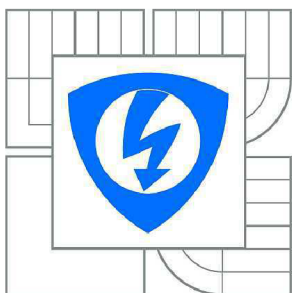


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÍZKOPŘÍKONOVÉ EMULÁTORY PRVKŮ VYŠŠÍHO ŘÁDU

LOW-POWER EMULATORS OF HIGHER-ORDER ELEMENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

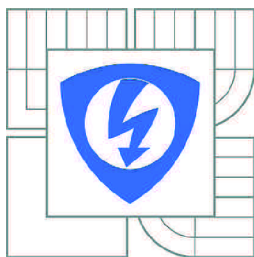
Bc. TOMÁŠ TESKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. DALIBOR BIOLEK, CSc.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Mikroelektronika

Student: Bc. Tomáš Teska

ID: 119644

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Nízkopříkonové emulátory prvků vyššího řádu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte, ověřte počítačovým modelováním a simulací, realizujte a experimentálně ověřte funkci sady inkrementálních mutátorů pro emulaci obecných prvků vyšších řádů z Chuovy periodické tabulky.

Mutátory řešte jako nízkopříkonové autonomní dvojbrany s vnitřními napájecími obvody, galvanicky oddělenými od centrálního USB napájení. Mutátory musí být uzpůsobeny ke kaskádnímu spojování s cílem vzájemné transformace libovolné dvojice plovoucích prvků vyšších řádů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

Termín zadání: 11.2.1013

Termín odevzdání: 30.5.2013

Vedoucí práce: prof. Ing. Dalibor Bielek, CSc.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce je zaměřena na emulaci prvků vyšších řádů pomocí transformačních mutátorů, které v roce 1971 popsal Leon Chua. V práci je uveden postup návrhu mutátorů od jejich matematického popisu až po syntézu konkrétních zapojení. Obvodová řešení jsou založena na využití moderních obvodových principů s cílem dosažení optimálních výsledných parametrů. Mutátory jsou realizovány v podobě sady osmi inkrementálních modulů. Jejich kaskádním spojováním je pak možné emulovat libovolné prvky z periodické tabulky prvků vyšších řádů. Navržená řešení jsou testována pomocí počítačových simulací a ověřována měřeními.

KLÍČOVÁ SLOVA

Memristor, memkapacitor, meminduktor, mutátor, emulace, nízko-příkonový, analogový, moderní aktivní prvky, operační zesilovač, transimpedanční operační zesilovač.

ABSTRACT

The thesis deals with emulating higher-order elements using the transformation mutators, which were described by Leon Chua in 1971. The procedure of designing mutators from their mathematical description to the synthesis of concrete electrical circuits is described. The circuit solutions are based on the utilization of advanced circuit principles in order to achieve optimal circuit performance. Mutators are implemented as a set of eight incremental modules. Via their cascade connection, it is possible to emulate arbitrary elements from the periodical table of higher-order elements. The proposed solutions are tested by means of computer simulations and also verified by measurements.

KEY WORDS

Memristor, memcapacitor, meminductor, mutator, emulation, low-power, analogue, modern active elements, operational amplifier, transimpedance operational amplifier.

TESKA, T. *Nízkopříkonové emulátory prvků vyššího řádu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 83 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Dalibor Bielek, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Nízkopříkonové emulátory prvků vyšších řádů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestně právních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. května 2013

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Daliboru Biolkovi, CSc., za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2013

.....

(podpis autora)

Obsah

ÚVOD	8
1 PRVKY VYŠŠÍCH ŘÁDŮ	9
1.1 MEMRISTOR	10
1.2 MEMKAPACITOR	12
1.3 MEMINDUKTOR	14
1.4 VÝZNAM MODELOVÁNÍ PRVKŮ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ	15
2 METODIKA EMULACE PRVKŮ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ	16
2.1 SYNTÉZA MUTÁTORŮ	24
2.1.1 Derivační článek s invertujícím operačním zesilovačem	27
2.1.2 Integrační článek s invertujícím operačním zesilovačem	28
2.1.3 Derivační článek s rozdílovým operačním zesilovačem	28
2.1.4 Integrační článek s rozdílovým operačním zesilovačem	29
2.2 SOUHRN SYNTETIZOVANÝCH MUTÁTORŮ	29
3 EMULACE PRVKŮ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ	31
3.1 OPTIMALIZACE SYNTETIZOVANÝCH MUTÁTORŮ	31
3.1.1 Mutátor typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow	33
3.1.2 Mutátor typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$	35
3.1.3 Mutátor typu $U - I$ s topologií \downarrow	37
3.1.4 Mutátor typu $U - I$ s topologií $\searrow \swarrow$	39
3.1.5 Mutátor typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow	41
3.1.6 Mutátor typu $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$	42
3.1.7 Mutátor typu $I - U$ s topologií \downarrow	44
3.1.8 Mutátor typu $I - U$ s topologií $\searrow \swarrow$	46
3.2 EXPERIMENTY	48
3.2.1 Memristor emulovaný dvěma moduly	48
3.2.2 Emulace memkapacitoru	50
3.2.3 Emulace meminduktoru	52
4 IMPLEMENTACE SADY INKREMENTÁLNÍCH MUTÁTORŮ	55
4.1 POUZDRO MODULU	56
4.1.1 Kontakty	57
4.2 BLOK MUTÁTORU	58
4.3 NAPÁJECÍ OBVODY	59
4.4 MONITOROVÁNÍ SATURACE OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ	61
4.5 PŘÍKLADY KASKÁDNÍCH EMULACÍ	62
5 POMOCNÉ OBVODY	64
5.1 TRANSIMPEDANČNÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČ	64
5.1.1 Nízko-příkonový, "rail-to-rail" transimpedanční operační zesilovač	66
5.1.2 Prakticky realizovaný transimpedanční operační zesilovač	68
5.1.3 Srovnání realizovaných TOZ	71
5.2 PŘEVOD PROUDU PRO MĚŘENÍ OSCILOSKOPEM	72
5.3 PROUDOVÝ ZDROJ	73
5.4 REZISTIVNÍ ZÁTĚŽ	73

ZÁVĚR	75
POUŽITÁ LITERATURA	77
SEZNAM POUŽITÝCH VELIČIN A ZKRATEK	79
SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK	81

ÚVOD

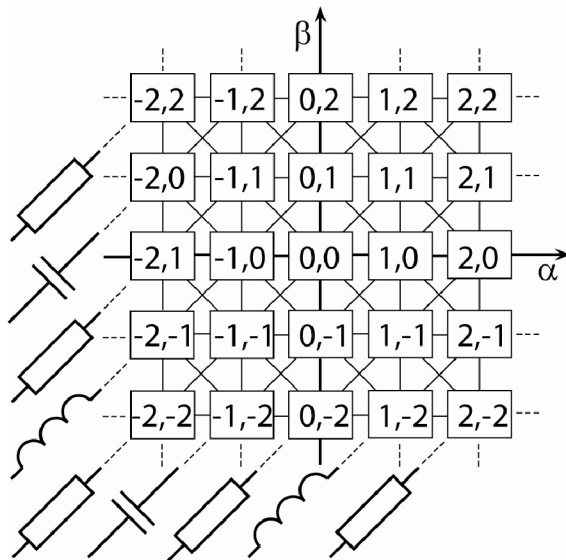
Do teorie obvodové elektroniky byly v roce 1971 zavedeny nové pasivní prvky doplňující doposud známé prvky rezistor, kapacitor a induktor. Jejich objevení je dílem kalifornského vědce Leona Chuy, který novým prvkům přidělil názvy "memristor", "memkapacitor" a "meminduktor". V návaznosti na předchozí projekty [6], kde jsem aplikoval metodu analogové emulace na sestavení modelu memristoru, jsem diplomovou práci zaměřil na analogové emulátory prvků vyšších řádů, kde všechny tři objevené prvky figurují pouze jako součást nekonečné množiny dalších prvků. Zvolená metoda transformace pomocí mutátorů navíc umožňuje aplikaci realizovaného systému na analogovou emulaci nepojmenovaných a teoreticky doposud nepopsaných prvků.

Výstupem práce je sada osmi kaskádně spojovatelných, autonomních modulů obsahujících mutátor s individuální topologií. Spojováním správně zvolených modulů je docíleno emulace požadovaného prvku. Detailně je zde předveden postup návrhu každého modulu od teoretického popisu a návrhu matematického modelu, přes syntézu elektronické funkce, až po optimalizaci s využitím simulačních programů, fyzickou konstrukci a kontrolní měření. Teoretický popis elementárního principu metody je nezbytný pro pochopení správné funkce transformačních mutátorů. Syntéza je provedena na bázi moderních analogových aktivních součástek a moderních obvodových principů, jejichž použití je cíleno na dosažení optimálních parametrů při současném nízko-příkonovém návrhu. Na několika pokusech je názorně představena emulace s transformací vyšších řádů.

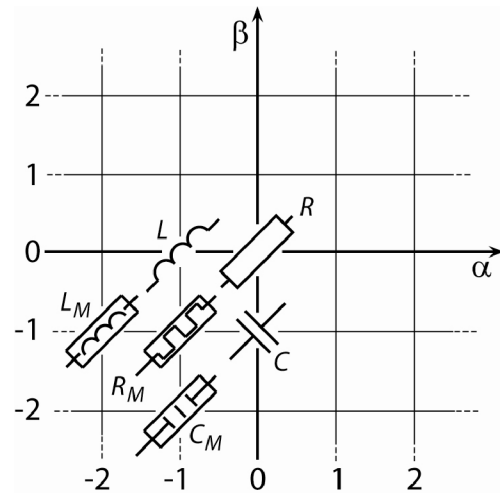
Moduly jsou s ohledem na jednoduchou manipulaci při experimentech fyzicky realizovány jako unifikované krychle s elektronickými kontakty, spojovanými magnetickým polem kovových kontaktů.

1 PRVKY VYŠŠÍCH ŘÁDŮ

V roce 1971 vydal Leon Chua publikaci [1], kde rozšířil trojici doposud známých fundamentálních pasivních prvků (rezistor, kapacitor a induktor) o prvky memristor, memkapacitor a meminduktor, které pojmenoval podle jejich charakteristických vlastností. Matematickým popisem objevených prvků rozšířil, do té doby známé a uznávané, základní pilíře elektrotechniky. Leon Chua své teoretické poznatky potvrdil rigorózními matematickými důkazy i simulačními modely, ale i přesto nadále pokračoval ve zkoumání perspektivních obvodových prvků. Ve svém dalším článku [2], vydaném v roce 1980, Leon Chua poukázal na skutečnost, že objevené prvky jsou součástí celé nekonečné množiny a uspořádal je do takzvané periodické tabulky prvků vyšších řádů (dále jen PVŘ), jejíž část je na obr. 1.



Obrázek 1: Chuova periodická tabulka prvků vyšších řádů [2]



Obrázek 2: Znárodnění známých a předpovězených prvků v Chuově tabulce [3]

Každý prvek tabulky je jednoznačně definován svou konstituční relací (dále jen KR) (1):

$$f(u^{(\alpha)}, i^{(\beta)}) = 0 \quad (1)$$

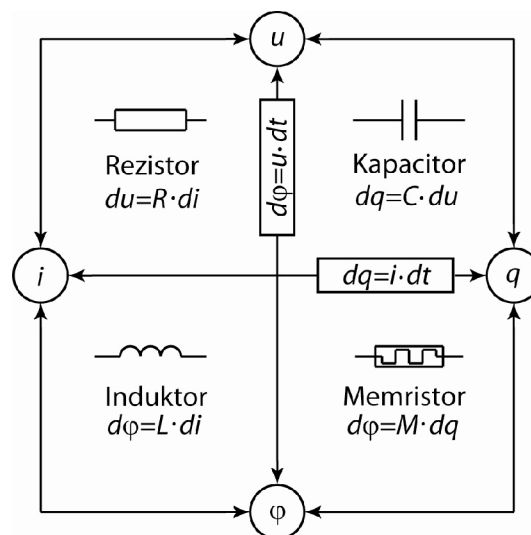
což je libovolná funkce, kde argumenty $u^{(\alpha)}$ a $i^{(\beta)}$ jsou časovými derivacemi napětí a proudu. Řád derivace je v tabulce stanoven souřadnicemi (α, β) , nabývající hodnot celých čísel. Záporný koeficient α nebo β vyjadřuje opačnou matematickou operaci k derivaci, tedy časový integrál.

Z celého nekonečného spektra PVŘ jsou v tabulce na obr. 2 symbolicky vyznačeny všechny známé i Leonem Chuou předpovězené prvky: rezistor R (0,0), kapacitor C (0,-1), induktor L (-1,0), memristor R_M (-1,-1), memkapacitor C_M (-1,-2) a meminduktor L_M (-2,-1). U ostatních PVŘ z tabulky, ze kterých nebyl žádný doposud ani pojmenován, nebyly pozorovány vlastnosti, které bychom uměli výhodně využívat. V budoucnu však

mohou být i tyto prvky součástí stejně významných objevů, jako byl v roce 1971 objev memristoru.

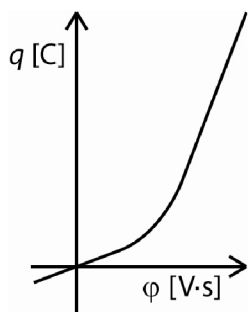
1.1 Memristor

V článku [1] z roku 1971 je memristor představen jako chybějící obvodový prvek, který se vytratil z historické osy vývoje elektroniky. Leon Chua si všimnul, že v rovině mezi čtyřmi elektrickými veličinami (napětí u , proud i , náboj q a tok φ) existuje dohromady šest rovnic (obr. 3), přičemž jedna z nich není v obvodové teorii zastoupena žádným, do té doby známým jevem. Při zkoumání chování vztahu mezi elektrickým nábojem a tokem zjistil, že coulomb-weberová charakteristika musí definovat určitou veličinu, stejně tak jako ampér-voltová charakteristika jednoznačně definuje veličinu elektrického odporu. Z toho také Leon Chua usoudil, že stejně jako elektrický odpor reprezentuje chování rezistoru, tak i nová veličina musí reprezentovat chování nové, dvou vývodové součástky, která má všechny předpoklady k tomu, aby mohla být označována jako základní, pasivní obvodový prvek a kterou nelze nahradit žádnou kombinací ostatních pasivních prvků.



Obrázek 3: Tabulka základních pasivních prvků [9]

KR memristoru je libovolná funkce elektrického náboje a toku (obr. 4), (2). Obě veličiny, elektrický náboj i tok jsou fyzikální veličiny, matematicky odvoditelné jako časové integrály proudu a napětí podle rovnic (3), (4).



$$f(\varphi, q) = 0 \quad (2)$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau \quad (3)$$

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t u(\tau) d\tau \quad (4)$$

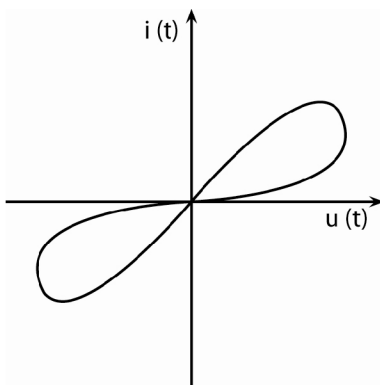
Obrázek 4: Konstituční relace memristoru

Parametrem coulomb-weberové charakteristiky z obr. 4 je veličina memristance M_R , respektive memduktance W_R , kterou lze definovat podle rovnice (5); (6).

$$M_R(q) = \frac{d\varphi(q)}{dq} \quad (5)$$

$$W_R(\varphi) = \frac{dq(\varphi)}{d\varphi} \quad (6)$$

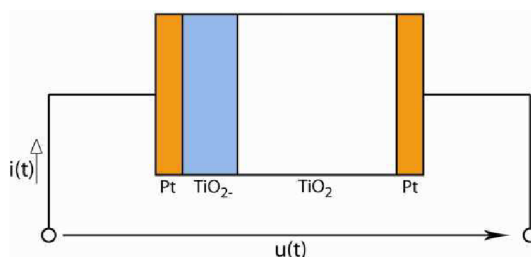
KR, tedy definovaná coulomb-weberová charakteristika, je jediným správným popisem memristoru. Svůj název však součástka získala na základě zkratky dvou nejcharakterističtějších anglických slov "memory" a "resistor", která vyplývají z vlastností memristoru, při buzení střídavým napěťovým signálem. Typickým projevem memristoru je hysterezní smyčka v ampér-voltové charakteristice (obr. 5), což automaticky znamená zařazení memristoru do třídy paměťových systémů, protože okamžitá hodnota jeho odporu závisí na kompletní historii prošlého proudu.



Obrázek 5: Hysterezní smyčka memristoru

Dlouhá léta bylo neúspěšně pátráno po principu, který by umožnil fyzický vznik memristoru, v předpovědích označovaného jako prvku s nadějnou budoucností. V roce 1976 Leon Chua spolu se Sung Mo Kangem publikovali článek [3], v němž definovali třídu memristivních systémů, kde memristor figuruje jen jako jeden zvláštní případ, protože z matematického pohledu není principiální rozdíl mezi žárovkou, automobilovým tlumičem nebo nervovou synapsí. Ani definice známých memristivních systémů neznamenal vznik nového použitelného prvku. Změna nastala až v roce 2008, kdy byl vydán článek [7]

s příhodným titulem "Ztracený memristor nalezen". Vědci z laboratoří Hewlett Packard v kalifornském Palo-Alto při výzkumu nanometrových struktur zjistili, že jsou za jistých podmínek schopni realizovat dvou vývodovou součástku s chováním podobným memristoru.



Obrázek 6: Nákres memristoru objeveného v Palo-Alto [7]

Memristor vyvinutý v HP laboratořích (obr. 6) je tvořen přibližně deset nanometrů širokou vrstvou nevodivého materiálu, oxidu titaničitého (TiO_2), mezi elektrodami z platiny (Pt). U jedné z elektrod je vrstva ochuzena o atomy kyslíku (TiO_{2-}), čímž vzniká vrstva kladně nabitých děr (dopantů). Ochuzená vrstva má vlastnosti polovodiče s dobrou vodivostí. Celkový odpor memristoru je dán součtem odporů obou vrstev. Vlivem protékajícího proudu se mění šířka vrstvy dopantů a tím memristor mění svůj odpor. V případě odpojení napětí z elektrod si memristor hodnotu odporu zapamatuje. Memristivní efekt je spojen s pohybem částic v molekulárním měřítku, který je silně závislý na frekvenci. Při buzení memristoru vysokými frekvencemi nedokáží molekuly registrovat rychlé změny napětí a memristivní efekt se vytrácí.

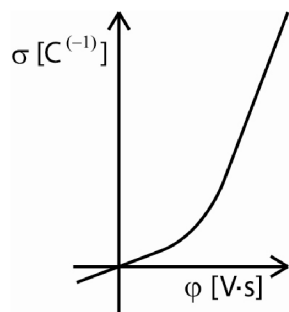
1.2 Memkapacitor

Leon Chua také předpověděl, že stejně jako existuje paměťová modifikace rezistoru, musí být stejným způsobem možné modifikovat kapacitor na memkapacitor a induktor na meminduktor [10], [11], [12].



Obrázek 7: Schématická značka memkapacitoru

Z tabulky PVŘ vyplývá, že memkapacitor je definován svou KR (obr. 8), což je libovolná funkce veličiny definované časovým integrálem napětí a veličiny definované časovým integrálem proudu druhého řádu, což odpovídá závislosti časového integrálu elektrického náboje, označeného (σ), na toku (φ), (7).



Obrázek 8: Konstituční relace memkapacitoru

$$f(\varphi, \sigma) = 0 \quad (7)$$

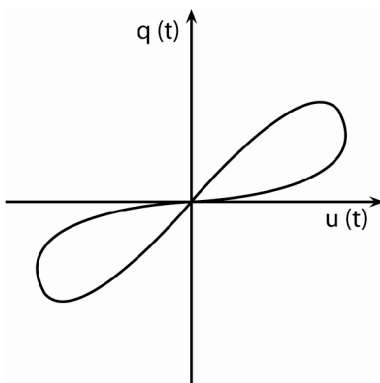
$$\sigma(t) = \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \quad (8)$$

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t u(\tau) d\tau \quad (9)$$

Parametrem KR memkapacitoru je veličina memkapacitance definovaná rovnicí (10):

$$M_C(\sigma) = \frac{d\varphi(\sigma)}{d\sigma} \quad (10)$$

Typickým projevem memkapacitoru je hysterezní smyčka v jeho coulomb-voltové charakteristice (obr. 9).



Obrázek 9: Hysterezní smyčka memkapacitoru

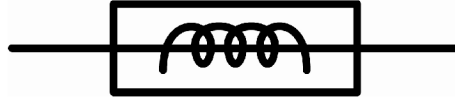
Z matematického popisu a hysterezního efektu v coulomb-voltové charakteristice vyplývá, že pokud neteče memkapacitorem proud ($i(t) = 0$), neznamená to, že elektrický náboj uložený v memkapacitoru je nulový ($q(t) \neq 0$). Z tohoto předpokladu vyplývá fakt, že memkapacitor dokáže uchovat energii v podobě elektrického náboje, přičemž lze spojitě měnit jeho kapacitu, která je závislá na celkové historii prošlého proudu.

Doposud memkapacitor jako samostatná součástka neexistuje. Teoreticky si však lze jeho funkci představit na klasickém kapacitoru, jehož kapacita C je dána rovnicí (11). Je zřejmé, že kapacita lze řídit přímo změnou relativní permitivity ϵ_r , která je závislá na změně dielektrických vlastností dielektrika (jeho polarizací). Pokud bude polarizace dielektrika záviset na prošlém náboji, pak bude kapacitor fungovat právě jako memkapacitor. Dalším způsobem, kterým lze kapacitu řídit, může být závislá změna geometrických parametrů kapacitoru (plochy elektrod S nebo vzdáleností elektrod d).

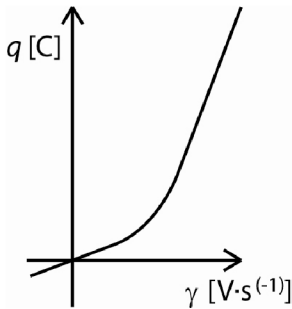
$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S}{d} \quad (11)$$

1.3 Meminduktor

Podle tabulky PVŘ je meminduktor prvek reprezentovaný KR s funkcí definovanou závislostí časového integrálu proudu na časovém integrálu napětí druhého řádu, což odpovídá funkci elektrického náboje (q), závislého na veličině časového integrálu elektrického toku, označeného (γ), (obr. 10), (12).



Obrázek 10: Schématická značka meminduktoru



Obrázek 11: Konstituční relace meminduktoru

$$f(\gamma, q) = 0 \quad (12)$$

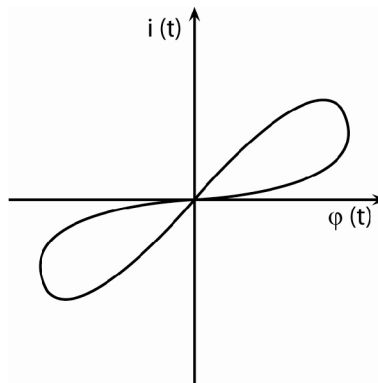
$$q(t) = \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau \quad (13)$$

$$\gamma(t) = \int_{-\infty}^t \varphi(\tau) d\tau \quad (14)$$

Parametrem KR meminduktoru je veličina meminduktance definovaná rovnicí (15):

$$M_L(q) = \frac{d\gamma(q)}{dq} \quad (15)$$

Typickým projevem memkapacitoru je hysterezní smyčka v jeho ampér-weberové charakteristice (obr. 12).



Obrázek 12: Hysterezní smyčka meminduktoru

Stejně jako memkapacitor může uchovávat energii v podobě elektrického náboje, tak i meminduktor může uchovávat energii. Tentokrát v podobě magnetického toku, úměrného velikosti indukčnosti, která je závislá na celkové historii prošlého proudu. To vyplývá z předpokladu, že v případě nulového přiloženého napětí na kontakty meminduktoru $u(t) = 0$ nemusí být tok uchovaný meminduktorem nulový ($\varphi(t) \neq 0$).

Ani meminduktor jako fyzická, dvou vývodová součástka neexistuje. Jeho funkci si lze představit jako funkci induktoru s posuvným feritovým jádrem, které změnou permeability μ řídí indukčnost v závislosti na celkové historii prošlého proudu. Chování indukčnosti v závislosti na změně permeability nebo geometrických rozměrech (N počet závitů, S obsah průřezu cívky, l délka cívky) je dáno přibližnou rovnicí (16).

$$L = \mu \cdot N^2 \cdot \frac{S}{l} \quad (16)$$

1.4 Význam modelování prvků vyšších řádů

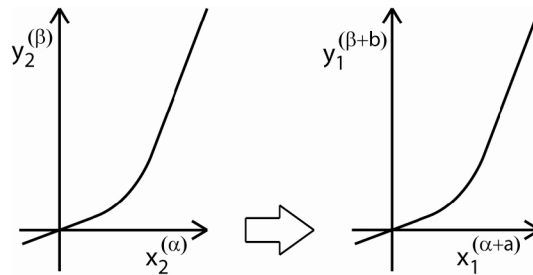
I přesto, že byl v roce 2008 objeven princip umožňující fyzickou existenci memristoru, stále se memristor jako čipová součástka neobjevila na trhu. Podle vědců v budoucnu může způsobit revoluci v analogové i digitální technice. Doposud totiž neexistoval elektronický obvodový prvek, který by bylo možné vhodně využít jako analogovou paměťovou buňku (s ohledem na rozměry a praktické využití). Takovou buňku by bylo možné použít pro napodobení funkce nervových synapsí, čímž se memristor může stát základem analogového modelu mozku. V současnosti však vědci pracují především na aplikacích memristoru pro digitální paměti v počítačovém průmyslu. Jedním z možných využití memristorových nevolatilních pamětí může být například uložení posledního uživatelského nastavení operačního systému, čímž by bylo umožněno zapínání osobních počítačů během několika vteřin. Perspektivní součástka, která je objevena, teoreticky přesně popsána, která zároveň není fyzicky dostupná a je očekáváno její praktické využití během následujících let, se ideálně hodí pro simulaci pomocí fyzických emulátorů.

V oblasti analogového modelování perspektivního pasivního prvku se však objevují i další součástky jako memkapacitor a meminduktor. V úvahu tak připadá modelování součástek, u nichž se očekávají příznivější podmínky energetických výdajů při zápisu a čtení dat.

Kromě uvedených možností využití emulace PVŘ se nabízí také modelování doposud nepojmenovaných a teoreticky nedefinovaných PVŘ z Chuovy tabulky, které se v budoucnu mohou stát součástí stejně významných objevů, jako byl objev memristoru.

2 METODIKA EMULACE PRVKŮ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ

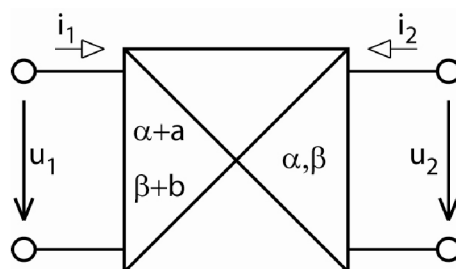
Cílem tohoto projektu je simulovat a fyzicky emulovat libovolný prvek z Chuovy tabulky. Nejjednodušším způsobem, jak prvky emulovat, aniž by bylo zapotřebí individuálně každý z nich navrhovat, je transformace výchozí KR známých a dostupných prvků se souřadnicemi (α, β) , na výslednou KR požadovaného prvku se souřadnicemi $(\alpha + a, \beta + b)$, podle obr. 13. Koeficienty a a b vyjadřují topologii dané transformace, která nezávisí na původních souřadnicích (α, β) .



Obrázek 13: Transformace konstituční relace

Hlavním úkolem tedy je realizace sady autonomních transformačních emulátorů, umožňujících transformaci ve všech čtyřech osách Chuovy tabulky ($\Downarrow, \Leftrightarrow, \swarrow, \searrow$) pro realizaci jakéhokoliv prvku z periodické tabulky PVŘ. Jestliže bude transformační emulátor navržen tak, aby byl nezávislý na transformovaných souřadnicích a tedy univerzální pro transformaci souřadnic v jedné ose Chuovy tabulky, pak lze kaskádním spojováním stejných transformačních emulátorů realizovat kterýkoliv prvek na této ose. Každý z emulátorů musí být univerzální pro osovou inkrementaci i dekrementaci (při obrácení jeho funkce).

Známou metodou, kterou lze aplikovat na realizaci sady inkrementálních, autonomních transformačních emulátorů, je převod KR pomocí mutátorů (obr. 14). Další detaily uvádí literatura [1], [5], [6], [11], [12].



Obrázek 14: Schématické znázornění mutátoru s vyjádřením transformace souřadnic

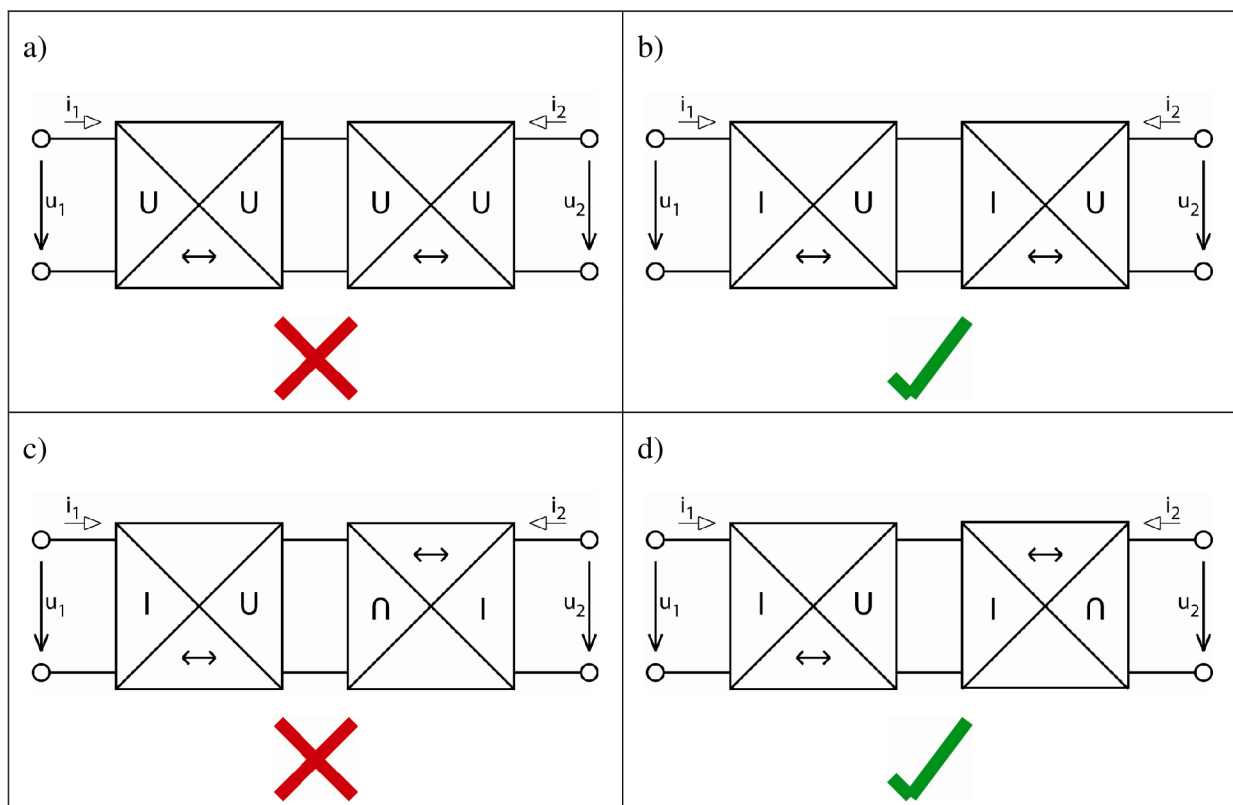
V roce 1971 využil Leon Chua právě takového mutátoru pro transformaci KR rezistoru na KR memristoru. Výhodou metody je její univerzálnost, protože obecně může být mutátor libovolně složitý elektronický dvojbran, realizující jakoukoliv transformaci. V tomto případě jde o transformaci výchozí KR libovolného prvku z periodické tabulky PVŘ na výslednou KR libovolného jiného prvku. Existují i další metody emulace některých známých PVŘ, jako

například modelování na základě stavového popisu. Mutátorový převod však umožňuje názornou implementaci teoreticky známé transformace mezi PVŘ, přesně korespondující s grafickým znázorněním tabulky PVŘ a jak bude ukázáno dále, umožňuje i výhodné využití konvenčních principů analogové elektroniky.

