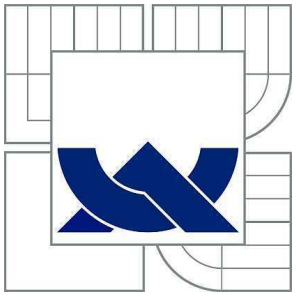
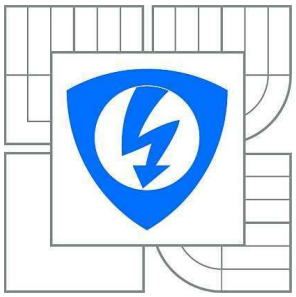


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

MODELOVÁNÍ A ANALOGOVÁ REALIZACE MEMRISTORU

MODELING AND ANALOGUE IMPLEMENTATION OF MEMRISTOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

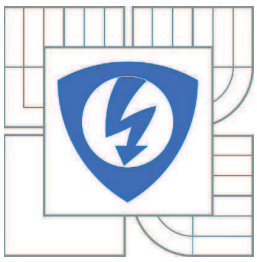
AUTOR PRÁCE — TOMÁŠ TESKA

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — prof. Ing. DALIBOR BIOLEK, CSc.

SUPERVISOR

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student:	Tomáš Teska	***ID:***	119644
Ročník:	3	***Akademický rok:***	2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Modelování a analogová realizace memristoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte analýzu současného stavu v oblasti modelování a analogové implementace memristoru. Analyzujte možnosti modelování a implementace, které by vycházely jak ze stavového popisu, tak i z konstituční relace memristoru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Chua, L.O.; “Memristor-the missing circuit element,” IEEE Transactions on Circuit Theory, Sept. 1971, vol. ct-18, (no. 5): 507-519.
Biolek, D., Biolek, Z., Biolkova, V., SPICE Modeling of Memristive, Memcapacitative and Meminductive Systems. Circuit Theory and Design, 2009. ECCTD 2009. European Conference on , vol., no., pp.249-252, 23-27 Aug. 2009

Termín zadání:	7.2.2011	***Termín odevzdání:***	2.6.2011

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

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

V této bakalářské práci se zabývám analogovou implementací memristoru - pasivní fundamentální součástky, jejíž existenci předpověděl v roce 1971 Leon Chua. Nejprve jsou shrnuty základní informace a vlastnosti memristoru. V dalších částech pak možnosti jeho analogové realizace od návrhu a simulací až po měření na funkčních vzorcích. Dvě varianty analogového modelu, založené na bázi moderních aktivních prvků, jsou vybrány k praktické realizaci.

KLÍČOVÁ SLOVA

Memristor, analogová implementace, moderní aktivní prvky, model, simulace.

ABSTRACT

This bachelor´s thesis deals with an analogue implementation of memristor. Memristor is the fourth foundamental passive element whose existence was predicted by Leon Chua in 1971. In the first step, the summarization of basic information and characteristics of memristor is done. The next part presents the possibilities of its realization from design and simulation to measurements on samples. Two variants of analogue models using modern active elements are selected for practical implementation.

KEY WORDS

Memristor, analogue implementation, modern active elements, model, simulation.

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.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Modelování a analogová realizace memristoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské 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 31. května 2011 .....

(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 bakalářské práce.

V Brně dne 31. května 2011 .....

(podpis autora)

Obsah

ÚVOD **7**

1 MEMRISTOR A JEHO VLASTNOSTI **8**

1.1 HISTORIE VÝVOJE MEMRISTORU 8
1.2 FUNKCE MEMRISTORU 9
1.3 SOUČASNÝ STAV V OBLASTI MODELOVÁNÍ MEMRISTORU 12

2 MOŽNOSTI ANALOGOVÉ IMPLEMENTACE MEMRISTORU **14**

2.1 ANALOGOVÝ MODEL MEMRISTORU S TRANZISTOREM JFET 14
2.2 ANALOGOVÝ MODEL S MUTÁTOREM 16
2.2.1 Analogový model memristoru z roku 1971 21
2.3 MODEL MUTÁTOROVÉHO MEMRISTORU S VYUŽITÍM MODERNÍCH AKTIVNÍCH PRVKŮ 21
2.3.1 Analogový mutátorový model s LED diodou v zátěži 23
2.3.2 Analogový mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1) 27
2.3.3 Analogový mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2) 33
2.4 MĚŘENÍ NA FUNKČNÍCH VZORCÍCH 34
2.4.1 Měření na modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1) 34
2.4.2 Měření na modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2) 37
2.4.3 Převod proudu transimpedančním zesilovačem AD844 40
2.4.4 Převod proudu derivačním členem 41
2.5 PRAKTICKÁ REALIZACE 41
2.5.1 Elektronické součásti 42
2.5.2 Mechanické součásti 44

3 DOSAŽENÉ VÝSLEDKY **49**

4 ZÁVĚR **50**

5 SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ LITERATURY **51**

PŘÍLOHY 52
SEZNAM POUŽITÝCH VELIČIN A ZKRATEK 59
SEZNAM OBRÁZKŮ 61
SEZNAM POUŽITÝCH PŘÍSTROJŮ A PROGRAMŮ 64

Úvod

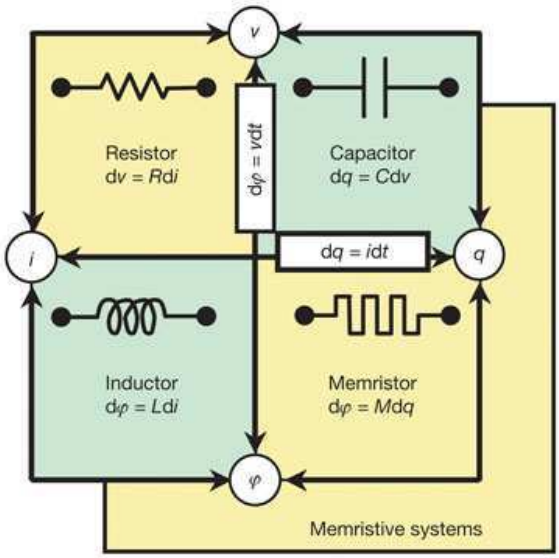
Dne 5. září roku 1971 popsal pracovník Kalifornské univerzity Leon Chua ve své práci *"Memristor-The Missing Circuit Element"* [1] novou součástku, kterou nazval "memristor". Tehdy své poznatky podložil teoretickými předpoklady i funkčním analogovým modelem. Uplynulo 37 let než vědci z Hewlett-Packard v kalifornském Palo-Altu učinili objev [6], díky kterému vytvořili prototyp funkčního memristoru, tak jak jej předpověděl Leon Chua.

V tomto projektu se zabývám analogovými modely memristoru, abych byl schopen co nejlépe prakticky simulovat chování memristoru objeveného v Palo-Altu roku 2008 a ukázat na možné aplikace jeho využití. Cílem bylo co nejefektivnější zjednodušení analogového modelu, za použití moderních aktivních analogových prvků, a realizace modelu v podobě elektronické součástky. Tato práce navazuje na předchozí práci [3], ve které jsem sepsal základní informace o memristoru, vytvořil přehled o modelech využitelných v nejpoužívanějších simulačních programech a shrnul možnosti jeho analogové realizace. V rámci dokumentu [3] jsem jeden jednoduchý model sestrojil a popsal.

Vlastní práce se dělí do kapitol, ve kterých nejprve provedu rozbor memristoru jako součástky i s jejími vlastnostmi a fyzikálním objasněním funkce. V dalších částech shrnu současný stav zkoumání skutečného memristoru a současný stav v oblasti jeho modelování. V hlavní náplni práce jsem podrobně popsal několik analogových modelů dostupných v literatuře, ukázal na jejich vlastnosti, výhody i nevýhody a na závěr jsem přidal návrh vlastního analogového modelu, s využitím moderních aktivních prvků. Navržený model jsem spolu s dalším modelem [8] sestrojil, odzkoušel a zapouzdřil. Vytvořil jsem tak součástku analogového memristoru podle cíle, který jsem si na začátku stanovil.

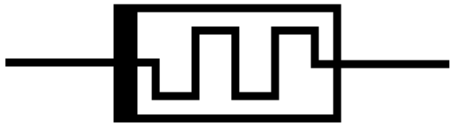
1 Memristor a jeho vlastnosti

Doposud tři známé základní obvodové prvky rezistor (R), kapacitor (C) a induktor (L) byly v roce 1971 teoretickými předpoklady doplněny o nový obvodový prvek. V článku "Memristor-The Missing Circuit Element" [1] popisuje Leon Chua nezaplněné místo v rovině definované čtyřmi veličinami: elektrický proud i, napětí u, elektrický náboj q a tok φ (obr. 1).



Obr. 1: Základní obvodové pasivní součástky a vztahy mezi nimi [4] (napětí značeno písmenem *v*).

Vztah mezi elektrickým nábojem q a tokem φ definuje novou veličinu "memristance" (M) a doplňuje tak obrazec základních obvodových součástek o memristor (obr. 2), který její objevitel Leon Chua pojmenoval podle zkratky slov "memory resistor".



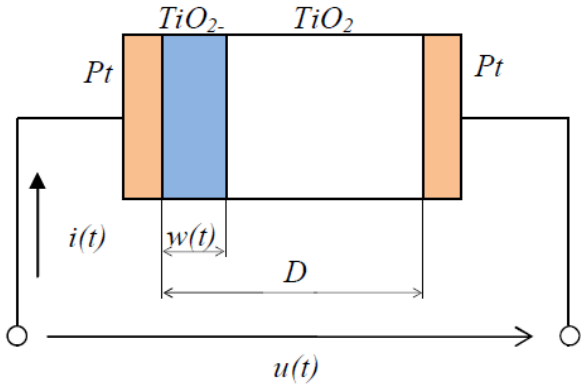
Obr. 2: Schematická značka memristoru.

1.1 Historie vývoje memristoru [4]

Pátrání po fyzikálním principu, který by umožnil vznik memristoru, bylo dlouhá léta neúspěšné. Počátkem 70. let minulého století vědci zjistili, že mnohé jevy, s nimiž se běžně setkávají (automobilový tlumič, vlákno žárovky, nervová synapse), vykazují znaky memristivního chování. Například roku 1972 v článku [2] Oster a Auslander popisují mechanické, hydraulické a chemické systémy, jejichž pohybové rovnice se formálně shodují s rovnicemi odvozenými pro memristor. Všechny tyto poznatky završil opět Leon Chua, spolu se Sung Mo Kangem, když publikovali článek [5] nazvaný "Memristive Devices and

Systems". V něm definují třídu memristivních systémů, jako dynamických systémů s memristivním chováním.

Doposud největším zlomem v realizaci memristoru byl v květnu roku 2008 objev společnosti Hewlett-Packard v kalifornském Palo-Altu [6]. Do té doby byl memristor na pokraji odborného zájmu. Vědci v čele s R. Stanley Williamsem při výzkumu nanometrových struktur náhodou zjistili, že se silně nevodivý polovodičový materiál oxid titaničitý (TiO_2) chová podobně jako memristor. Memristor vyvinutý v HP je tvořen přibližně 5 nanometrů širokou vrstvou oxidu titaničitého D, mezi dvěma elektrodami z platiny (Pt), tak jak je nakresleno na obr. 3. U jedné elektrody je oxid titaničitý ochuzen o atomy kyslíku (TiO_{2-}), čímž vzniká vrstva dopantů (kladně nabitých děr, na obr. 3 naznačeno modrou barvou). Tato vrstva se chová jako polovodič s poměrně dobrou vodivostí. Celkový odpor takového memristoru je dán součtem odporů obou vrstev mezi platinovými elektrodami.



Obr. 3: Nákres polovodičového memristoru objeveného v Palo Altu [4].

Vlivem protékajícího proudu $i(t)$ se hranice mezi vodivou a nevodivou vrstvou pohybuje ve směru proudu, šířka vodivé vrstvy $w(t)$ se mění a celý memristor mění svůj odpor od minimálního R_{ON} až po maximální R_{OFF}. Po odpojení přiloženého napětí přestane memristorem protékat proud, rozhraní mezi vrstvami se přestane pohybovat a součástka si zapamatuje svůj odpor. Proces změny odporu memristoru je opakovatelný a jeho hodnotu lze měnit v rozmezí několika dekád. Například od stovek ohmů po stovky kiloohmů.

1.2 Funkce memristoru

V ideální podobě je memristor dvouvývodová pasivní součástka. Jeho odpor lze měnit podle toho, jak dlouho a jak velké je k němu připojené napětí.

Veličiny elektrický náboj q a tok φ matematicky definují chování memristoru podle rovnice (1). Obě tyto veličiny jsou dány časovými integrály základních obvodových veličin (napětí a proudu) podle vztahu (2), (3).

$$f(\varphi, q) = 0 \tag{1}$$
$$q(t) = \int_{-\infty}^{t} i(t)dt \tag{2}$$
$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{t} u(t)dt \tag{3}$$

Napětí memristoru je dáno vztahem (4), který je obdobou Ohmova zákona pro rezistor:

$$u_M(t) = M\big(q(t)\big) \cdot i_M(t) \tag{4}$$

kde $M\big(q(t)\big)$ je memristance a je definována:

$$M(q) = \frac{d\varphi(q)}{dq} \tag{5}$$

Proud memristoru je dán vztahem:

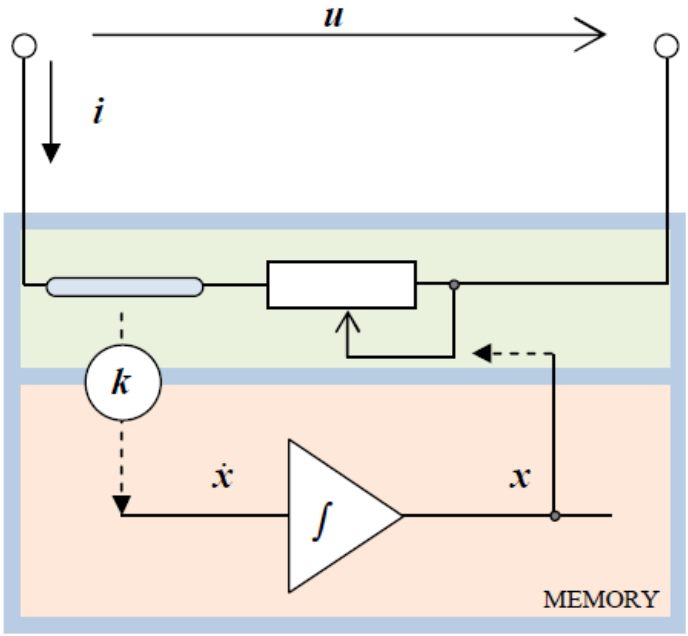
$$i_M(t) = W(\varphi(t)) \cdot u_M(t) \tag{6}$$

kde $W(\varphi(t))$ je memduktance a je definována:

$$W(\varphi) = \frac{(dq(\varphi))}{d\varphi} \tag{7}$$

Hodnota memristance/memduktance závisí na integrálu proudu/napětí v čase od $t = -\infty$ do $t = t$.

Systémy popisující chování memristoru mohou být znázorněny jedním strukturálním schématem z obr. 4.



Obr. 4: Strukturální schéma memristoru [4].

