (band groups), z nichž skupiny č. 1 až 4 mají po třech dílčích pásmech a skupina č. 5 má dvě pásma. Standard definuje ještě šestou skupinu, která se částečně překrývá se skupinami č. 3 a č. 4. V každém dílčím pásmu je situováno 128 subnosných vln, se vzájemným odstupem 4,125 MHz. Z nich 100 je určeno pro přenos dat, 12 subnosných je pilotních (využívaných při koherentní detekci), 10 subnosných slouží k ochraně přenosu a 6 nulových subnosných zajišťuje izolaci mezi dílčími pásmy. Subnosné aplikují při špatné kvalitě kanálu robustní čtyřstavovou modulaci QPSK, při kvalitním kanálu pak speciální šestnáctistavovou modulaci DCM (dual carrier modulation), která je sice méně odolná vůči rušivým vlivům, avšak poskytuje vyšší přenosové bitové rychlosti. K ochraně přenosu se používá běžné kódování FEC, realizované konvolučními a LDPC (low density parity check) kódy, s proměnnými kódovými rychlostmi 1/3; 1/2; 2/3; 3/4 a 5/8. V případě aplikace modulace QPSK může být ochrana přenosu ještě posílena dvěma typy rozprostírání, dále zvětšujícími redundancí přenosu. Prvním je rozprostírání v časové oblasti TDS (time domain spreading), spočívající v přenosu stejných dat ve dvou různých časových burstech (bitových skupinách). U druhého typu, jimž je rozprostírání ve frekvenční oblasti FDS (frequency domain spreading), se přenáší stejná data na dvou skupinách subnosných vln téhož symbolu OFDM.

Specifickou technikou multiplexu MB OFDM je prokládání dílčích pásem uvnitř jejich každé skupiny, znázorněné na obr. 3b. To se uskutečňuje pomocí časově-frekvenčních kódů TFC (time-frequency codes), nazývaných také sekvence skákání (hop sequences). Během každé kompletní symbolové periody OFDM je vysíláno v rámci určité skupiny pásem vždy jen jedno dílčí pásmo o šířce 528 MHz a poté se postupně vysílají pásma další. Díky tomuto mechanismu se v libovolném okamžiku vysílají pouze subnosné příslušející jen jedinému pásmu. To vede k výraznému snížení poměru PAPR oproti konvenčnímu formátu OFDM, u něhož se totiž vždy vysílají všechny subnosné, které má systém k dispozici.



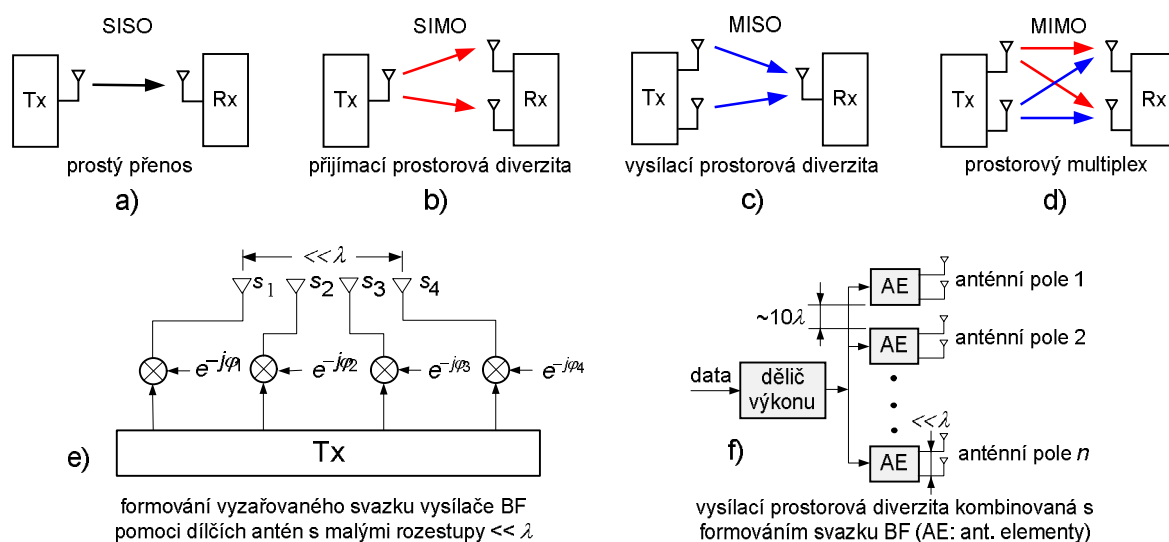
Celkové UWB pásmo 3,1 až 10,6 GHz se dělí do 6. dílčích skupin pásem, se šířkami 528 MHz; každé z nich obsahuje 128 subnosných vln s odstupem 4,125 MHz; b) příklad časově-frekv. kódu TFC (TFI) v MB OFDM. V závislosti na typu modulace subnosných vln (QPSK = Quadrature PSK, resp DCM = Dual Carrier Modulation), a v závislosti na typu kódování FEC (o proměnných rychlostech  $r_c = 1/3; 1/2; 3/4$  a  $5/8$ ) se potom může měnit přenosová rychlost mezi 53,3 Mbit/s až 480 Mbit/s.