Jednotlivé brány mutátoru mohou být realizovány jako elektronické zdroje, řízené stanovenou matematickou funkcí podle behaviorálního popisu napětím nebo proudem. Popsaná emulace prvků z periodické tabulky je principiálně založena na derivování, respektive integrování veličin napětí a proudu. Z těchto důvodů je pro realizaci mutátorů nejvýhodnější využít napěťové a proudové zdroje řízené derivací, respektive integrací napětí nebo proudu. Při spojování dvou stejných typů ideálních řízených zdrojů nastává známý konflikt, vyplývající z Kirchhoffových zákonů. Graficky je znázorněn na obr. a) v tabulce 1. Řešením tohoto konfliktu, při kaskádním spojování mutátorů, je mutátor s jednou napěťovou bránou (U) a jednou proudovou bránou (I), přičemž spojovány jsou vždy brána reprezentovaná řízeným napěťovým zdrojem s bránou reprezentovanou proudovým řízeným zdrojem (obr. b) v tabulce 1).

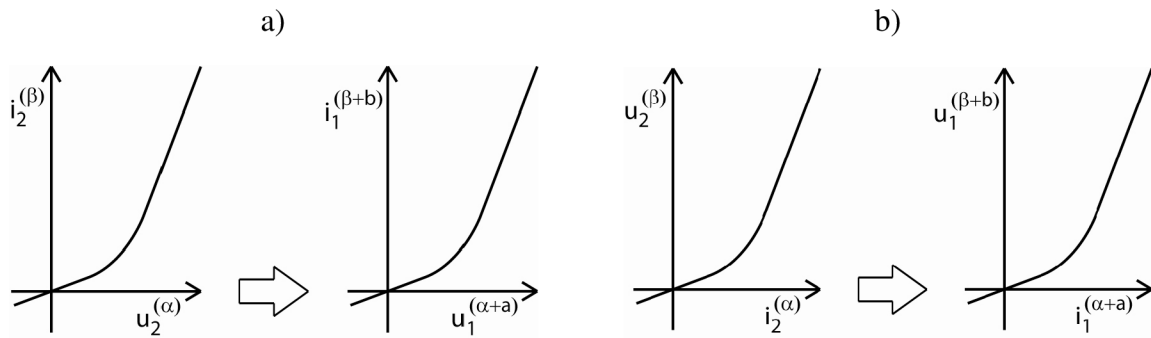
Základní sada mutátorů pro inkrementální pohyb ve čtyřech směrech periodické tabulky vyžaduje čtyři mutátory. Základní sadu mutátorů typu $U - I$ je však potřeba doplnit o další čtyři mutátory typu $I - U$, protože při inverzní funkci mutátoru (určené pro dekrementální pohyb), dochází opět ke konfliktu mezi stejnými typy řízených zdrojů. Konflikt a jeho možné řešení jsou názorně vyznačeny na obr. c) a d) v tabulce 1.

Tabulka 1: Zakázané a možné způsoby spojování mutátorů



V tabulce 2 jsou v jednotlivých sloupcích popsány topologie každého ze čtyř druhů mutátorů typu $U - I$, jejich odpovídající matematická funkce vyjádřená transformační maticí a realizace na úrovni řízených elektronických zdrojů. Analogický popis mutátorů typu $I - U$ je v tabulce 3. Orientace symbolických šipek napětí a proudů jsou v souladu s konvenčně užívanými a uznávanými pravidly.

Funkční rozdíl mezi mutátorem typu $U - I$ a mutátorem $I - U$ vyplývá z toho, která veličina je v transformované KR závislou respektive nezávislou. Detailně rozdíl zobrazuje obr. 15.



Obrázek 15: Transformace konstituční relace mutátorem a) typ $U - I$; b) typ $I - U$

Transformovaná KR může mít při aplikaci mutátorového převodu libovolný průběh. Musí však být zajištěn její monotónní funkční závislost. Tvarová shoda KR je zabezpečena lineárními transformacemi os, které lze vyjádřit pomocí koeficientů k_x a k_y . Pro mutátor typu $U - I$ platí:

$$u_1^{(\alpha+a)} = k_x \cdot u_2^\alpha \quad (17)$$

$$i_1^{(\beta+b)} = k_y \cdot i_2^\beta \quad (18)$$

a pro mutátor typu $I - U$ platí:

$$i_1^{(\alpha+a)} = k_x \cdot i_2^\alpha \quad (19)$$

$$u_1^{(\beta+b)} = k_y \cdot u_2^\beta \quad (20)$$

Oba koeficienty k_x i k_y musí splňovat kritérium pasivity (21), které plyne z funkce v grafu KR každého pasivního prvku. Funkce musí procházet I. a III. kvadrantem.

$$k_x \cdot k_y > 0 \quad (21)$$

Topologie každého mutátoru koresponduje s jedním směrem v periodické tabulce PVŘ a z vnějšího pohledu ji lze matematicky vyjádřit souřadnicovým popisem s koeficienty $[a, b]$, které určují druh transformace podle rovnice (22) nebo ekvivalentně graficky směrovými šipkami.

$$(x_1^{(\alpha+a)}, y_1^{(\beta+b)}) \quad (22)$$

Příkladem může být požadovaná emulace prvku memristoru s KR o souřadnicích $(-1, -1)$ z nejdostupnějšího prvku, rezistoru s KR $(0, 0)$, podle rovnice (23).

$$(\alpha, \beta) \rightarrow (\alpha + a, \beta + b) \quad (23)$$

Transformaci lze vyjádřit matematicky:

$$(\alpha, \beta) + [a, b] = (\alpha + a, \beta + b) \quad (24)$$

Po vyjádření neznámých a dosazení známých hodnot do rovnice (24) lze zjistit topologii požadovaného mutátoru pro transformaci:

$$[a, b] = [(\alpha + a, \beta + b) - (\alpha, \beta)] \quad (25)$$

$$[a, b] = [(-1, -1) - (0, 0)] \quad (26)$$

$$[a, b] = [-1, -1] \quad (27)$$

Podle periodické tabulky PVŘ odpovídá topologie s koeficienty $[-1, -1]$ směru ↙↗. Prakticky to znamená, že mutátor s topologií $[-1, -1]$ lze použít i pro transformaci kapacitoru $(0, -1)$ na memkapacitor $(-1, -2)$ nebo inverzně jako mutátor s topologií $[1, 1]$, který transformuje souřadnice memristoru $(-1, -1)$ na souřadnice rezistoru $(0, 0)$. Zbývající tři topologické směry v tabulce jsou: $\leftrightarrow [-1, 0]$; $\updownarrow [0, -1]$; $\nwarrow\searrow [1, -1]$.

Po vyjádření matematického popisu transformace KR byla stanovena topologie mutátorů. Právě z topologie mutátoru lze pomocí Laplaceovy transformace časových veličin napětí a proudu (28), (29) matematicky odvodit i vnitřní funkci mutátoru. Podle koeficientů určujících topologii mutátoru a transformační matice $T_{(p)}$ (30), (31), kde p je Laplaceův operátor s exponenty $[a, b]$, lze sestavit rovnice (33), (34) sloužící k matematickému popisu konkrétní realizace mutátoru s řízenými zdroji.

$$\mathcal{L}(u_{(t)}) = U_{(p)} \quad (28)$$

$$\mathcal{L}(i_{(t)}) = I_{(p)} \quad (29)$$

$$T_{U-I(p)} = \begin{bmatrix} k_x \cdot p^{(-a)} & 0 \\ 0 & k_y \cdot p^{(-b)} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$T_{I-U(p)} = \begin{bmatrix} k_y \cdot p^{(-a)} & 0 \\ 0 & k_x \cdot p^{(-b)} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} U_{1(p)} \\ I_{1(p)} \end{bmatrix} = [T_{(p)}] \cdot \begin{bmatrix} U_{2(p)} \\ (-I_{2(p)}) \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$U_{1(p)} = T_{11(p)} \cdot U_{2(p)} + T_{12(p)} \cdot (-I_{2(p)}) \quad (33)$$

$$I_{1(p)} = T_{21(p)} \cdot U_{2(p)} + T_{22(p)} \cdot (-I_{2(p)}) \quad (34)$$

Na konkrétním příkladu mutátoru typu $U - I$ s topologií $[1, -1]$ lze ukázat postup pro stanovení realizace mutátoru. Dosazením koeficientů topologie mutátoru do rovnice (30) je stanovena transformační matice:

$$T_{U-I(p)} = \begin{bmatrix} k_x \cdot p^{(-1)} & 0 \\ 0 & k_y \cdot p^{(1)} \end{bmatrix}$$

po dosazení transformační matice do rovnice (32) vyplývají rovnice:

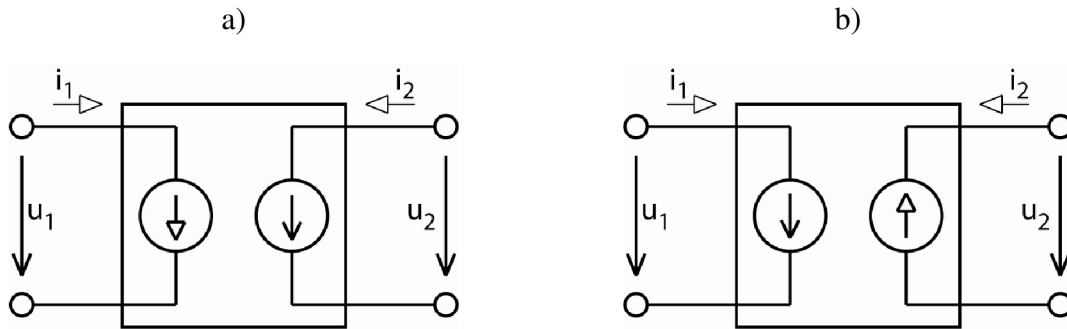
$$U_{1(p)} = k_x \cdot p^{(-1)} \cdot U_{2(p)} + 0 \cdot (-I_{2(p)})$$

$$U_{1(p)} = k_x \cdot p^{(-1)} \cdot U_{2(p)} \quad (35)$$

$$I_{1(p)} = 0 \cdot U_{2(p)} + k_y \cdot p \cdot (-I_{2(p)})$$

$$I_{1(p)} = k_y \cdot p \cdot (-I_{2(p)}) \quad (36)$$

Posledním krokem pro dokončení návrhu realizace je vyjádření konkrétní funkce řízených zdrojů. Jestliže je zadán mutátor typu $U - I$, pak realizace mutátoru musí korespondovat s obr. 16 a). Pro realizaci mutátoru typu $I - U$ naopak platí obr. 16 b).



Obrázek 16: Realizace mutátorů pomocí řízených zdrojů a) typ $U - I$; b) typ $I - U$

Brána s napětím u_2 a proudem i_2 je reprezentována napěťovým zdrojem, řízeným napětím u_1 . Funkci napěťového zdroje je potřeba odvodit z rovnice (35) vplynuvší po dosazení transformační matice:

$$U_{1(p)} = k_x \cdot p^{(-1)} \cdot U_{2(p)}$$

$$U_{2(p)} = \frac{1}{k_x} \cdot p^{(1)} \cdot U_{1(p)} \quad (37)$$

Brána s napětím u_1 a proudem i_1 je reprezentována proudovým zdrojem, řízeným proudem i_1 . Funkce proudového zdroje plyne přímo z rovnice (36):

$$I_{1(p)} = k_y \cdot p \cdot (-I_{2(p)}) \quad (38)$$

Obraz časových veličin napětí a proudů lze získat z rovnic (37), (38) inverzní Laplaceovou transformací podle rovnic (39), (40).

$$u_{(t)} = \mathcal{L}^{-1}\{U_{(p)}\} \quad (39)$$

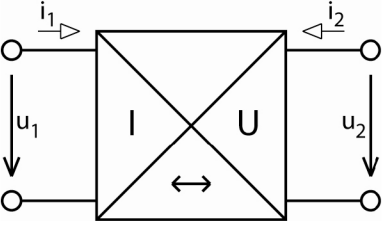
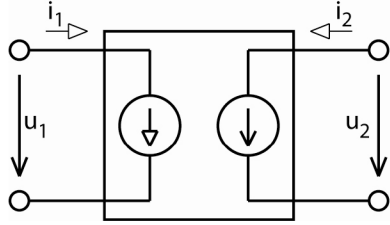
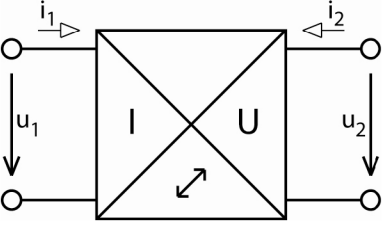
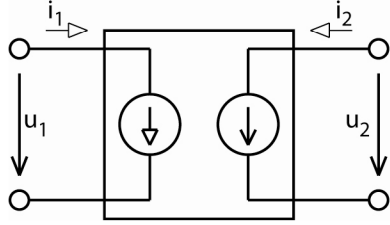
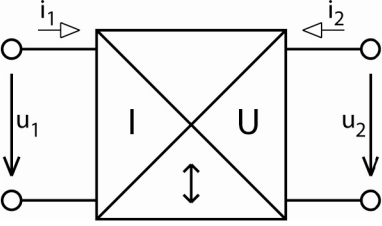
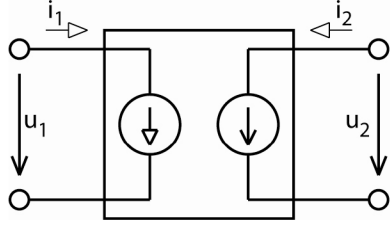
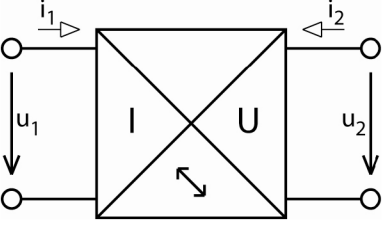
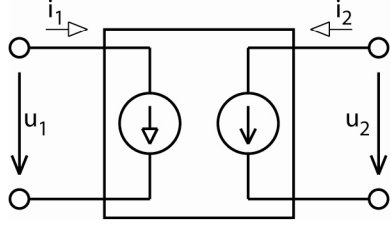
$$i_{(t)} = \mathcal{L}^{-1}\{I_{(p)}\} \quad (40)$$

$$u_2 = \frac{1}{k_x} \cdot u_1^{(1)} \quad (41)$$

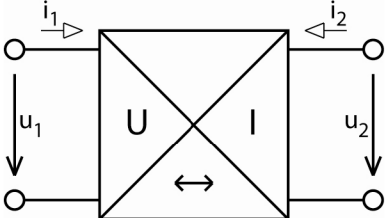
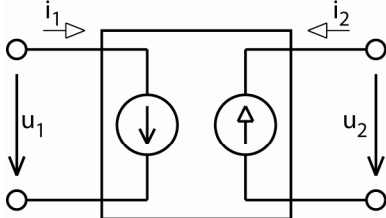
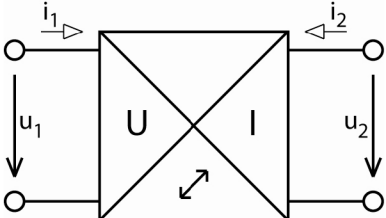
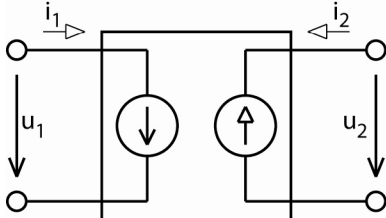
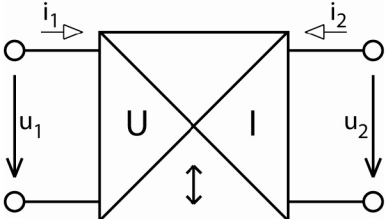
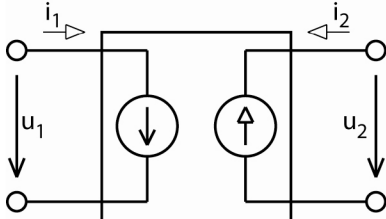
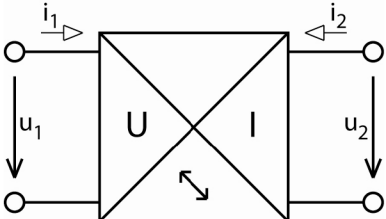
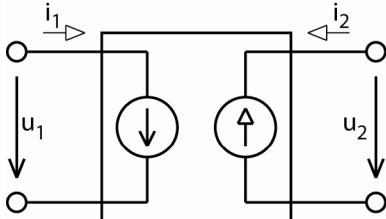
$$i_1 = k_y \cdot (-i_2^{(1)}) \quad (42)$$

Jak bylo popsáno, koeficient v exponentu udává řád časové derivace. Koeficient (1) znamená první derivaci dané veličiny, koeficient (-1) inverzní derivaci, tedy integrál.

Tabulka 2: Topologie, odpovídající transformační matice a realizace mutátoru typu $U - I$

Typ	Topologie	Matice	Realizace
U-I	$u_1^{(\alpha-1)}; i_1^{(\beta)} \leftrightarrow u_2^{(\alpha)}; i_2^{(\beta)}$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$i_1 = k_y \cdot (-i_2)$  $u_2 = \frac{1}{k_x} \cdot u_1^{(-1)}$
	$u_1^{(\alpha-1)}; i_1^{(\beta-1)} \leftrightarrow u_2^{(\alpha)}; i_2^{(\beta)}$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix}$	$i_1 = k_y \cdot -i_2^{(1)}$  $u_2 = \frac{1}{k_x} \cdot u_1^{(-1)}$
	$u_1^{(\alpha)}; i_1^{(\beta-1)} \leftrightarrow u_2^{(\alpha)}; i_2^{(\beta)}$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix}$	$i_1 = k_y \cdot -i_2^{(1)}$  $u_2 = \frac{1}{k_x} \cdot u_1$
	$u_1^{(\alpha+1)}; i_1^{(\beta-1)} \leftrightarrow u_2^{(\alpha)}; i_2^{(\beta)}$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} p^{-1} & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix}$	$i_1 = k_y \cdot -i_2^{(1)}$  $u_2 = \frac{1}{k_x} \cdot u_1^{(1)}$

Tabulka 3: Topologie, odpovídající transformační matice a realizace mutátoru typu I – U

Typ	Topologie	Matice	Realizace
I-U	$i_1^{\alpha-1}; u_1^\beta \leftrightarrow i_2^\alpha; u_2^\beta$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix}$	$u_1 = k_y \cdot u_2^{(1)}$  $i_2 = \frac{1}{k_x} \cdot i_1$
	$i_1^{\alpha-1}; u_1^{\beta-1} \leftrightarrow i_2^\alpha; u_2^\beta$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix}$	$u_1 = k_y \cdot u_2^{(1)}$  $i_2 = \frac{1}{k_x} \cdot i_1^{(-1)}$
	$i_1^\alpha; u_1^{\beta-1} \leftrightarrow i_2^\alpha; u_2^\beta$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$u_1 = k_y \cdot u_2$  $i_2 = \frac{1}{k_x} \cdot i_1^{(-1)}$
	$i_1^{\alpha+1}; u_1^{\beta-1} \leftrightarrow i_2^\alpha; u_2^\beta$ 	$T(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p^{-1} \end{bmatrix}$	$u_1 = k_y \cdot u_2^{(-1)}$  $i_2 = \frac{1}{k_x} \cdot i_1^{(-1)}$

2.1 Syntéza mutátorů

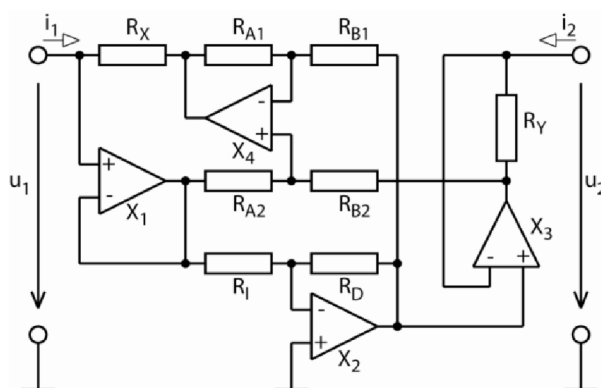
Metodika emulace PVŘ a odvození realizace mutátorů jsou nezbytné kvůli konečnému návrhu konkrétního obvodového řešení. Řízené zdroje proudu a napětí se výhodně nabízejí pro implementaci pomocí moderních obvodových analogových prvků a principů, pracujících v napěťovém a proudovém režimu současně. Příkladem moderních obvodových prvků může být proudový konvektor druhé generace (CCII+) a operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFOA). Funkci obou předchozích uvedených obvodových prvků slučuje transimpedanční operační zesilovač (TOZ). Detaily a popis funkce zmíněných analogových součástek popisuje kapitola 5.1.

Postup syntézy mutátorů s TOZ je jedno z možných řešení. Konkrétní příklady takového návrhu uvádí literatura [5]. Kaskádní spojování jednotlivých mutátorů s využitím analogových aktivních součástek však znamená potýkání se s nepříznivými obvodovými jevy. Všechny mutátory je důležité navrhovat s ohledem na co nejnižší ofset a přijatelnou dynamiku při zajištění co nejnižšího příkonu. Základna aktivních součástek, včetně TOZ, je v oblasti moderních obvodových principů zastoupena velmi úzkým spektrem, které z důvodu ofsetových a příkonových vlastností nevyhovuje použití pro emulaci PVŘ. V kapitole 5.1 je představeno, jakým způsobem lze TOZ a zejména některé jeho částečné funkce zastoupit využitím nízko-příkonových, nízko-napěťových a nízko-ofsetových operačních zesilovačů (dále jen OZ). Jak bude dále ukázáno, lze každý mutátor optimalizací a zjednodušením syntetizovat pomocí čtyř OZ, čímž je ofset i příkon snižen na minimum. Ekvivalentní syntéza vyžaduje tři kusy TOZ, které při implementaci na bázi OZ znamenají dohromady 12 kusů OZ.

Syntéza začíná stanovením úrovní obvodových veličin. Je požadováno, aby amplituda a frekvence napětí i proudu byla po transformaci zachována, případně úměrná koeficientům k_x a k_y . Mutátory mají za úkol měnit pouze tvar a fázové posunutí signálů. Emulátory vyžadují buzení dynamickým signálem, a protože jsou následně používané derivační a integrační bloky kmitočtově závislé, je potřeba stanovit i frekvenci budících a interních signálů. Pracovní oblast funkce používaných OZ je $\pm 4 V$ (vzhledem ke zvolenému napájecímu napětí $\pm 5 V$). Pro demonstraci a jednoduché výpočty je zvolena hodnota signálového napětí $u = 1 V$. S ohledem na co nejnižší proudový odběr jsem určil velikost interních proudů na $i = 100 \mu A$ a frekvenci $f = 100 Hz$ tak, aby byl pracovní kmitočet minimálně 1000x nižší než mezní kmitočty použitých analogových prvků (stovky kHz). Stanovená frekvence je dostatečná pro emulaci prvků typu memristor, kdy jsou uplatňovány hysterezní efekty pozorovatelné při nízkých kmitočtech. Branová impedance mutátorů Z , jakož i impedance připojovaného výchozího prvku, je z hodnot stanovených obvodových veličin dána Ohmovým zákonem (43).

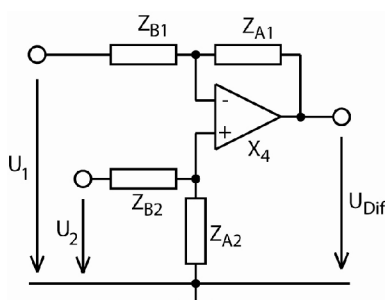
$$Z = \frac{u}{i} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10 k\Omega \quad (43)$$

Postup obecné syntézy obvodového řešení osmi mutátorů lze ukázat na jednom konkrétním příkladu. Pro jednoduchost začnu syntézou mutátoru typu $U - I$ (obr. 16 a)) s topologií $[0,0]$, což znamená, že nebude transformována KR žádného připojeného prvku, ale pouze zrcadlena na protější bránu. Koncepce tudíž představuje jen funkci řízených zdrojů. Jednotlivé části jsou navrženy tak, aby mohly být nahrazeny známými analogovými bloky a tím emulovat všechny potřebné mutátory.



Obrázek 17: Příklad řešení mutátoru typu $U - I$ s topologií $[0,0]$ pro demonstrační syntézu

K bráně (U) je připojena rezistivní zátěž s odporem $10\text{ k}\Omega$ a protéká jí proud $i_2 = 100\ \mu\text{A}$. Do neinvertujícího vstupu OZ X_3 teče proud nulový a na R_Y tak vzniká úbytek napětí u_{RY} , který se přičítá k napětí u_2 . Napětí u_{RY} musí být ve srovnání s u_2 dostatečně nízké, aby nezpůsobovalo saturaci OZ. Při volbě $R_Y = 100\ \Omega$ je úbytek napětí podle Ohmova zákona $u_{RY} = 10\text{ mV}$. Tímto způsobem se snímá proud i_2 a převádí se na napětí u_{RY} , které je z důvodu záporné zpětné vazby OZ X_3 i vstupním napětím OZ X_4 v zapojení invertujícího rozdílového zesilovače (obr. 18).



Obrázek 18: Operační zesilovač v zapojení rozdílového zesilovače

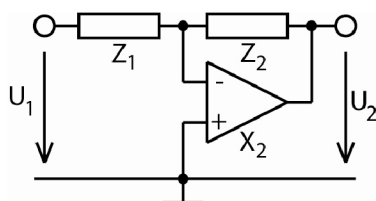
Při rovnosti hodnot dvojic impedancí ($Z_{A1} = Z_{A2}$), ($Z_{B1} = Z_{B2}$) je výstupní napětí U_{DIF} dáno rovnicí (44).

$$U_{DIF} = \frac{Z_A}{Z_B} \cdot (U_2 - U_1) \quad (44)$$

Rozdílový zesilovač spolu s OZ X_1 a odporem R_X jsou známým zapojením Howlandova proudového zdroje. Výstup OZ X_1 představuje virtuální společnou svorku celého proudového

zdroje, ke které je vztaženo i napětí u_{RY} . Protože napěťový sledovač X_1 kopíruje potenciál virtuální společné svorky na (I) bránu mutátoru, je celé výstupní napětí rozdílového zesilovače U_{Dif} současně napětím u_{RX} na rezistoru R_X . Při rovnosti R_Y a R_X jsou proudy i_1 i i_2 totožné. Z uvedených souvislostí vyplývá, že Howlandův proudový zdroj je zde proudovým zdrojem brány (I), řízeným proudem i_2 tekoucím bránou (U).

Opačným směrem je přes sledovač X_1 přeneseno napětí u_2 na vstup invertujícího zesilovače s OZ X_2 (obr. 19).



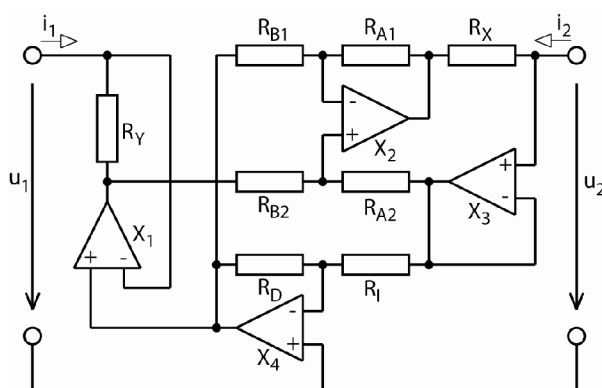
Obrázek 19: Zapojení invertujícího operačního zesilovače

Díky záporné zpětné vazbě je na invertujícím vstupu OZ potenciál neinvertujícího vstupu, a protože do vysoko-impedančních vstupů teče nulový proud, platí pro výstupní napětí zesilovače rovnice (45).

$$U_2 = -\frac{z_2}{z_1} \cdot U_1 \quad (45)$$

Záporné znaménko výstupního napětí je zpětně kompenzováno při řízení proudového zdroje invertujícím rozdílovým zesilovačem. Výstupní napětí invertujícího zesilovače je přímo připojeno na neinvertující vstup OZ X_3 se zápornou zpětnou vazbou, z čehož plyne rovnost napětí u_2 a výstupního napětí invertujícího zesilovače z obr. 17. Tímto způsobem je realizován napěťově řízený napěťový zdroj na bráně (U).

Syntéza mutátoru typu $I - U$ je provedena stejným způsobem, s opačným sledem řízených zdrojů. Konkrétní zapojení mutátoru typu $I - U$ s topologií $[0,0]$ je na obr. 20.



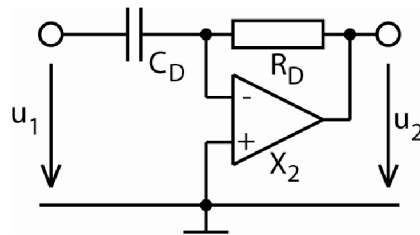
Obrázek 20: Příklad řešení mutátoru typu $I - U$ s topologií $[0,0]$ pro demonstrační syntézu

Posledním úkolem pro dokončení mutátorů je změna topologie syntetizovaných zapojení pomocí implementace matematických funkcí. Úpravou popsaných bloků (invertujícího zesilovače a rozdílového zesilovače) se nabízejí dohromady čtyři varianty pro úpravu bloků na derivační respektive integrační články. Podle odvození z Chuovy tabulky a z topologie lze druh použité matematické funkce v kombinaci s daným zapojením stanovit jednoduše podle realizace mutátorů z tabulek 2 a 3 podle následujících pravidel. V případě realizace:

- 1) napěťového zdroje s koeficientem (1) bude invertující zesilovač nahrazen derivačním článkem s invertujícím OZ.
- 2) napěťového zdroje s koeficientem (-1) bude invertující zesilovač nahrazen integračním článkem s invertujícím OZ.
- 3) proudového zdroje s koeficientem (1) bude rozdílový zesilovač nahrazen derivačním článkem s rozdílovým OZ.
- 4) proudového zdroje s koeficientem (-1) bude rozdílový zesilovač nahrazen integračním článkem s rozdílovým OZ.

2.1.1 Derivační článek s invertujícím operačním zesilovačem

Derivační článek v invertujícím zapojení je na obr. 21.