Stav x určuje polohu rozhraní, které mění velikost odporu působícího proti vstupnímu proudu a paměť polohu zachovává. Paměť je tvořena mechanismem, který provádí integraci rychlosti $\frac{dx}{dt}$ v čase a rychlost je přímo úměrná velikosti proudu. Konstantou úměrnosti je k.

Podle velikosti tekoucího proudu i_M se mění poloha x, kterou si systém zapamatuje i po odpojení vnějšího zdroje energie.

Schéma na obr. 4**Obr. 4** je přímým návodem pro sestavení rovnic popisující paměťové vlastnosti memristoru. Pokud si zvolíme za polohu rozhraní x poměr:

$$x = \frac{w}{D} \tag{8}$$

kde $x\epsilon\langle 0;1\rangle$, w je šířka vrstvy od okraje memristoru k rozhraní a D je šířka celé vrstvy, pak:

$$\frac{dx}{dt} = k \cdot i(t) \tag{9}$$

je stavová rovnice pro popis memristorové paměti. Rychlost změny polohy rozhraní je dána součinem velikosti procházejícího proudu i_M a konstanty úměrnosti k:

$$k = \frac{\mu_v \cdot R_{ON}}{D^2} \tag{10}$$

kde $\mu_v \approx 10^{-14} \cdot m^2 \cdot s^{-1} \cdot V$ je pohyblivost dopantů.

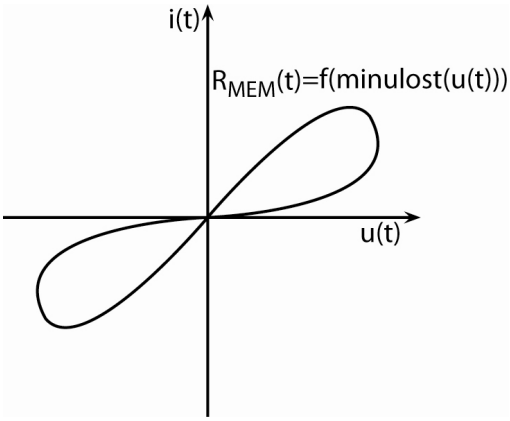
Úbytek napětí na memristoru je dán:

$$u(t) = R_{MEM}(x) \cdot i(t) \tag{11}$$

kde $R_{MEM}(x)$ je odpor memristoru v závislosti na poloze rozhraní x a je nastavitelný v mezích $R_{MEM}(0) = R_{OFF}$ až $R_{MEM}(1) = R_{ON}$:

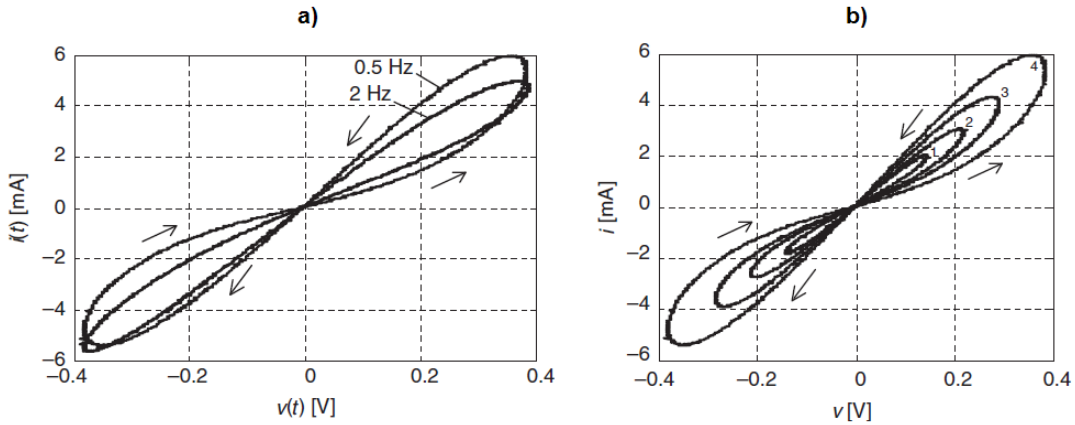
$$R_{MEM}(x) = x \cdot R_{ON} + (1 - x) \cdot R_{OFF} = R_{OFF} - (R_{OFF} - R_{ON}) \cdot x \tag{12}$$

Nejlépe vlastnosti memristoru vystihují jeho charakteristiky. Statická V-A charakteristika memristoru nelze změřit, protože při buzení stejnosměrným signálem se dostane odpor memristoru do jednoho ze svých krajních stavů (podle polarity připojeného napětí). Měření charakteristik memristoru má smysl pouze při buzení měnícím se střídavým napětím. Rozhraní mezi vodivou a nevodivou vrstvou se pohybuje střídavě na obě strany. Charakteristiky memristoru, stejně jako pasivních součástek, procházejí počátkem souřadnic a leží v prvním a třetím kvadrantu (obr. 5). Okamžitý odpor $R_{MEM}(t)$ memristoru závisí na jeho kompletní minulosti. V rámci jedné periody má memristor v každém bodě unikátní směrnici pro další pohyb pracovního bodu. Z toho důvodu má charakteristika memristoru tvar smyčky a do počátku souřadnic se vrací z jiného místa, než ze kterého vyrazila. Hysterezní smyčka je typickým znakem paměťového systému.



Obr. 5: Hysterezní smyčka memristoru.

Se změnou frekvence a velikosti vstupního napětí se mění i tvar hysterezní smyčky memristoru. Důležitý pro jeho chování je především kmitočet vstupního, budícího signálu. Při zvýšení kmitočtu urazí vnitřní rozhraní memristoru za kratší dobu kratší vzdálenost. Tím se sníží rozdíl mezi maximální a minimální hodnotou odporu. Pro vysoké kmitočty tedy charakteristika memristoru přechází ze smyčky v úsečku. Memristor se poté chová jako obyčejný rezistor. Působení frekvence znázorňuje graf na obr. 6.



Obr. 6: Hysterezní smyčka memristoru v závislosti na a) změně frekvence b) změně amplitudy [7] (napětí značeno písmenem *v*).

Podrobněji jsem princip, včetně konkrétních příkladů funkce memristivních systémů, uvedl v semestrálním projektu [3].

1.3 Současný stav v oblasti modelování memristoru

Mimo probíhajícího výzkumu memristoru z Palo-Altu se pracuje na modelech, které jeho charakteristiky věrohodně napodobují. Nejčastěji se jedná o elektronické, digitální nebo analogové obvody a simulační modely. V této práci se zabývám analogovými modely, a proto zde přidávám i přehled doposud použitelných řešení.

První analogový model vytvořil už v roce 1971 Leon Chua [1]. Memristor byl realizován jako mutátor na výstupu zatížen nelineárním rezistorem. Mutátor složený z velkého množství součástek převáděl proud procházející zátěží i_R na elektrický náboj q a napětí na svorkách zátěže u_R na tok φ. Podrobněji je funkce rozebrána v další části tohoto dokumentu.

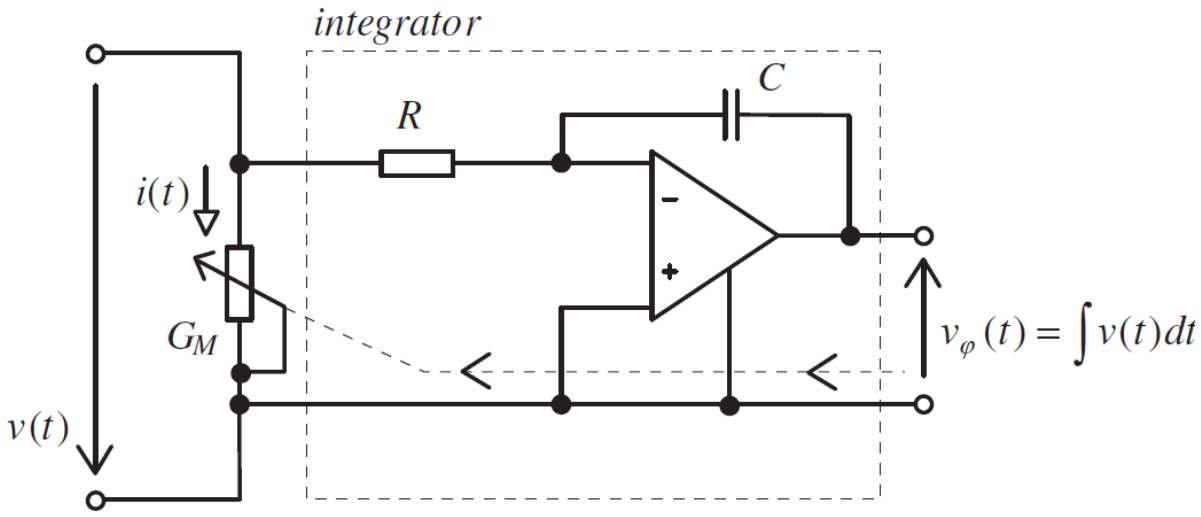
Od objevu v roce 2008 se začalo pracovat na dalších jednodušších řešeních. Jedním z nich je analogový model s JFET tranzistorem vycházející z konstituční relace memristoru [7], který jsem v předchozí práci [3] detailně rozebral a po ověření funkce i prakticky realizoval. Proměnná vodivost řídící odpor vstupní brány memristoru je řízena tokem φ, který je úměrný integrálu napětí na vstupních svorkách memristoru. V následujících kapitolách budu znova prezentovat dosažené výsledky, abych je mohl porovnat s výsledky dosaženými při práci na nových možnostech technického řešení.

Další analogový model [8] vychází z původní myšlenky [1] využití mutátoru převádějícího veličiny nelineárního rezistoru na veličiny charakterizující memristor. V tomto případě však s využitím moderních aktivních prvků, které přinášejí žádané zjednodušení a komfortnější využití.

2 Možnosti analogové implementace memristoru

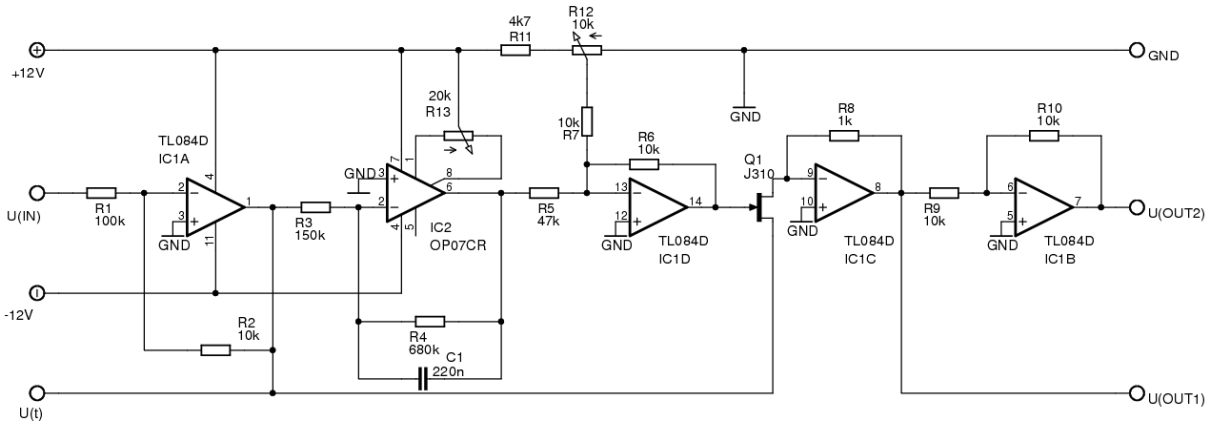
2.1 Analogový model memristoru s tranzistorem JFET

Tento model, původně popsaný v dokumentu [7], vychází z principiálního schématu na obr. 7. Skládá se ze dvou hlavních částí: integrátor a proměnná vodivost G_M. Analogový integrátor s operačním zesilovačem v klasickém invertujícím zapojení integruje vstupní napětí a produkuje tak napětí úměrné toku φ, které řídí vodivost G_M paralelně připojenou ke vstupu – tím nastavuje požadovaný odpor vstupní brány. Zesílení a frekvence integrátoru jsou určeny časovou konstantou $\tau = RC$. Výsledkem obvodu je proud $i(t)$ procházející vstupní branou. Je dán součinem vstupního napětí $u(t)$ a vodivosti G_M.



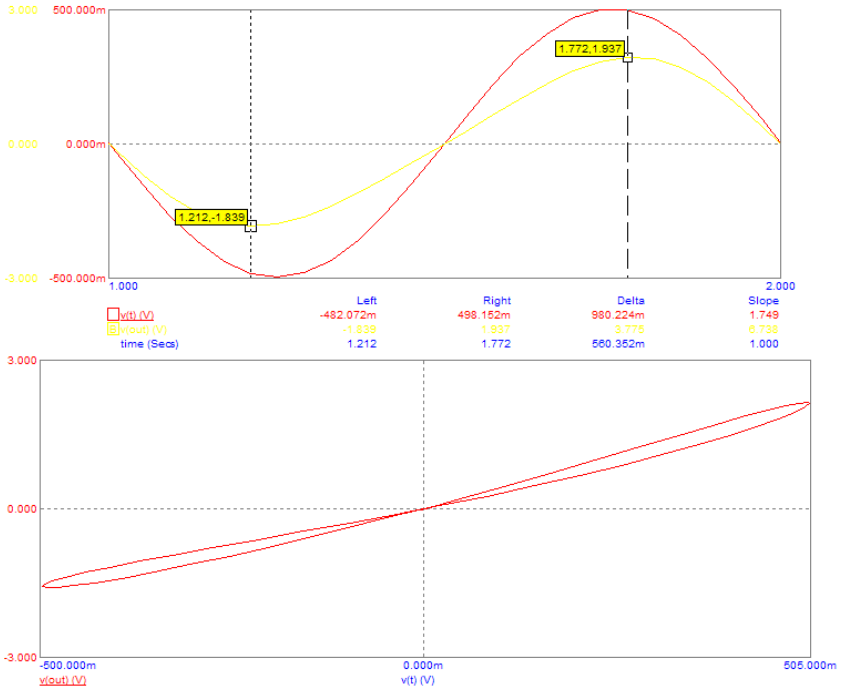
Obr. 7: Principiální schéma analogového modelu [4] (napětí značeno písmenem *v*).

Konkrétní schéma tohoto modelu je na obr. 8 a jeho podrobný popis je uveden v dokumentu [3].