**Obr. 3 a) Rozdělení celkového pásma UWB v systému MB-OFDM; dílčí pásma se šířkou 528 MHz obsahují 122 subnosných vln s odstupem 4,125 MHz; b) příklad časově-frekvenčního kódování TFC (TFI) v systému MB OFDM**

## 4. Systémy MIMO

V klasické radiokomunikaci se používá technika s jedinou vysílací a jedinou přijímací anténou SISO (*single input single output*), dle obr. 4a. V nových systémech je však již široce aplikována technika více antén, a to buď jen ve vysílači (*multiple input single output* ~ MISO), nebo jen v přijímači (*single input multiple output* ~ SIMO), případně v obou těchto blocích (*multiple input multiple output* ~ MIMO). Mezi vysílačem a přijímačem pak vzniká více přenosových rádiových cest, které mohou mít při dostatečné vzájemné vzdálenosti dílčích antén - a v prostředí bohatém na mnohocestné šíření (*multipath rich, fading rich*) - slabě korelované úniky. Toho lze potom využít buď ve formě prostorové diversity SD (*space diversity*), nebo ve formě prostorového multiplexu SM (*space multiplexing*). Uvedené techniky více antén znázorňuje obr. 4 b, c, d.

V případě vysílací diversity MISO, nebo přijímací diversity SIMO jsou přenášeny ve stejných frekvenčních pásmech shodné, avšak odlišně kódované kopie téhož datového signálu, které se potom v přijímači kombinují. Tím se vnáší do přenosu určitá redundance, jež poskytuje systémům MISO/SIMO zvýšenou odolnost vůči únikům a interferencím. Proto se využívají v rádiových kanálech se špatnými podmínkami šíření, vedoucími k malému poměru signálu k interferencím a šumu SINR (*signal interference and noise ratio*). Technika MIMO kromě diversity umožňuje také realizaci prostorového multiplexu SDMA (*space division multiple access*), kde soustava vysílacích antén simultánně vysílá též na nosných vlnách se stejnou frekvencí a v nezvětšeném pásmu, avšak jejich modulační signály jsou vzájemně odlišné. Tím se zvyšuje přenosová kapacita systému, resp. jeho celková přenosová rychlost, což lze využít buď k rychlejšímu přenosu dat jediného zdroje signálu, nebo k realizaci prostorově časového multiplexu STM (*spatial-time multiplexing*) s přenosem signálů více uživatelů. Multiplexní systémy však jsou účinné pouze v prostředí s velkým poměrem SINR.



Obr. 4 a) Klasický systém SISO; b), c), d) systémy s více anténami; e) systém BF s formováním směrového vyzařovacího diagramu; f) kombinovaný systém, kde vysílací diverzitu zajišťují vzdálená anténní pole a formování svazku BF realizují bloky AE s blízkými anténní elementy