Obrázek 21: Derivační článek s invertujícím operačním zesilovačem

Po dosazení odporu rezistoru R_D , a impedance kapacitoru Z_{CD} vyjádřenou Laplaceovým operátorem, za hodnoty impedance v rovnici (45) platí:

$$U_{2(p)} = -\frac{Z_{RD}}{\frac{1}{p \cdot Z_{CD}}} \cdot U_{1(p)} = -\frac{R_D}{\frac{1}{p \cdot C_D}} \cdot U_{1(p)}$$

Po zpětné Laplaceově transformaci vyplývá rovnice:

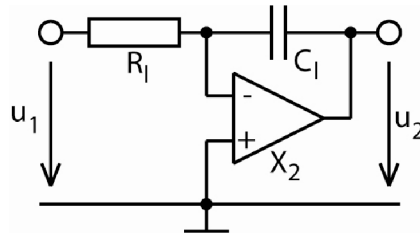
$$u_2 = -R_D \cdot C_D \cdot \frac{du_1}{dt}$$

Pro zachování úrovní signálových napětí musí být derivační konstanta $R_D \cdot C_D = 1$. Při volbě $R_D = 100 \text{ k}\Omega$ vyplývá hodnota kapacity C_D z rovnice (46).

$$C_D = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_D} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 100 \cdot 10^3} = 15 \text{ nF} \quad (46)$$

2.1.2 Integrovní člunek s invertujícím operačním zesilovačem

Integrovní člunek v invertujícím zapojení je na obr. 22.



Obrázek 22: Integrovní člunek s invertujícím operačním zesilovačem

Po dosazení odporu rezistoru R_I , a impedance kapacitoru Z_{CI} vyjádřenou Laplaceovým operátorem, za hodnoty impedance v rovnici (45) platí:

$$U_{2(p)} = -\frac{1}{\frac{p \cdot Z_{CI}}{Z_{RI}}} \cdot U_{1(p)} = -\frac{1}{\frac{p \cdot C_I}{R_I}} \cdot U_{1(p)}$$

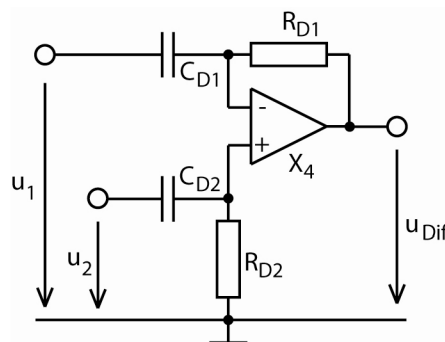
Po zpětné Laplaceově transformaci vyplývá vztah:

$$u_2 = -\frac{1}{R_I \cdot C_I} \cdot \int u_1 \cdot dt$$

Pro zachování úrovní signálových napětí musí být integrační konstanta $\frac{1}{R_I \cdot C_I} = 1$. Při volbě $R_I = 100 \text{ k}\Omega$ je hodnota kapacity stejná jako hodnota derivační kapacity $C_I = 15 \text{ nF}$.

2.1.3 Derivační člunek s rozdílovým operačním zesilovačem

Derivační člunek v zapojení rozdílového OZ je na obr. 23.



Obrázek 23: Derivační člunek s rozdílovým operačním zesilovačem

Postup návrhu je podobný jako u invertujícího OZ. Jestliže $R_{D1} = R_{D2}$ a $C_{D1} = C_{D2}$ pak lze zjednodušeně odpor R_D a impedanci kapacitoru Z_{CD} dosadit za hodnoty impedance v rovnici (44):

$$U_{DIF(p)} = \frac{Z_{RD}}{\frac{1}{p \cdot Z_{CD}}} \cdot (U_{2(p)} - U_{1(p)}) = \frac{R_D}{\frac{1}{p \cdot C_D}} \cdot (U_{2(p)} - U_{1(p)})$$

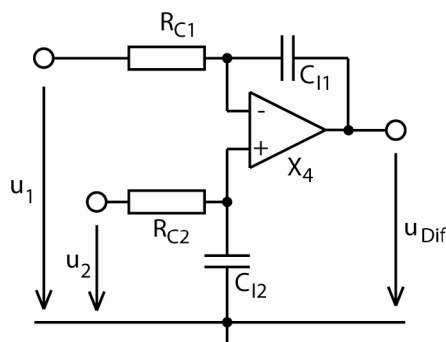
Po zpětné Laplaceově transformaci vyplývá vztah:

$$u_{DIF} = R_D \cdot C_D \cdot \frac{d(u_2 - u_1)}{dt}$$

Stejně jako u předchozího derivačního článku, také zde musí být derivační konstanta $R_D \cdot C_D = 1$ proto platí, že $R_D = 100 \text{ k}\Omega$ a $C_D = 15 \text{ nF}$.

2.1.4 Integrovní článek s rozdílovým operačním zesilovačem

Integrovní článek v zapojení rozdílového OZ je na obr. 12.



Obrázek 24: Derivační článek s rozdílovým operačním zesilovačem

I zde platí, že při rovnosti $R_{D1} = R_{D2}$ a $C_{D1} = C_{D2}$ pak lze odpor R_I a impedanci kapacitoru Z_{CI} dosadit za hodnoty impedance v rovnici (44):

$$U_{DIF(p)} = \frac{1}{\frac{p \cdot Z_{CI}}{Z_{RI}}} \cdot (U_{2(p)} - U_{1(p)}) = \frac{1}{p \cdot C_I \cdot R_I} \cdot (U_{2(p)} - U_{1(p)})$$

Po zpětné Laplaceově transformaci vyplývá vztah:

$$u_{DIF} = \frac{1}{C_I \cdot R_I} \cdot \int (u_2 - u_1) \cdot dt$$

Integrační konstanta $\frac{1}{C_I \cdot R_I} = 1$ a z toho plyne, že při volbě $R_I = 100 \text{ k}\Omega$ bude $C_I = 15 \text{ nF}$.

2.2 Souhrn syntetizovaných mutátorů

Po nahrazení invertujícího OZ a rozdílového OZ v syntetizovaných mutátorech příslušným funkčním blokem podle tabulky 2 a 3 vzniknou dvě skupiny čtyř topologií mutátorů (tabulka 4). Mutátory s topologií $[0, -1]$ (směr $\uparrow\downarrow$) bylo po syntéze možné zjednodušit na zapojení se dvěma OZ.

Tabulka 4: Přehled syntetizovaných mutátorů

	$U - I$	$I - U$
↔		
↗		
↕		
↖		

3 EMULACE PRVKŮ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ

3.1 Optimalizace syntetizovaných mutátorů

Před realizací mutátorů v podobě sady modulů pro následné emulování PVR \bar{R} jsem musel jejich funkci ověřit simulacemi a měřeními na prototypových funkčních vzorcích. Mutátory jsem analyzoval simulacemi pomocí programu OrCad PSpice od nejzákladnějšího možného způsobu, kterým je modelování na úrovni realizace pomocí řízených zdrojů, tak jako je ukázáno v tabulce 2 a 3. Výsledky simulací jsou ukázány dále.

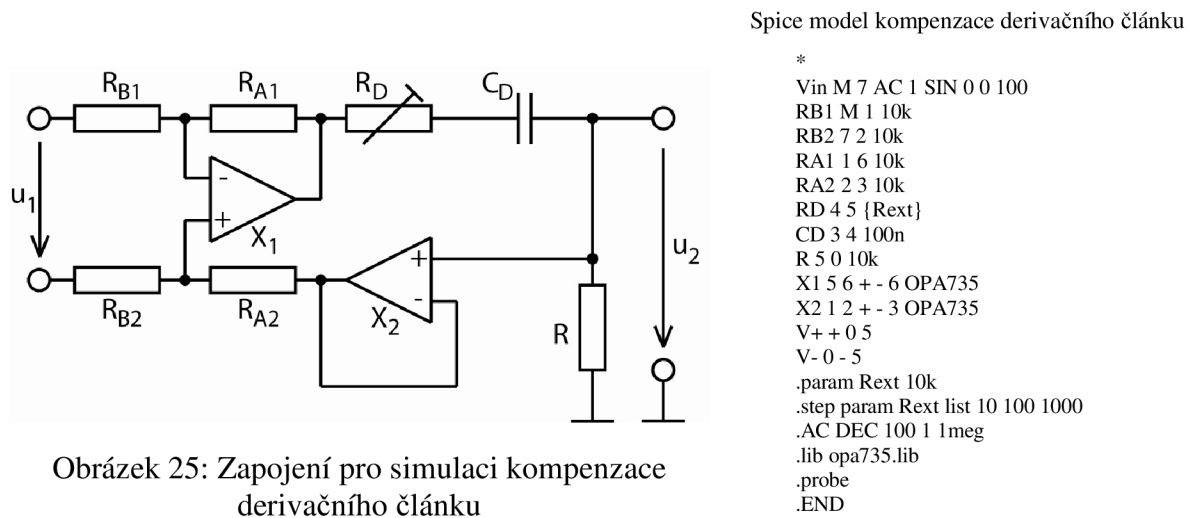
Po analýze přesného chování pomocí simulací jsem přistoupil k optimalizacím zapojení pro jejich nejpresnější možnou emulaci. Každý blok syntetizovaného zapojení (invertující a rozdílový zesilovač modifikovaný na derivační a integrační článek) jsem implementoval zvlášť, abych na jeho výstupu dosáhl žádaného průběhu s celkovým přenosem $A = 1$. Takto realizované bloky jsem dále zapojoval do obvodu mutátoru do cesty signálového toku, až po připojení zpětné vazby, zpětného signálového přenosu. I přesto, že všechny samostatné bloky fungují spolehlivě a stabilně, může být celková funkce mutátoru po zapojení zpětné vazby nesprávná. Zpětná vazba způsobuje vlivem postupného sčítání offsetu integračního článku saturaci. Malý dynamický rozsah OZ způsobuje kmitání derivačního článku, které se projeví jako nežádoucí kmitání o vysoké frekvenci v celém napěťovém rozsahu. Významně se projevuje i tolerance mezi páry pasivních součástí v rozdílovém členu.

Řešením těchto problémů jsou kompenzace nežádoucích jevů. Například vlivem vysoké impedance vstupů OZ dochází u integračních článků k pomalému vybíjení integrační kapacity, způsobující zvyšující se napěťový offset. Připojením paralelního vybíjecího rezistoru s relativně nízkou hodnotou odporu ke kapacitoru je vliv offsetu odstraněn. Vybíjecí rezistor však snižuje fázový posun proudu a napětí. Důležité je najít kompromis mezi vlivem offsetu a velikostí fázového posunu tak, aby byla zajištěna správná funkce i při spojování modulů.

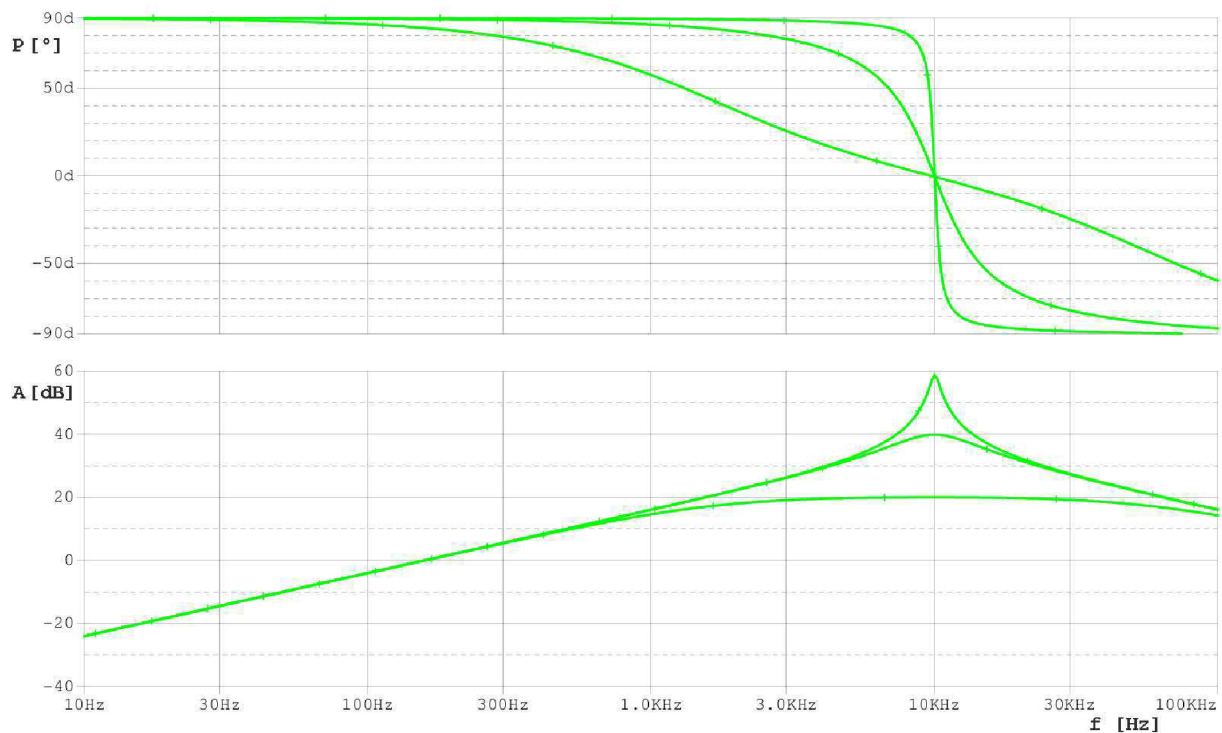
Tolerance hodnot pasivních součástí v rozdílovém zesilovači je v případě rezistorů řešitelná volbou součástek s vyšší přesností (0,1 %). Kapacity mají toleranci výrazně horší než rezistory, v případě derivačního článku lze dvě derivační kapacity nahradit jedním kapacitorem a přesunout ji až za diferenční člen. Toto řešení nelze aplikovat na integrační článek, musel by být přidán další integrační článek s OZ (nutná by byla i výměna vstupních napětí diferenčního stupně, z důvodu invertujícího zapojení integračního článku). Integrační článek v rozdílovém zapojení vyžaduje individuální optimalizace.

Řešením nestability některých derivačních článků je náhrada nízko-ofsetových OZ za rychlejší. I při použití rychlejších OZ však je nutná frekvenční kompenzace sériovým rezistorem, která stejně jako v případě rezistoru uvnitř integračního článku snižuje fázový posun derivačního článku. Nízká hodnota odporu sériového rezistoru má za následek překmity v amplitudové kmitočtové charakteristice. Z toho plyne, že pro stabilitu je naopak

potřebná hodnota ω nevyšší. Na obr. 26 je simulace kmitočtové analýzy s průběhem fázové i amplitudové charakteristiky výstupního napětí diferenčního derivačního článku (obr. 25) v závislosti na velikosti kompenzačního odporu R_D (pro hodnoty 10, 100 a 1000 Ω).



Obrázek 25: Zapojení pro simulaci kompenzace derivačního článku

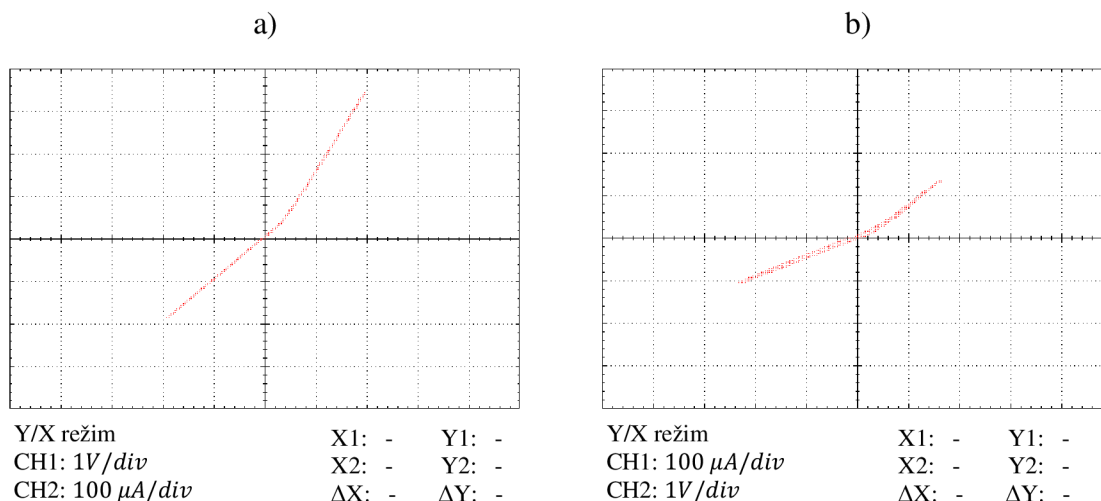


Obrázek 26: Kmitočtová simulace fázové a amplitudové charakteristiky derivačního článku

Funkce každého mutátoru je rozlišitelná na základě jeho ampér-voltové charakteristiky, vyplývající z časových analýz. Podle těchto identifikací však nelze s určitostí potvrdit správnost funkce daného mutátoru. Jediným správným způsobem, jak funkci mutátoru (respektive emulátoru) potvrdit, je zpětná transformace časových veličin emulátoru na veličiny charakterizující jeho KR. Tvar KR (obr. 27 a)) každého emulovaného prvku je v případě zatěžování modulu zátěží se stejnou výchozí charakteristickou funkcí (kapitola 6) také stejná. Rozdílné jsou pouze veličiny závislé na řádu časové integrace a derivace.

V případě nepřesné funkce mutátoru způsobené neúplnými fázovými posuny v důsledku kompenzací může být KR mírně zdeformovaná, tak jako je ukázáno na obr. 30 b) pro mutátor typu $I - U$ s topologií $[-1, -1]$.

Zpětná transformace veličin spočívá v integrování a derivování měřených veličin napětí a proudu převedeného na napětí pomocí elementárních integračních a derivačních článků v invertujícím zapojení s přenosem $A = 1$. Při emulaci prvku se souřadnicemi $[-2, 1]$ je jeho KR stanovena časovým integrálem napětí druhého řádu a první derivací proudu převedeného na napětí.



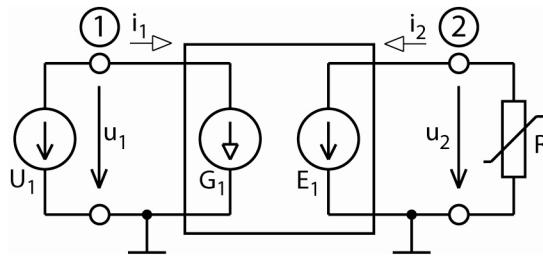
Obrázek 27: Konstituční relace: a) nelineárního rezistoru b) prvku emulovaného mutátorem $I - U$ s topologií $[-1, -1]$

3.1.1 Mutátor typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow

K mutátoru realizovanému na bázi řízených zdrojů podle tabulky 2, jsem připojil nelineární rezistorovou zátěž s výchozím odporem 10 $k\Omega$ (podrobněji je nelineární zatěžovací rezistor popsán v kapitole 5.4). Mutátor podle periodické tabulky PVŘ transformuje KR rezistoru ve vodorovném směru o jeden prvek doleva, což znamená, že na bráně (I) tohoto mutátoru je emulován induktor.

Spice model je sestaven ekvivalentně k matematickému popisu řízených zdrojů. Na bráně (U) je napětí u_2 úměrné časovému integrálu u_1 , násobené časovou konstantou $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. Simulace na obr. 29 potvrzuje správnost funkce modelu. Proud se zpožďuje s fázovým posunutím 90° za budícím napětím a v XY režimu vytváří proudová odezva Lissajousův obrazec symetrický podle osy x , typický pro fázový posun 90° .

Spice model mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow

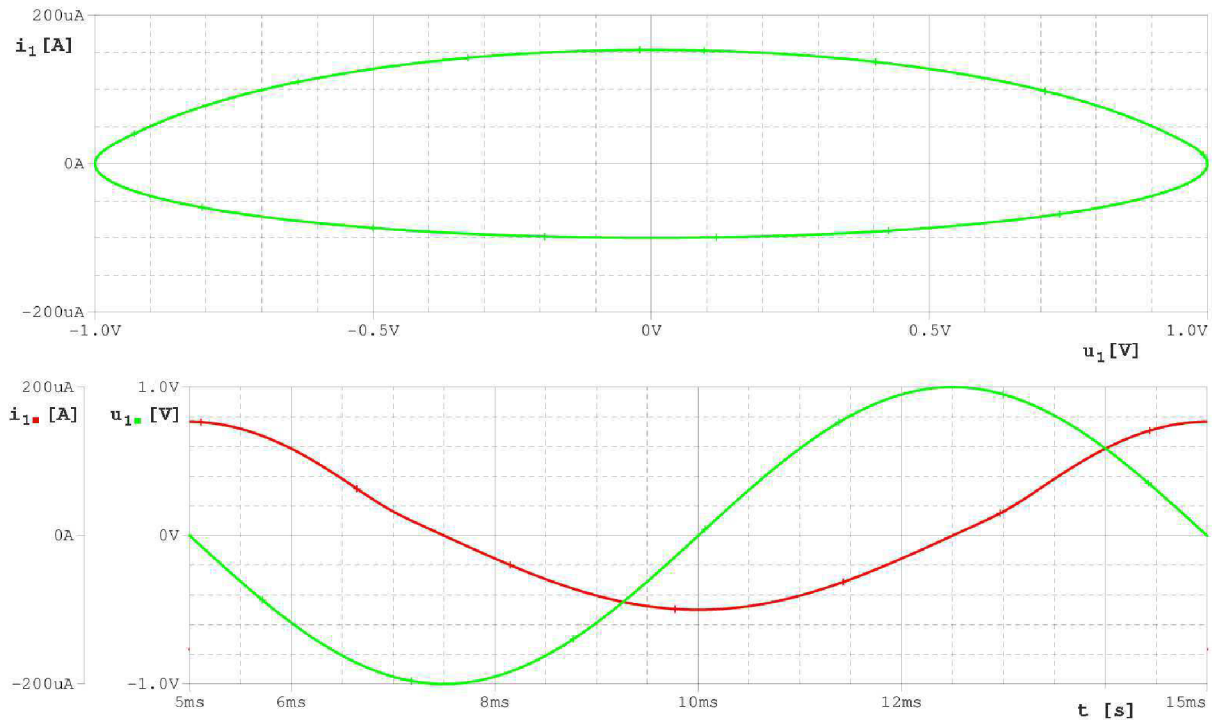


```

*
V1 1 0 SIN 0 1 100
G1 1 0 value={i(E1)}
E1 2 0 value={(sdt(v(1))*628)-1}
R10 2 R 10k
R11 2 0 10k
D1 R 0 d1n4148
*
.tran 1m 15m 5m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END

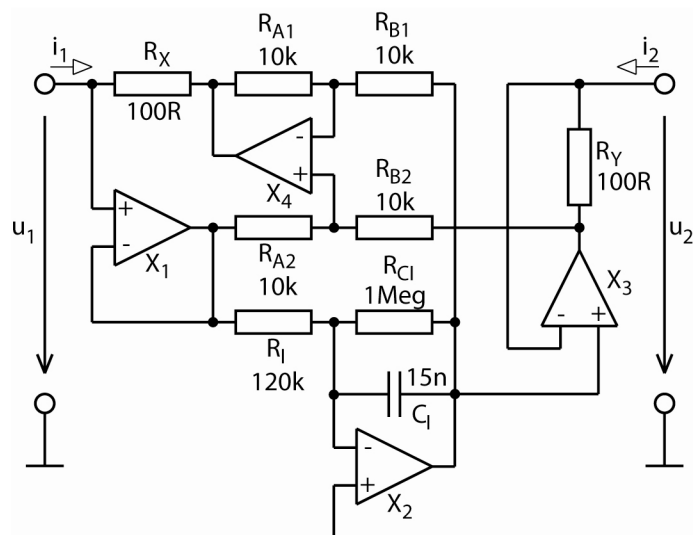
```

Obrázek 28: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow

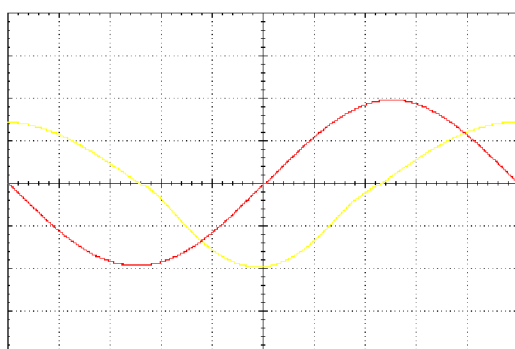


Obrázek 29: Časová analýza mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží

Výsledné zapojení mutátoru po optimalizaci je na obr. 30. Integrátor je zde doplněn kompenzačním rezistorem. Všechny OZ jsou nízko-ofsetové *OPA735*. Měřené průběhy velmi dobře korespondují se simulovanými průběhy. Jediný pozorovatelný rozdíl je jiný tvar zkreslení proudové odezvy, který je způsoben opačně orientovanou diodou v připojené rezistivní zátěži.

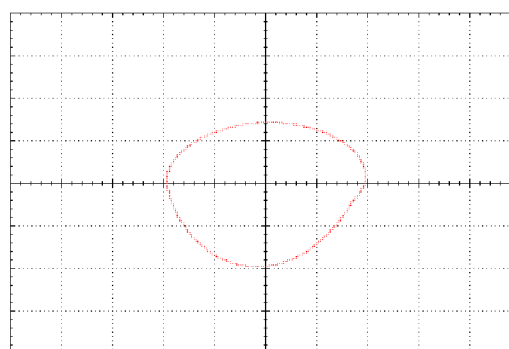


Obrázek 30: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow



X/T režim
CH1: 1 ms/div, 1 V/div
CH2: 1 ms/div, 100 μ A/div

X1: - Y1: -
X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -



Y/X režim
CH1: 1 V/div
CH2: 100 μ A/div

X1: - Y1: -
X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -

Obrázek 31: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží

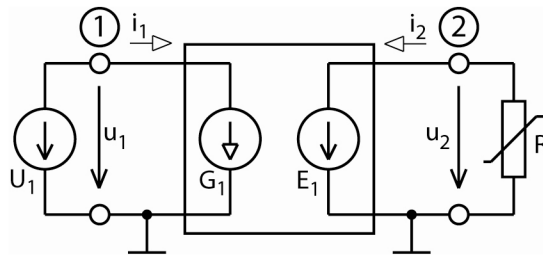
3.1.2 Mutátor typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$

Tímto mutátorem lze podle tabulky PVŘ emulovat memristor. Jednou z podmínek funkce mutátorového memristoru je nelineární funkce transformované KR připojené odporové zátěže (kapitola 5.4).

I tento mutátor je stejně jako všechny ostatní nejprve simulován na úrovni řízených zdrojů (obr. 32). Funkce řízených zdrojů je stejně jako u všech ostatních modelů stanovena včetně výpočtu integrační/derivační konstanty. Typickým projevem memristoru, který vyplývá ze simulace (obr. 33) i měření (obr. 35) je hysterezní smyčka v ampér-voltové charakteristice. Z funkce emulátoru, v porovnání s ostatními mutátorově emulovanými prvky, vyplývá jeho odporový charakter, protože proud je ve fázi s napětím a ampér-voltová charakteristika prochází I. a III. kvadrantem.

Optimalizovaný mutátor je na obr. 34. Integrační článek obsahuje kompenzační rezistor 1 M Ω a derivační článek je doplněn o trimr pro dostavení hodnoty kompenzačního odporu. Všechny OZ jsou nízko-ofsetové OPA735.

Spice model mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$

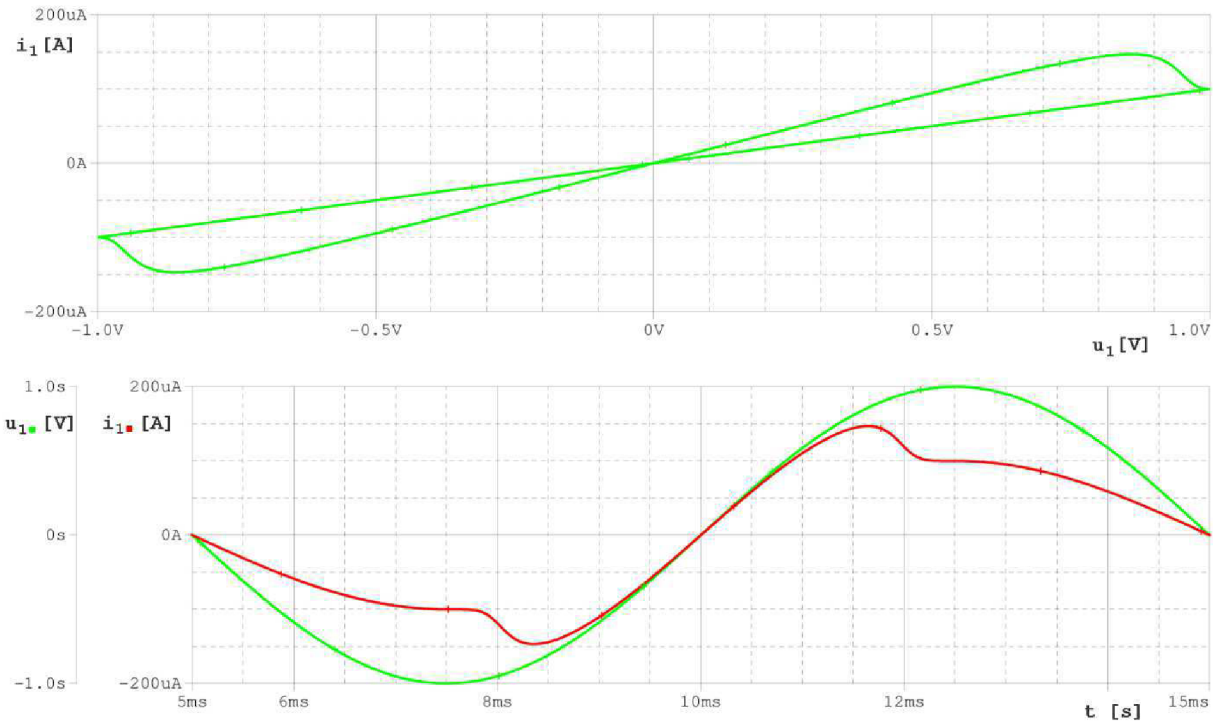


```

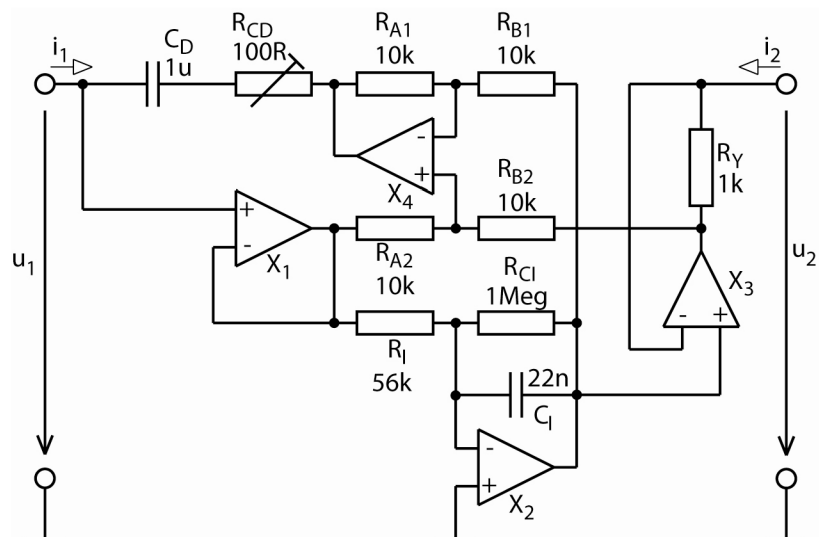
*
V1 1 0 SIN 0 1 100
G1 1 0 value={(ddt((i(E1))))/628}
E1 2 0 value={(sdt(v(1))*628)-1}
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 0 22 d1n4148
*
.tran 1m 15m 5m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END

```

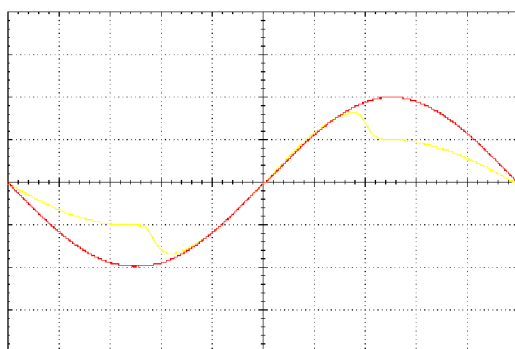
Obrázek 32: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$



Obrázek 33: Časová analýza mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$ s připojenou rezistivní zátěží

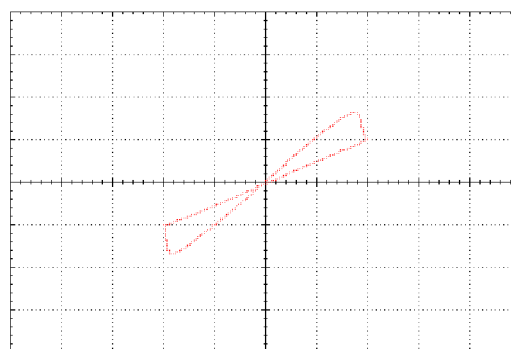


Obrázek 34: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$



X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 1 V/div
 CH2: 1 ms/div, 100 μ A/div

X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -



Y/X režim
 CH1: 1 V/div
 CH2: 100 μ A/div

X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -

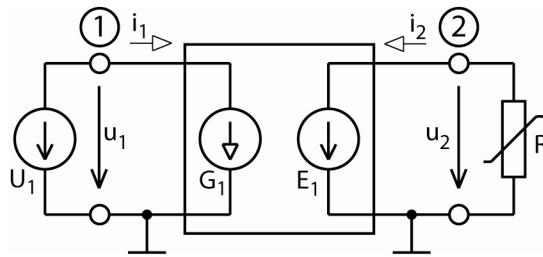
Obrázek 35: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$ s připojenou rezistivní zátěží

3.1.3 Mutátor typu $U - I$ s topologií \updownarrow

Po připojení nelineární rezistorové zátěže (kapitola 5.4) mutátor emuluje kapacitor. Proud v tomto případě předbíhá budící napětí s fázovým posunutím 90° . Stejně jako u mutátoru topologie \leftrightarrow je v ampér-voltové charakteristice vytvořen Lissajousův obrazec symetrický podle osy x .