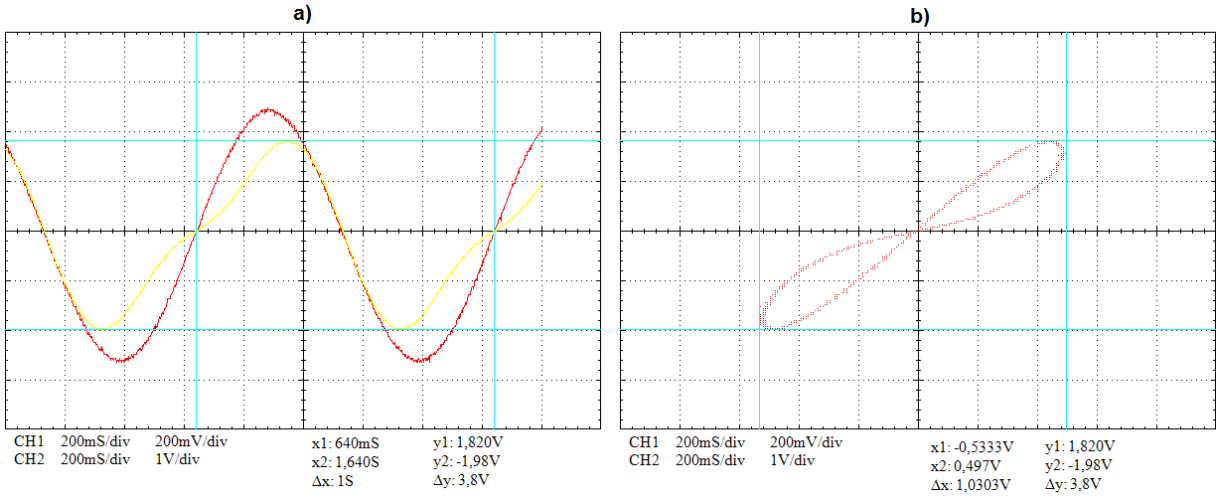
Obr. 8: Schéma analogového modelu s unipolárním tranzistorem JFET [3].

Zapojení jsem implementoval do programu Micro-Cap, abych simuloval předpokládané charakteristiky. Graf na obr. 9 je popisem chování analogového memristoru při frekvenci 1Hz. V prvním grafu časové závislosti je důležitá nesymetrie křivky výstupního napětí u_{OUT2}(žlutá křivka) vzhledem ke vstupnímu napětí u_t (červená křivka). Touto nesymetrií vzniká při zobrazení závislosti u_{OUT2} na u_t hysterezní smyčka charakterizující chování memristoru.



Obr. 9: Časové průběhy a hysterezní smyčka při frekvenci 1Hz (Micro-Cap).

Pokusy při simulacích potvrdily teoreticky předpokládanou funkci zapojení. Proto jsem vyrobil funkční prototyp, na kterém jsem pomocí digitálního osciloskopu (OWON PDS710 2T) potvrdil výsledky simulací a ověřil tak skutečnou funkčnost modelu. Na obr. 10 je snímek z osciloskopu při frekvenci funkčního generátoru (HAMEG HM8030) 1Hz na vstupu u_t. Vlevo časové průběhy u_t (červeně) u_{OUT2}(žlutě). Vpravo hysterezní smyčka analogového memristoru při frekvenci 1Hz.



Obr. 10: Časové průběhy o frekvenci 1Hz a hysterezní smyčka.

Proti modelu z roku 1971, který popisuji v následující kapitole, je zapojení mnohem jednodušší a pro měření lépe použitelné. Spotřeba energie je díky čtyřem operačním zesilovačům v jednom pouzdře příznivě malá. Řešení je však stále neefektivní, protože vyžaduje spoustu pasivních součástek. Další nevýhodou je potřeba vnějšího nastavení pracovního bodu a nutná vnější kompenzace ofsetu integračního členu.

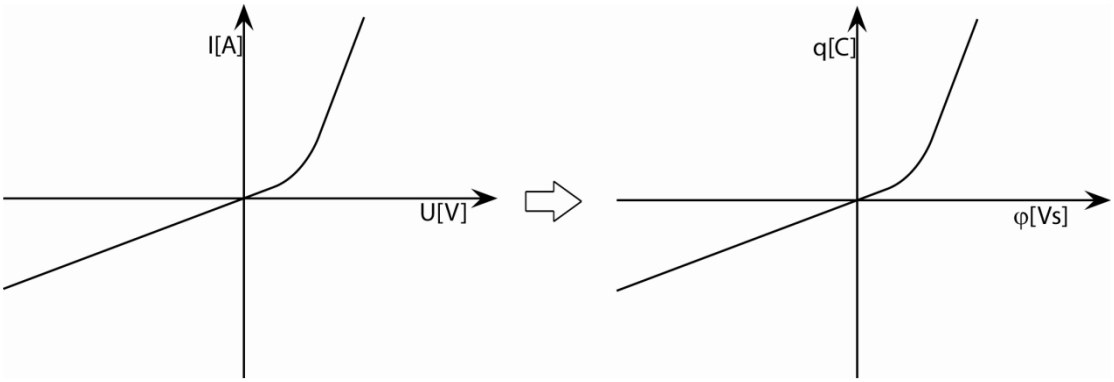
2.2 Analogový model s mutátorem

Analogový mutátorový model je metoda modelování popsaná v [1]. Leon Chua zde popisuje postup návrhu modelu od matematického popisu až po jeho realizaci, kterou podložil teoretické poznatky. Článek se zabývá i dalšími variantami mutátorů, které mohou být zdrojem nových nápadů v oblasti řešení analogového modelu touto metodou, při které záleží pouze na provedení M-R mutátoru (M-R je název pro mutátor převádějící rezistivitu na memristanci). M-R mutátor je blok, jehož úkolem je převod veličin popisujících klasický nelineární rezistor (napětí u_R a proud i_R) na veličiny charakterizující memristor (13): tok φ a elektrický náboj q. Matematicky jsou tyto veličiny časové integrace napětí u_M (14) a proudu i_M (15). Převod je graficky znázorněn na obr. 11.

$$(i_R, u_R) \leftrightarrow (q, \varphi) \tag{13}$$

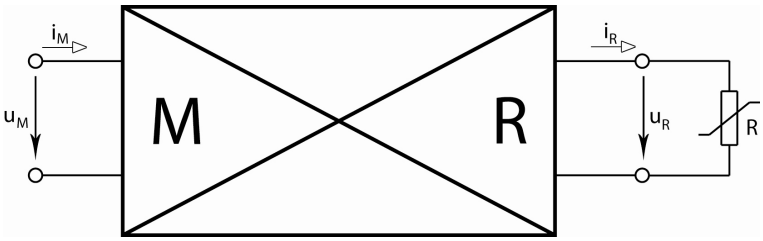
$$\varphi_M = \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{14}$$

$$q_M = \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{15}$$



Obr. 11: Převod veličin popisujících rezistor na veličiny popisující memristor.

Na obr. 12 je blokové schéma memristoru realizovaného pomocí M-R mutátoru s připojeným nelineárním rezistorem, které převod veličin naznačuje. Mutátor může být dvojího typu, podle toho, zda nezávisle/závisle proměnná ve výchozí nelineární charakteristice (obr. 11) je transformována na nezávisle/závisle proměnnou charakteristiku memristoru. V prvním případě transformace odpovídá rovnici (13). V druhém případě rovnici (27). Každý z těchto dvou typů může být realizován dalšími dvěma způsoby s využitím matematických rovnic (14) a (15) popisujících vztahy mezi veličinami elektrického rezistoru a memristoru. Prakticky jsou tyto operace realizovatelné pomocí elektricky řízených zdrojů napětí a proudů.



Obr. 12: MR mutátor s připojeným nelineárním rezistorem jako zátěží.

Nelineární rezistor připojený na výstupní svorky mutátoru je popsán charakteristikou:

$$f_R(u_R, i_R) = 0 \tag{16}$$

která je mutátorem převedena na konstituční relaci memristoru:

$$f_M(\varphi_M, q_M) = 0 \tag{17}$$

Podobnost charakteristik (16) a (17) je zaručena lineárními transformacemi souřadnic:

$$\varphi_M = k_x \cdot u_R \tag{18}$$

$$q_M = k_y \cdot i_R \tag{19}$$

k_x a k_y jsou reálné konstanty, které závisí na konstrukci mutátorů. Protože je memristor pasivní součástka, musí součin reálných konstant splňovat podmínku $k_x \cdot k_y > 0$. Z toho plyne, že $k_x > 0$ a zároveň $k_x > 0$ nebo $k_x < 0$ a zároveň $k_x < 0$.

Pro využití M-R mutátorů v analogové implementaci je nutná syntéza jejich funkce. Zde popisuji čtyři základní konfigurace, podle [1].

a) M-R Mutátor typ I:

Realizace 1:

Pro odvození funkcí definujících řízené zdroje napětí a proudů se vychází z výstupních veličin mutátoru. Při tomto odvození se začíná definicí vstupních veličin pomocí výstupního proudu i_R. Proto je do rovnice (19) obsahující proud i_R dosazena rovnice (2):

$$k_y \cdot i_R = \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{20}$$

Tímto prvním krokem je po derivaci definován vztah, který popisuje vstupní proud i_M pomocí výstupního proudu i_R:

$$i_M = k_y \cdot i_R{}' \tag{21}$$

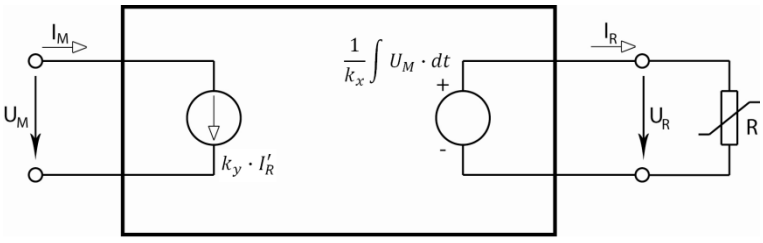
V druhém kroku je nutno stanovit výstupní napětí u_R, které na nelineární zátěži vytváří výstupní proud i_R. Poslední veličinou, která výstupní napětí u_R může definovat, je vstupní napětí u_M (dosazení rovnice (18) do rovnice (3)):

$$k_x \cdot u_R = \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{22}$$

Vynásobením rovnice členem ${k_x}^{-1}$ je získána potřebná úprava:

$$u_R = \frac{1}{k_x} \cdot \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{23}$$

Syntézou byly získány dvě rovnice. Pokud dokážeme vytvořit řízené zdroje, odpovídající oběma rovnicím (21), (23), dokážeme vytvořit i analogový model memristoru (obr. 13).



Obr. 13: M-R mutátor, typ I, realizace 1.

Realizace 2:

Tentokrát se vychází z výstupního napětí u_R:

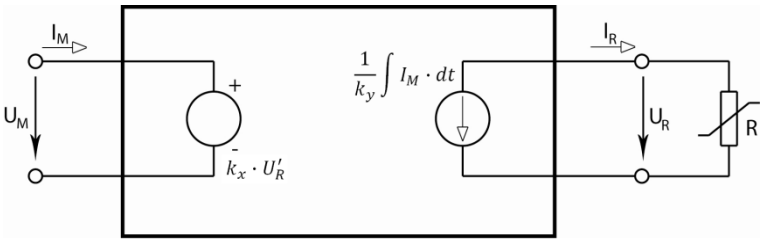
$$k_x \cdot u_R = \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{23}$$

$$u_M = k_x \cdot u_R{}' \tag{24}$$

Stanovení výstupního proudu i_R:

$$k_y \cdot i_R = \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{25}$$

$$i_R = \frac{1}{k_y} \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{26}$$



Obr. 14: M-R mutátor, typ I, realizace 2.

b) M-R Mutátor typ II:

Rozdíl mezi M-R mutátorem typu I a typu II je v převodu veličin nelineárního rezistoru na memristor podle rovnice:

$$(i_R, u_R) \leftrightarrow (\varphi, q) \tag{27}$$

Realizace 1:

Vychází z výstupního proudu i_R:

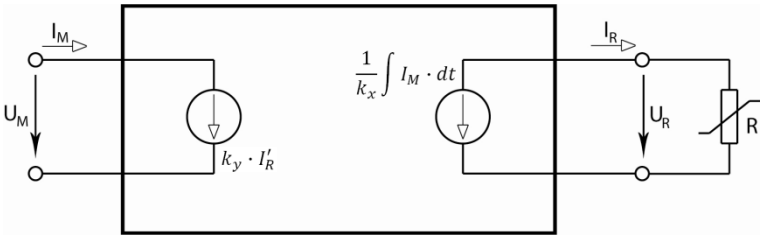
$$k_y \cdot i_R = \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{28}$$

$$u_M = k_y \cdot i_R{}' \tag{29}$$

Stanovení výstupního napětí u_R:

$$k_x \cdot u_R = \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{30}$$

$$u_R = \frac{1}{k_x} \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{31}$$



Obr. 15: M-R mutátor, typ II, realizace 1.

Realizace 2:

Vychází z výstupního napětí u_R:

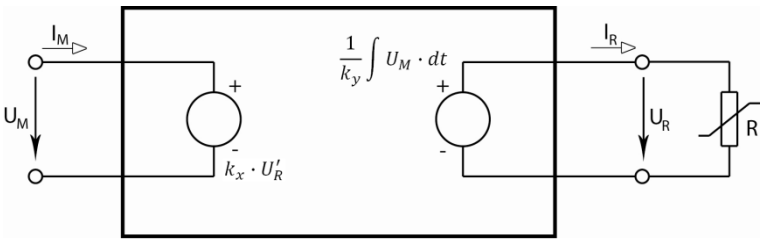
$$k_x \cdot u_R = \int_{-\infty}^{t} i_M \cdot dt \tag{32}$$

$$i_M = k_x \cdot u_R{}' \tag{33}$$

Stanovení výstupního proudu i_R:

$$k_y \cdot i_R = \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{34}$$

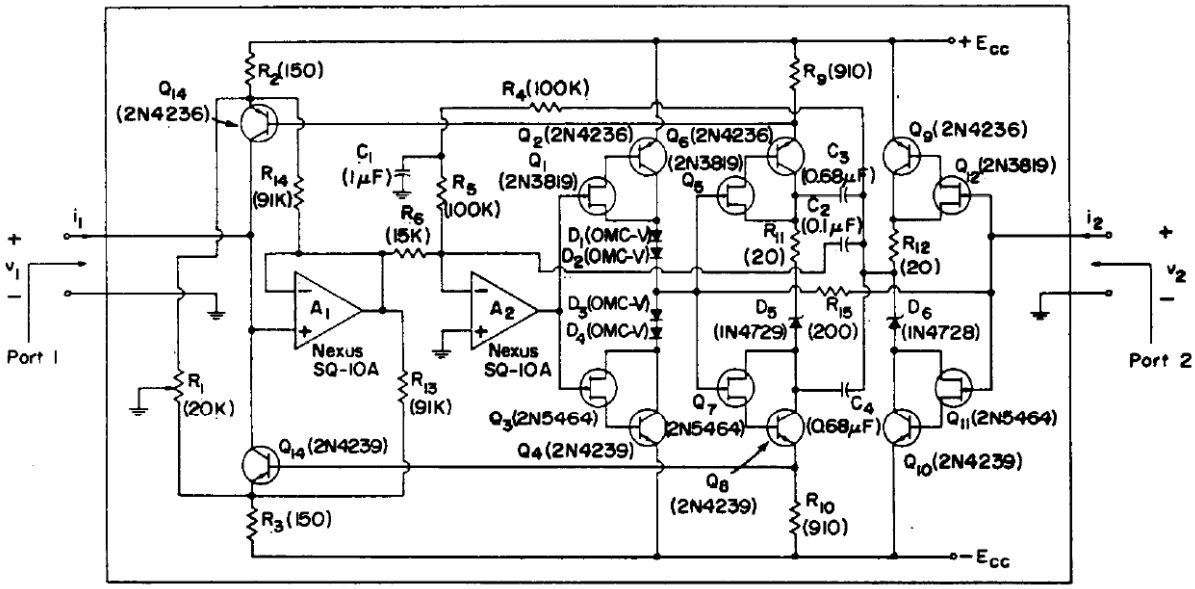
$$i_R = \frac{1}{k_y} \int_{-\infty}^{t} u_M \cdot dt \tag{35}$$



Obr. 16: M-R mutátor, typ II, realizace 2.