Třetí kategorii systémů s více anténami představují systémy s řízenými anténními svazky BF (*beam forming*), které se však často uvažují jen jako podskupina prostorové diversity SD (obr. 4e). Tyto systémy využívají ve vysílači Tx, nebo v přijímači Rx více antén, které prostřednictvím řízení fází vysílaných resp. přijímaných signálů slouží k formování kompozitního anténního svazku TxBF/RxBF (*transmitter/receiver-side beam forming*). Jsou-li použity ve vysílači, koncentrují vyzařovanou energii do úzkého svazku zaměřeného na

cílový přijímač. Řízení fází je zde odvozeno z měření intenzity přijímaného signálu v přijímači a následujícího přenosu výsledků měření zpětným kanálem k vysílači. Tím se zvětšuje poměr SINR přijímaného signálu, což zmenšuje chybovost přenosu, nebo alternativně zvyšuje přenosovou rychlost resp. propustnost. Systémy BF lze také využívat k potlačení určitých dominantních zdrojů rušení IRC (*interference rejection combining*). Tato technika se uplatňuje opět při špatných podmínkách šíření, kde zvyšuje malý poměr SINR.

Výše uvedené metody je možné aplikovat nejen samostatně, nýbrž lze je také výhodně kombinovat. Tak například formování svazků lze kombinovat s prostorovým multiplexem resp. diverzitou a tak zvětšit dosah spojení a současně zvýšit multiplexováním datovou rychlost, nebo aplikací diverzity dále zvětšit spolehlivost spojení. Tuto progresivní koncepci realizuje technika pokročilého předkódování (*advanced precoding*). Vytváření uvažovaných kombinovaných koncepcí však naráží na problémy při realizaci vhodných anténních systémů. Technika formování svazků totiž vyžaduje dílčí antény s malou vzájemnou vzdáleností - pod  $\lambda$ , které vytvářejí silně korelované dílčí rádiové kanály. Naproti tomu diverzita a multiplex naopak potřebují antény se vzdáleností několika  $\lambda$ , jimž pak odpovídají slabě korelované kanály. V současné době však již existuje několik metod řešení daného problému. Jednou z nich jsou inteligentní anténní řady SAA (*smart antenna arrays*), jejichž princip ilustruje obr. 4f. Anténní systém se skládá z několika anténních polí, s velkou vzájemnou vzdáleností cca  $10 \lambda$ . Ty vyzářují vzájemně nekorelované svazky, zajišťující systému diverzitu, nebo multiplexní zisk. Každé pole je složeno ze dvou nebo více elementárních antén AE, s malou vzájemnou vzdáleností pod hodnotou  $\lambda$  a tedy s výrazně korelovanými vyzářovanými svazky, které potom umožňují formování výsledných anténních směrových diagramů.

Činnost systémů MIMO je možné někdy výrazně vylepšit tak, že se v přijímači nepřetržitě měří kvalita rádiového kanálu (poměr SINR) a případně i další jeho parametry, která se potom zpětnovazebním kanálem ve formě informace o stavu kanálu CSI (*channel state information*) předávají na vysílač. Ten na základě toho může pomoci vhodného předkódování dynamicky přizpůsobovat vysílaný signál k okamžitým parametrům rádiového kanálu, což zlepšuje kvalitu přenosu. Systémy MIMO se zpětným kanálem přijímač-vysílač se označují jako systémy s uzavřenou smyčkou CL MIMO (*closed loop MIMO*), systémy bez tohoto kanálu jsou systémy s otevřenou smyčkou OL-MIMO (*open loop MIMO*). U systémů MIMO s časovým duplexem TDD, využívajících stejný frekvenční kanál na obou trasách DL/UL, není však zpětnovazební kanál nutný, neboť informaci CSI lze přímo odvodit z parametrů trasy UL, měřených na základnové stanici (ovšem za předpokladu dostatečně pomalých úniků).

## 5. Kooperativní rádiová komunikace

Nejrůznější moderní radiokomunikační systémy budou koncipovány tak, aby zaručovaly nejen bezkonfliktní koexistenci, ale aby navíc umožňovaly také vzájemnou kooperaci. Principy kooperativních systémů jsou aktuální v pozemní radiokomunikaci, zejména u buňkových sítí, ale také u systémů digitální televize DVB a rozhlasu DAB apod., kde totiž mohou výrazně zlepšit kvalitu a spolehlivost spojení a zvýšit datové rychlosti. Jejich zavádění do života se proto považuje za významný krok vpřed, následující po systémech MIMO. Konkrétní formy kooperativních systémů jsou velice různorodé. Zde si uvedeme nejprve jako příklad kooperativní systémy s fixními a také mobilními radioreléovými stanicemi RS (*relay stations*). Za nimi potom následuje zmínka o systémech s koordinovaným mnohabodovým vysíláním resp. příjmem COMP (*coordinated multipoint transmission/reception*) a o kooperativních (distribuovaných) systémech MIMO. Všechny tyto varianty jsou uvažovány v jejich konkrétní aplikaci na buňkové mobilní sítě.