Optimalizované zapojení funguje bez kompenzací. Sériově s mutátorem je zapojen $R_{IN} = 100 \Omega$, který zlepšuje ofsetové vlastnosti mutátoru. Oba OZ jsou nízko-ofsetové OPA735. Měřené průběhy opět dobře korespondují se simulacemi (obr. 39).

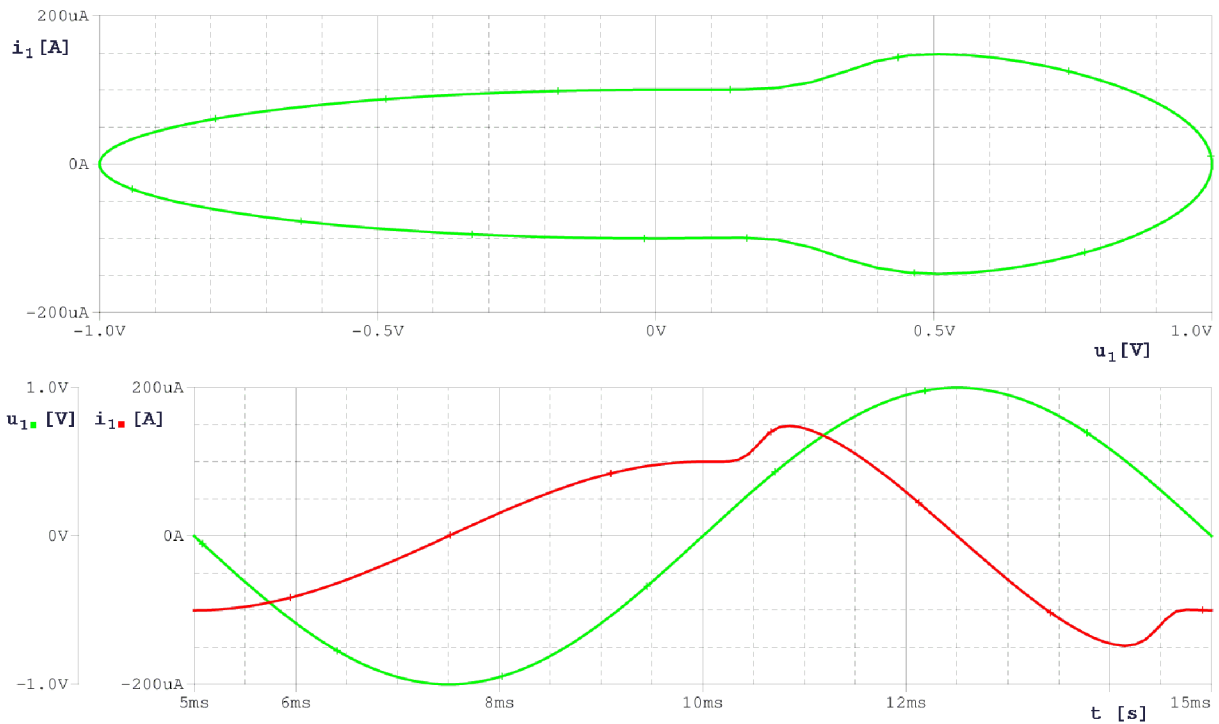
Spice model mutátoru typu $U - I$ s topologií \updownarrow



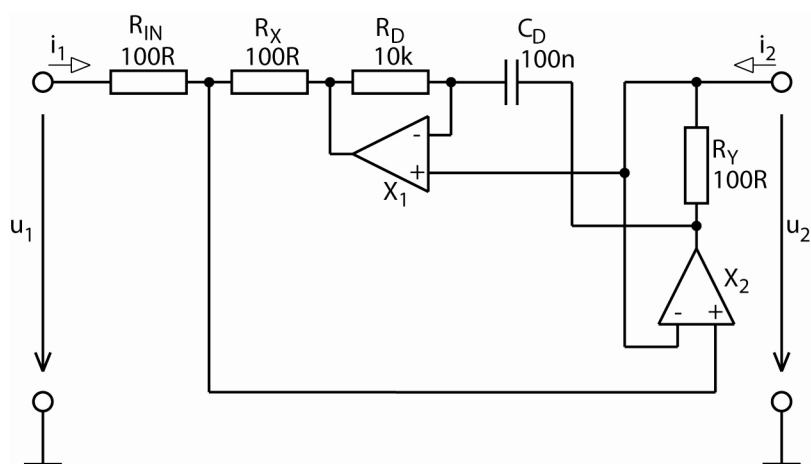
```

*
V1 1 0 SIN 0 1 100
G1 1 0 value={ddt(i(E1))/628}
E1 2 0 value={v(1)}
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 22 0 d1n4148
*
.tran 1m 15m 5m 0.1m
.lib diode.lib
.probe
.END
    
```

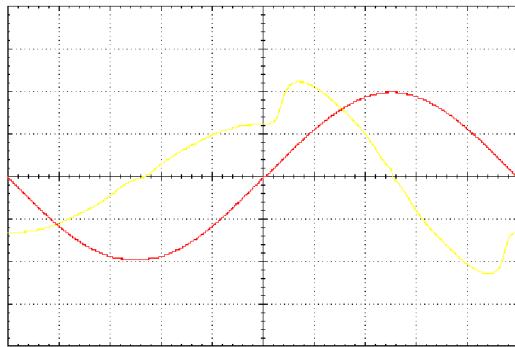
Obrázek 36: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií \updownarrow



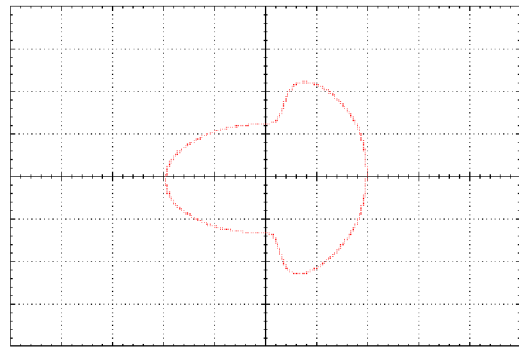
Obrázek 37: Časová analýza mutátoru typu $U - I$ s topologií \updownarrow s připojenou rezistivní zátěží



Obrázek 38: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií \updownarrow



X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 1 V/div
 CH2: 1 ms/div, 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -



Y/X režim
 CH1: 1 V/div
 CH2: 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

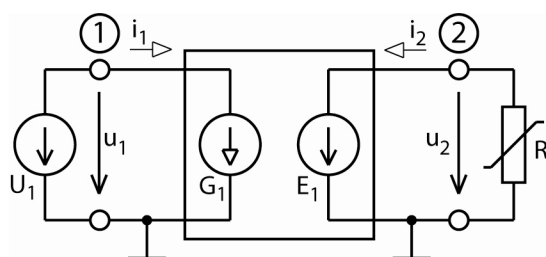
Obrázek 39: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií \uparrow s připojenou rezistivní zátěží

3.1.4 Mutátor typu $U - I$ s topologií \uparrow

Mutátor není prioritně určen k transformaci KR rezistoru, protože na druhé bráně je emulován neznámý a nepopsaný prvek z Chuovy tabulky. Mutátor je určen pro transformaci KR kapacitoru na induktor. Protože však je mutátor univerzální pro transformaci libovolného prvku z tabulky je také analyzován s připojenou rezistivní zátěží (kapitola 5.4).

Je emulován neznámý prvek, proto je složitě předvídatelné jeho chování. Na první pohled se podle simulací jeví jako rezistivní součástka se záporným odporem, protože jeho ampér-voltová charakteristika prochází II. a IV. kvadrantem. V časovém horizontu se proud předbíhá, respektive zpožďuje proti napětí o 180° .

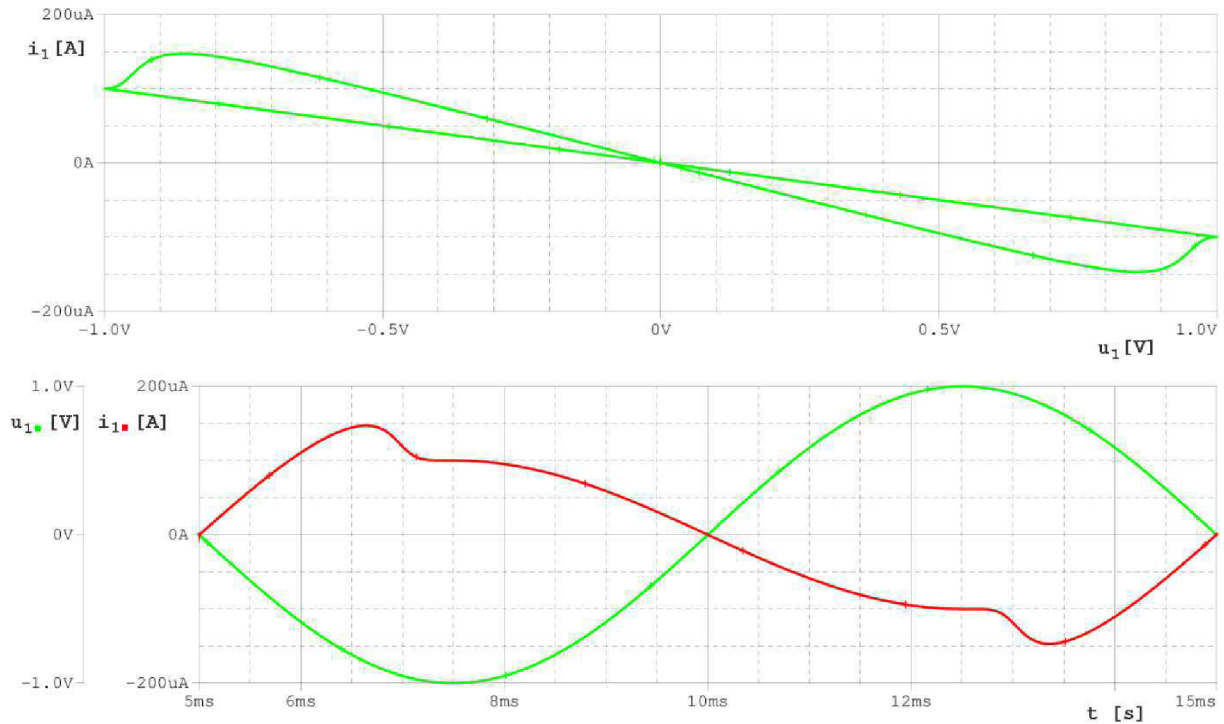
Optimalizované zapojení mutátoru vyžaduje dvojitou kompenzaci derivačních článků, která se při měření (obr. 43) projevila výraznějším snížením fázového posunu. Snížení fázového posunu má za následek nesymetrické rozložení hysterezní smyčky.



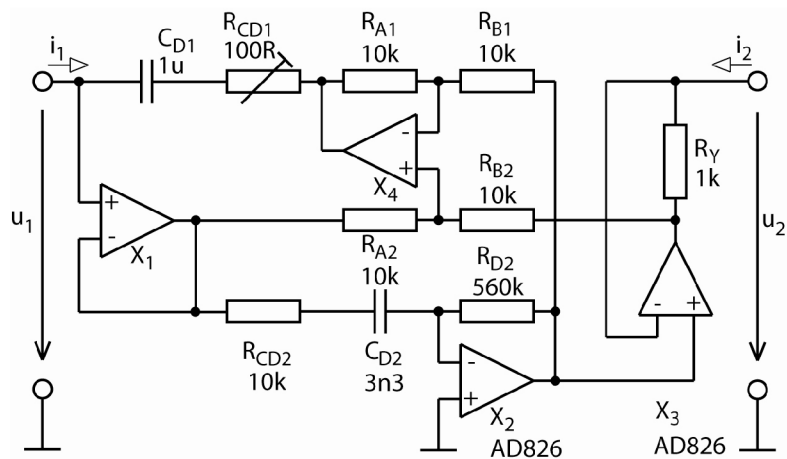
Spice model mutátoru typu $U - I$ s topologií \uparrow

```
*
V1 1 0 SIN 0 1 100
G1 1 0 value={ddt(i(E1))/628}
E1 2 0 value={ddt(v(1))/628}
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 0 22 d1n4148
.tran 1m 15m 5m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END
```

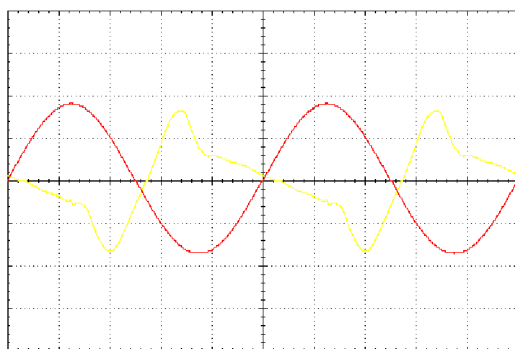
Obrázek 40: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií \uparrow



Obrázek 41: Časová analýza mutátoru $U - I$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží

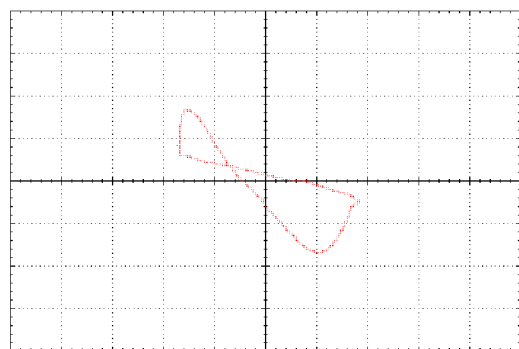


Obrázek 42: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií \curvearrowright



X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 1 V/div
 CH2: 1 ms/div, 100 μ A/div

X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -



Y/X režim
 CH1: 1 V/div
 CH2: 100 μ A/div

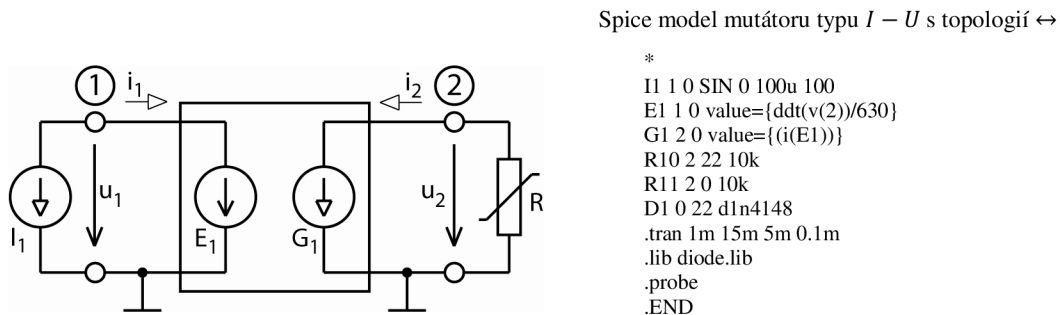
X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -

Obrázek 43: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží

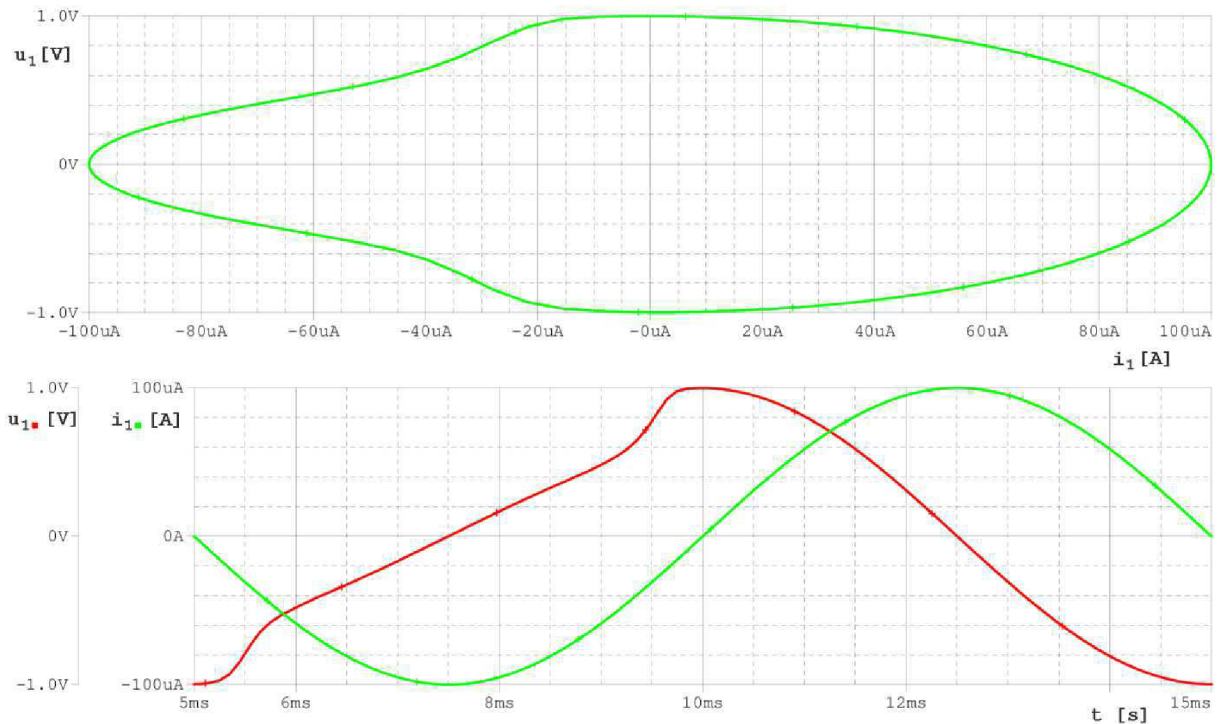
3.1.5 Mutátor typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow

Mutátor je topologicky stejný jako mutátor z kapitoly 3.1.1, emuluje tedy také induktor při zatížení rezistorem. Rozdíl je v typovém uskupení řízených zdrojů. To znamená, že jako emulátor induktoru musí být buzen proudovým zdrojem (kapitola 5.3).

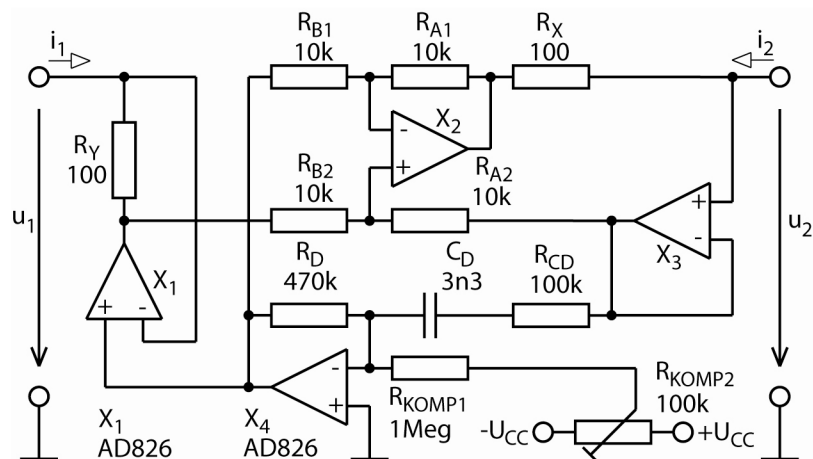
Simulace (obr. 45) potvrzuje předpokládanou emulaci induktoru, protože napětí předbíhá budící proud s fázovým posunem 90° . Optimalizované zapojení (obr. 46) obsahuje popsané kompenzace derivačního článku (včetně náhrady OZ rychlejším OZ AD826) i doplňující obvod pro kompenzaci ofsetu derivačního článku.



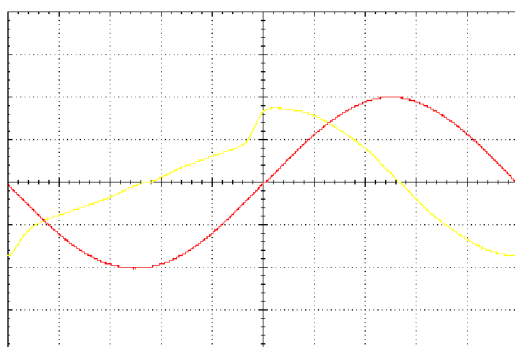
Obrázek 44: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow



Obrázek 45: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží

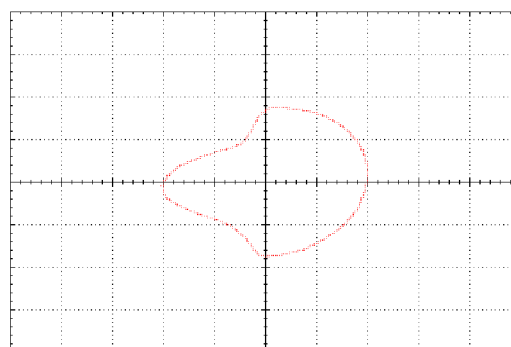


Obrázek 46: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow



X/T režim
CH1: 1 ms/div, 100 μ A/div
CH2: 1 ms/div, 1V/div

X1: - Y1: -
X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -



Y/X režim
CH1: 100 μ A/div
CH2: 1 V/div

X1: - Y1: -
X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -

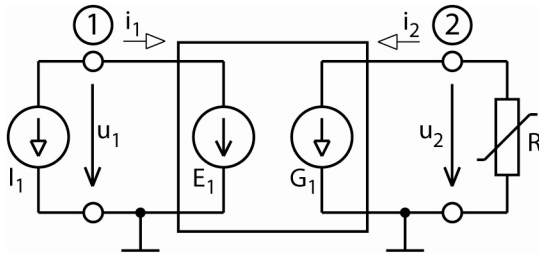
Obrázek 47: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží

3.1.6 Mutátor typu $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$

Tento mutátor při buzení proudem s připojeným nelineárním rezistorem emuluje memristor. Z ampér-voltové charakteristiky opět vyplývá typická hysterezní křivka.

Stejně jako v u předchozího optimalizovaného mutátoru je i zde kompenzován offset derivačního članku. U tohoto mutátoru má velký negativní vliv na funkci tolerance kapacitorů v diferenčním integračním članku, který v důsledku kompenzace zmenšuje fázový posun. Menší fázový posun se v ampér-voltové charakteristice (obr. 51) projeví tím, že smyčka neprochází přesně počátkem.

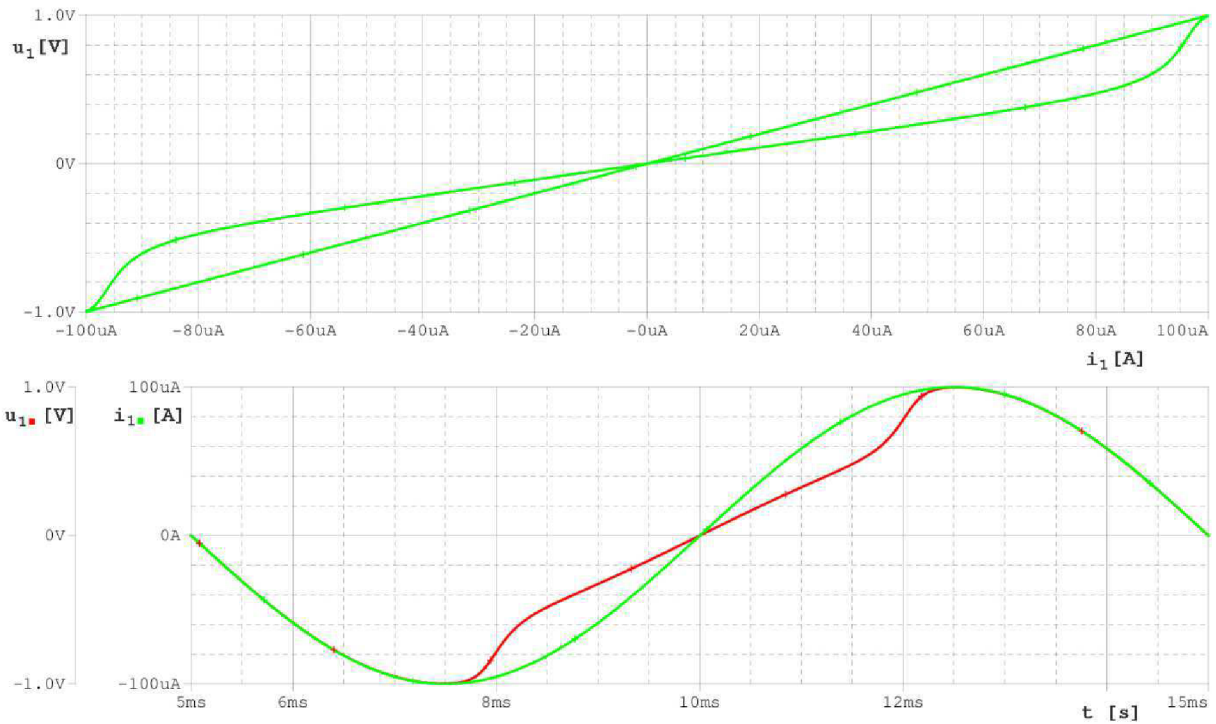
Spice model mutátoru typu $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$



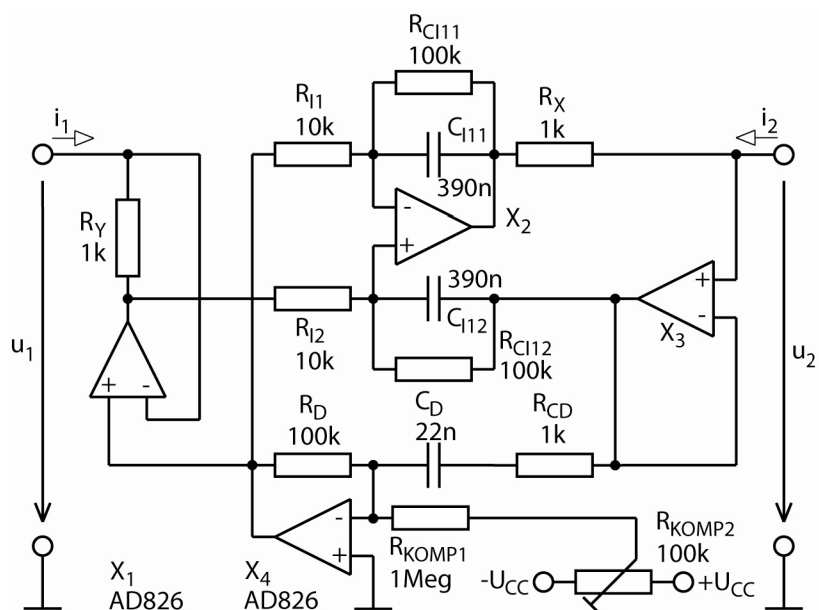
```

*
I1 1 0 SIN 0 100u 100
E1 1 0 value={ (ddt(v(2)))/629}
G1 1 0 value={ sdt(((i(E1)*628)))+100u}
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 0 22 d1n4148
.tran 1m 15m 5m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END
    
```

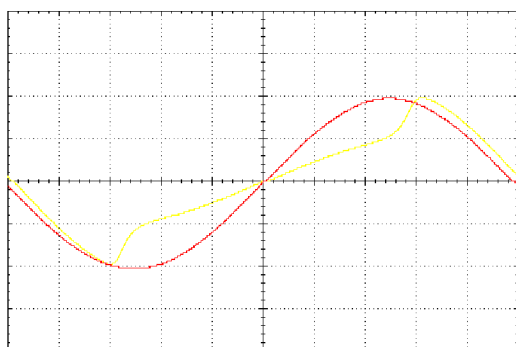
Obrázek 48: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$



Obrázek 49: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$ s připojenou rezistivní zátěží

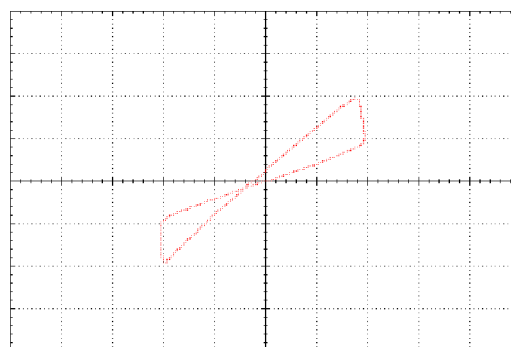


Obrázek 50: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$



X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 100 μ A/div
 CH2: 1 ms/div, 1V/div

X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -



Y/X režim
 CH1: 100 μ A/div
 CH2: 1 V/div

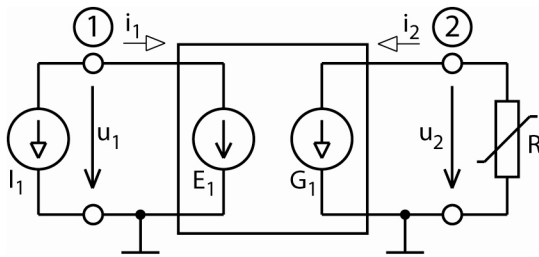
X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 Δ X: - Δ Y: -

Obrázek 51: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií $\swarrow \nearrow$ s připojenou rezistivní zátěží

3.1.7 Mutátor typu $I - U$ s topologií \updownarrow

Mutátorem jsem podle tabulky PVŘ emuloval kapacitor. Z časových průběhů simulací vyplývá, že podle předpokladů se napětí zpožďuje za budícím proudem. Zapojení mutátoru vyžadovalo pouze jednoduchou optimalizaci integračního článku, která nemá výrazný vliv na jeho funkci. Výsledné měřené průběhy velmi dobře napodobují výsledky simulací.