2.2.1 Analogový model memristoru z roku 1971

První funkční analogový model popsal ve svém článku [1] Leon Chua. K implementaci vybral konfiguraci M-R mutátoru typ I, realizace 1 (obr. 13). Schéma vytvořeného obvodu je na obr. 17.



Obr. 17: Analogový model mutátoru [1] (napětí značeno písmenem *v*).

Zapojení obsahující dva operační zesilovače, 14 tranzistorů a velké množství pasivních součástek, je i přes svou důmyslnost komplikované a jeho složitost odpovídá prostředkům dostupným před 40 lety.

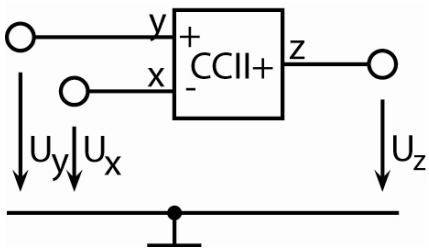
2.3 Model mutátorového memristoru s využitím moderních aktivních prvků

K dalšímu zjednodušování bylo potřeba přistoupit k novým řešením. Tím by mohlo být spojení původní myšlenky využití mutátorů [1], převádějících základní veličiny popisující elektrický odpor, na veličiny popisující memristor (obr. 11), s aplikací moderních aktivních prvků.

Důvod použití moderních aktivních prvků je po pohledu na principiální funkci M-R mutátorů zřejmý. Klasické operační zesilovače pracují v napěťovém módu a realizovat jimi proudový zdroj je složité. Výhodnější jsou proudové konvejory, transimpedanční zesilovače a CFOA obvody. Zde uvádím základní přehled těchto prvků. Rozsáhlejší popis uvádí literatura [9], [10].

- **Proudový konvejor druhé generace (CCII):**

Proudové konvejory jsou základní bloky pro obvodovou analýzu v proudovém módu. Mají lepší přenosové vlastnosti než obvyklé operační zesilovače.

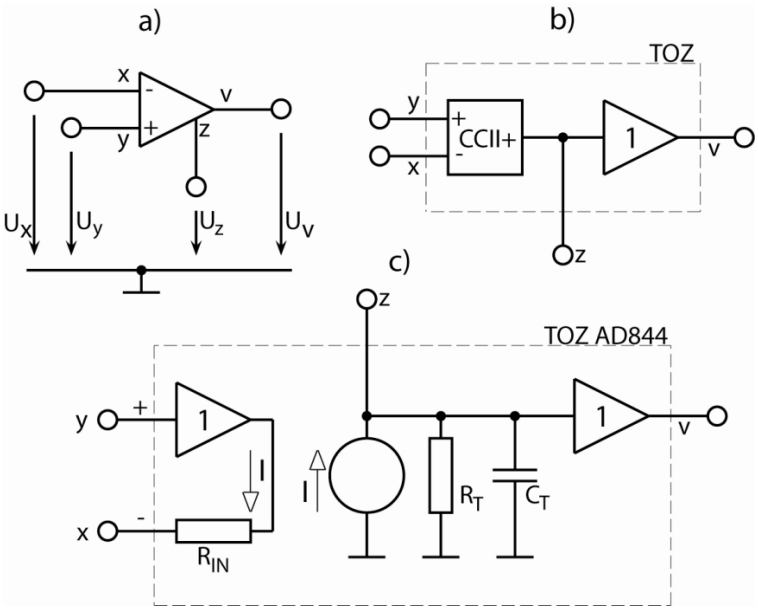


Obr. 18: Proudový konvejor druhé generace.

Proudový konvejor druhé generace (obr. 18): Jestliže se na vysokoimpedanční svorce y objeví napětí, příslušný potenciál je nastaven i na nízkoimpedanční svorce x. Vysoká impedance vstupu y zabezpečuje zanedbatelný proud, tekoucí do této svorky. Proud vytékající ze svorky x je sledován na výstup, kde vytéká prostřednictvím svorky z. Oba tyto proudy mají stejnou orientaci v případě použití CCII+ a opačnou orientaci v případě CCII-.

- **Transimpedanční zesilovač (TOZ):**

Obrovskou výhodou proti ostatním aktivním součástkám je možnost tohoto zesilovače pracovat jak v napěťovém, tak i proudovém módu. Díky svým výborným přenosovým vlastnostem je předurčen k rychlému zpracování signálů v náročných aplikacích.



Obr. 19: Transimpedanční zesilovač: a) schematická značka b) transimpedanční zesilovač s proudovým konvejorem c) vnitřní zapojení.

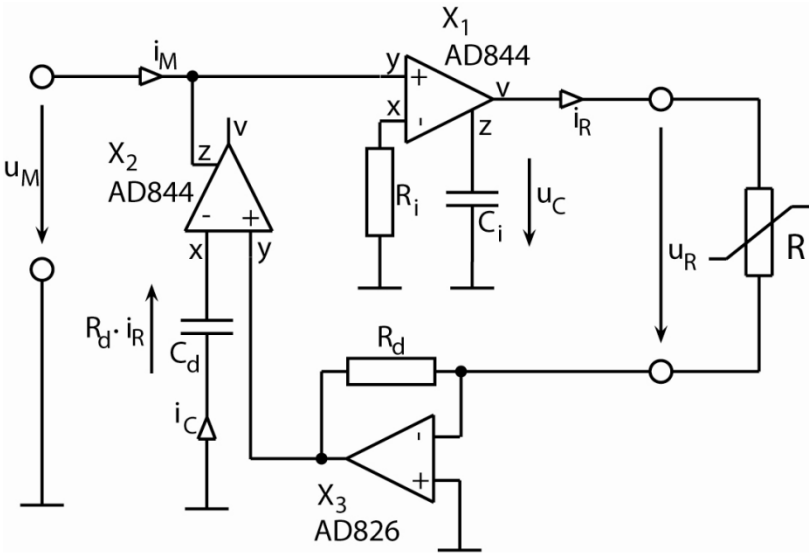
Srdcem TOZ (obr. 19) je proudový zdroj připojený ke svorce z (obr. 19c). Tento zdroj je řízen proudem protékajícím přes jednotkový zesilovač a sériový odpor R_{IN} na vstupní bráně TOZ. Dohromady proudový zdroj a vstupní jednotkový zesilovač tvoří proudový konvejor druhé generace (obr. 19b). Orientace řídícího proudu je stejná, jako orientace proudu tekoucího proudovou svorkou z. Zároveň je tato svorka připojena k transimpedanci tvořenou odporem R_T a kapacitou C_T. Na transimpedanci vzniká vlivem procházejícího proudu napětí úměrné tomuto proudu. Napětí je přenášeno přes další jednotkový zesilovač na výstupní napěťovou svorku v. Jednotkový zesilovač odděluje výstup od proudového zdroje tak, aby připojená zátěž na svorku v neovlivňovala velikost proudu odebíraného ze svorky z.

Transimpedanční zesilovač je součástka s velmi širokým využitím a kromě výhod má i své nevýhody. V oblasti funkční implementace může být nežádoucí odpor R_{IN}, který zkresluje přenos napětí. V některých aplikacích se dá R_{IN} jednoduše eliminovat zmenšením pracovního odporu, který je zapojen ke svorce y nebo x, o hodnotu R_{IN}. Dalšími nežádoucími prvky jsou transimpedanční odpor R_T a kapacita C_T, které zhoršují frekvenční charakteristiky. Problémem může být i vysoký příkon a nízké saturační napětí.

Nejdostupnější forma transimpedančního zesilovače je v současné době monolitický operační zesilovač $AD844$. Výrobce udává typické hodnoty $R_{IN} = 50\Omega$, $R_T = 3M\Omega$ a $C_T = 4{,}5pF$. Dodává se dvojí provedení – klasické DIL pouzdro s 8 vývody nebo SOIC pouzdro s 16 vývody.

2.3.1 Analogový mutátorový model s LED diodou v zátěži

Návrhem dalšího modelu memristoru, založeného na transformaci odporové zátěže pomocí M-R mutátorů, se zabývá práce [8]. Ze všech obvodových variant M-R mutátorů, syntetizovaných na bázi transimpedančních zesilovačů je vybrán typ I, realizace 1 (obr. 13), vedoucí k nejlepší shodě mezi experimentálními a teoretickými výsledky.



Obr. 20: Schéma analogového mutátorového modelu. Nelineární rezistivní zátěž je navržena obvodem s LED diodou, viz obr. 21.

Na obr. 20 je schéma tohoto modelu i s připojenou zátěží. V ideálním případě je napětí memristivní brány u_M na vstupech y a x zesilovače X_1 a tím i na rezistoru R_i. Proud, který protéká rezistorem R_i je tedy dán vztahem:

$$i_{Ri} = \frac{u_M}{R_i} \tag{36}$$

Proud I_{Ri} je konvejován transimpedančním zesilovačem X_1 přes proudovou svorku z do kapacitoru C_i a vytváří na něm napětí, které je dáno časovým integrálem u_C:

$$u_C(t) = \frac{1}{R_i \cdot C_i} \int u_M \cdot dt \tag{37}$$

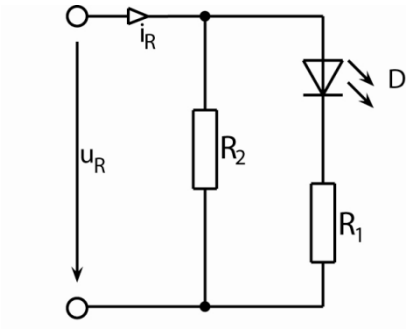
Toto napětí se v důsledku působení jednotkového napěťového zesilovače mezi svorkami z a v obvodu X_1 objeví přímo na nelineární zátěži R. Tímto je splněna podmínka napěťového zdroje z obr. 13. Transformační konstanta k_x je dána součinem $R_i \cdot C_i$.

Působením napětí u_C protéká nelineární zátěží proud i_R. Zesilovač X_3 je klasický duální operační zesilovač $AD826$. Spolu s R_d funguje jako převodník proudu i_R na napětí $-R_d \cdot i_R$. Toto napětí je přes svorku x transimpedančního zesilovače X_2 přiváděno na kapacitor C_d, kterým protéká proud:

$$i_c(t) = R_d \cdot C_d \cdot \frac{di_R}{dt} \tag{38}$$

Proud i_c je zrcadlen proudovým zdrojem do svorky z, takže nastavuje proud i_M tekoucí memristivní branou a splňuje tak druhou podmínku mutátoru, řízený zdroj proudu podle obr. 13. Transformační konstanta k_y je dána součinem $R_d \cdot C_d$.

Při experimentálním ověření byl mutátor připojen k symetrickému napájení $\pm 15V$ a k zátěži (obr. 21), složené ze dvou rezistorů $R_1 = 1{,}2k\Omega$, $R_2 = 2{,}2k\Omega$ a LED typu $LA - 541B$. Ampérvoltová charakteristika této zátěže je nelineární, monotónně rostoucí, s jedním zlomem při napětí přibližně $2V$. Zlomové napětí je dáno propustným napětím použité diody. Při napětí $5V$ teče zátěží proud o hodnotě jednotek mA.



Obr. 21: Nelineární zátěž s LED LA-541B .

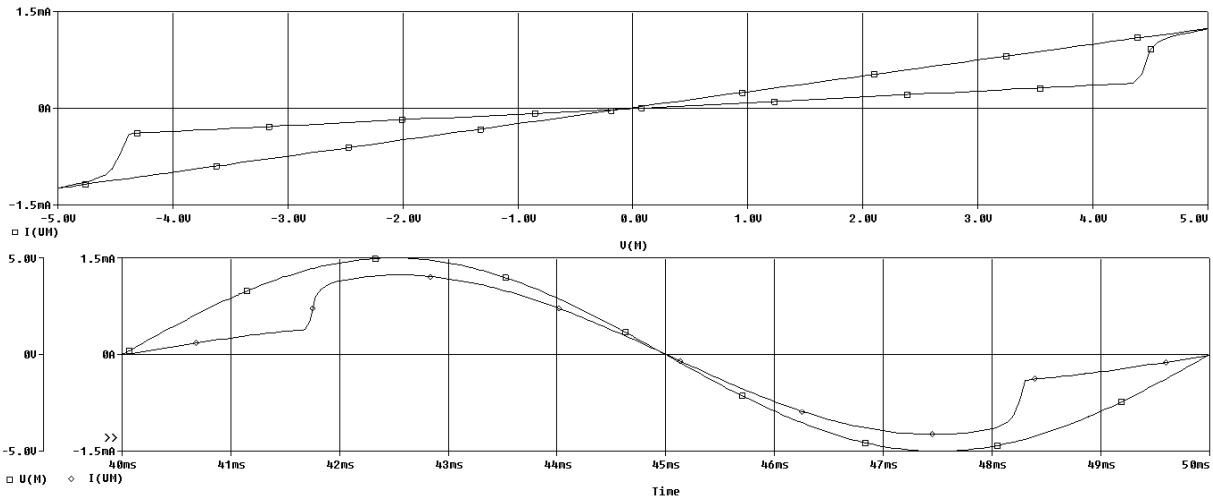
K hodnotám definovaných voltampérovou charakteristikou použité LED diody byly navrženy součástky tak, aby po připojení harmonického signálu o kmitočtu $100Hz$ a amplitudě $5V$ k memristivní bráně byl optimalizován dynamický rozsah interních napětí a proudů v mutátoru. Návrh byl uskutečněn za zjednodušujícího předpokladu, že příslušná napětí a proudy jsou harmonické.

$$R_i = 5k\Omega$$

$$R_d = 1k\Omega$$

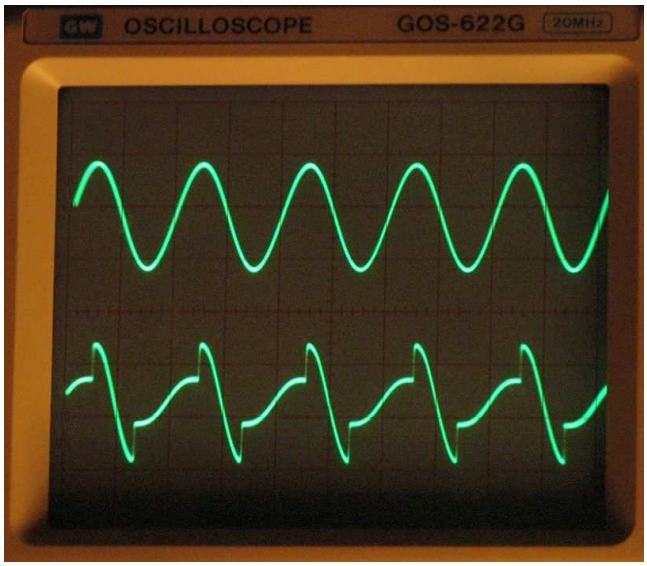
$$C_i = C_d = 300nF$$

Experimenty následně potvrdily dobrou shodu s navrženými parametry. Schéma jsem implementoval do programu OrCad Pspice a simulacemi ověřil správnost návrhu. Na následujícím spodním obrázku (obr. 22) je graf znázorňující průběh vstupního sinusového napětí u_M a proudu tekoucího vstupní branou i_M. Na horním grafu téhož obrázku je závislost proudu i_M na napětí u_M představující hysterezní smyčku typickou pro memristor. Při vstupním napětí $5V$ je ze vstupního zdroje odebírán proud přibližně $1mA$.