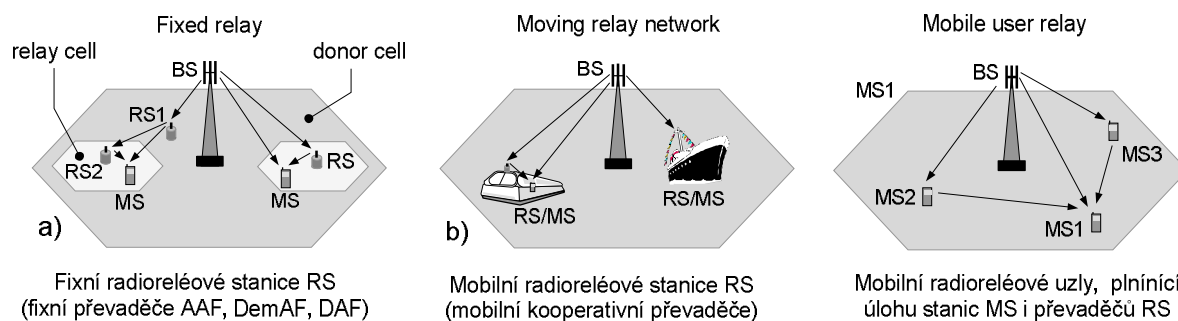
### Kooperativní systémy s radioreléovými stanicemi RS

U systémů s radioreléovými stanicemi RS se signály vysílané jejich zdrojem (vysílač DVB, základnová stanice BS apod) dostávají ke své destinaci (přijímač DVB, mobilní stanice MS apod) jednak přímo (single hop), jednak přes jedinou - nebo i více stanic RS (multi hop). Stanice RS mohou být trojího druhu. Nejjednodušší stanice jsou typu AAF (amplify and forward), které vstupní signál pouze nízkofrekvenčně zesilují, dále frekvenčně konvertují a po výkonovém zesílení posílají dále. Zpracování signálů se zde realizuje vždy jen ve vysokofrekvenční, nebo v mezifrekvenční oblasti, tedy jen v nejnižší vrstvě L1 modelu OSI RM (L1 relays). Opakovače AAF jsou transparentní pro různé typy modulací, mají malé procesní zpoždění, avšak kromě užitečného signálu zesilují i šum. Dokonalejší radioreléové stanice DMF (demodulate and forward) zpracovávají signál po zesílení demodulují a regenerují, čímž ho zbavují šumu. Nejdokonalejší stanice DCF (decode and forward) signál po demodulaci navíc dekódují, takže jejich činnost zasahuje do vrstev L2 resp. L3 modelu OSI RM (L2/L3 relays). Přijímaný signál mohou pak nejen oprostít od šumu, ale navíc v něm mohou potlačit i vliv úniků.

Radioreléové stanice RS mohou být buď fixní, nebo mobilní. Na obr. 5a je znázorněna aplikace fixních stanic RS v buňkových sítích, kde mohou zlepšit spojení mezi základnovou stanicí BS a mobilními stanicemi MS v oblasti svého omezeného dosahu kdekoli uvnitř celé velké buňky a zejména pak v jejich zastíněných zónách, dále v jejich okrajových oblastech a případně také v izolovaných lokalitách těsně za jejími hranicemi. Stanice MS má při příjmu i případně i při vysílání se stanicí BS spojení vytvářené formou dvou nebo více skoků, po více alespoň částečně nezávislých trasách, takže se do přenosu zavádí prostorová diverzita, zvyšující jeho spolehlivost resp. přenosovou kapacitu.

U kooperativního systému podle obr. 5b jsou reléové stanicemi RS mobilní. Mohou být umístěny např. ve vlaku, kde potom zlepšují spojení v něm se nacházejících uživatelských mobilních stanic MS se stacionárními základnovými stanicemi BS. Mobilní stanice však mohou být také vybaveny rozšířenou „radioreléovou“ funkcí a plnit nejen úlohu mobilního terminálu pro svého uživatele, ale také úlohu reléové stanice pro sousední uživatele (stanice MS1 a MS2), tak jak ukazuje obr. 5c. Tímto způsobem se doplňuje fixní infrastruktura daného systému o pohyblivou „ad hoc“ složku, disponující schopností samoorganizace, s možností přenosu s mnoha skoky („multihop“ režim).