Spice model mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow

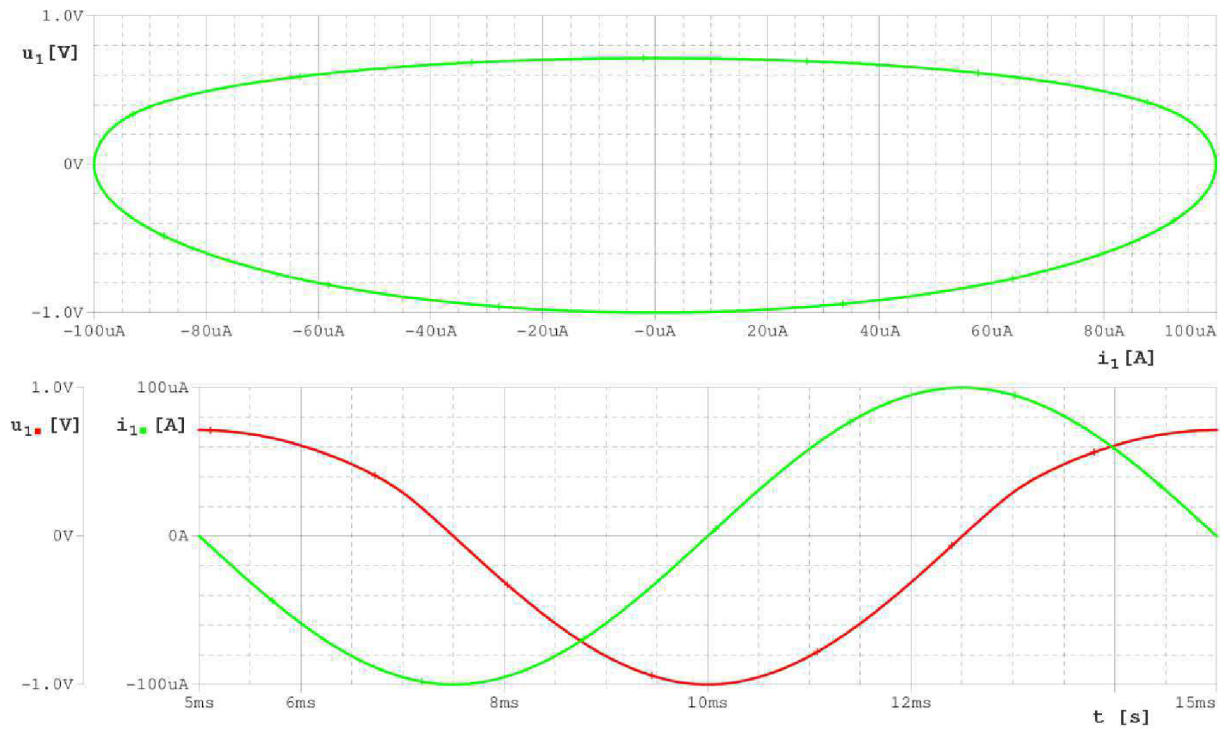


```

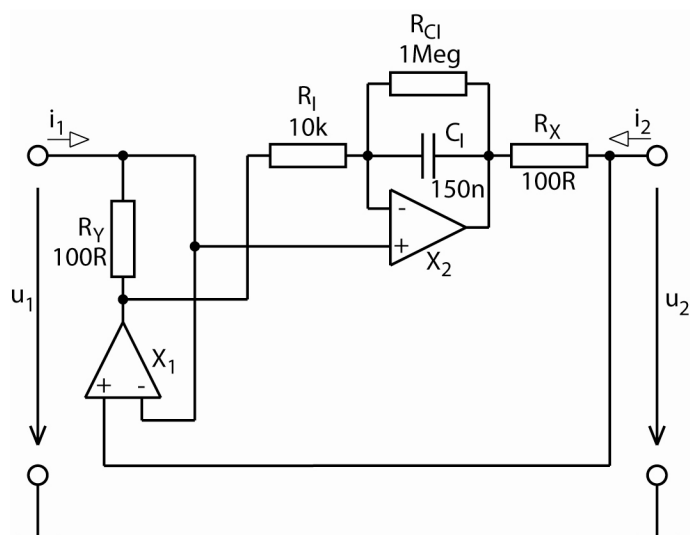
*
I1 1 0 SIN 0 100u 100
E1 1 0 value={v(2)}
G1 2 0 value={sdt(((i(E1)*628)))+100u}
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 22 0 d1n4148
.tran 1m 15m 5m 0.1m
.lib diode.lib
.probe
.END

```

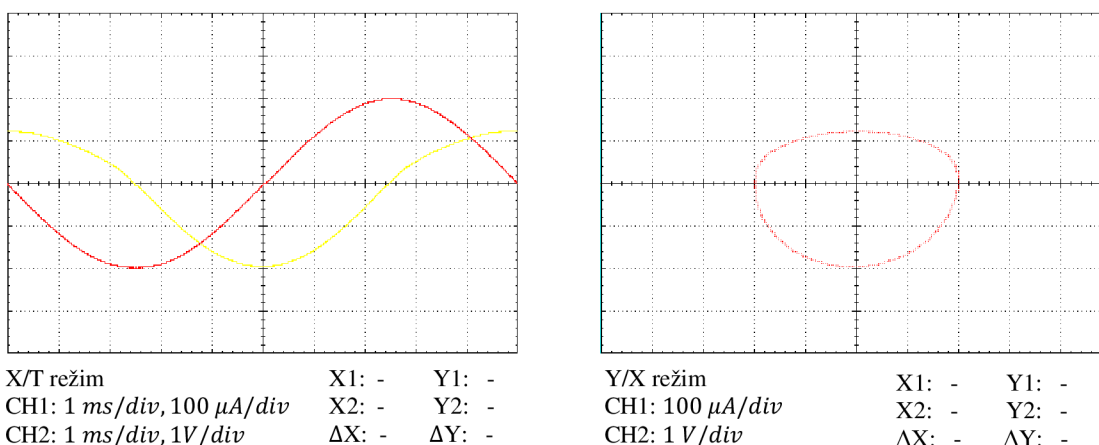
Obrázek 52: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow



Obrázek 53: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \updownarrow s připojenou rezistivní zátěží



Obrázek 54: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow



Obrázek 55: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow s připojenou rezistivní zátěží

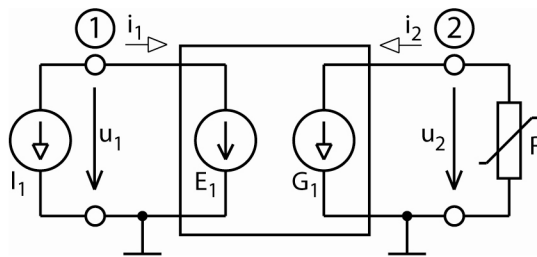
3.1.8 Mutátor typu $I - U$ s topologií \curvearrowright

Podobně jako mutátor typu $U - I$ stejné topologie, ani tento mutátor není prioritně určen pro transformaci KR rezistoru. Pro srovnání jsem však mutátor implementoval stejně jako všechny předchozí.

Simulací (obr. 57) se mi nepodařilo pomocí řízených zdrojů dosáhnout žádaných výsledků, protože mutátor dvakrát integruje budící proudový signál, čímž po první integraci vzniká offset způsobený nepřesným dopočtem integrační konstanty (obsahující číslo π). Druhý integrační článek stejnosměrnou složku integruje na lineární funkci a výsledkem je postupný nárůst stejnosměrné složky napěťové odezvy. I ze simulace však je zřetelné, že mutátor posouvá napětí proti proudu o 180° a funkčně může sloužit například k emulaci syntetického induktoru z kapacitoru.

Z měřených průběhů (obr. 59) vyplývá nepřesná funkce způsobená dvojitým integrováním. Napěťový offset prvního integračního článku je druhým integračním článkem

násobně zvětšování a zapojení tak vyžaduje výraznější zásah kompenzací, které se projevují nesprávným fázovým posunem.



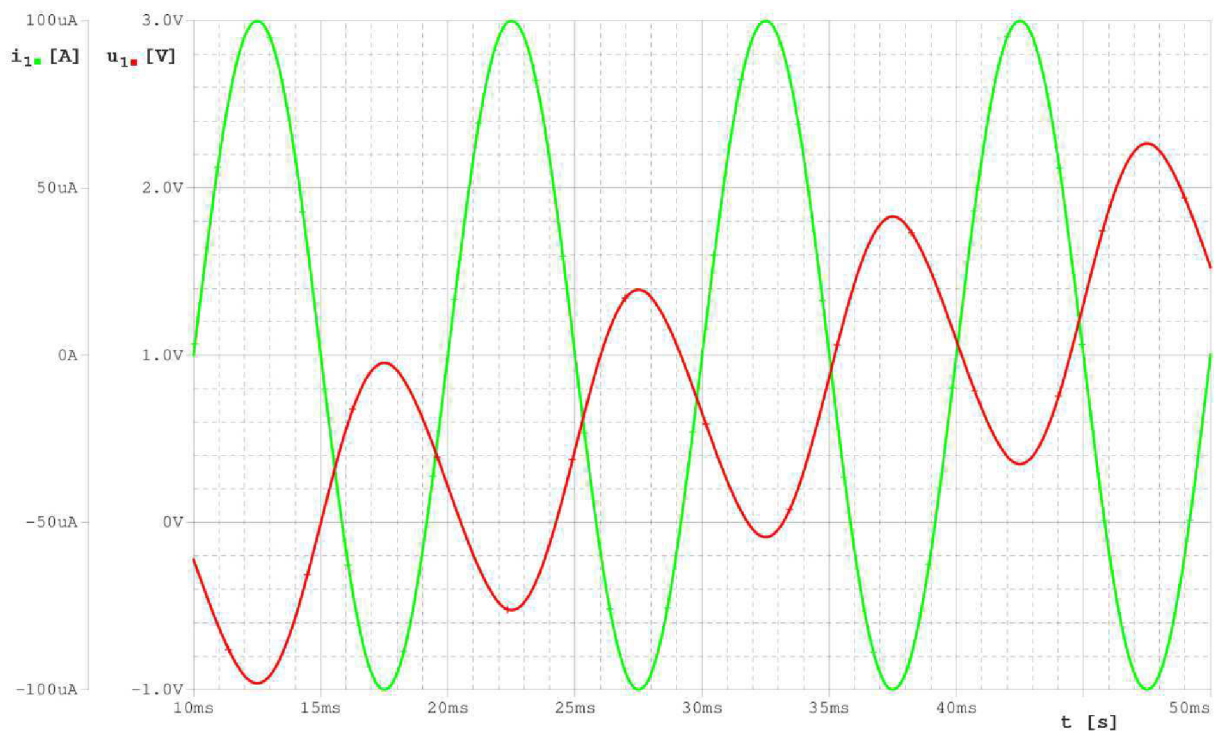
Spice model mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright

```

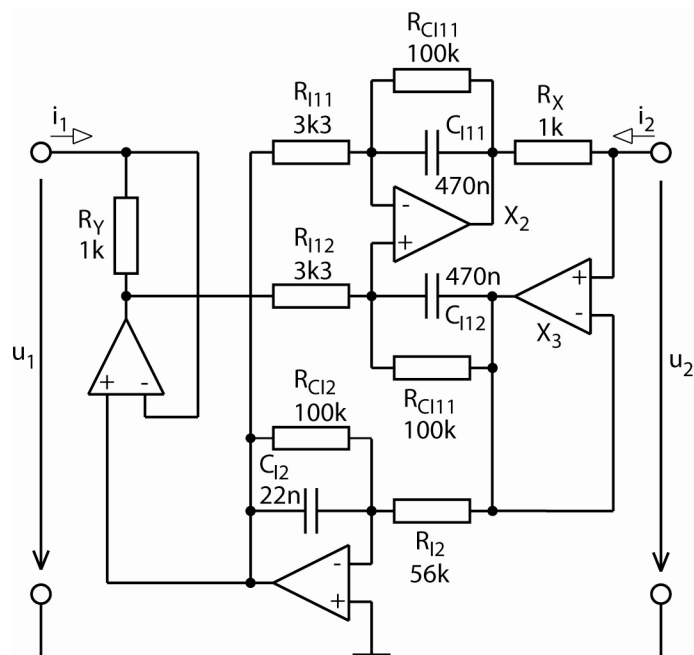
*
I1 1 0 SIN 0 100u 100
E1 1 0 value={sdt((v(L))*628)-1}
G1 2 0 value={sdt(((i(E1))*629.22168))+100u}
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 0 22 d1n4148
*
.tran 1m 50m 10m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END

```

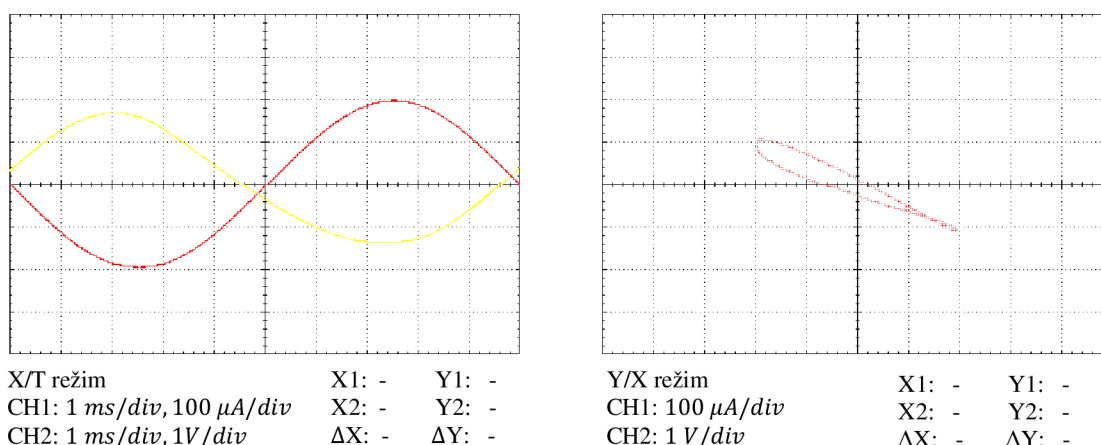
Obrázek 56: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright



Obrázek 57: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží



Obrázek 58: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright



Obrázek 59: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží

3.2 Experimenty

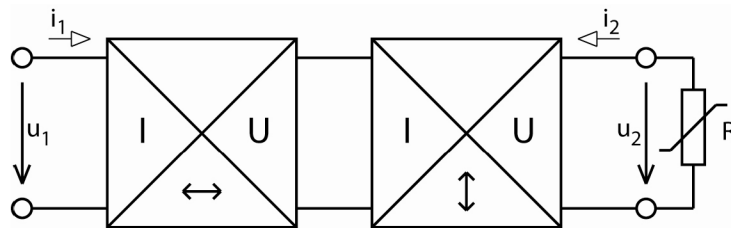
Kaskádním spojováním různých kombinací mutátorů lze emulovat další prvky z tabulky, tak jako je ukázáno na následujících příkladech. Prvním případem je memristor emulovaný ze dvou mutátorů, čímž je dokázáno, že kterýkoliv prvek z tabulky lze emulovat více způsoby.

3.2.1 Memristor emulovaný dvěma moduly

Emulace memristoru je přímým důsledkem transformace KR rezistoru pomocí mutátoru typu $[-1, -1]$, jenž je představena v kapitole 3.1.2 a 3.1.6. Pro ukázkou je možné memristor realizovat i dalšími způsoby. Například transformací KR rezistoru $(0,0)$ pomocí dvou mutátorů s topologií $[-1,0]$ a $[0,-1]$. Stejně jako všechny samostatné mutátory při optimalizacích jsem i zde funkci nejprve ověřil simulací a následně měřeními na kaskádně

spojených mutátorech. Jejich pořadí je libovolné, důležité však je dodržení spojování kompatibilních signálových bran (obr. 60).

Měřené průběhy jsou na obr. 53. I přes emulaci memristoru pomocí dvou kaskádně spojených mutátorů jsou ofsetové vlastnosti výborné. Hysterezní smyčka je souměrná a správně prochází počátkem.



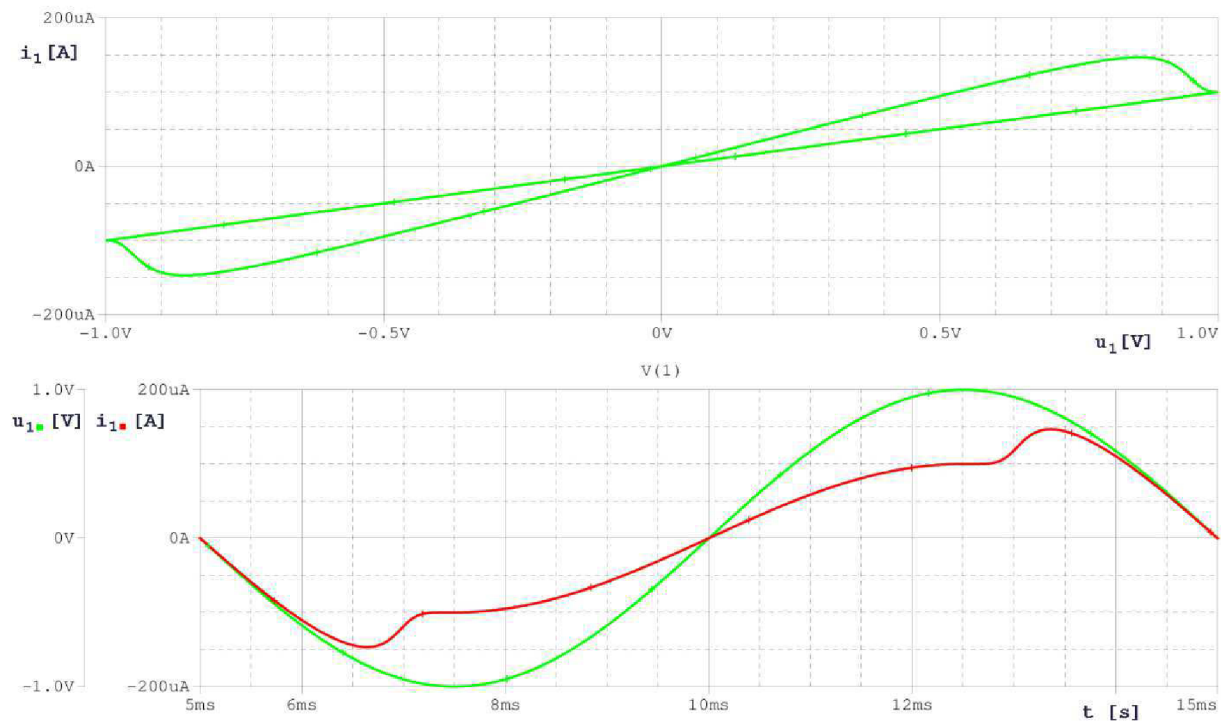
Obrázek 60: Sestava pro emulaci memristoru pomocí dvou mutátorů

Spice model emulace memristoru pomocí dvou mutátorů

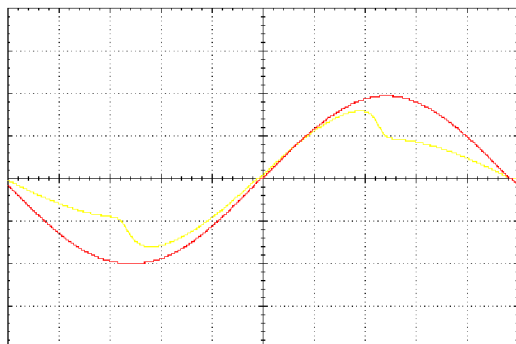
```

*
V1 1 0 SIN 0 1 100
*
G1 1 0 value={i(E1)}
E1 3 0 value={(sdt(V(1))*628)-1}
G2 3 0 value={ddt(i(E2))/628}
E2 2 0 value={v(3)}
*
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 22 0 d1n4148
*
.tran 1m 15m 5m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END

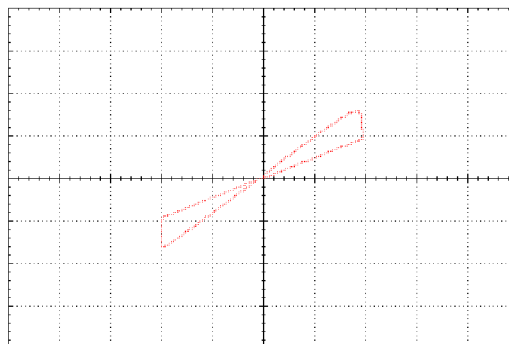
```



Obrázek 61: Časová analýza memristoru emulovaného dvěma moduly



X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 1V/div
 CH2: 1 ms/div, 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

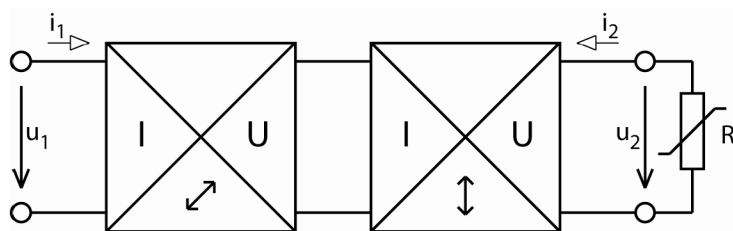


Y/X režim
 CH1: 1 V/div
 CH2: 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

Obrázek 62: Měření memristoru emulovaného dvěma moduly

3.2.2 Emulace memkapacitoru

Další možnou kombinací transformačních mutátorů lze z výchozí KR rezistoru emulovat memkapacitor $(-1, -2)$. Podle tabulky PVŘ je nejjednodušším způsobem emulace kaskádní spojení mutátoru s topologií $[0, -1]$ a mutátoru $[-1, -1]$. Simulace chování memkapacitoru je na obr. 64. Spodní část obrázku ukazuje průběh proudu memkapacitorem při jeho buzení napětím a horní část obrázku stejné průběhy v XY režimu.

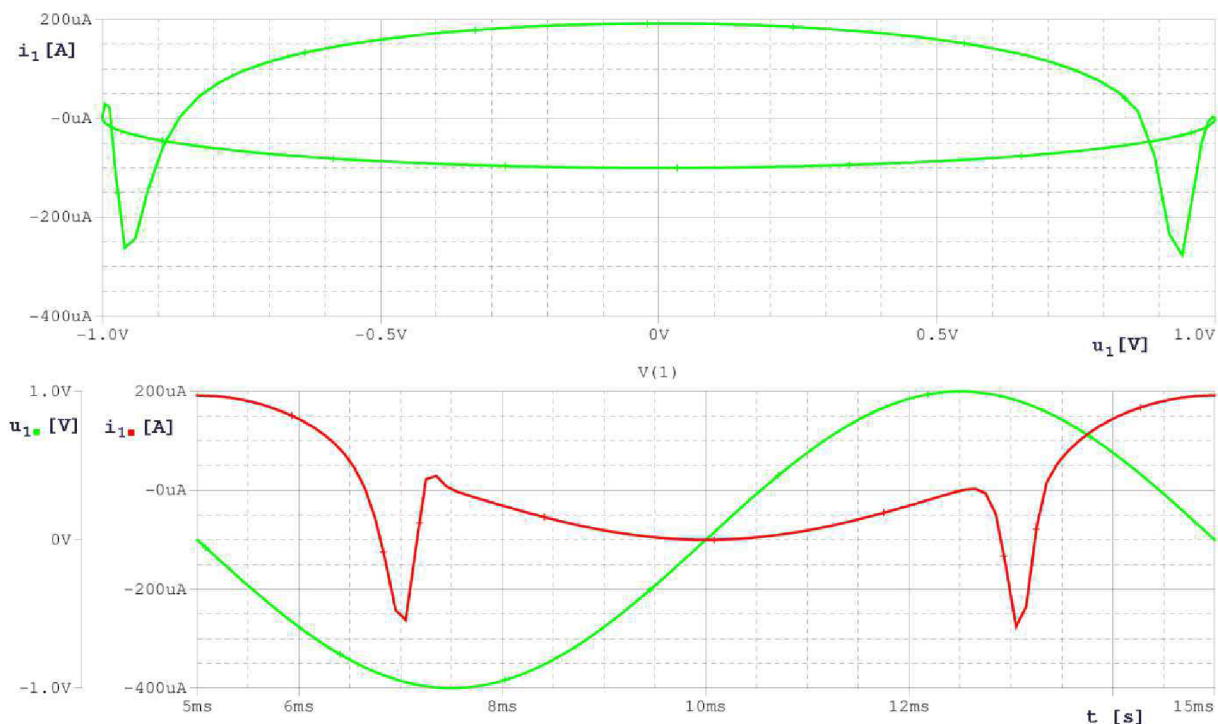


Obrázek 63: Složení modulů pro emulaci memkapacitoru

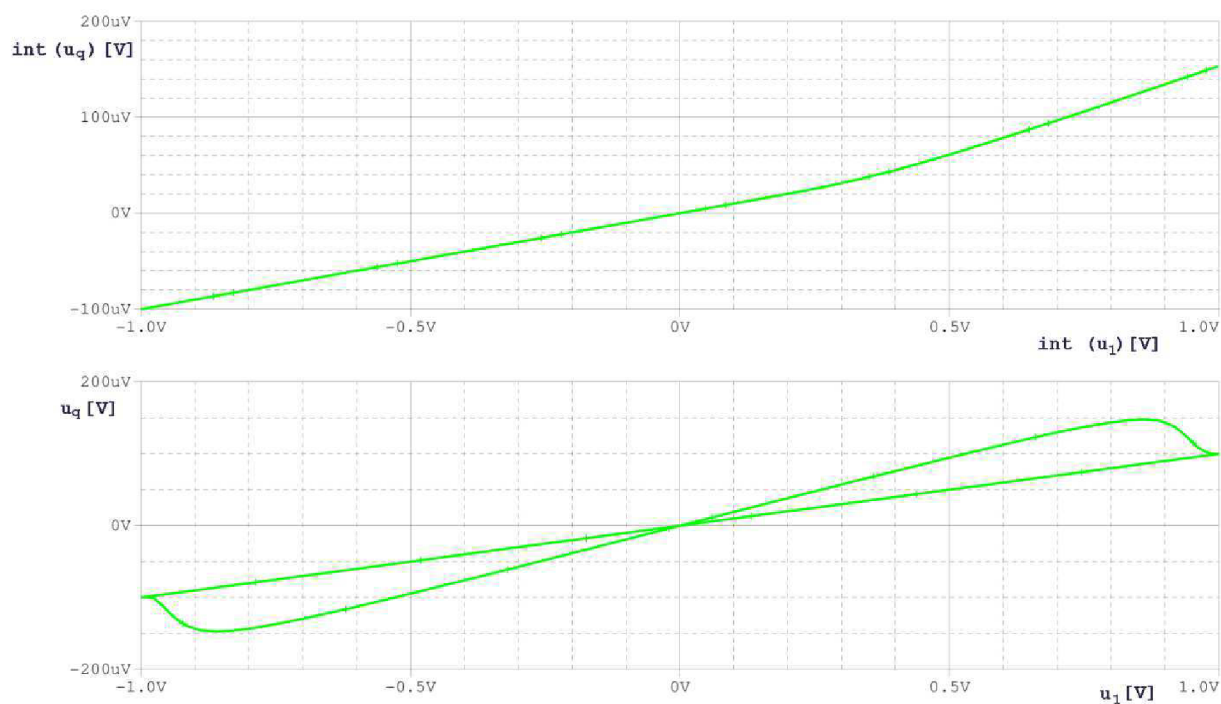
Spice model emulace memkapacitoru

```
*
V1 1 0 SIN 0 1 100
G1 1 0 value={ ddt(i(E1))/628 }
E1 3 0 value={ v(1) }
G2 3 0 value={ (ddt((i(E2))))/628 }
E2 2 0 value={ (sdt(v(3))*628)-1 }
R10 2 22 10k
R11 2 0 10k
D1 22 0 d1n4148
*
.tran 1m 15m 5m 0.1m
.lib diode.lib
.probe
.END
```

Typická pro memkapacitor je kapacitní hysterezní smyčka v coulomb-voltové charakteristice. Simulace hysterezní smyčky je na obr. 65. Veličina u_q na ose y je dána napěťovým zdrojem, řízeným časovým integrálem proudu i_1 , z čehož plyne že u_q je přímo úměrné elektrickému náboji. Správná funkce memkapacitoru je dána jeho KR (obr. 65 nahoře). Z tabulkových souřadnic memkapacitoru $(-1, -2)$ vyplývá, že KR memkapacitoru je charakteristika definovaná dvojnásobně integrovaným proudem a jednou integrovaným napětím.

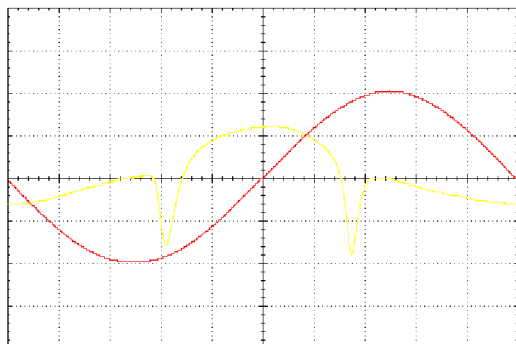


Obrázek 64: Časová analýza memkapacitoru

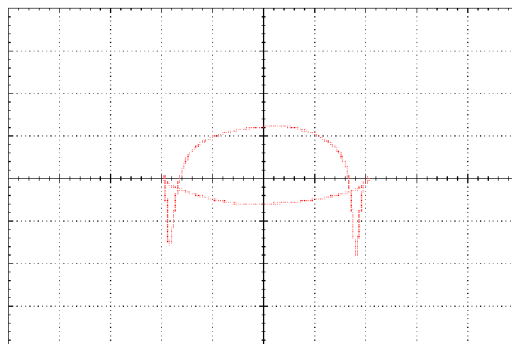


Obrázek 65: Simulovaná konstituční relace memkapacitoru (nahore) a simulace coulomb-voltové charakteristiky memkapacitoru

Měřené charakteristiky memkapacitoru vykazují velmi dobrou shodu se simulovanými. Z výsledků vyplývá, že i při spojení dvou modulů je zachován velmi dobrý ofset a tvar hysterezní smyčky v coulomb-voltové charakteristice.