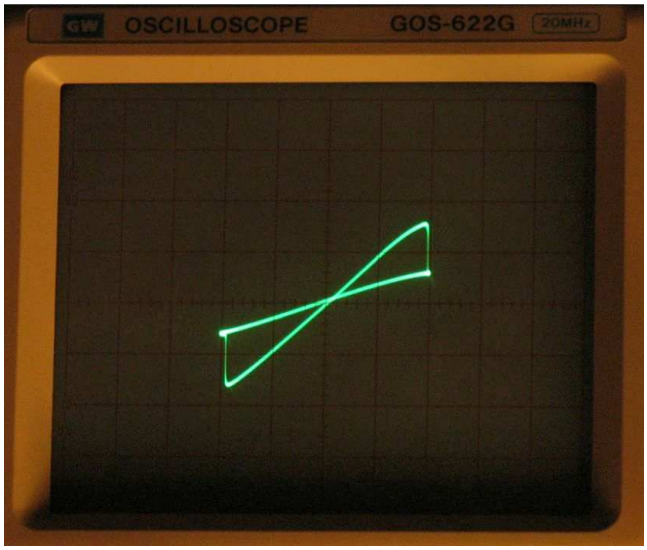


Obr. 22: Výsledky simulací analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži z programu OrCad Pspice.

Průběhy napětí změřené osciloskopem na funkčním vzorku, převzaté z [8], jsou na obr. 23 a obr. 24. Na obr. 23 je průběh memristivního napětí u_M a memristivního proudu i_M, při vybuzení mutátoru napětím s frekvencí $100Hz$ a amplitudou $5V$. Na obr. 24 je stav osciloskopu v XY režimu, který zobrazuje typickou hysterezní smyčku charakteristickou pro memristor.



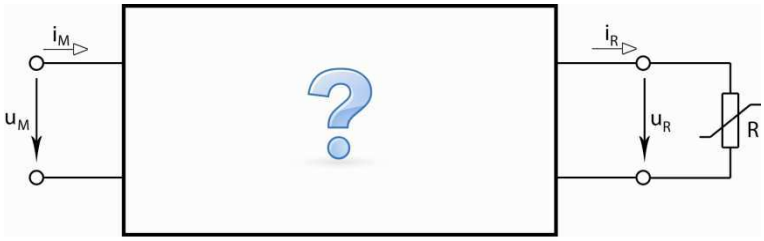
Obr. 23: Změřené průběhy memristivního napětí u_M a memristivního proudu i_M [8] v zapojení analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži.



Obr. 24: Hysterezní smyčka emulovaného modelu [8], změřená na zapojení analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži.

2.3.2 Analogový mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1)

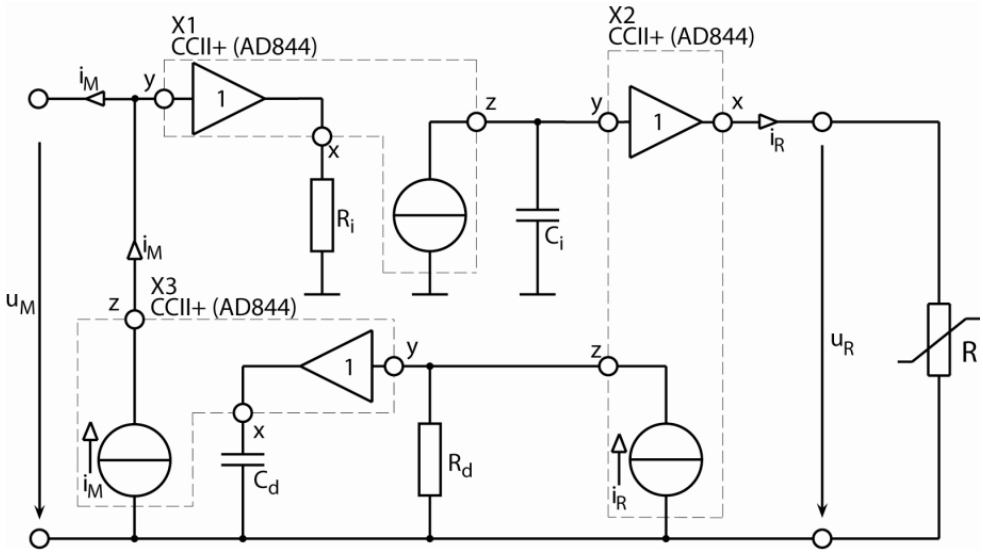
Při návrhu tohoto modelu jsem vycházel z představy realizace memristoru pomocí mutátoru (obr. 25). Důvody k připojení vybraného typu zátěže jsou popsány níže.



Obr. 25: Memristor s mutátorem a nelineární zátěží.

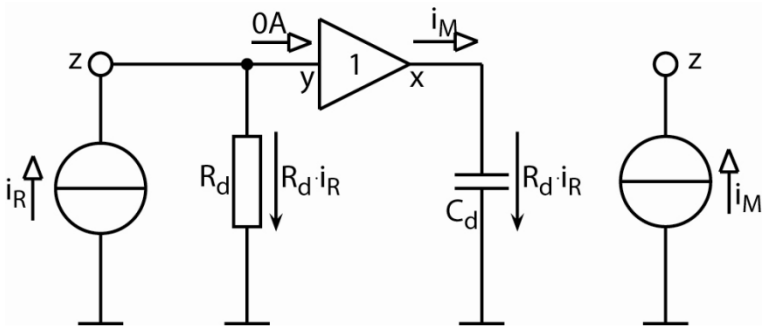
Předpokládal jsem, že při průchodu proudu i_R nelineární zátěží mutátoru musí být vstupní proud i_M derivací proudu i_R. Zároveň proud i_M na vstupní bráně memristoru vytváří napětí u_M, jehož integrací vznikne výstupní napětí u_R. Převod proudů a napětí v mutátorů je analogický k převodu u mutátoru typ I, realizace 1 (obr. 13).

Pro realizaci proudových a napěťově řízených zdrojů v této aplikaci jsem využil, stejně jako u předchozího modelu nejvhodnější variantu, transimpedanční zesilovače $AD844$.



Obr. 26: Počáteční návrh analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1).

Také při konkrétním návrhu (obr. 26) jsem stejně jako při úvahách o principiálním řešení vycházel z výstupního proudu i_R. Po jeho transformaci derivačním článkem (obr. 27) vznikne žádaný proud i_M:



Obr. 27: Derivátor s proudovým konvejorem.

Proud i_R snímaný jednotkovým zesilovačem na vstupu X_2, a zrcadlený na jeho svorku z, vytváří při průchodu rezistorem R_d napětí $i_R \cdot R_d$. Toto napětí je přenášeno vstupním jednotkovým zesilovačem proudového konvejoru X_3 na kapacitor C_d, kterým podle Ohmova zákona teče proud:

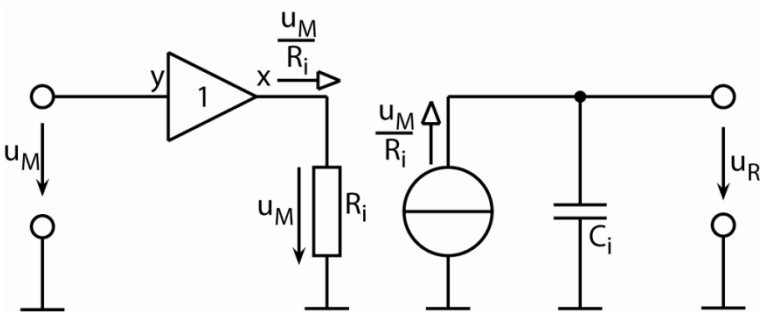
$$i_M = i_R \cdot \frac{R_d}{\frac{1}{pC_d}} = pC_d \cdot R_d \cdot i_R \tag{39}$$

kde p je operátorový zápis derivace. Derivace v čase je dána:

$$i_M(t) = C_d \cdot R_d \cdot i_R{}' \tag{40}$$

Součin koeficientů C_d a R_d stanovuje transformační konstantu $k_y = C_d \cdot R_d$.

Proud i_M se konvejorem X_3 zrcadlí na výstupní svorku z a na vstupní bráně mutátoru tím vzniká napětí u_M. Převod vstupního napětí u_M na výstupní u_R je zaručeno integračním členem podle obr. 28:



Obr. 28: Integrátor s proudovým konvejorem.

Vstupním jednotkovým zesilovačem proudového konvejoru X_1 je napětí u_M přeneseno na rezistor R_i, kterým protéká proud podle Ohmova zákona:

$$i_{Ri} = \frac{u_M}{R_i} \tag{41}$$

Proud je konvejován na svorku z a na kapacitoru C_i produkuje integrál napětí u_M:

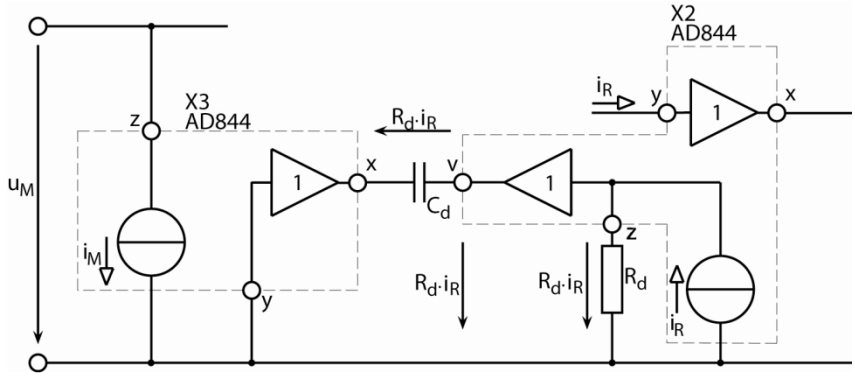
$$u_R = \frac{u_M}{R_i} \cdot \frac{1}{pC_i} \tag{42}$$

kde $\frac{1}{p}$ je operátorový zápis integrace. V čase je integrace rovna:

$$u_R(t) = \frac{1}{R_i \cdot C_i} \int u_M \cdot dt \tag{43}$$

Součin koeficientů C_i a R_i stanovuje transformační konstantu $k_x = C_i \cdot R_i$.

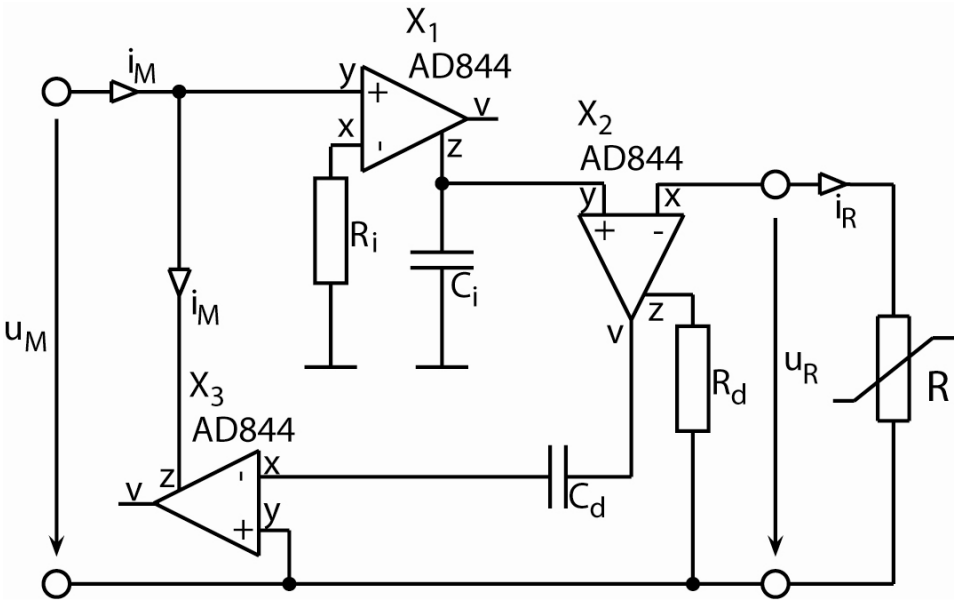
Předchozí postup návrhu dokazuje správné velikosti požadovaných proudů a napětí, ale nezohledňuje směr toku proudů. Směry proudů v obvodu obr. 26 se musí shodovat s proudy vybraného mutátoru typ I, realizace 1 (obr. 13). Proud zátěží i_R podmínce vyhovuje, ale proud i_M teče směrem opačným. Obvodové řešení vyžaduje další úpravu (obr. 29), která zaručí správné orientace všech proudů v zapojení.



Obr. 29: Úprava derivačního článku ve schématu analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1).

Jednotkový zesilovač napětí na vstupu X_3 snímá záporný obraz derivace proudu i_R a zrcadlí jej do proudového zdroje jako proud $-i_M$. Použitím jednotkového zesilovače jako snímače proudu bylo zapotřebí do obvodu přidat další jednotkový zesilovač napětí pro vlastní derivaci. Ten obstaral výstupní prvek obvodu X_2.

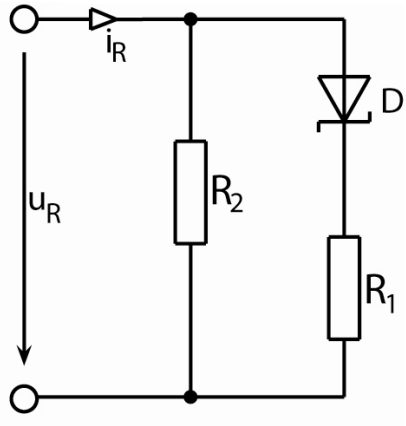
Kompletní schéma i s úpravou, zaručující správnou orientaci proudů je na obr. 30.



Obr. 30: Schéma analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1).

Na základě provedených experimentů jsem se rozhodl realizovat memristor, který by vypadal jako diskrétní, pasivní elektrická součástka, která by se vnější formou podobala běžně dostupným elektrickým součástkám, ale zároveň by uvnitř obsahovala všechny obvody simulovaného analogového memristoru. Protože model potřebuje pro svůj provoz elektrickou energii, předpokládám v jeho pouzdře baterie nebo akumulátory. Napětí napájecích článků musí být kvůli nízkému saturačnímu napětí transimpedančních zesilovačů co nejvyšší, ale

rozměrové požadavky vyžadují naopak napětí co nejnižší. Pro rozkmit výstupního napětí do $\pm 2{,}5V$ bude stačit napájení $\pm 7{,}2V$ (předpoklad akumulátorů se svorkovým napětím $3{,}6V$). Z rozkmitu výstupního napětí můžeme stanovit požadavky na zátěž. Zlom charakteristiky LED $LA-541B$ při $2V$ nevyhovuje, je zapotřebí nižšího zlomového napětí způsobujícího nelinearitu zátěže. Nižší napětí diody umožní menší rozkmit vstupního napětí. To má za následek také snížení spotřeby. Použil jsem Schottkyho diodu $BAT42$ s propustným napětím $0{,}4V$. Zapojení zátěže přibližuje obr. 31. Hodnoty rezistorů jsem stanovil až při výpočtu ostatních součástek mutátoru.