Činnost kooperativních systémů lze zlepšit aplikací distribuovaného kanálového kódování. Na rozdíl od konvenčních kódovacích schémat se zde celé kódové slovo sestavuje tak, že jeho různé segmenty jsou vysílány různými uzly systému po různých nezávislých rádiových trasách. Tím se může dosáhnout výrazného posílení prostorové diverzity a podstatného zvýšení kódového zisku a tedy i celkové přenosové kapacity systému.



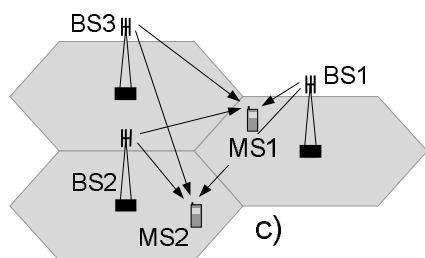
Obr. 5 Kooperativní technika na bázi radioreléových stanic v buňkových sítích: a) fixní radioreléové stanice RS (s reléovými uzly typu AAF/DMF/DCF); b) mobilní radioreléové stanice RS; c) mobilní stanice RS, v nichž funkci reléových uzlů plní mobilní stanice MS

### Koordinovaný mnohabodový systém COMP

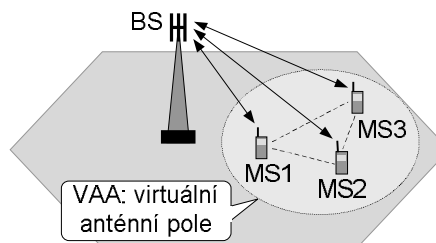
Na obr. 6a je znázorněn příklad systému COMP, se dvěma mobilními stanicemi MS a třemi základnovými stanicemi BS, rozmístěnými ve třech sousedních buňkách. Základem jeho funkce je vzájemné sdílení uživatelských dat a informací o stavu kanálu CSI (channel state information) všech stanic MS, mezi zobrazené sousedící základnové stanice BS, což umožňuje koordinovat jejich vysílání na sestupné trase DL a společně zpracovávat přijímané signály na vzestupné trase UL. Základnové stanice ovšem musí být také vzájemně propojeny pomocnými rychlými rádiovými resp. linkovými spoji. V této koncepci každá stanice MS může přijímat svůj datový signál nikoliv jen od „své“ servisní stanice BS, nýbrž navíc od dalších blízkých stanic BS, což zvyšuje celkovou úroveň S jejího vstupního užitečného signálu. Koordinace funkce uvažovaných tří stanic BS navíc může vést k potlačení přijímaných interferencí I. To tedy zvětšuje výsledný poměr SINR v BS i MS, čímž se zlepšuje celková funkce na okraji buněk, umožňující aplikaci modulací vyšších řádů se zvýšenou spektrální účinnosti přenosu apod.

### Kooperativní virtuální systémy MIMO

Konvenční systémy MIMO, nazývané také soustředěné systémy MIMO, vyžadují, aby vysílače i přijímače byly vybaveny dvěma či více dostatečně vzájemně vzdálenými anténami. Tomuto požadavku mohou snadno vyhovět stacionární rádiové stanice BS s velkými rozměry, avšak u mobilních miniaturních stanic MS je jeho naplnění v praxi často obtížné, a to nejen z důvodů potřebných rozměrů příslušných anténních systémů MIMO, ale i komplikovanější a tedy i dražší implementace apod. Uvedený problém odstraňují kooperativní systémy MIMO, označované také jako virtuální nebo distribuované systémy MIMO, jejichž princip je znázorněn na obr. 6b. Zde jediná základnová stanice BS obsluhuje tři vzájemně si blízké mobilní stanice. Každá z nich má sice jen jedinou svoji anténu, avšak tyto antény resp. stanice jsou vzájemně rostřednictvím stanice BS propojeny, takže mohou pracovat v koordinovaném režimu a vytvářet tak virtuální anténní pole VAA (virtual antenna array). Jelikož dílčí mobilní stanice MS mají obvykle dostatečné vzájemné vzdálenosti (cca  $\geq 10 \lambda$ ), vytvářejí jejich antény s anténami základnové stanice nekorelované kanály, takže komunikace mezi základnovou stanicí a všemi mobilními stanicemi si v souhrnu zachovává všechny kladné atributy systémů MIMO. V multiplexním režimu všechny mobilní stanice daného pole mohou tedy své individuální uživatelské signály přenášet ve společném nerozšířeném pásmu (stejném jako ekvivalentní systém SISO). To potom vytváří velký multiplexní zisk resp. velké zvýšení kapacity celého systému oproti jedinouživatelskému systému SU-MIMO (single-user MIMO).