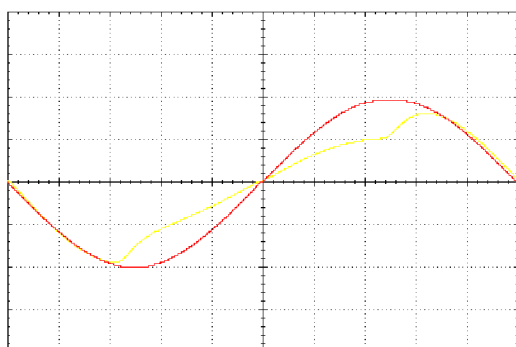


X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 1V/div
 CH2: 1 ms/div, 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

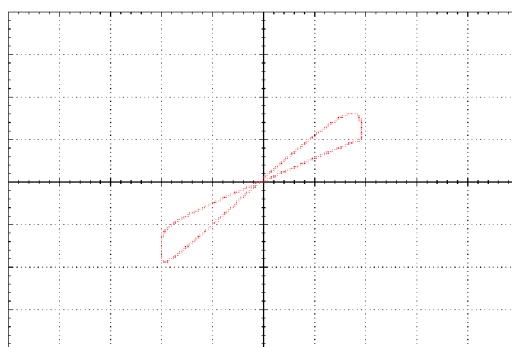


Y/X režim
 CH1: 1 V/div
 CH2: 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

Obrázek 66: Měření průběhů na signálové bráně memkapacitoru



X/T režim
 CH1: 1 ms/div, 1V/div
 CH2: 1 ms/div, 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

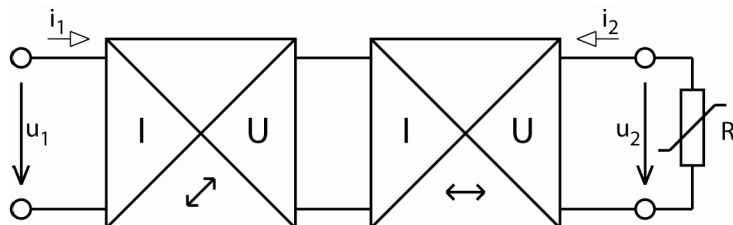


Y/X režim
 CH1: 1 V/div
 CH2: 100 μA/div
 X1: - Y1: -
 X2: - Y2: -
 ΔX: - ΔY: -

Obrázek 67: Měřená coulomb-voltová charakteristika memkapacitoru

3.2.3 Emulace meminduktoru

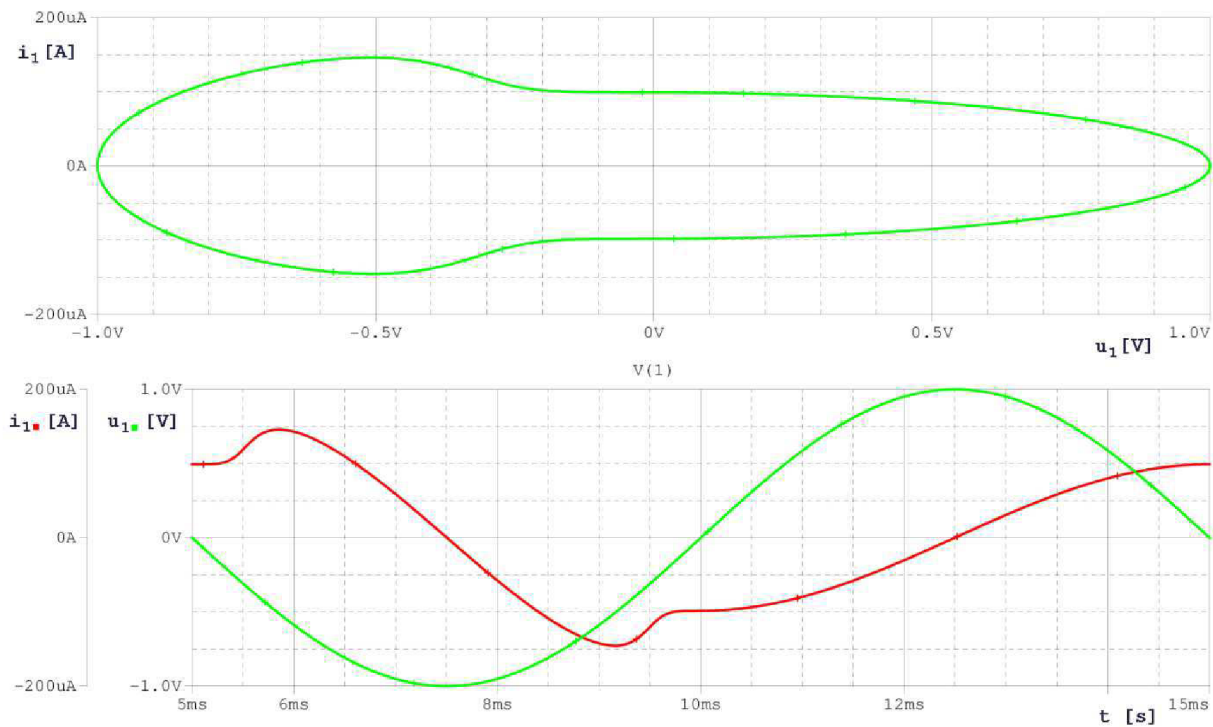
Posledním z rodiny popsaných mem-prvků je prvek meminduktor s KR $(-2, -1)$. Meminduktor jsem emuloval kaskádním spojením mutátoru s topologií $[-1, -1]$ a mutátoru s topologií $[-1, 0]$ podle obr. 68. Simulace chování meminduktoru je na obr. 69. V dolní části obrázku je průběh proudové odezvy meminduktorem při jeho buzení napětím. Horní obrázek zobrazuje ampér-voltovou charakteristiku v XY režimu.



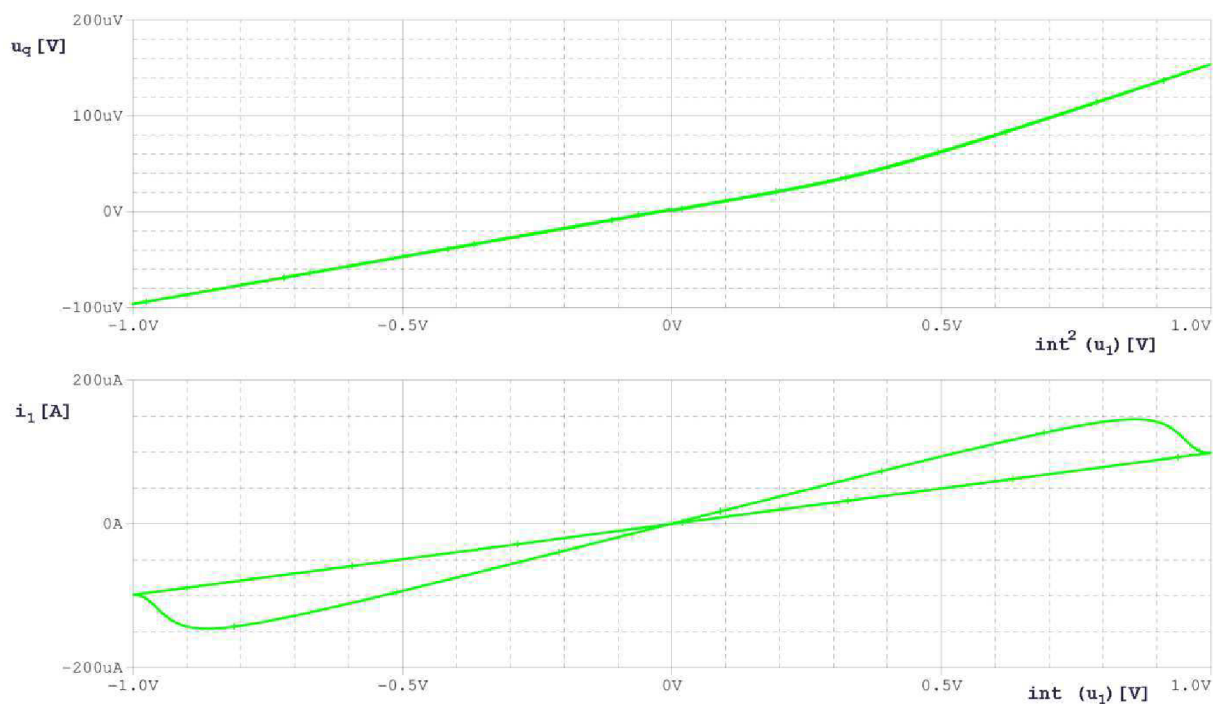
Obrázek 68: Složení modulů pro emulaci meminduktoru

Spice model emulace meminduktoru

```
*
V1 1 0 SIN 0 1 100
G1 1 0 value={{(ddt((i(E1))))/628}}
E1 2 0 value={{(sdt(v(1))*628)-1}}
G2 2 0 value={{i(E2)}}
E2 3 0 value={{(sdt(V(2))*628)}}
R10 3 R 10k
R11 3 0 10k
D1 R 0 d1n4148
*
.tran 1m 15m 5m 0.01m
.lib diode.lib
.probe
.END
```



Obrázek 69: Časová analýza meminduktoru

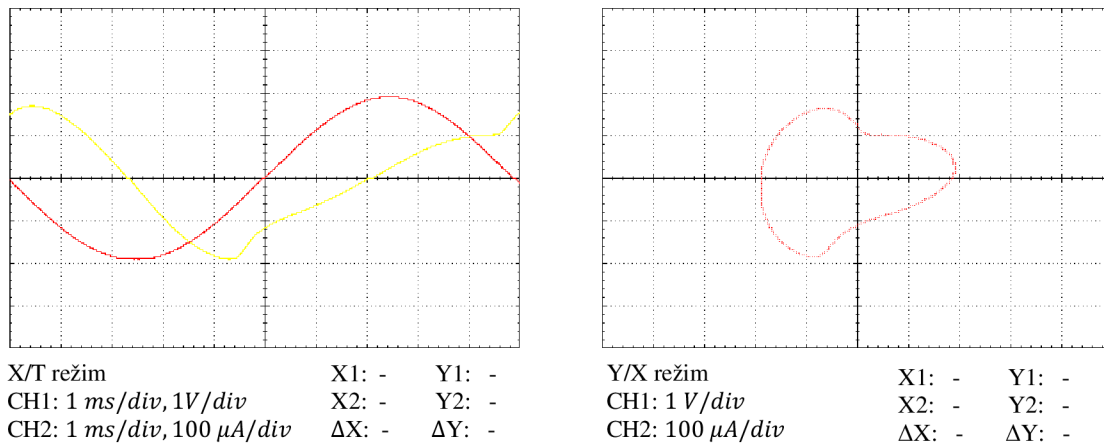


Obrázek 70: Simulovaná konstituční relace meminduktoru (nahore) a simulace ampér-weberové charakteristiky meminduktoru

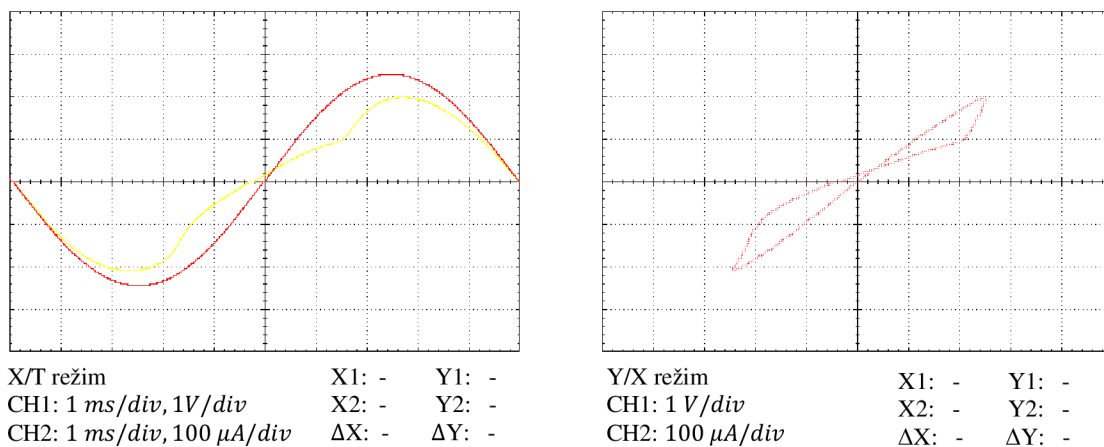
Typická pro meminduktor je induktivní hysterezní smyčka v ampér-weberové charakteristice. Simulace hysterezní smyčky je na obr. 70. Veličina $\text{int}(u_1)$ na ose x charakterizuje veličinu elektrický tok φ . Meminduktor je reprezentován svou KR (obr. 70 nahore). Z tabulkových souřadnic meminduktoru $(-2, -1)$ vyplývá, že jeho KR

je charakteristika daná časovou integrací proudu v závislosti na časové integraci napětí druhého řádu.

Měřené charakteristiky meminduktoru jsou tvarově podobné simulovaným výsledkům, čímž je dokázána správná funkce analogového meminduktoru, emulovaného dvěma mutátory. Ve srovnání s memkapacitorem je z průběhů zřetelný větší napěťový ofset, který je způsoben větším počtem OZ v mutátoru s topologií $[-1,0]$, ale zároveň je důsledkem dvojité integrace kaskádně spojených mutátorů.



Obrázek 71: Měřené průběhy na signálové bráně meminduktoru



Obrázek 72: Měřená ampér-weberová charakteristika meminduktoru

4 Implementace sady inkrementálních mutátorů

Fyzická emulace PVŘ vyžaduje realizaci navržené a syntetizované sady mutátorů. Rozhodl jsem se vytvořit modulární systém (obr. 73), který by co nejdříve připomínal mutátory popisované v roce 1971 Leonem Chuou.

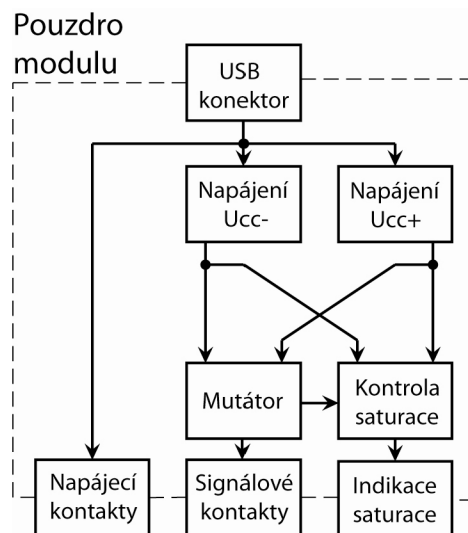


Obrázek 73: Sestava osmi realizovaných modulů

Stanovil jsem si několik podmínek, podle kterých jsem při realizaci postupoval. Každý modul musí reprezentovat jeden dvojbranový mutátor, tak jako byly mutátory topologicky syntetizovány. Celkově musí být realizováno osm modulů tak, aby byl zajištěn pohyb ve všech směrech Chuovy tabulky PVŘ. Každý modul musí být autonomní a tedy ve vztahu k ostatním modulům plovoucí. Napájení aktivních analogových součástek je složitě realizovatelné bateriemi nebo akumulátory, proto jsem zvolil napájení z externího zdroje, které zároveň bude možné rozvést mezi ostatní přípojně moduly. Tímto způsobem bude možné emulovat každý prvek, z vnějšího pohledu představující dvouvývodovou součástku. Požadavkem je i unifikovaný a srozumitelný vnější vzhled modulů mutátorů, opatřený kontakty pro jednoduché spojování modulů.

Při měření a zkouškách na prototypch mutátorů vyplynulo, že je moduly nutné doplnit o systém kontroly saturace všech OZ použitých na samotné zapojení mutátoru. Každý modul bude obsahovat indikační LED, jejíž rozsvícení bude jednoznačným signálem pro chybnou funkci a pokynem pro uživatele snížit úroveň budícího signálu.

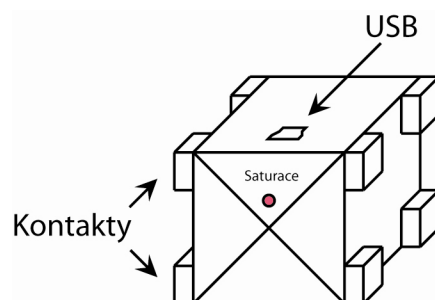
Podle všech funkčních požadavků jsem sestavil blokové schéma (obr. 74), čímž byly stanoveny všechny vnější i vnitřní periferie jednoho modulu. Složení všech modulů je identické, rozdílná jsou pouze zapojení mutátorů ve formě zásuvných desek plošných spojů (dále jen DPS).



Obrázek 74: Blokové schéma modulu

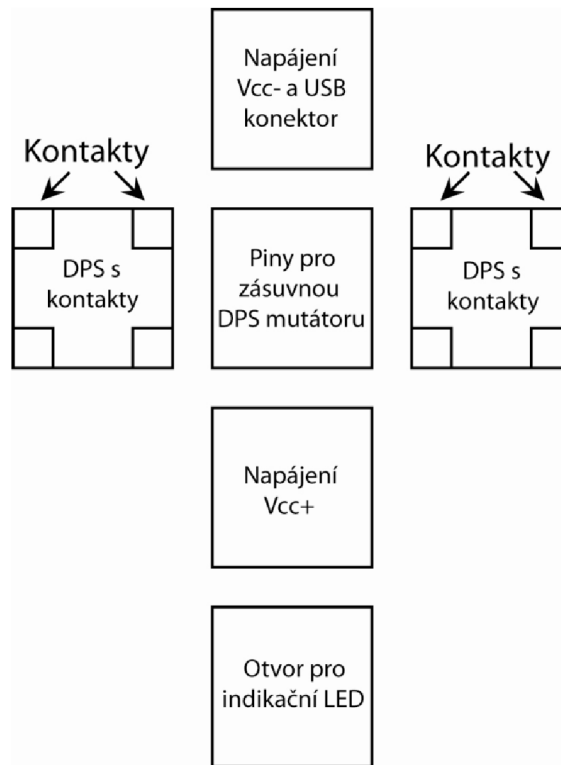
4.1 Pouzdro modulu

Pouzdro modulu je identické pro všechny mutátory a tvoří jeden nerozebíratelný celek. Základní tvar modulu je krychle s délkou hrany 40 mm (obr. 75). Stěny jsou vyrobeny jako klasické DPS, spojované pájkou přes připravené pájecí plošky (základní materiál FR4 s tloušťkou 1 mm). Jak bude ukázáno v dalších kapitolách, každá krabička je osazena osmi kontakty. Čtyři z nich reprezentují dvě brány mutátoru a čtyři další slouží ke zprostředkování napájení dalším modulům. Kontakty jsou umístěny z vnější strany dvou protějších bočních stěn a "mini USB" napájecí konektor je vsazen do jedné z dalších bočních stěn krychle. Čelní strana obsahuje kromě indikace saturace popis typu a topologie mutátoru.



Obrázek 75: Modul mutátoru

Na vnitřních stranách stěn je vodivý motiv pro rozvod napájení i signálových bran a také jako montážní DPS pro napájecí obvody. Na spodní straně jsou umístěny piny pro propojení pouzdra se zásuvnou DPS mutátoru. Vnitřní struktura je blokově naznačena na obr. 76. Návrh DPS šesti stěn je náplní přílohy a přiloženého kompaktního disku.



Obrázek 76: Vnitřní strany rozloženého modulu

4.1.1 Kontakty

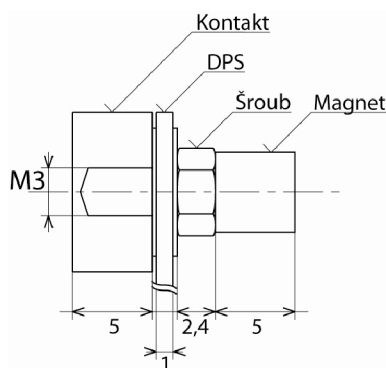
Pouzdro je opatřeno ocelovými kontakty s rozměry $10 \times 10 \times 5 \text{ mm}$ (obr. 77) a vrtanou dírou $M3$. Kromě elektrického kontaktu je jejich úkolem magnetické propojování modulů s požadovaným výsledkem jednoduché a rychlé manipulace pro emulaci funkce PVŘ.



Obrázek 77: Fotografie kontaktu

Spolehlivý elektronický přenos je zajištěn niklovou povrchovou úpravou kontaktů. Testoval jsem hodnotu elektrického odporu, který při správném doléhání obou kontaktů činil desetiny ohmů. Z magnetického pohledu si lze kontakty představit jako pólové nástavce

neodymových magnetů tvaru krychle s délkou hrany 5 mm, umístěných na vnitřní straně stěny modulu. Magnetické pole je od magnetu ke kontaktu přenášeno šroubem M3x6, který zároveň mechanicky upevňuje kontakt k modulu. Orientace magnetického pole jednotlivých kontaktů je zvolena tak, aby nebylo možné samovolné chybné spojení a tím přepólování napětí. Každý modul je vybaven ochrannými obvody proti nesprávné orientaci kontaktů, při působení síly proti magnetickému poli. Obr. 78 naznačuje uskupení sestavy magnetu, šroubu, DPS a kontaktu.



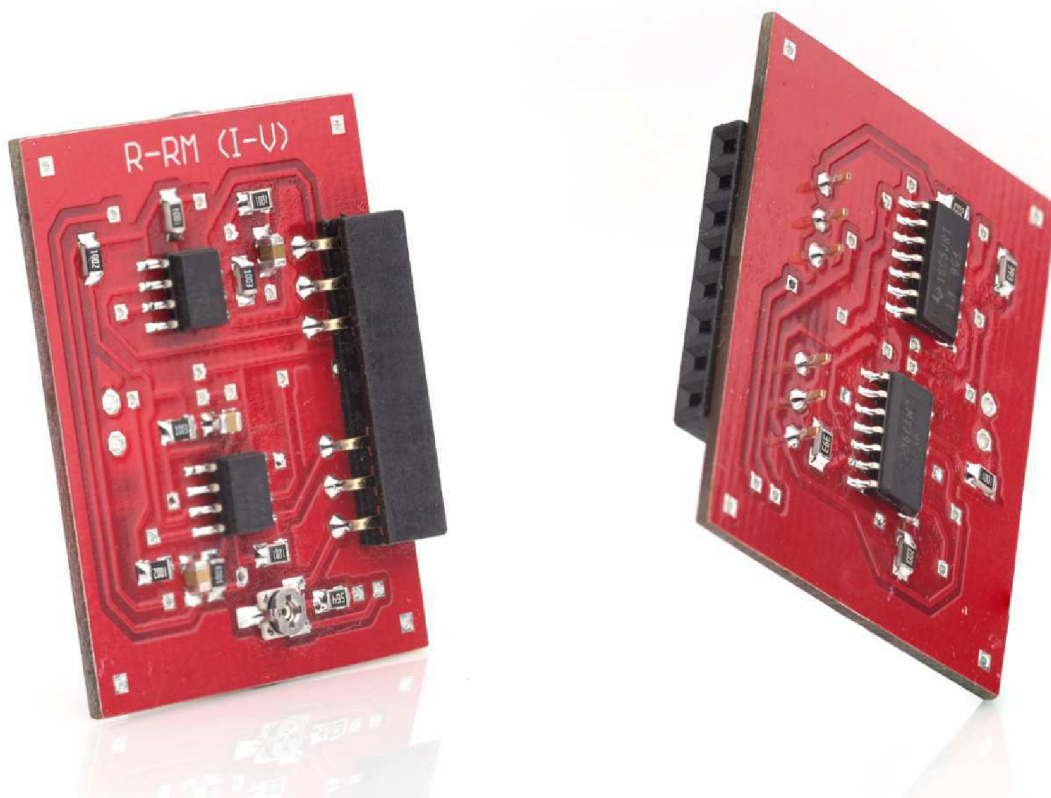
Obrázek 78: Uchycení kontaktu a magnetu ke stěně modulu

Kontakty byly vyrobeny z ocelového hranolu s průřezem 10x10 mm, ze kterého byly nařezány požadované kvádry. Do nich následně byly vyvrtány slepé otvory, ve kterých je vyroben závit M3. Řezání nebylo provedeno pod přesným pravým úhlem a vrtaný otvor z tohoto důvodu nekopíruje osu kontaktu. Při závěrečném opracování na magnetické brusce byla tloušťka kontaktů srovnána na přesnou hodnotu, to však nemělo vliv na nepřesnosti osové soustřednosti. Řešením problému může být zvolení přesnější tolerance při výrobě nebo výroba kontaktů z ocelového plátu, zbroušeného na požadovanou tloušťku a jeho následné řezání.

Nabízí se i možnost nahrazení ocelových kontaktů přímo neodymovými magnety s rozměry 15x15x5 mm a průchozí dírou pro šroub M4 se zápusťnou hlavou. Magnety jsou novým artiklem na trhu, doposud nejsou ani skladově dostupné, proto nebylo možné jejich dřívější využití.

4.2 Blok mutátoru

Srdcem všech modulů je blok mutátoru. K pouzdru se připojuje jako zásuvná dvouvrstvá DPS (obr. 79) pomocí šesti pinů. Dohromady je realizováno osm DPS s mutátory, které lze zasunout do libovolného z osmi pouzder. Pro rozlišení funkce mutátorů po uzavření modulu jsou jeho snímatelné čelní strany opatřeny popisem typu i topologie daného mutátoru. Kromě zapojení vlastního mutátoru je na DPS i zapojení kontroly saturace (popsáno dále). Návrh všech DPS je náplní přílohy a přiloženého kompaktního disku.

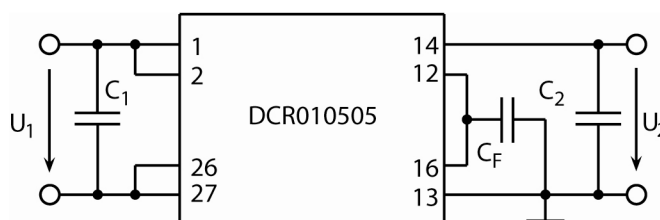


Obrázek 79: Zásuvný blok mutátoru typu $I - U$ s topologií $[-1, -1]$

Ze šesti pinů každého bloku mutátoru slouží dva k symetrickému napájení aktivních součástek a zbývající čtyři charakterizují dvě brány mutátoru. Konstrukce mutátoru byla navrhována zejména s ohledem na náročné ofsetové a příkonové požadavky. Aktivní prvky osazené v mutátorech jsou nízko-ofsetové, duální, "rail-to-rail" OZ *OPA735* popsané v kapitole 5.1.

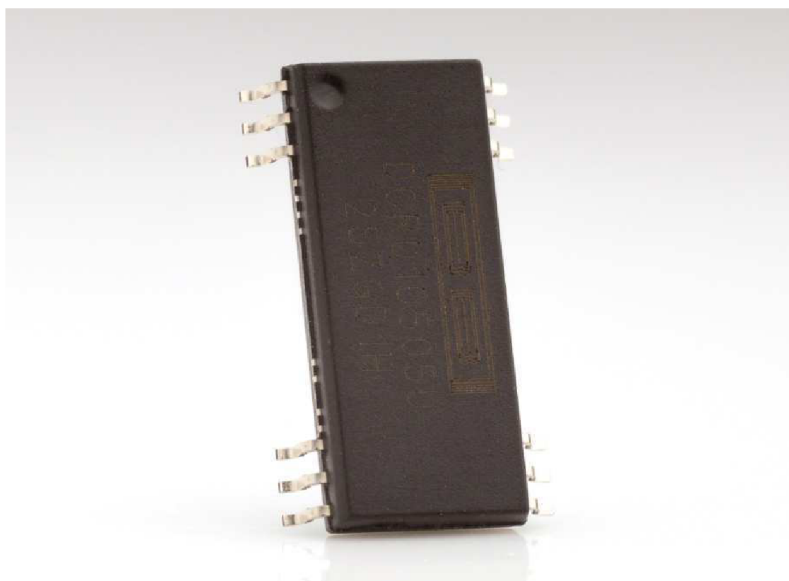
4.3 Napájecí obvody

Smyslem modulárního systému je emulace plovoucích, nikoliv uzemněných PVŘ. Jinými slovy, emulovaná součástka se musí chovat jako dvojpól, galvanicky oddělený od svého okolí. Řešením je individuální napájení aktivních prvků galvanicky odděleným, izolovaným zdrojem napětí. Elegantly je zde využito integrovaných DC/DC měničů *DCR010505* (obr. 81) společnosti Texas Instruments, které poskytují stabilizované napětí 5 V s akceptovatelným příkonem 1 W (zapojené podle katalogového listu; obr. 80).



Obrázek 80: Zapojení DC/DC měniče

Vstup je od výstupu oddělen transformátorem integrovaným přímo v pouzdře. OZ vyžadují symetrické napájení, proto každý modul obsahuje dva měniče, umístěné na vnitřní straně bočních stěn, oba napájené z jednoho USB konektoru.



Obrázek 81: DC/DC měnič *DCR010505*

Mini USB konektor umístěný na jedné z bočních stran každého modulu napájí DC/DC měniče v každé krabičce a aktivní prvky na zásuvné DPS, která obsahuje blok mutátoru a blok pro monitorování saturace. Napájení z každého USB konektoru je dvěma kontakty zprostředkováno modulu po levé straně napájeného modulu a dalšími dvěma kontakty modulu po pravé straně. Znamená to, že stačí napájet pouze jeden modul, ostatní jsou napájeny skrze připojený. Konektor mini USB byl zvolen, protože vyhovoval požadavkům na minimální rozměry. V dnešní době je počítač obsahující USB výstup běžně dostupným zařízením, není proto zapotřebí řešit externí napájení či další zdroj. V případě potřeby lze USB konektor nahradit libovolným zdrojem stejnosměrných 5 V s USB kompatibilním výstupem.

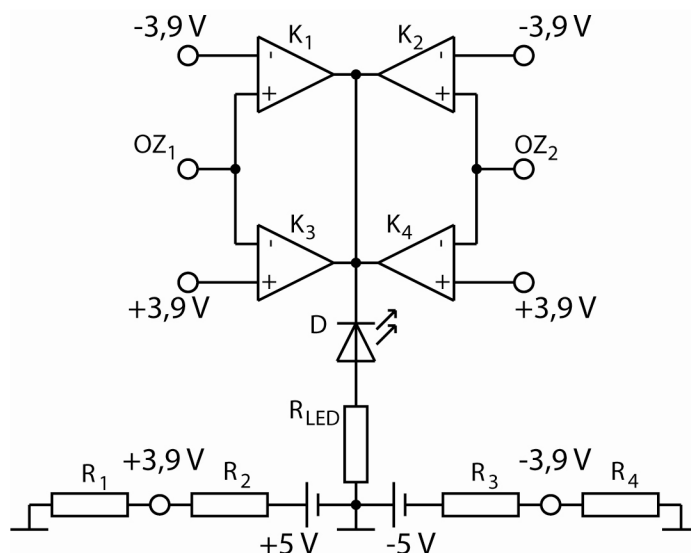


Obrázek 82: Modul napájený přes USB konektor

USB výstup je omezen proudovou zatížitelností $300 \div 500 \text{ mA}$. Integrovaný obvod *OPA735* podle katalogového listu odebírá ze zdroje $0,75 \text{ mA}$ na jeden OZ. Integrovaný obvod *LM139*, obsahující čtyři komparátory pro kontrolu saturace odebírá celkově $0,8 \text{ mA}$. Každý mutátor obsahuje čtyři OZ *OPA735* a dva integrované obvody *LM139*. Po sečtení odběru všech aktivních prvků vyplývá, že proud odebíraný z obou DC/DC měničů je $4,6 \text{ mA}$. Z katalogového listu DC/DC měniče *DCR010505* vyplývá jeho proudová ztráta 30 mA při uvedeném zatížení. Celkový odběr jednoho modulu je přibližně 70 mA . V případě proudové zatížitelnosti 300 mA dostačuje daný zdroj pro napájení potřebných čtyř modulů.

4.4 Monitorování saturace operačních zesilovačů

Posledním blokem uvnitř modulů je obvod, který monitoruje úroveň výstupního napětí každého OZ, porovnává ji s referenčně zvolenou hodnotou a v případě překročení záporné nebo kladné referenční hodnoty signálovou úrovní je stav saturace indikován nízkopříkonovou LED. OZ jsou napájeny symetrickým napětím $\pm 5V$, referenční úroveň pro komparátory byla stanovena odporovými děliči na $\pm 3,9V$. Čtyři OZ v každém bloku mutátoru musí hlídat osm komparátorů. DPS je osazena dvěma pouzdry čtyřnásobných nízkopříkonových komparátorů *LM139* v zapojení podle obr. 83.