Obr. 31: Schéma zapojení zátěže se Schottkyho diodou

Výpočet použitých součástek:

Při návrhu jsem vycházel ze zjednodušujícího předpokladu harmonických proudů a napětí. Podle napájecího napětí $\pm 7{,}2V$ je maximální použitelné budící napětí $\pm 2{,}5V$. Pro bezpečné nastavení pracovního bodu jsem amplitudu budícího napětí stanovil na $u_M = 2V$ s frekvencí $100Hz$ a kvůli dosažení co nejnižšího proudového odběru jsem určil velikost proudu zátěží i_R na přibližnou hodnotu $100\mu A$. Amplituda napětí na nelineární zátěži u_R bude podobná jako amplituda napětí na memristivní bráně u_M, jiný bude pouze tvar tohoto napětí. Ze stejného důvodu bude i proud protékající vstupní svorkou i_M podobný jako proud nelineárním rezistorem i_M.

Napětí připojené k vstupní memristivní bráně se přes vstupní napěťový buffer transimpedančního zesilovače X_1 přenese i na rezistor R_i. Z tohoto napětí a procházejícího proudu jsem spočítal hodnotu odporu rezistoru R_i:

$$R_i = \frac{u_M}{i_{Ri}} = \frac{2}{100 \cdot 10^{-6}} = 20k\Omega \tag{44}$$

Proud I_{Ri} se zrcadlí na svorku z obvodu X_1 odkud teče do kapacitoru C_i. Na kapacitoru bude díky napěťovému sledovači obvodu X_2 stejné napětí jako na nelineárním rezistoru.

Z hodnot napětí a proudu jsem nejdříve spočítal reaktanci kapacitoru:

$$X_C = \frac{U_R}{I_{Ri}} = \frac{2}{100 \cdot 10^{-6}} = 20k\Omega \quad (45)$$

Z reaktance a frekvence vstupního napětí $f = 100Hz$ i hodnotu kapacity kapacitoru C_i:

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C_i} \Rightarrow C_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 20000} = 79{,}62nF \quad (46)$$

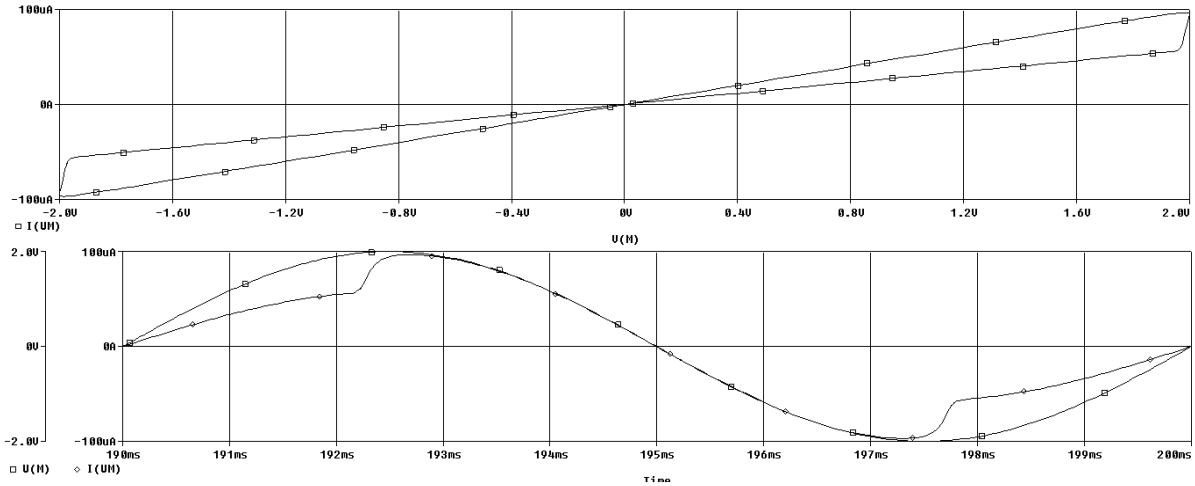
Napětí i proudy na C_d a R_d budou identické jako na C_i a R_i. Zároveň z principu funkce mutátoru musí být derivace výstupního proudu stejná jako předchozí integrace vstupního napětí. Z obou těchto teoretických předpokladů plyne, že hodnoty součástek v derivačním i integračním článku budou stejné. Zbývá určit pouze hodnoty rezistorů R_1 a R_2 v zátěži. Při připojeném napětí $2V$ bude Schottkyho dioda otevřená, to znamená, že její odpor bude minimální. V tu chvíli je nelineární rezistor tvořen pouze paralelní kombinací obou rezistorů a její odpor je:

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{2}{100 \cdot 10^{-6}} = 20k\Omega \quad (47)$$

Každý z obou rezistorů tedy musí mít dvojnásobnou hodnotu odporu. $R_1 = 40k\Omega$ i $R_2 = 40k\Omega$.

Podle vyráběných řadových hodnot součástek jsem vybral nejbližší možné hodnoty: $R_i = 22k\Omega$, $R_d = 22k\Omega$, $C_i = 82nF$, $C_d = 82nF$, $R_1 = 39k\Omega$, $R_2 = 39k\Omega$, $D = BAT42$.

Schéma s navrženými hodnotami součástek jsem implementoval do programu OrCad Pspice, abych před vlastní realizací mohl funkci obvodu simulacemi ověřit (obr. 32). Spodní část obrázku zobrazuje napětí u_M a neharmonický proud i_M. Maximální hodnota proudu i_M je předpokládaných $100\mu A$. Na vrchní části obrázku je typická hysterezní křivka.

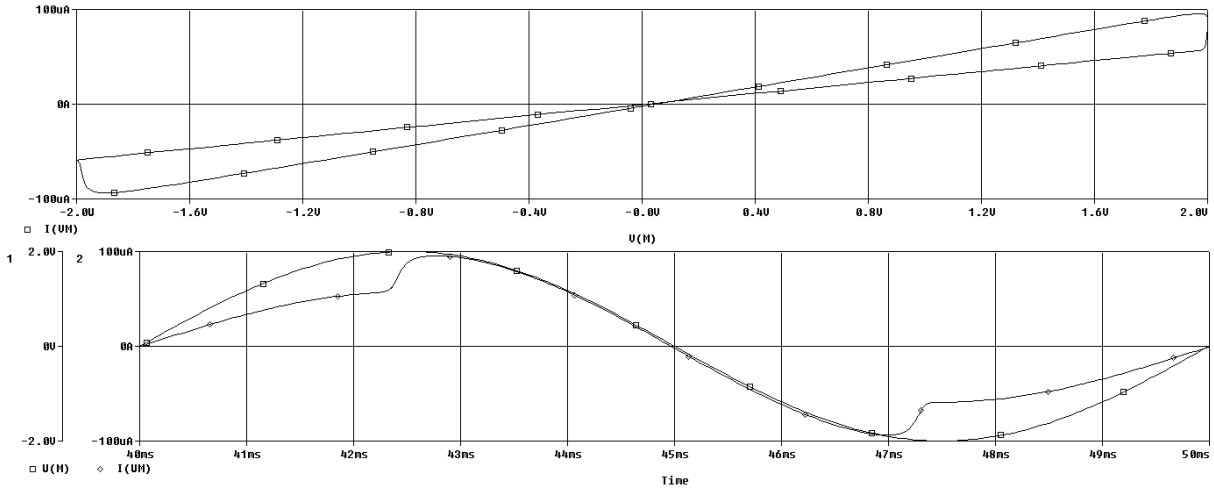


Obr. 32: Výsledky simulací analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1).

2.3.3 Analogový mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2)

Abych mohl navzájem porovnat obě mutátorové emulace principiálně postavené na moderních aktivních prvcích, rozhodl jsem se realizovat mutátorový model memristoru z kapitoly 1.5.1 (obr. 20) s parametry mutátorového modelu memristoru z kapitoly 1.5.2. Stejné parametry v tomto případě znamenají stejné napájecí i vstupní budící napětí a stejný připojený nelineární rezistor (obr. 31**Obr. 31**). Obě zapojení jsou realizovány stejnými převodními funkcemi (integrací a derivací) podle mutátoru typ I, realizace 1. Z toho plyne, že i použité součástky musí být stejné. $R_i = 22k\Omega,\ R_d = 22k\Omega,\ C_i = 82nF,\ C_d = 82nF,$ $R_1 = 39k\Omega, R_2 = 39k\Omega,\ D = BAT42.$

Schéma jsem opět implementoval do programu OrCad Pspice. Výsledky simulace jsou velmi podobné výsledkům na obr. 32. Hodnota proudu je také, stejně jako v předchozím případě $100\mu A$.



Obr. 33: Výsledky simulací analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2).

2.4 Měření na funkčních vzorcích

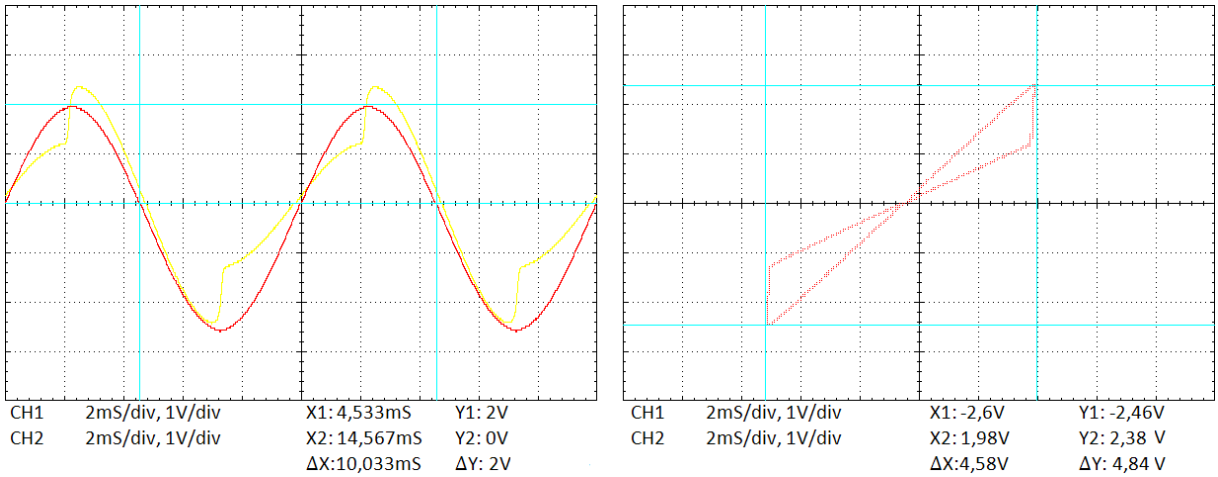
Po ověření funkce simulačními programy jsem návrhy obou mutátorových modelů se Schottkyho diodou v zátěži (2.3.2 a 2.3.3) přenesl do fyzické podoby na desku plošného spoje a zapojení jsem pomocí osciloskopu oživil. Pro měření vstupního proudu jsem sestavil převodník, tak aby bylo možno změřit proud sondou osciloskopu. Převodník je obvod, převádějící proud i_M na napětí u_P. Metod jak proud i_M převádět je několik. V dalších kapitolách (2.4.3, 2.4.4) uvádím dvě nejlepší metody z hlediska přesnosti a vhodnosti použití právě u analogového modelu memristoru. Všechny průběhy jsou změřeny digitálním osciloskopem OWON PDS710 2T. Každý obrázek je složen ze dvou grafů. Vlevo jsou v režimu XT průběhy vstupního napětí u_M a proudu i_M (prostřednictvím převedeného napětí u_P). Vpravo pak v XY režimu osciloskopu hysterezní křivka.

2.4.1 Měření na modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1)

Obvod memristoru jsem připojil ke generátoru střídavého harmonického napětí (HAMEG HM8030) s amplitudou $2V$ a frekvencí $100Hz$. Transimpedanční zesilovače jsem napájel symetrickým napětím $\pm 7{,}2V$. Během tohoto měření jsem proud převáděl transimpedančním zesilovačem podle metody z kapitoly (2.4.3).

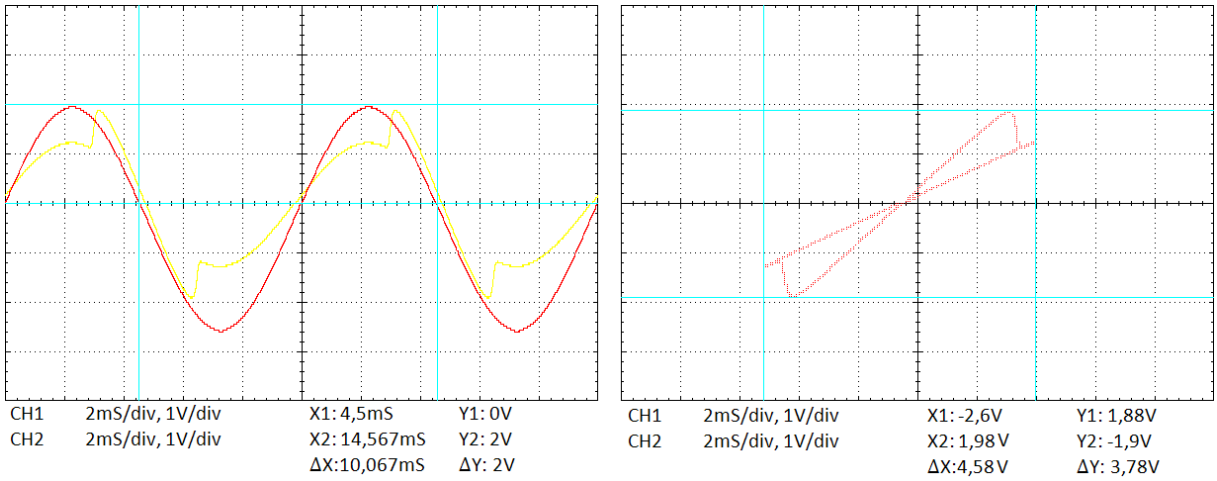
Na obr. 34 vlevo je červenou barvou průběh vstupního napětí u_M a žlutě napětí u_P. Amplituda $u_P = 2V$ odpovídá podle rovnice (52) proudu i_M $100\mu A$. Na pravém obrázku je v XY režimu osciloskopu zaznamenána hysterezní křivka tohoto modelu. Před měřením

jsem vykompenzoval střední hodnotu vstupního signálu tak, aby oba signály byly souměrné. V takovém případě je plocha hysterezní křivky největší.