Koordinovaný mnohabodový přenos COMP  
(koordinované vysílání z více BS k jediné MS)



Virtuální distribuovaný systém MIMO, kde každá mobilní stanice vystačí s jedinou anténou

Obr. 6 Další varianty kooperativních systémů v buňkových sítích: a) koordinovaný mnohabodový přenos COMP, kde stanice MS1 komunikuje jak se svou servisní stanicí BS1, tak také se stanicemi BS2/BS3; b) virtuální systém MIMO, kterému vystačí k individuální komunikaci tří mobilních stanic nezvětšené pásmo, vyžadované jediným systémem SISO



## 6. Nové technologie: softwarové a kognitivní rádio

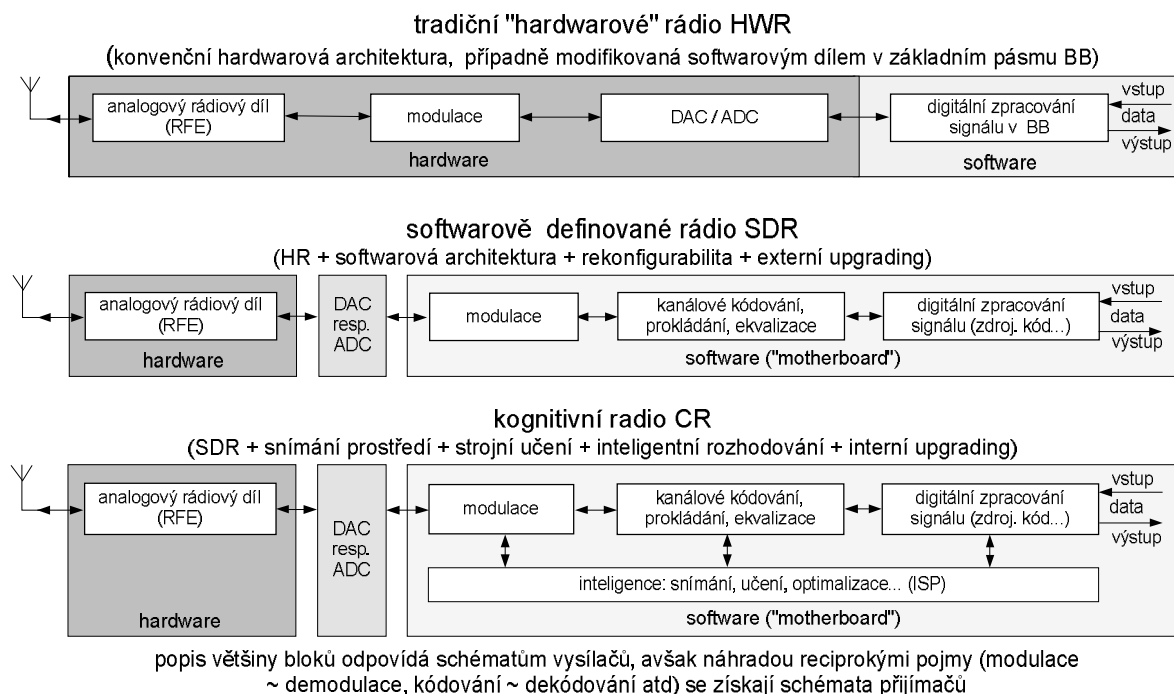
Od svých počátků až do současnosti prochází technika a systémové koncepce rádiových zařízení čtyřmi etapami své historie, které byly určovány vývojem technologie a také pokroky v oblasti teoretického výzkumu i zkušenostmi z praxe. Tyto etapy jsou shrnuty v následujících čtyřech bodech. K jejich podrobnější ilustraci je určen obr. 7, který platí jak pro vysílací, tak pro přijímací stranu.