Obrázek 83: Zapojení pro monitorování saturace operačních zesilovačů

4.5 Příklady kaskádních emulací

Na následujících fotografiích (obr. 84, 85, 86) je názorně ukázáno jak emulovat známé PVŘ, tak jako byly experimentálně emulovány v kapitole 3.2.1, 3.2.2 a 3.2.3. Emulovaná součástka je na fotografiích reprezentována dvěma kontakty brány (I).



Obrázek 84: Emulace memristoru z kapitoly 3.2.1



Obrázek 85: Emulace memkapacitoru z kapitoly 3.2.2



Obrázek 86: Emulace meminduktoru z kapitoly 3.2.3

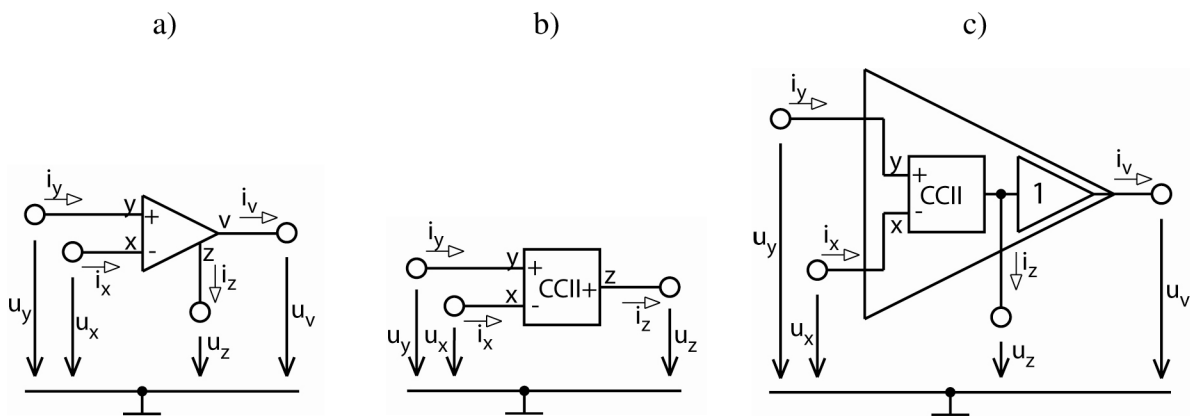
5 Pomocné obvody

Tato kapitola je doplňkem pro reálnou emulaci PVŘ. Jsou zde představeny pomocné a doplňující obvody pro měření, optimalizace a experimenty. Základem některých bloků je aktivní analogová součástka transimpedanční OZ, který poskytuje výhodné vlastnosti, využitelné v této aplikaci. Z důvodu některých specifických požadavků je funkce transimpedančního OZ podrobně vysvětlena a následně jsou představeny možnosti jeho fyzické realizace. Dalšími z pomocných obvodů jsou zatěžovací součástky, sloužící jako prvky s výchozí KR určené pro transformaci.

5.1 Transimpedanční operační zesilovač

Každý emulovaný prvek si lze představit jako dvouvývodovou pasivní součástku. Chování takové součástky je možné zkoumat například při vykreslování její ampér-voltové charakteristiky. Měření osciloskopem vyžaduje převod proudu pomocným obvodem na ekvivalentní hodnotu napětí. Snímání tekoucího proudu do mutátoru typu $U - I$ a jeho převod na napětí je jedna z typických aplikací transimpedančního operačního zesilovače (dále jen TOZ). Další aplikace, která bude využívána pro mutátorové emulátory PVŘ je realizace proudového zdroje pro buzení mutátoru typu $I - U$.

Po desetiletí nepoužívanější analogové aktivní prvky jsou doplňovány stále novými ideovými principy moderních obvodů, které se nabízejí pro důmyslná řešení analogových zapojení. V oblasti praktické realizace se však stále neprosazují tak jako klasické OZ. Jedním z perspektivních analogových aktivních prvků je právě TOZ. Nejvýznamnější charakteristickou vlastností tohoto obvodu je možnost pracovat v napěťovém i proudovém režimu. Oblast realizace mutátorových memristivních systémů, kde se výrazně uplatňuje současná transformace napětí i proudů, se proto stala ideálním prostorem pro využití TOZ [15]. Chování TOZ, jehož schematická značka je na obr. 87 a), charakterizuje několik typických rysů.



Obrázek 87: a) schematická značka TOZ, b) schematická značka proudového konvejsoru, c) vnitřní uspořádání TOZ

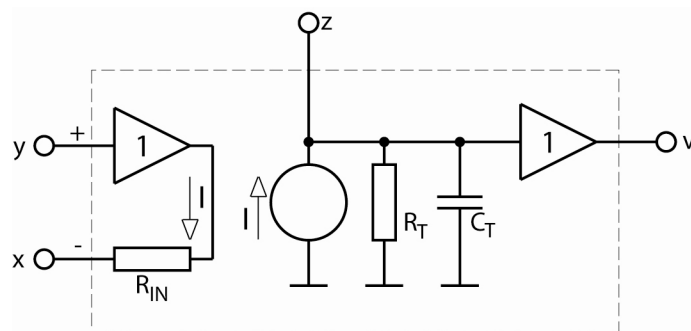
Prvním typickým a zároveň hlavním fyzickým poznávacím znakem je uspořádání jednotlivých vstupů a výstupů. Invertující a neinvertující vstup na obr. 87 a) jsou označeny písmeny x a y , napěťový výstup písmenem v a pro TOZ nejcharakterističtější vývod-proudový výstup písmenem z . Každý TOZ má kromě svorek, zakreslených na obr. 87 a), ještě dva napájecí piny.

Na obr. 87 b) je schematická značka proudového konveju druhé generace. Jedná se o analogový, tříbranový imitační konvertor jenž lze popsat maticovou rovnicí (47):

$$\begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & r & 0 \\ s & 0 & 0 \\ t & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} \quad (47)$$

Koeficient r charakterizuje v rovnici typ konveju. První variantou ($r = 1$) je neinvertující konveju CC a druhou variantou ($r = -1$) je invertující konveju ICC. Koeficientem s je určena generace konveju. V případě použitých TOZ pro realizaci mutátorových memristorů budou použity pouze neinvertující proudové konvejuy druhé generace CCII ($r = 1, s = 0$). Koeficient t v rovnici (47) rozhoduje, jedná-li se o pozitivní ($t = 1$) nebo o negativní ($t = -1$) proudový konveju. V případě pozitivního proudového konveju CCII + vytéká proud i_z směrem ven, v případě negativního CCII – teče proud i_z opačným směrem, tedy dovnitř. Podrobnější informace ke všem modifikacím a vlastnostem proudového konveju poskytuje literatura [13].

Obr. 87 c) přibližuje vnitřní strukturu TOZ. Zjednodušeně lze říci, že TOZ je proudový konveju druhé generace s připojeným napěťovým bufferem. Při detailnějším pohledu na strukturu fyzicky dostupného TOZ AD844 (obr. 88) lze podrobně popsat jeho funkci.



Obrázek 88: Vnitřní zjednodušené blokové schéma integrovaného obvodu AD844

První základní požadavek na TOZ je rovnost napětí na vstupních svorkách. K tomuto účelu je mezi vstupní svorky x a y zapojen napěťový buffer, který kopíruje napětí z vysoko-impedanční svorky y na svorku x . Dalším požadavkem je, aby proud tekoucí do svorky y byl nulový (maximální impedance tohoto vstupu) a aby proud vytékající svorkou x byl zrcadlen na výstupní proudovou svorku z . Tento princip je společný i pro proudový konveju,

to znamená, že směr proudu tekoucího svorkou z je určen použitým typem proudového kovejoru. U *AD844* se jedná o pozitivní proudový konvektor *CCII* +.

Připojením napěťového bufferu na svorku z je vytvořen napěťový výstup v , přičemž hodnota napětí na něm je úměrná velikosti odporu připojeného ke svorce z a proudu vytékajícímu ze svorky x (tedy i velikosti odporu připojenému k této svorce proti zemi a velikosti připojeného napětí na svorce y).

Z principu funkce TOZ je zřejmé, že lze využitím vstupního bufferu realizovat napěťově řízený zdroj proudu i napětí, přičemž řídicím je napětí na svorce y . Citlivost lze měnit velikostí odporu připojeného ke svorce x . Z pohledu výstupních svorek se TOZ může chovat také jako proudem řízený napěťový a proudový zdroj.

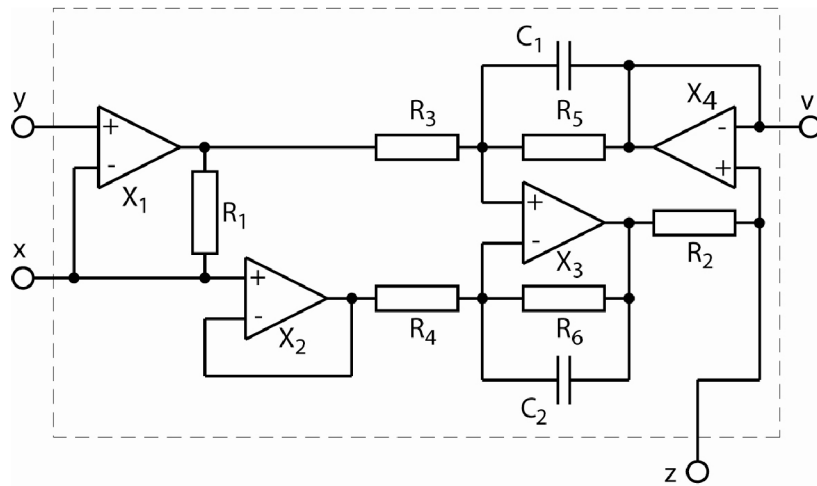
V protikladu ke zmíněným kladným vlastnostem existuje několik nevýhod, kterými obvod *AD844* disponuje a se kterými je nutné počítat při každém použití TOZ. Jak je naznačeno na obr. 88 v sérii se vstupním napěťovým sledovačem figuruje vstupní parazitní odpor R_{IN} , který má za následek úbytek napětí přeneseného na svorku x a tím zhoršení přenosových vlastností. Dalšími parazitními parametry obvodu *AD844* jsou transimpedanční odpor R_T a kapacita C_T , které ovlivňují frekvenční charakteristiky TOZ. V oblasti analogové implementace memristoru nemají tyto vlastnosti vzhledem k pracovním frekvencím vysokou prioritu.

Analogové emulátory PVR vyžadují, stejně jako každý jiný aktivní analogový obvod napájení. Nízko-příkonové emulátory musí splňovat vysoké nároky na nízký proudový odběr. Obvod *AD844*, produkovaný firmou Analog Devices, je pro tyto aplikace nevhodný právě z důvodu velkého proudového odběru a nemožnosti pracovat v "rail-to-rail" režimu.

I přes to, že současná nabídka OZ dostatečně pokrývá širokou oblast poptávky, která zahrnuje náročné požadavky na analogové obvody, neexistuje komerčně dostupný TOZ splňující kritéria důležitá pro realizaci nízko-příkonových, "rail-to-rail" analogových systémů. Nutným krokem bylo navrhnout nový TOZ s cílem minimalizace jeho příkonové náročnosti.

5.1.1 Nízko-příkonový, "rail-to-rail" transimpedanční operační zesilovač

Nejvhodnějším řešením požadavků na vytvoření nízko-příkonového TOZ se stala varianta s využitím klasických nízko-příkonových, "rail-to-rail" OZ. Popis návrhu je uveden v dokumentu [15]. Principiálně vychází z obvodového řešení na obr. 89. Obvod je složen ze čtyř klasických OZ. Tak jako u TOZ *AD844* sleduje napětí na svorce x napětí na svorce y , což je zaručeno negativní zpětnou vazbou zesilovače X_1 . Podmínka stejného u_y a u_x , daná OZ v zapojení se zápornou zpětnou vazbou, odstraňuje vliv sériového vstupního odporu R_{IN} u TOZ *AD844*. Při nekonečném zesílení OZ X_1 se velikost odporu blíží nule.



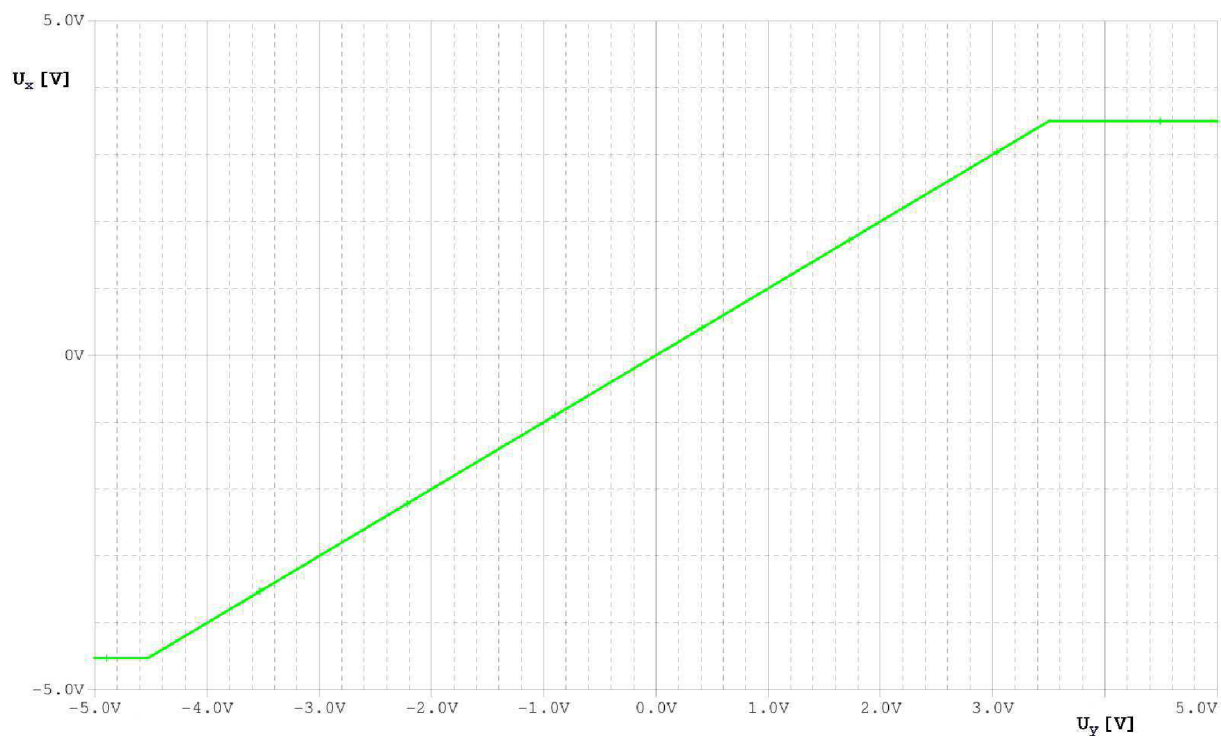
Obrázek 89: Obvodové řešení pro nízko-příkonový, "rail-to-rail" TOZ

Protože do vstupů obvodu X_1, X_2 neteče žádný proud, musí kompletní proud prošlý přes R_1 vytékat ze svorky x . Tím je vynucen úbytek napětí na rezistoru R_1 . Velikost tohoto napětí je dána rovnicí (48):

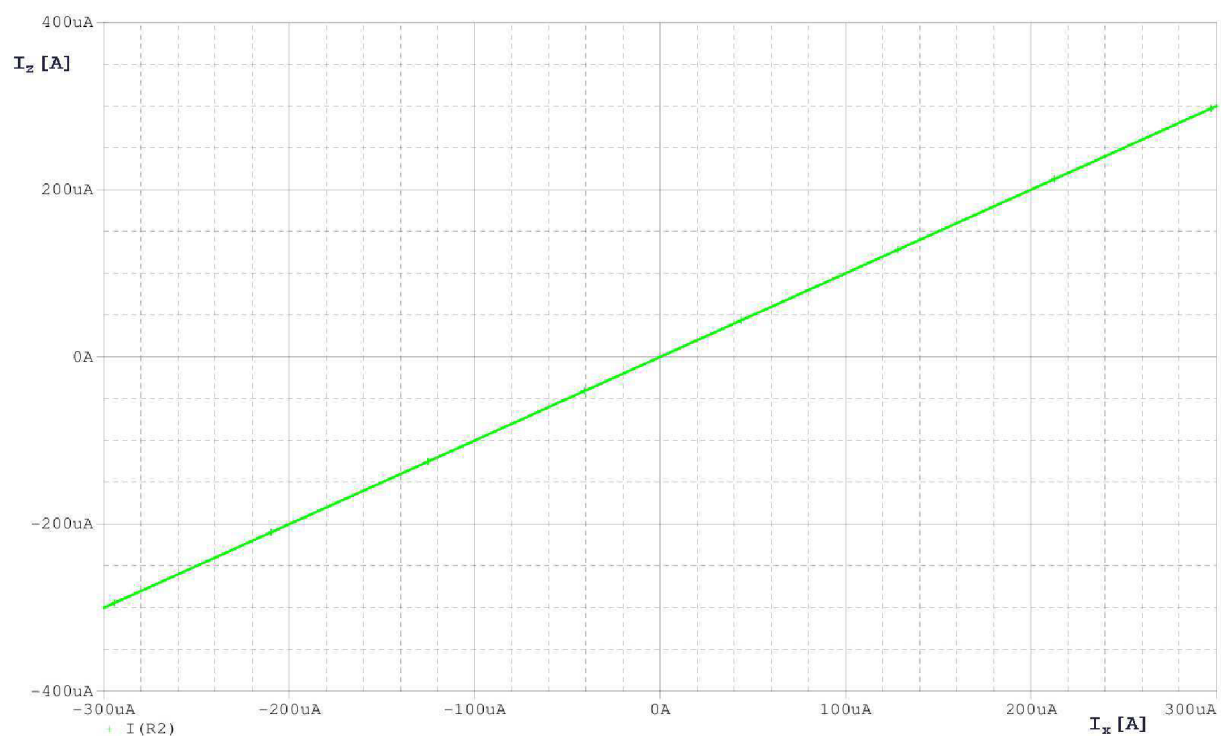
$$U_{R1} = R_1 \cdot I_x \quad (48)$$

Zároveň se stává vstupním napětím diferenčního zesilovače v zapojení s OZ X_3 . Při rovnosti odporů rezistorů R_3 až R_6 (v tomto případě $10 \text{ k}\Omega$) bude napětí na výstupu rozdílového zesilovače vztahované k výstupu sledovače s X_4 přeneseno na rezistor R_2 . Při rovnosti R_1 a R_2 (1 k) poteče rezistorem R_2 proud i_x ($i_z = i_x$) a svorka z se stane proudovým výstupem obvodu. Napětí na svorce z , tedy u_z je sledováno na svorku v a tím vzniká napětíový výstup obvodu s potenciálem u_v . Tím jsou splněny všechny tři principiální podmínky funkce TOZ (rovnost u_y a u_x , napětíový výstup u_v , proudový výstup i_z). Kapacitory C_1 a C_2 v zapojení slouží pro frekvenční kompenzaci.

Následující PSpice simulace teoreticky potvrzují funkci navrženého TOZ. Obr. 90 zobrazuje simulovanou převodní charakteristiku $V_x(V_y)$. Podle předpokladů napětí na svorce x sleduje napětí na svorce y až do saturace (při napájení $\pm 5 \text{ V}$). Obr. 91 zobrazuje na převodní charakteristice zrcadlený proud ze svorky x na svorku z . Simulace zároveň předpovídají vlastnosti reálného chování TOZ. Podobnost s realitou je závislá na přesnosti simulačního modelu. Z detailu simulací obou charakteristik jsem pro dále zvolené realizace odečetl hodnoty napětíového a proudového offsetu, které jsou spolu s měřenými hodnotami uvedeny v přehledové tabulce na konci kapitoly.



Obrázek 90: Převodní charakteristika $V_z(V_y)$

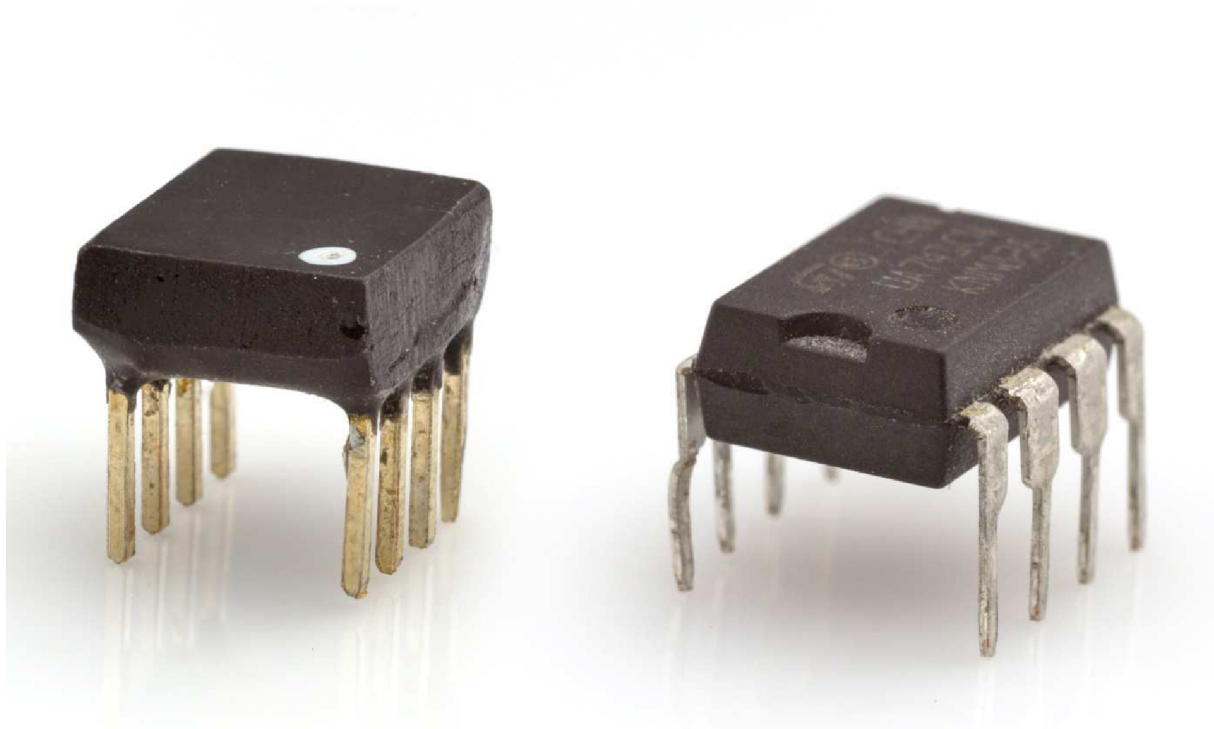


Obrázek 91: převodní charakteristika $I_z(I_x)$

5.1.2 Prakticky realizovaný transimpedanční operační zesilovač

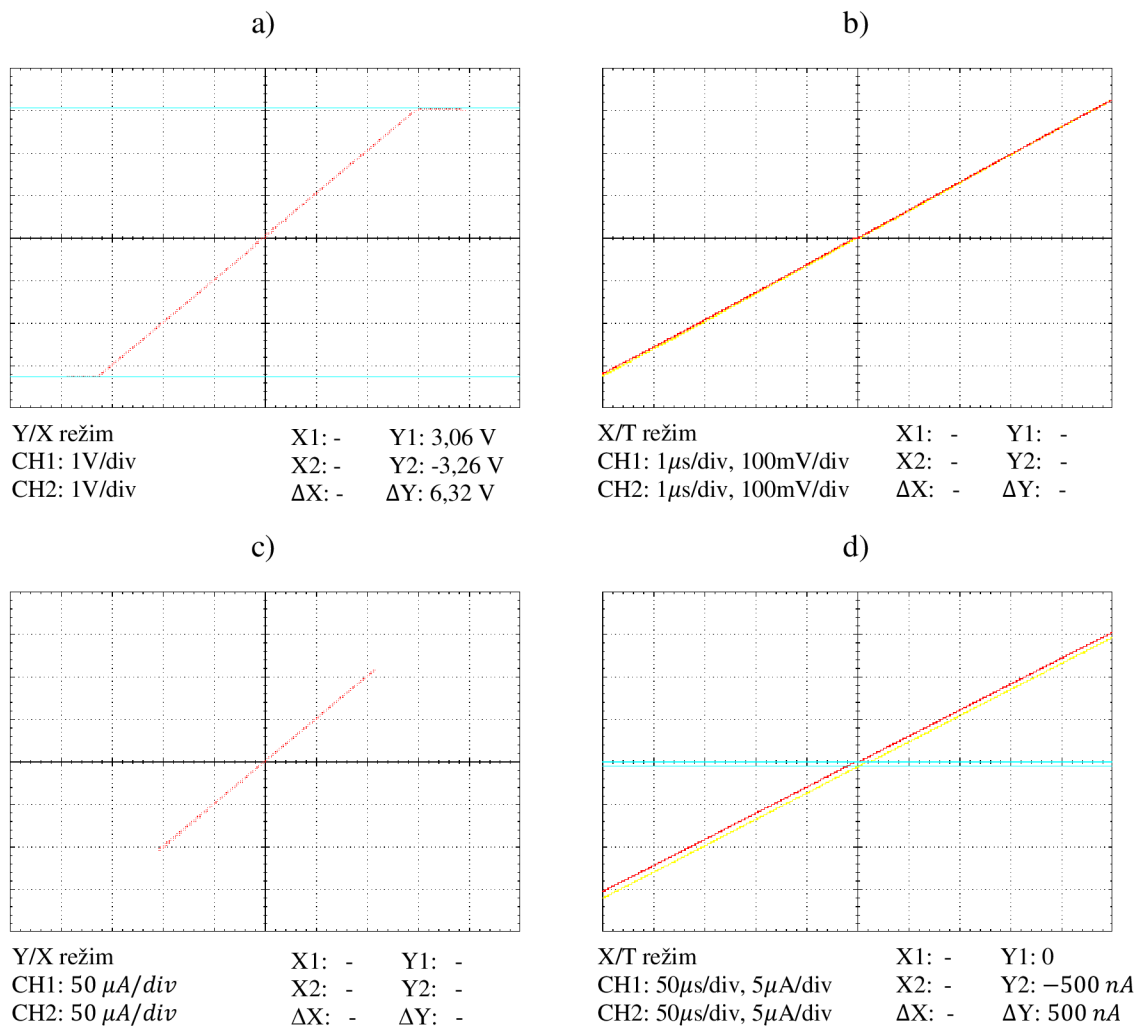
Pro realizaci TOZ jsem zvolil dvě varianty OZ. Nejprve byl vybrán obvod *LMV554MT*, od Texas Instruments, který ve 14-ti pinovém pouzdře TSSOP zahrnuje čtveřici "rail-to-rail" OZ s garantovaným proudovým odběrem $37 \mu\text{A}$ na každý zesilovač. Možnost uzavření všech

OZ do jednoho pouzdra má velmi výhodné elektrické vlastnosti, ale zároveň se díky minimálním rozměrům pouzdra podařilo přenést celé zapojení TOZ na desku plošného spoje s rozměry $7,8 \times 7,8 \text{ mm}$ (rozměry klasického DIL-8 pouzdra). Tím byl vytvořen obvod (pro přehlednost jsem jej označil *TOZ554*) se stejnými rozměry a stejným rozložením vývodů jako u TOZ *AD844*. Fotografie pouzder obou integrovaných obvodů je na obr. 92.



Obrázek 92: Srovnání navrženého *TOZ554* a pouzdra *TOZ AD844*

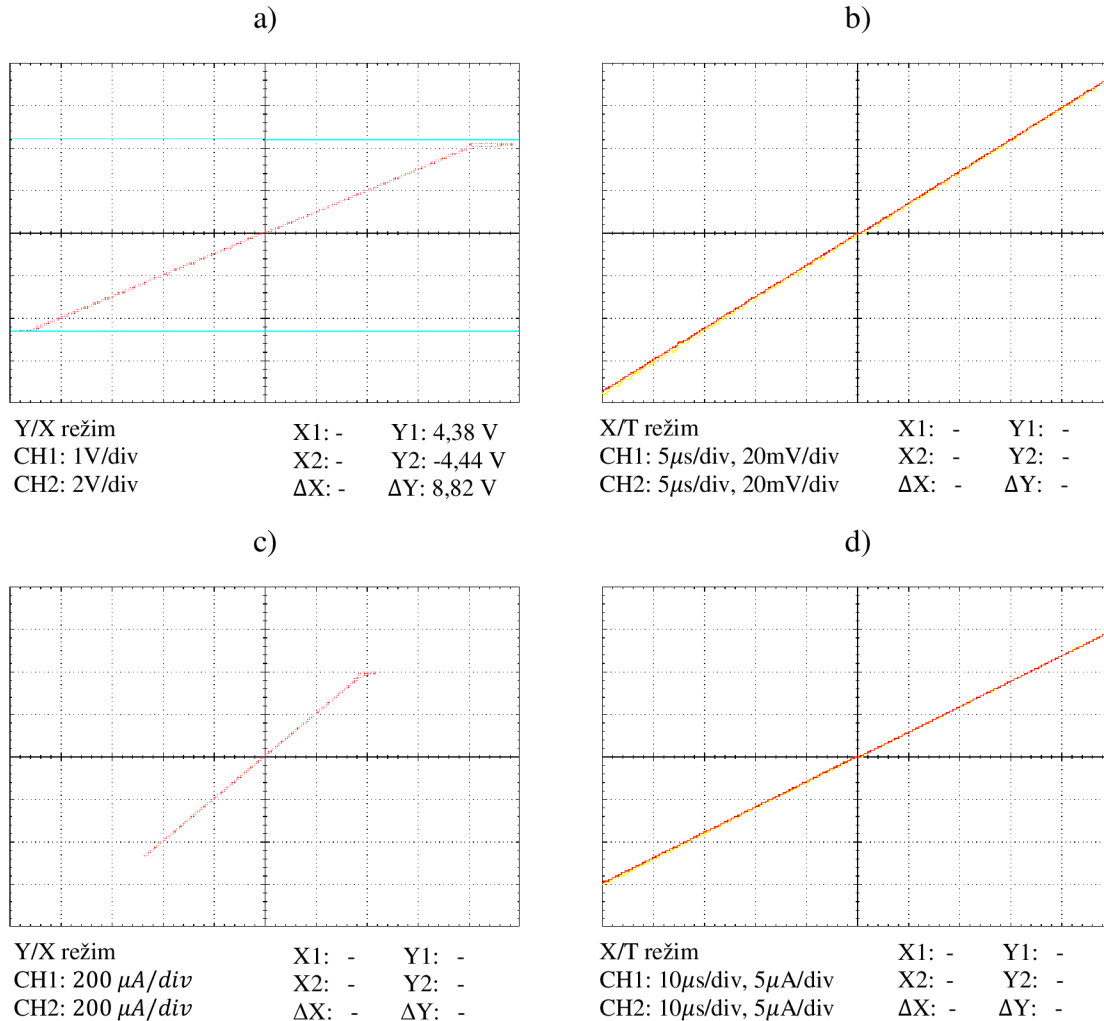
Experimentálním měřením byly hodnoty kapacit C_1 a C_2 stanoveny na 36 pF . Měřením na osciloskopu byly získány průběhy k porovnání vlastností udávanými výrobcem a parametry získanými simulací. Převodní charakteristika na obr. 93 a) zobrazuje přenos napětí vstupního bufferu ze svorky *y* na svorku *x*. OZ *LMV554* fungují do $\pm 4 \text{ V}$, proto bylo napájecí napětí zvoleno $\pm 3,6 \text{ V}$. Saturace *TOZ554* nastává při $\pm 3 \text{ V}$, čímž je stanoven použitelný pracovní rozsah *TOZ554*. Detail časového průběhu, zobrazující napěťový offset napětí je na obr. 93 b). Jeho hodnota je menší než 1 mV . Další dva obrázky (obr. 93 c) a obr. 93 d)) znázorňují zrcadlený proud na svorku *z*. Proudový offset odečtený z časového průběhu je přibližně 500 nA .