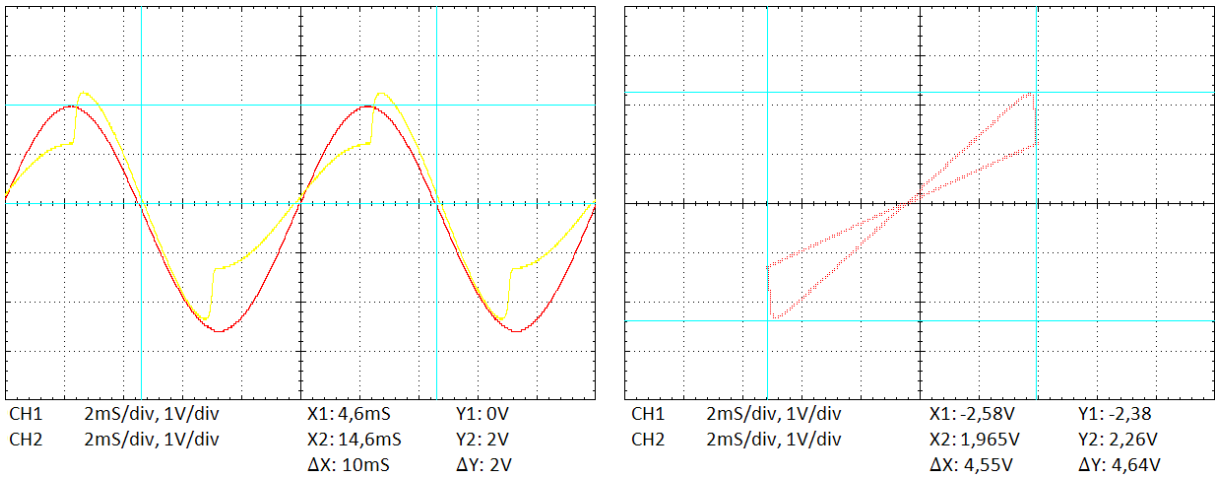
Obr. 34: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1), při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn transimpedančním zesilovačem.

Pro názornost jsem zaznamenal i průběhy při střední hodnotě vstupního signálu $100mV$ (obr. 35). Ta způsobí, že proud i_M není symetrický podle vstupního napětí u_M a na okrajích hysterezní křivky se objevují zákmity.



Obr. 35: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při nekompenzované střední hodnotě vstupního signálu.

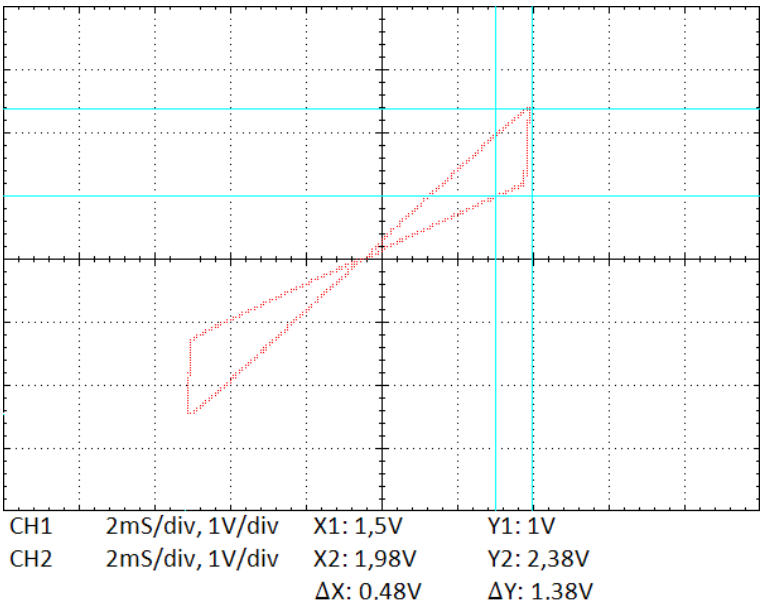
Na posledním obr. 36 jsem zaznamenal i funkci měření proudu derivačním článkem. Tvar i velikost všech napětí je téměř totožná jako u obr. 34. Z toho plyne, že obě metody jsou spolehlivě použitelné. Velikost proudu i_M je opět podle vztahu (52) $100\mu A$.



Obr. 36: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn derivačním článkem.

Mimo graficky zaznamenané výsledky jsem zkoušel i maximální přijatelné vstupní napětí, které obvod dokáže zpracovat (kvůli nízkému saturačnímu napětí transimpedančních zesilovačů). Napětí jsem zvyšoval až do hodnoty $u_M = 3{,}7V$, kdy se tvar proudu i_M značně zkresloval.

Důležitým parametrem memristoru je rozsah jeho odporu od nejvyšší hodnoty $R_{MEM}(0) = R_{OFF}$ až po hodnotu $R_{MEM}(0) = R_{ON}$. Ze změřených charakteristik napětí u_M a u_P (obr. 37) můžu R_{ON} i R_{OFF} vypočítat. Jednotlivé body spojující směrnice přímek, procházející přes počátek, určují přímo minimální a maximální odpor memristoru. Stačí tedy vzít libovolný bod na lineárních částech hysterezní smyčky a z tohoto bodu pomocí Ohmova zákona vypočítat odpor.



Obr. 37: Hysterezní smyčka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při u_M=2V, f=100Hz, s hodnotami pro výpočet odporu.

Maximální odpor jsem spočítal podle rovnice:

$$R_{OFF} = \frac{U_{X1}}{I_{Y1}} \tag{48}$$

kde U_{X1} je napětí u_M v bodě X1 a I_{Y1} je proud i_M v bodě Y1 vypočítaný prostřednictvím napětí u_P a odporu R_P (metoda měření proudu transimpedanční zesilovačem obr. 42):

$$I_{Y1} = \frac{U_{Y1}}{R_P} = \frac{1}{22 \cdot 10^3} = 45{,}45\mu A \tag{49}$$

Poté podle (48):

$$R_{OFF} = \frac{1{,}5}{45{,}45 \cdot 10^{-6}} = 33k\Omega$$

Minimální odpor spočítám analogicky, jako maximální, jen s hodnotami v bodech X2 a Y2:

$$I_{Y2} = \frac{U_{Y2}}{R_P} = \frac{2{,}38}{22 \cdot 10^3} = 108\mu A \tag{50}$$

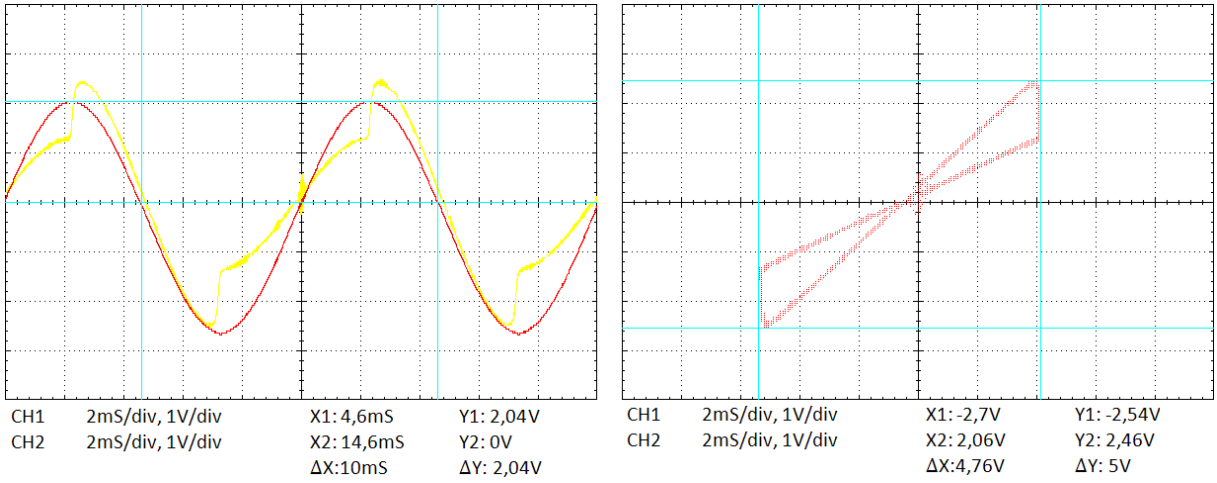
$$R_{ON} = \frac{U_{X2}}{I_{Y2}} = \frac{1{,}98}{108 \cdot 10^{-6}} = 18{,}33k\Omega \tag{51}$$

2.4.2 Měření na modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2)

Abych mohl obě zapojení porovnat, testoval jsem je stejnými experimenty při stejných vstupních parametrech. Obvod jsem opět připojil ke zdroji střídavého napětí s amplitudou $2V$ a frekvencí $100Hz$, při napájení aktivních prvků $\pm 7{,}2V$. První dva obrázky jsou měřené

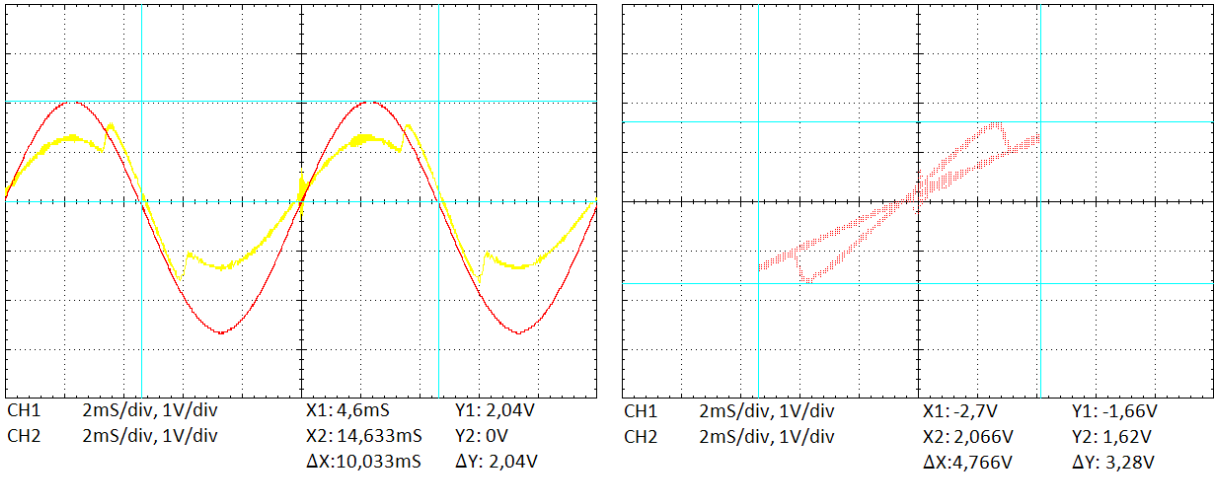
metodou převodu proudu transimpedančním zesilovačem, třetí metodou s derivačním článkem.

Na obr. 38 vlevo jsou průběhy u_M a u_P a vpravo hysterezní křivka modelu, při kompenzované střední hodnotě vstupního signálu. Při srovnání s obr. 34 z předchozího zapojení jsou hodnoty průběhů velmi podobné, ale v tomto případě je na proudu i_M superponován další harmonický signál s kmitočtem 1MHz a amplitudou přibližně 100mV. Toto nežádoucí rušivé napětí vzniklo na operačním zesilovači $AD826$.



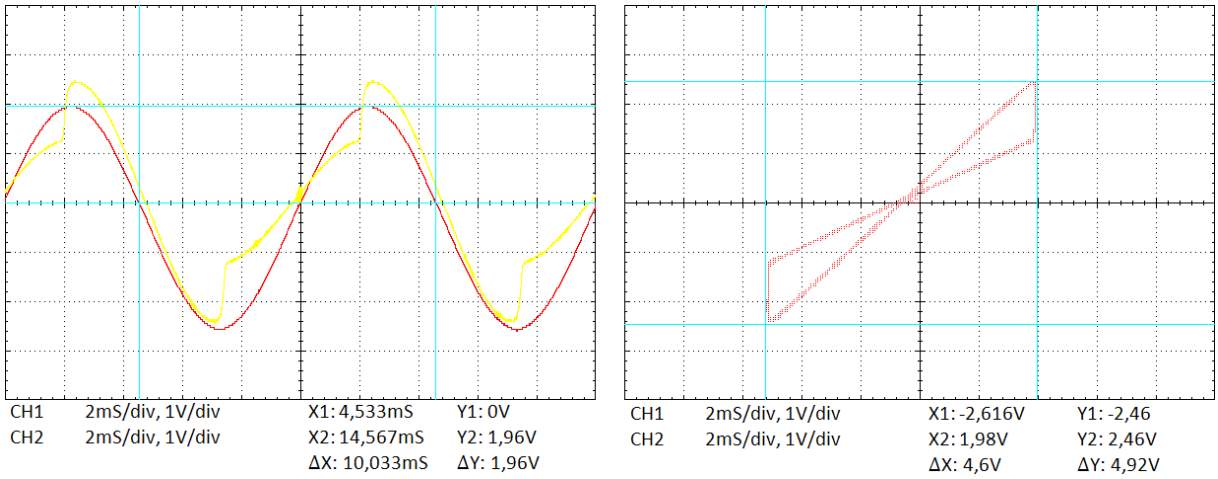
Obr. 38: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2), při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn transimpedančním zesilovačem.

Pro názornost jsem i pro druhé zapojení zaznamenal vliv střední hodnoty vstupního signálu $100mV$. Opět je vidět zákmity na hysterezní smyčce způsobené posunem i_M.



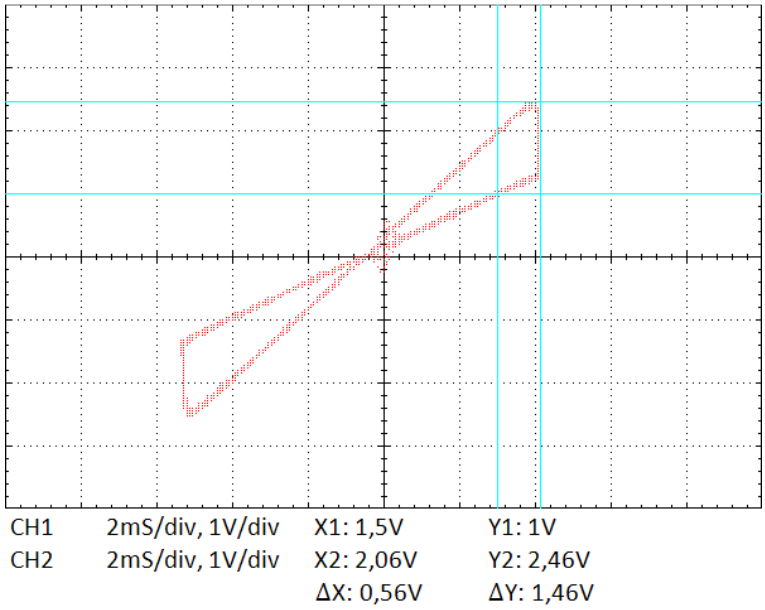
Obr. 39: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze2), při nevykompenzované střední hodnotě vstupního signálu.

Posledním experimentem na obr. 40 jsem znova testoval měření proudu derivačním článkem. Hodnoty jsou srovnatelné s hodnotami z obr. 38.



Obr. 40: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho zátěží z kapitoly 2.3.2, při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn derivačním článkem.

Stejným způsobem jako u předchozího mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1), i zde vypočítám $R_{MEM}(0) = R_{OFF}$ a $R_{MEM}(0) = R_{ON}$. V tomto případě využiji stejné rovnice, ale hodnoty z obr. 41:



Obr. 41: Hysterezní smyčka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při u_M=2V, f=100Hz, s hodnotami pro výpočet odporu.