1. Hardwarové rádio (HWR): technologie rádiového přístupu (pracovní frekvence, typ modulace a kódování,...) jsou určeny hardwarem, nastaveným obvykle již při kompletaci daného zařízení při výrobě a nelze je dodatečně měnit bez hardwarových změn. Zařízení HWR jsou typická hlavně pro éru vakuových elektronek.

2. Digitální rádio (DR): rádiový přenos a případně část zpracování signálu ve vysílači nebo v přijímači (obvykle v základním pásmu) se realizují v digitální podobě, tyto operace však není možné během provozu programovat. Tato koncepce se objevuje s nástupem monolitických integrovaných obvodů, od sedmdesátých let min. st.

3. Softwarově definované rádio (SDR): většina funkcí, pracovní módy a aplikace jsou definovány softwarově, přičemž mohou být konfigurovány a rekonfigurovány za provozu (*on the fly*), technikou OTA (*over the air*). Je zde určitá možnost externího upgradu (přechod na nové typy modulací ap). Principy rádia SDR se začínají formulovat po roce 1995, jeho systematický rozvoj začíná ustavením Fóra SDRF v roce 1996.

4. Kognitivní rádio (CR): je v podstatě softwarové rádio SDR doplněné o umělou inteligenci, které je schopné snímat parametry okolního rádiového prostředí (signály jiných vysílačů, interference apod), tyto parametry vyhodnocovat a na základě toho adaptivně měnit pracovní frekvence i techniku svého rádiového přenosu tak, aby bylo dosaženo všestranně optimální činnosti (požadované kvality služeb QoS, maxima přenosové kapacity, náležité robustnosti přenosu ap). Radio CR je určeno hlavně sekundárním uživatelům rádiového spektra, kteří nemají přidělena žádná licencovaná pásma a svou komunikaci musí proto realizovat v nelicencovaných pásmech ISM (industrial, scientific and medical) a dalších.

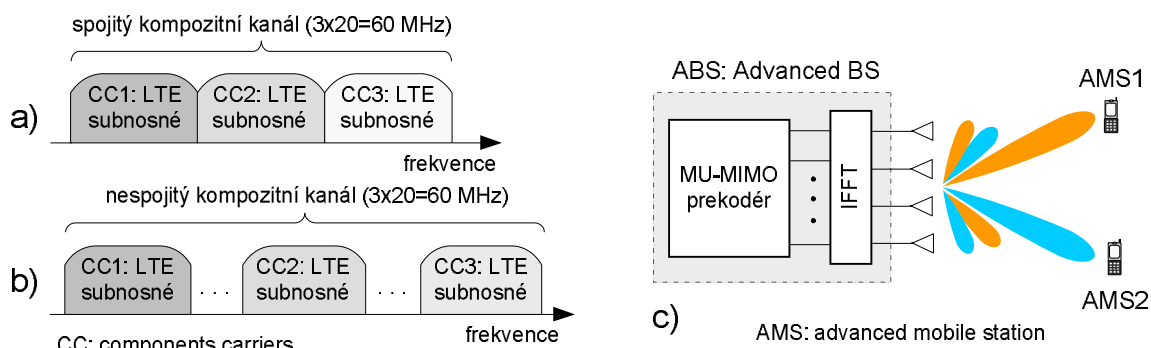


Obr. 7 Tři základní koncepce radiokomunikačních systémů: a) hardwarové rádio HWR, do něhož po nástupu integrovaných obvodů pronikají metody digitálního softwarového procesingu; b) softwarově definované rádio SDR; c) kognitivní rádio CR, vybudované na bázi softwarově definovaného rádia SDR

Softwarové rádio a na ně navazující kognitivní rádio jsou nové perspektivní metody rádiového přenosu, které během příštích let zcela změní techniku celé řady odvětví rádiové komunikace. Jejich aplikace umožní především výrazné zvýšení efektivity ve využívání nedostatkových rádiových pásem, dále přispěje k podstatnému rozšíření sortimentu a ke zlepšení kvality poskytovaných služeb a také lepší interoperabilitu rozdílných radiokomunikačních systémů. Jejich nasazení do praxe přinese užitek výrobcům příslušných technologií, provozovatelům služeb, ale i koncovým uživatelům. Regulačním orgánům značně zjednoduší dnes již zastaralou metodiku složitého a nepružného frekvenčního plánování.