Obrázek 93: Měření charakteristik TOZ554: a) převodní charakteristika $V_x(V_y)$; b) detail převodní charakteristiky $V_x(V_y)$; c) převodní charakteristika $I_z(I_x)$; d) detail převodní charakteristiky $I_z(I_x)$

Druhým zvoleným OZ je *OPA735* také od Texas Instruments. Obvod disponuje inteligentním systémem automaticky nulovaného offsetu, čímž je dosaženo offsetového napětí jednoho OZ do 5 μ V. Ve srovnání s dalšími komerčně dostupnými nízko-ofsetovými OZ je tato hodnota mnohonásobně nižší. *OPA735* je vyráběn jako duální OZ v pouzdře SOIC-8, přičemž uváděná spotřeba na jeden OZ je 750 μ A.

Realizovaný TOZ (*TOZ735*) jsem stejně jako předchozí TOZ analyzoval pro srovnání jeho reálných vlastností. Z převodní charakteristiky na obr. 94 a) plyne, že OZ při napájecím napětí ± 5 V saturují okolo $\pm 4,2$ V. Napěťový i proudový offset na obr. 94 b) a obr. 94 d) je velmi špatně měřitelný. Jeho hodnota však nepřesahuje 0,1 mV a 10 nA.



Obrázek 94: Měření charakteristik TOZ735: a) převodní charakteristika $V_x(V_y)$; b) detail převodní charakteristiky $V_x(V_y)$; c) převodní charakteristika $I_z(I_x)$; d) detail převodní charakteristiky $I_z(I_x)$

TOZ735 byl fyzicky implementován pouze na prototypových DPS pro měření a pokusy. Nelze jej v mikroelektronických aplikacích využít v podobě integrovaného obvodu stejně jako *TOZ554* nebo *AD844*.

5.1.3 Srovnání realizovaných TOZ

Integrovaný obvod *AD844* je na trh dodáván ve dvojím provedení. Pro experimentální pokusy na nepájivém poli je vhodná varianta v pouzdře DIL-8, pro finální výrobky pak SMD pouzdro SOIC-16. Navržený *TOZ554* jsem realizoval v DIL-8 pouzdře, čímž jsem prakticky dosáhl vytvoření ekvivalentu komerční součástky s lepšími požadovanými vlastnostmi. Volba *OZ LMV554MT* byla směřována na minimální příkon pro nízko-příkonové emulátory mem-prvků, které byly realizovány v rámci předchozích projektů před emulátory PVŘ. Pro realizaci emulátorů PVŘ je výhodnější *TOZ735*, zejména kvůli ofsetu. První realizovaný *TOZ554* se pro tuto aplikaci nehodí ani z hlediska nekompatibility napájecích napětí. Spotřeba obvodu *OPA735* je v této aplikaci vyhovující.

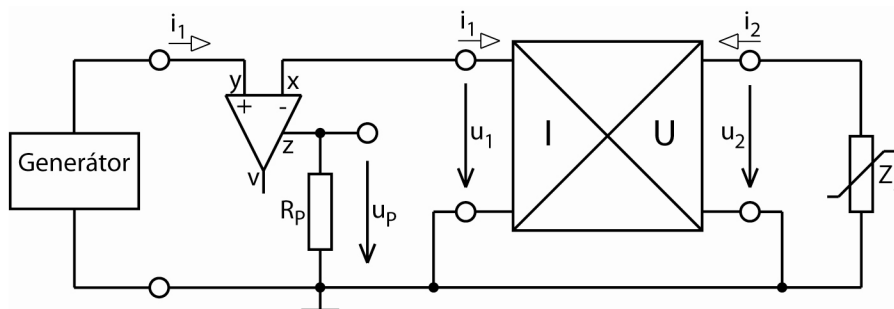
Následující tabulka (tabulka 5) shrnuje soubor vlastností nejdostupnější formy TOZ, monolitického integrovaného obvodu AD844 a navržených TOZ554 a TOZ735, získaných simulacemi i měřeními.

Tabulka 5: Srovnání parametrů realizovaných TOZ s AD844

Parametr	AD844	Simulace TOZ554	Měření TOZ554	Simulace TOZ735	Měření TOZ735
Napájecí napětí U_{CC} [V]	5 ÷ 18	4,7 ÷ 8	–	2,7 ÷ 12	–
Saturační napětí [V]	$U_{CC} \pm 4,5$	$U_{CC} \pm 0,5$	$U_{CC} \pm 0,5$	$U_{CC} \pm 1,2$	$U_{CC} \pm 0,8$
Vst. odpor R_{IN} [Ω]	50	1,2	3,8	0,004	< 0,1
Proudový ofset [nA]	500	2000	500	2,3	< 10
Napěťový ofset [mV]	0,4	1	< 1	0,0012	$\ll 1$
Spotřeba [mA]	12	0,5	0,7	3,8	4,4
Příkon [mW]	150	3,6	5	38	44
f_M [MHz]	20	3,5	3	1,6	1,5

5.2 Převod proudu pro měření osciloskopem

Pro osciloskopická měření proudu tekoucího do emulátorů, konkrétně těch, které jsou reprezentovány bránou typu (I), je nutné proud snímat a převést na ekvivalentní hodnotu napětí. Jedna z metod převodu je snímání proudu vstupní branou TOZ, který je zrcadlen na proudový výstup TOZ. Velikost převedeného napětí je závislá na hodnotě odporu rezistoru připojeného k proudové svorce z. Konkrétní zapojení převodníku je na obr. 95.



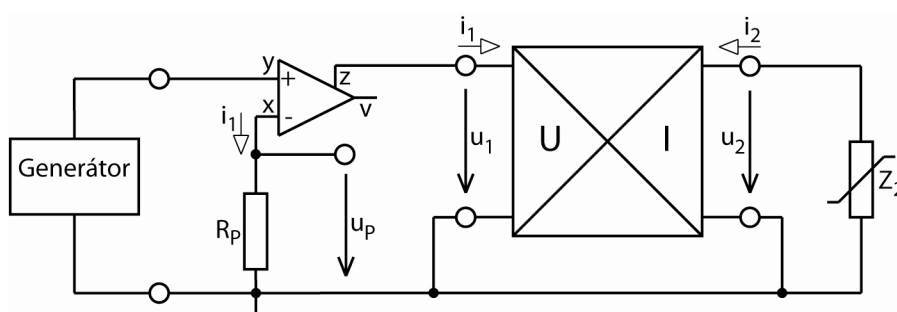
Obrázek 95: Mutátor s převodníkem proudu na napětí.

Mutátory jsou navrženy pro transformaci impedance 10 k Ω . Při budícím napětí $u_1 = 1V$ bude proud podle Ohmova zákona $i_1 = 100 \mu A$. Stejný proud, který vytéká ze svorky x je zrcadlen na proudový výstup z. Má-li být převedené napětí u_p stejného rozkmitu jako budící napětí, musí být odpor rezistoru $R_p = 10 k\Omega$.

Touto metodou není zasahováno do vnitřní struktury mutátoru. Zároveň je metoda přesná, protože proud vytékající ze svorky z je obrazem proudu vytékajícího až ze svorky x a neuplatňuje se parazitní vliv sériového rezistoru.

5.3 Proudový zdroj

Podle Kirchhoffových zákonů musí být brány emulátorů typu (U) buzeny proudovým zdrojem. Proudový zdroj je opět jednoduše realizovatelný pomocí TOZ (obr. 96). Proud i_1 je generován proudovým zdrojem připojeným ke svorce z transimpedančního operačního zesilovače a je obrazem proudu procházejícího přes R_p . Velikost proudu i_1 je závislá na hodnotě odporu R_p a napětí u_y . Velikost odporu R_p pro zajištění rovnocenné napěťové úrovně u_1 a u_p stejná jako velikost impedance zátěže Z_2 . Napěťovou odezvu u_1 lze snímat přímo na (U) bráně mutátoru nebo na výstupní napěťové svorce v TOZ.

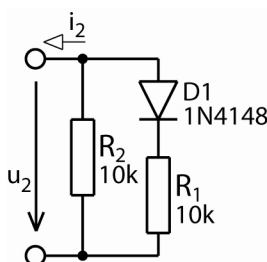


Obrázek 96: Mutátor s proudovým zdrojem

Výhoda metody je efektivní, jednoduché řešení a nezasahování do struktury vlastních mutátorů.

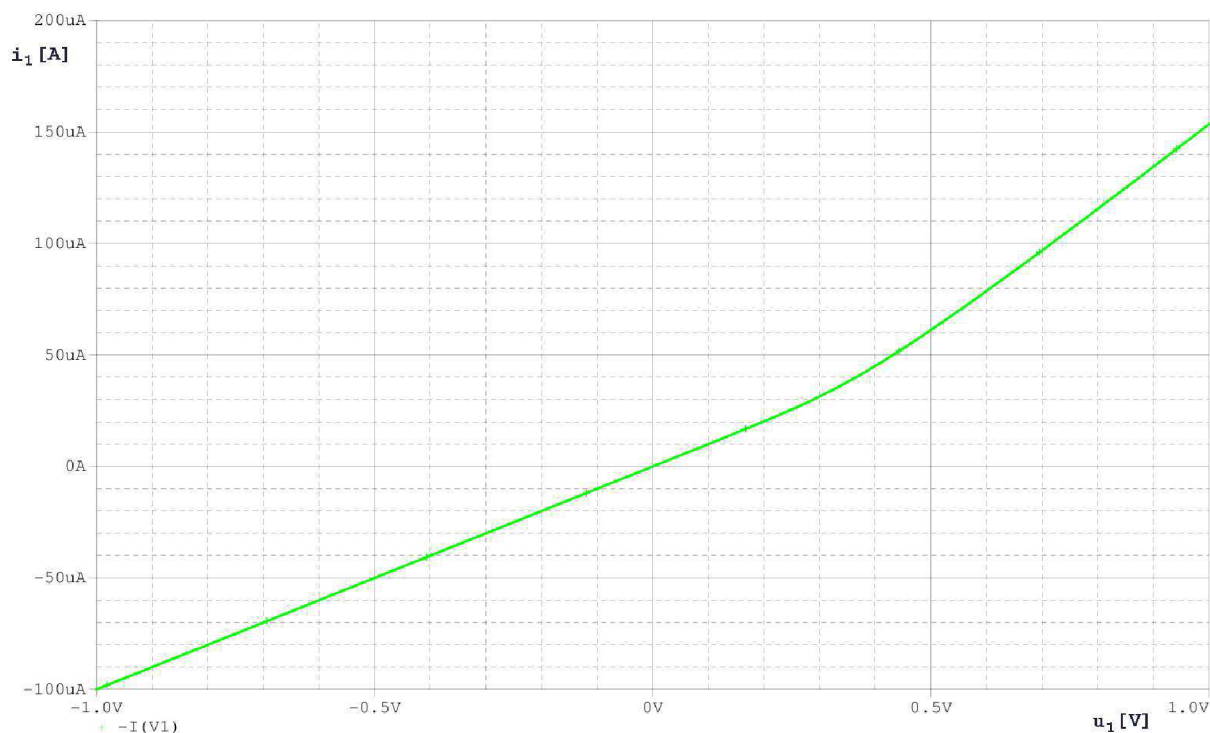
5.4 Rezistivní zátěž

Podmínkou funkce například memristoru, ale i dalších PVŘ je jeho nelineární KR. Jelikož mutátor tvar KR nemění, ale pouze transformuje veličiny, kterými je určena, musí mít i výchozí prvek, ze kterého je výsledný prvek emulován nelineární charakteristiku. Nejjednodušším způsobem je vytvořit nelineární charakteristiku zatěžovacího rezistoru s KR $[0,0]$ podle obr. 97. Odpor zátěže pro nízká napětí je $10\text{ k}\Omega$. Po překročení napětí přibližně $0,7\text{ V}$ se otevře polovodičová dioda a rezistivní zátěž svůj odpor sníží.

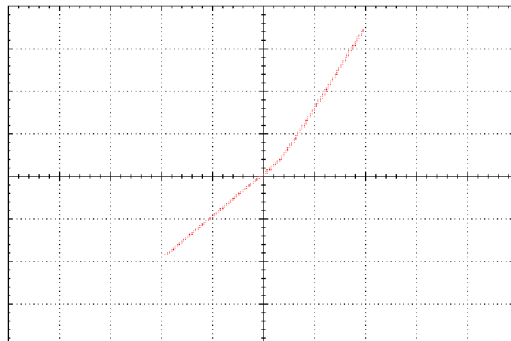


Obrázek 97: Nelineární rezistivní zátěž

Na obr. 98 je simulace ampér-voltové charakteristiky této zátěže a na obr. 99 je stejná charakteristika získaná měřením na osciloskopu (proud je převeden na napětí pomocí TOZ).



Obrázek 98: ampér-voltová charakteristika rezistivní zátěže získaná simulací



X/T režim	X1: -	Y1: -
CH1: 1 ms/div, 1 V/div	X2: -	Y2: -
CH2: 1 ms/div, 100 μA/div	ΔX: -	ΔY: -

Obrázek 99: Měřená ampér-voltová charakteristika rezistivní zátěže

KR každého prvku je jedinou jeho správnou funkční definicí. To znamená, že ověřit funkci emulátoru lze učinit zpětnou topologickou transformací budících veličin pomocí jednoduchých integračních respektive derivačních článků na KR rezistoru, jehož konstituční veličiny napětí a proud lze elektronicky měřit.

Závěr

Podle zadání jsem realizoval sadu inkrementálních mutátorů pro emulaci obecných prvků vyšších řádů z Chuovy tabulky. Teoreticky jsem popsal podstatu a vlastnosti mutátorů, uvedl jsem podrobný postup matematického odvození funkce každého mutátoru od směrové transformace, až po jeho realizaci na úrovni řízených elektronických zdrojů. Každou z osmi variant jsem syntetizoval a optimalizoval až do podoby konkrétního obvodového zapojení, které jsem fyzicky implementoval na deskách plošných spojů.

Inkrementální mutátory jsou řešeny jako unifikované moduly se speciálním systémem elektronického propojování pomocí magnetických kontaktů. Trojrozměrný modul se skládá ze šesti stěn ve formě desek plošných spojů. Na vnitřních stranách stěn je vytvořen vodivý motiv plnící funkci rozvodu signálů od kontaktů k zásuvným blokům samotných mutátorů a k vnitřním napájecím obvodům. Díky galvanickému oddělení mutátorů od centrálního USB napájení pomocí moderních DC-DC měničů jsou prvky vyšších řádů emulovány jako autonomní, dvou vývodové součástky.

Největší důraz při syntetizaci zapojení jednotlivých mutátorů jsem kladl na jejich ofsetové vlastnosti, které se při kaskádním spojování modulů výrazně projevují. Každý mutátor se podařilo syntetizovat ze čtyř operačních zesilovačů, čímž bylo dosaženo minimalizace ofsetových parametrů při současné minimalizaci energetické náročnosti. Ekvivalentní metoda emulace s využitím navržených transimpedančních operačních zesilovačů vyžaduje dvanáct operačních zesilovačů, což by mělo vliv především na ofsetové vlastnosti. Byly navrženy dvě varianty transimpedančního operačního zesilovače pro emulace prvků vyšších řádů. První pro aplikace vyžadující minimální příkon (emulaci podrobněji popisuje uvedená literatura). Druhá s cílem dosažení nejnižšího možného ofsetu.

Základy koncepce výsledného obvodového řešení jsou založeny na operačním zesilovači *OPA735*. Jeho napěťový ofset je ve srovnání s ostatními dostupnými nízko-ofsetovými operačními zesilovači mnohonásobně nižší. Z dosažených výsledků vyplývá, že ofsetové parametry, při zajištění nízkého příkonu operačního zesilovače, jsou pro existenci projektu zásadní. Součástí implementace sady mutátorů byly nutné, časově náročné optimalizace, které zahrnovaly kompenzace vlivu ofsetu a stability.

Funkci optimalizovaných mutátorů jsem ověřil osciloskopickými měřeními, které se ve většině případů výborně shodují s předpokládanými výsledky podle simulací. Oba mutátory s topologií $[1, -1]$ vykazují výraznější tvarová zkreslení měřených průběhů, které jsou důsledkem nutných kompenzací. Nepřesná funkce znemožňuje použití mutátorů pro kaskádní transformace v současné podobě. I ze současných výsledků však je zřejmá jejich principiální funkce. S ostatními mutátory obou typů se podařilo věrohodně emulovat induktor, kapacitor i memristor transformací konstituční relace nelineárního rezistoru.

Na třech experimentech, emulaci memristoru, memkapacitoru a meminduktoru jsem ukázal příklad emulace prvků vyšších řádů pomocí kaskádního spojování modulů. I při jejich kaskádním řazení byly zachovány přijatelné ofsetové parametry a měření potvrdilo opět výbornou shodu se simulacemi předpokládaných výsledků.

Dosaženými výsledky jsem splnil požadavky stanovené zadáním. Rád bych však v práci na projektu nadále pokračoval, například v rámci doktorského studia. Nutné jsou další optimalizace zmíněných mutátorů s topologií $[1, -1]$ a jejich experimentální aplikace s prioritně předpokládanou transformací konstituční relace nelineárního induktoru a kapacitoru.

Některé výsledky projektu byly vedoucím diplomové práce publikovány a prezentovány při přednášce na technické univerzitě v Drážďanech roku 2013 a na světovém kongresu IEEE "Memristive Symposium of Memristors of Higher Order Elements" v Turíně roku 2012. Díky práci na projektu mi bylo umožněno také osobní setkání s objevitelem memristoru i myšlenky existence prvků vyšších řádů Leonem Chuou.

Použitá literatura

- [1] CHUA, L.O. Memristor – the missing circuit element. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-18, no. 5, pp. 507 – 519, 1971.
- [2] L. O. Chua, Dynamic nonlinear networks: state-of-the-art, *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 11, pp. 1059-1087, 1980.
- [3] CHUA, L.O., KANG, S.M. Memristive devices and systems. *Proc. of the IEEE*, vol. 64, no. 2, pp. 209-223, 1976.
- [4] OSTER, G.F., AUSLANDER, D.M. The Memristor: A New Bond Graph Element. *Trans. ASME on Dynamical Systems, Measurement and Control*, vol. 94, No. 3, 1972, p. 249 – 252.
- [5] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Synthesis of higher-order elements via transimpedance operational amplifiers. In: *Proc. of New Trends in Signal. Processing 2012*. Liptovský Mikuláš: AFCEA, 2012, pp. 1-6.
- [6] TESKA, T. Modelování a analogová realizace memristoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 64 s. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc.
- [7] STRUKOV, D.B., SNIDER, G.S., STEWART, D.R., WILLIAMS, R.S. The missing memristor found. *Nature*, 2008, vol. 453, pp. 80 – 83, 1 May 2008.
- [8] Di Ventra, M.; Pershin, Y.V.; Chua, L.O., "Circuit Elements With Memory: Memristors, Memcapacitors, and Meminductors," *Proceedings of the IEEE* , vol.97, no.10, pp.1717,1724, Oct. 2009.
- [9] BIOLEK, Z., BIOLEK, D. Úvod do studia memristoru. [online]. SŠIEŘ Rožnov pod Radhoštěm, 2009 [cit. 2010-12-13]. Dostupné z WWW: <<http://www.roznovskastredni.cz/dwnl/pel2009/03/biolek.pdf>>.
- [10] Biolek, D., Biolek, Z., Biolková, V. (2009). SPICE Modeling of Memristive, Memcapacitive and Meminductive Systems. *Proc. Int. Conf. ECCTD '09*, Antalya, Turkey, 249-252.
- [11] BIOLEK, D., BAJER, J., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Mutators for Transforming Nonlinear Resistor Into Memristor. In *Proc. of the ECCTD 2011*, Linköping, Sweden, 2011, pp. 509-512.
- [12] 2011, pp. 509-512. BIOLKOVÁ, V., BIOLEK, D., KOLKA, Z., A Unified Approach to The Synthesis of Mutators Employing Operational Transimpedance Amplifiers For Emulating Memristors. *Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits and Systems (IMCAS '12)*, Rovaniemi, Finland, April 18-20, 2012, pp. 110-115.

- [13] BEČVÁŘ, D., VRBA, K. Univerzální proudový konvektor. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a informatiky. Elektrorevue, 2000. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/00007/index.html>
- [14] BIOLEK, D. Řešení obvodů s transimpedančními operačními zesilovači pomocí grafů signálových toků, VA Brno, 1994. s. 6. Dostupné z WWW: <http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/EDS94_1.pdf>.
- [15] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Low-Voltage-Low-Power Current Conveyor for Battery Supplied Memristor Emulator. In Proc. of the 5th International Conference on Circuits, Systems and Signals (CSS'11), Corfu, Greece, 2011, pp. 171-175.

Seznam použitých veličin a zkratk

u – elektrické napětí [V]

i – elektrický proud [A]

q – elektrický náboj [C]

φ – elektrický tok [$V \cdot s$]

σ – veličina časového integrálu elektrického náboje [$C^{(-1)}$]

γ – veličina časového integrálu elektrického toku [$V \cdot s^{(-1)}$]

R – elektrický odpor [Ω]

C – kapacita (kapacitor) [F]

L – indukčnost (induktor) [H]

Z – impedance [Ω]

M_R – memristance [Ω]

W_R – memduktance [S]

M_C – mekapacitance [F]

M_L – meminduktance [H]

R_M – memristor

C_M – memkapacitor

L_M – meminduktor

α – tabulková souřadnice osy x

β – tabulková souřadnice osy y

a – osový koeficient vyjadřující topologii mutátoru

b – osový koeficient vyjadřující topologii mutátoru

f – frekvence [Hz]

t – čas [s]

τ – časová konstanta [s]

k – konstanta úměrnosti

ε_0 – permitivita vakua [F/m]

ε_r – relativní permitivita [$-$]

S – plocha [m^2]

d – vzdálenost [m]

l – délka [m]

N – počet závitů [–]

μ – permeabilita [H/m]

\mathcal{L} - Laplaceova transformace

p - operátor Laplaceovy transformace

T - Transformační matice

LED – světlo emitující dioda

KR – konstituční relace

DPS – deska plošných spojů

PVŘ – prvky vyšších řádů

DIL – označení pouzdra (Dual-in-line)

SOIC – označení pouzdra (small-outline integrated circuit)

TSSOP – označení pouzdra (thin-shrink small outline package)

SMD – povrchově montované součástky (surface-mount technology)

TOZ – transimpedanční operační zesilovač

OZ – operační zesilovač

CCII – proudový konvektor druhé generace

CFOA – operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou

Seznam obrázků a tabulek

Obrázek 1: Chuova periodická tabulka prvků vyšších řádů [2]	9
Obrázek 2: Znázornění známých a předpovězených prvků v Chuově tabulce [3].....	9
Obrázek 3: Tabulka základních pasivních prvků [9].....	10
Obrázek 4: Konstituční relace memristoru.....	11
Obrázek 5: Hysterezní smyčka memristoru	11
Obrázek 6: Nákres memristoru objeveného v Palo-Alto [7].....	12
Obrázek 7: Schématická značka memkapacitoru	12
Obrázek 8: Konstituční relace memkapacitoru	13
Obrázek 9: Hysterezní smyčka memkapacitoru	13
Obrázek 10: Schématická značka meminduktoru	14
Obrázek 11: Konstituční relace meminduktoru	14
Obrázek 12: Hysterezní smyčka meminduktoru	14
Obrázek 13: Transformace konstituční relace.....	16
Obrázek 14: Schématické znázornění mutátoru s vyjádřením transformace souřadnic.....	16
Obrázek 15: Transformace konstituční relace mutátorem a) typ $U - I$; b) typ $I - U$	16
Obrázek 16: Realizace mutátorů pomocí řízených zdrojů a) typ $U - I$; b) typ $I - U$	21
Obrázek 17: Příklad řešení mutátoru typu $U - I$ s topologií $[0,0]$ pro demonstrační syntézu	25
Obrázek 18: Operační zesilovač v zapojení rozdílového zesilovače	25
Obrázek 19: Zapojení invertujícího operačního zesilovače	26
Obrázek 20: Příklad řešení mutátoru typu $I - U$ s topologií $[0,0]$ pro demonstrační syntézu.	26
Obrázek 21: Derivační článek s invertujícím operačním zesilovačem	27
Obrázek 22: Integrační článek s invertujícím operačním zesilovačem.....	28
Obrázek 23: Derivační článek s rozdílovým operačním zesilovačem	28
Obrázek 24: Integrační článek s rozdílovým operačním zesilovačem.....	29
Obrázek 25: Zapojení pro simulaci kompenzace derivačního článku.....	32
Obrázek 26: Kmitočtová simulace fázové a amplitudové charakteristiky derivačního článku	32
Obrázek 27: Konstituční relace: a) nelineárního rezistoru b) prvku emulovaného mutátorem $I - U$ s topologií $[-1, -1]$	33
Obrázek 28: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow	34
Obrázek 29: Časová analýza mutátoru $U - I$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží.....	34
Obrázek 30: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow	35
Obrázek 31: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží	35
Obrázek 32: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$	36
Obrázek 33: Časová analýza mutátoru $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$ s připojenou rezistivní zátěží ...	36
Obrázek 34: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$	37
Obrázek 35: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií $\swarrow \nearrow$ s připojenou rezistivní zátěží.....	37
Obrázek 36: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií \downarrow	38
Obrázek 37: Časová analýza mutátoru $U - I$ s topologií \downarrow s připojenou rezistivní zátěží.....	38
Obrázek 38: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií \downarrow	38
Obrázek 39: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií \downarrow s připojenou rezistivní zátěží.....	39
Obrázek 40: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $U - I$ s topologií $\nwarrow \searrow$	39

Obrázek 41: Časová analýza mutátoru $U - I$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží ...	40
Obrázek 42: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $U - I$ s topologií \curvearrowright	40
Obrázek 43: Měření mutátoru typu $U - I$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží.....	40
Obrázek 44: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow	41
Obrázek 45: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží.....	41
Obrázek 46: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow	42
Obrázek 47: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \leftrightarrow s připojenou rezistivní zátěží	42
Obrázek 48: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowleft	43
Obrázek 49: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \curvearrowleft s připojenou rezistivní zátěží	43
Obrázek 50: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowleft	44
Obrázek 51: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowleft s připojenou rezistivní zátěží.....	44
Obrázek 52: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow	45
Obrázek 53: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \updownarrow s připojenou rezistivní zátěží.....	45
Obrázek 54: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow	46
Obrázek 55: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \updownarrow s připojenou rezistivní zátěží.....	46
Obrázek 56: Zapojení pro simulaci mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright	47
Obrázek 57: Časová analýza mutátoru $I - U$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží	47
Obrázek 58: Zapojení optimalizovaného mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright	48
Obrázek 59: Měření mutátoru typu $I - U$ s topologií \curvearrowright s připojenou rezistivní zátěží.....	48
Obrázek 60: Sestava pro emulaci memristoru pomocí dvou mutátorů	49
Obrázek 61: Časová analýza memristoru emulovaného dvěma moduly	49
Obrázek 62: Měření memristoru emulovaného dvěma moduly.....	50
Obrázek 63: Složení modulů pro emulaci memkapacitoru	50
Obrázek 64: Časová analýza memkapacitoru	51
Obrázek 65: Simulovaná konstituční relace memkapacitoru (nahore) a simulace coulomb-voltové charakteristiky memkapacitoru	51
Obrázek 66: Měřené průběhy na signálové bráně memkapacitoru	52
Obrázek 67: Měřená coulomb-voltová charakteristika memkapacitoru	52
Obrázek 68: Složení modulů pro emulaci meminduktoru.....	52
Obrázek 69: Časová analýza meminduktoru.....	53
Obrázek 70: Simulovaná konstituční relace meminduktoru (nahore) a simulace ampér-weberové charakteristiky meminduktoru	53
Obrázek 71: Měřené průběhy na signálové bráně meminduktoru	54
Obrázek 72: Měřená ampér-weberová charakteristika meminduktoru	54
Obrázek 73: Sestava osmi realizovaných modulů.....	55
Obrázek 74: Blokové schéma modulu	56
Obrázek 75: Modul mutátoru	56
Obrázek 76: Vnitřní strany rozloženého modulu	57
Obrázek 77: Fotografie kontaktu.....	57
Obrázek 78: Uchycení kontaktu a magnetu ke stěně modulu	58
Obrázek 79: Zásuvný blok mutátoru typu $I - U$ s topologií $[-1, -1]$	59
Obrázek 80: Zapojení DC/DC měniče	59
Obrázek 81: DC/DC měnič <i>DCR010505</i>	60

Obrázek 82: Modul napájený přes USB konektor	61
Obrázek 83: Zapojení pro monitorování saturace operačních zesilovačů.....	62
Obrázek 84: Emulace memristoru z kapitoly 3.2.1	62
Obrázek 85: Emulace memkapacitoru z kapitoly 3.2.2	63
Obrázek 86: Emulace meminduktoru z kapitoly 3.2.3.....	63
Obrázek 87: a) schematická značka TOZ, b) schematická značka proudového konvejeoru, c) vnitřní uspořádání TOZ.....	64
Obrázek 88: Vnitřní zjednodušené blokové schéma integrovaného obvodu AD844	65
Obrázek 89: Obvodové řešení pro nízko-příkonový, "rail-to-rail" TOZ.....	67
Obrázek 90: Převodní charakteristika $V_x(V_y)$	68
Obrázek 91: převodní charakteristika $I_z(I_x)$	68
Obrázek 92: Srovnání navrženého TOZ554 a pouzdra TOZ AD844	69
Obrázek 93: Měřené charakteristiky TOZ554: a) převodní charakteristika $V_x(V_y)$; b) detail převodní charakteristiky $V_x(V_y)$; c) převodní charakteristika $I_z(I_x)$; d) detail převodní charakteristiky $I_z(I_x)$	70
Obrázek 94: Měřené charakteristiky TOZ735: a) převodní charakteristika $V_x(V_y)$; b) detail převodní charakteristiky $V_x(V_y)$; c) převodní charakteristika $I_z(I_x)$; d) detail převodní charakteristiky $I_z(I_x)$	71
Obrázek 95: Mutátor s převodníkem proudu na napětí.....	72
Obrázek 96: Mutátor s proudovým zdrojem	73
Obrázek 97: Nelineární rezistivní zátěž	73
Obrázek 98: ampér-voltová charakteristika rezistivní zátěže získaná simulací.....	74
Obrázek 99: Měřená ampér-voltová charakteristika rezistivní zátěže	74
Tabulka 1: Zakázané a možné způsoby spojování mutátorů.....	17
Tabulka 2: Topologie, odpovídající transformační matice a realizace mutátoru typu $U - I$...	22
Tabulka 3: Topologie, odpovídající transformační matice a realizace mutátoru typu $I - U$...	23
Tabulka 4: Přehled syntetizovaných mutátorů	30
Tabulka 5: Srovnání parametrů realizovaných TOZ s AD844	72