## 7. Buňkový systém mobilní komunikace LTE/LTE-A

V předchozím desetiletí probíhaly v rámci evropského projektu 3GPP (*third generation partnership project*) výzkumné práce na buňkovém systému pozemní mobilní komunikace LTE/SAE (*long term evolution/system architecture evolution*). V současné době se intenzivně vyvíjí jeho poslední verze LTE-Advanced/SAE, která se řadí do nejnovější. 4. generace (4G) veřejných mobilních sítí. Tento systém využívá řadu výše uvedených poznatků.



Obr. 8 a) Sdružování sousedících dílčích pásem subnosných vln CA (*carrier aggregation*); b) sdružování oddělených pásem subnosných vln; c) systém MU-MIMO, selektivně směřující vyzařování základnové stanice na dvě mobilní stanice AMS1 a AMS2

Základním atributem standardů LTE/LTE-A je použití přístupu OFDMA. Dalším jejich závažným přínosem je možnost sdružování několika dosavadních maximálních šířek pásma 20 MHz specifikovaných u LTE, do jediného kompozitního širšího pásma, a to až do maxima  $5 \times 20 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz}$  (obr. 8a). Podstatně se zde zdokonaluje také technika více antén MIMO, kde se plánuje na trase DL konfigurace až  $8 \times 8$  MIMO a na trase UL až  $4 \times 4$  MIMO. To poskytuje např. při výsledné šířce pásma 40 MHz a technice  $8 \times 8$  MIMO na trase DL špičkové datové rychlosti až 1 Gbit/s a na trase UL 0,5 Gbit/s, které již odpovídají požadavkům na standardy 4G (připomeňme, že uvedené hodnoty jsou o více než dva řády větší, než u standardu UMTS (3G) v jeho první fázi těsně po roce 2000, kde totiž na trase DL byla špičková rychlost pouhé 2 Mbit/s). Technika MIMO je aplikována i v řadě dalších progresivních variant, značených E-MIMO (*enhanced MIMO*). Jako příklad je na obr. 8b znázorněn mnohoživatelský systém MU-MIMO (*multiuser MIMO*), využívající formování vyzařovacích svazků BF k jejich zaměření na dvě mobilní cílové stanice AMS1 a AMS2. Jeho funkce vyžaduje zpětnou vazbu mezi stanicemi AMS a stanicí ABS, jež je ovšem u buňkových sítí automaticky k dispozici.

Zlepšení parametrů systému LTE-A podporuje rovněž koncepce rozšiřování stávající fixní infrastruktury o nové radioreléové stanice (uzly) RS, působící mezi mobilními stanicemi a základnovými stanicemi. Tímto opatřením (*relaying*) se zvětšuje hustota infrastruktury celého

systemu, což vede ke zvyšování poměrů SINR. To se dále projeví ve vykrytí zastíněných resp. hluchých zón a v možnosti případného rozšíření pokrytí do dosud nepokrytých venkovských oblastí. Technika radioreléových stanic může být ovšem úspěšně využita i u jiných systémů pozemní radiokomunikace, včetně televizních soustav DVB-T apod.

## Literatura

- [1] Žalud, V.: Digitální televize a digitální rozhlas - současnost a perspektivy. In Perspektivy elektroniky. SŠIEŘ, Rožnov p. R., 2009.
- [2] Li, Q. a kol.: MIMO Technique in WiMAX and LTE: A Feature Overview. In IEEE Com. Mag., May 2010, str. 86 – 92.
- [3] Irmer, R. a kol.: Coordinated Multipoint: Concepts, Performance, and Field Trial Results. In IEEE Comm. Magazine, Febr. 2011, str. 102 – 110.
- [4] Introduction LTE Advanced. Application Note. In Agilent Technologies, Inc. 2010.

---

Projekt Perspektivy elektroniky 2011 byl zajištěn za finanční spoluúčasti města Rožnova pod Radhoštěm.