Maximální odpor podle rovnic (48),(49):

$$I_{Y1} = \frac{U_{Y1}}{R_P} = \frac{1}{22 \cdot 10^3} = 45{,}45\mu A$$

$$R_{OFF} = \frac{1{,}5}{45{,}45 \cdot 10^{-6}} = 33k\Omega$$

Minimální odpor (50), (51):

$$I_{Y2} = \frac{U_{Y2}}{R_P} = \frac{2{,}46}{22 \cdot 10^3} = 112\mu A$$

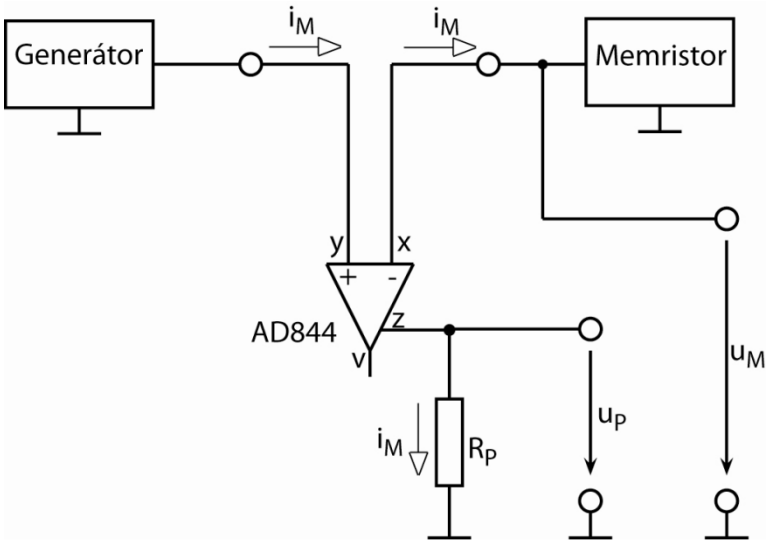
$$R_{ON} = \frac{U_{X2}}{I_{Y2}} = \frac{2{,}06}{112 \cdot 10^{-6}} = 18{,}4k\Omega$$

2.4.3 Převod proudu transimpedančním zesilovačem AD844

Metoda vychází z principu funkce transimpedančního zesilovače. Vstupním jednotkovým zesilovačem (svorky y a x) transimpedančního zesilovače se snímá proud i_M, který teče ze zdroje signálu a zrcadlí se na svorku z. Ze svorky po připojení rezistoru R_M začne vytékat stejně velký proud, jako je i_M a na rezistoru vznikne napětí u_P přímo úměrné i_M a R_M.

$$u_P = i_M \cdot R_M \tag{52}$$

Velikost proudu i_M při návrhu i při simulacích byla $100\mu A$. Jestliže požaduji velikost u_P stejnou jako velikost vstupního napětí, $u_M = 2V$ bude rezistor R_M mít hodnotu odporu $20k\Omega$. Nejbližší použitelná hodnota je $22k\Omega$, což odpovídá i hodnotě použité při simulacích i realizaci obvodu. Schéma převodníku je na obr. 42.



Obr. 42: Převodník proudu i_M na napětí s AD844.

Největší výhoda metody spočívá v nezasahování do struktury vlastního modelu memristoru. Měří se pouze proud procházející na vstup memristoru. Metoda je v ideálním případě přesná, protože proud vytékající ze svorky z je proudovým konvejorem snímán až u svorky x. Z toho plyne, že nastavené napětí u_M se měří v místě snímaného proudu i_M

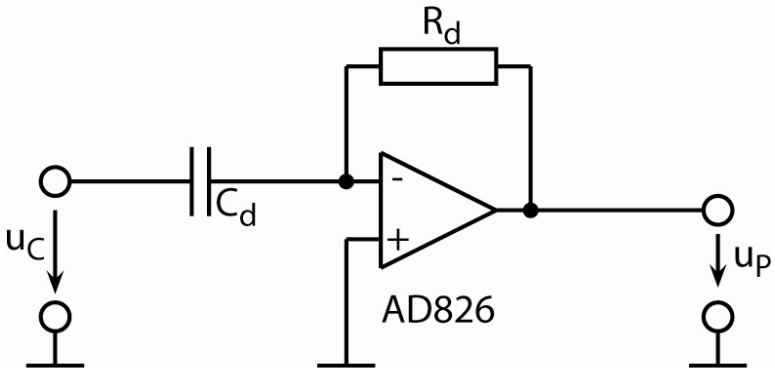
a napětí u_P odpovídá proudu i_M i přes vliv vstupního odporu transimpedančního zesilovače R_{IN}.

2.4.4 Převod proudu derivačním členem

Metoda je použitelná pouze u analogových modelů, pro které je určena. Vychází z matematického popisu obvodu. Proud i_M, který teče přes svorku z obvodu X_2 u zapojení z kapitoly 2.3.2 a svorku z obvodu X_3 u zapojení z kapitoly 2.3.3, je dán derivací napětí na kapacitorech u_C podle vztahu:

$$i_M = i_C = C_d \cdot u_C' \tag{53}$$

Přímo i_M měřit nelze, pokud ale vytvoříme další derivační člen (obr. 43), který bude provádět stejnou derivaci u_C, získáme na jeho výstupu měřitelné napětí u_P, úměrné proudu i_M.



Obr. 43: Derivační člen pro převod proudu i_M.

Vstupní napětí pro derivační článek u_C se u zapojení z kapitoly 2.3.2 odebírá z výstupu X_3 a u zapojení z kapitoly 2.3.3 z výstupu v obvodu X_2.

Aby derivace byla totožná s derivací v obvodu analogového memristoru, musí být oboje součástky stejné. $R_d = 22k\Omega$, $C_d = 82nF$. Operační zesilovač jsem vybral také stejný jako u realizovaného zapojení ($AD826$).

Výhoda této metody spočívá v získávání přesné kopie měřené veličiny, ale je použitelná pouze se zásahem do vlastního obvodu memristoru. Při použití této metody je už v návrhu desky plošných spojů potřeba počítat s jednou výstupní svorkou navíc.

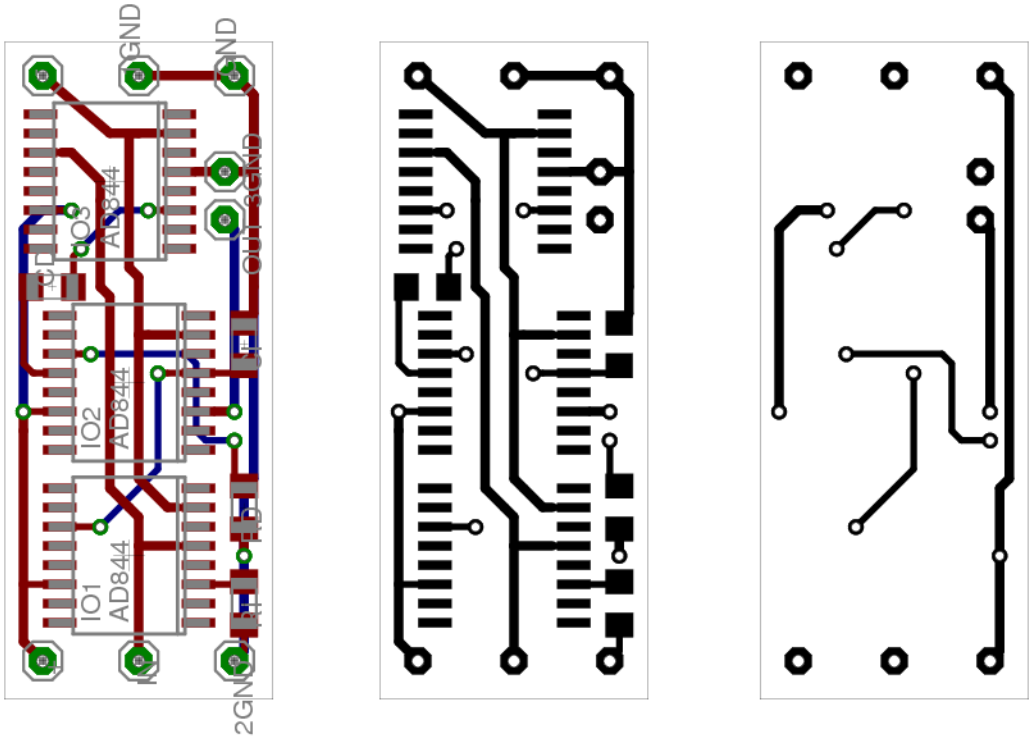
2.5 Praktická realizace

Po návrhu a oživení funkčních vzorků dvou mutátorových zapojení jsem přistoupil k praktické realizaci analogového memristoru, který by vypadal jako rezistor s axiálními vývody. Dva analogové memristory, které jsem vyrobil, mají identická pouzdra, se zabudovaným elektronickým obvodem modelu memristoru a bateriemi. Při realizaci jsem

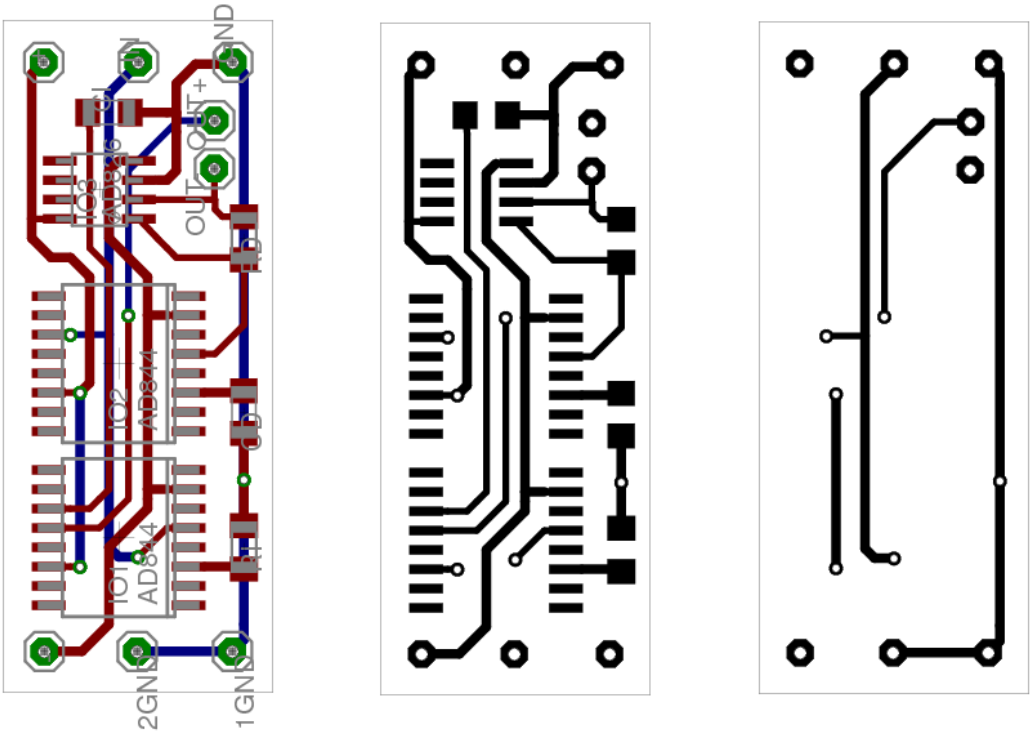
se držel těchto požadavků: Pouzdro musí být rozměrově co nejmenší, přičemž musí být mechanicky odolné, aby zabezpečilo bezpečný provoz obvodu memristoru, baterie musí mít co nejdelší životnost a celá součástka musí být finančně co nejméně náročná. S okolními elektronickými přístroji bude memristor připojen dvěma axiálními vývody.

2.5.1 Elektronické součásti

Před měřením v kapitole 2.4 jsem vytvořil, pomocí návrhového prostředí EAGLE 5.11.0, předlohy pro výrobu modulových desek plošných spojů (dále jen modulové DPS) obou mutátorových modelů. Předlohy jsem předal firmě Pragoboard s.r.o., zabývající se výrobou plošných spojů, která mi obratem obě desky dodala. Rozměry obou DPS jsou $18x43mm$. Návrh oboustranné DPS modulů, v měřítku 2:1, mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1) je na obr. 44, (verze 2) je na obr. 45. Fotky neosazených i osazených desek jsou v příloze. Oba moduly DPS analogového memristoru jsem osadil součástkami pro povrchovou montáž (dále jen SMD) podle navrhů. Pasivní součástky mají SMD rozměry 1206, transimpedanční zesilovače $AD844$ jsou v pouzdře SOIC 16 a operační zesilovač $AD826$ v pouzdře SO8. Pro připojení napájecího napětí, vstupního signálu a zatěžovacích rezistorů jsem zvolil dutinky SIL, které zajišťují dobrý elektrický kontakt a mechanické propojení s piny.



Obr. 44: Návrh modulu oboustranné DPS mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). Vlevo osazovací návrh, uprostřed strana součástek, vpravo spodní strana. Měřítko 2:1.

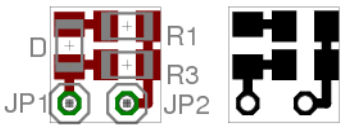


Obr. 45: Návrh modulu oboustranné DPS mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2). Vlevo osazovací návrh, uprostřed strana součástek, vpravo spodní strana. Měřítko 2:1.

Kromě modulových DPS budou v pouzdře analogového memristoru také baterie. Protože jsou transimpedanční a operační zesilovače napájeny symetrickým napětím, musí být baterie nejméně dvě, se svorkovým napětím alespoň $7{,}2V$, s co nejmenšími rozměry. Jako nejvýhodnější variantu jsem vybral alkalické baterie s napětím $12V$ typ $23A$ (obr. 46) a kapacitou $55mAh$. Do pouzdra memristoru jsem zakomponoval i blokovací kapacitory. Elektrolytické s kapacitou $2{,}2\mu F$ a keramické s kapacitou $100nF$.

Obr. 46: Baterie pro napájení analogového memristoru.

Další součástí analogového memristoru je vyjímatelný nelineární zatěžovací rezistor podle zapojení z obr. 31. Na modulových DPS obou zapojení jsem vytvořil konektory ze SIL dutinek, pro připojení zatěžovacího rezistoru. Rozteč připojovacích pinů je 3 mm. Zatěžovací rezistor jsem z SMD součástek, s rozměry 1206, realizoval na jednoduché DPS podle obr. 47 v měřítku 2:1. Připojovací plošky $JP1$ a $JP2$ jsem osadil piny pro spojení se SIL dutinkami. Zatěžovací rezistor jsem zapouzdřil do epoxidové pryskyřice, pro elektrickou izolaci od ostatních elektronických částí.

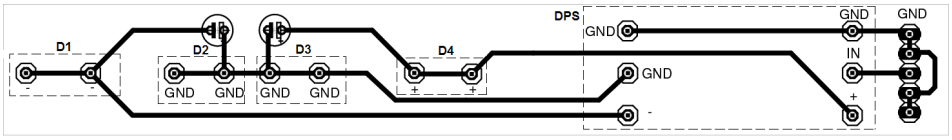


Obr. 47: Předloha pro desku plošných spojů zatěžovacího rezistoru se Schottkyho diodou. Měřítko 2:1.

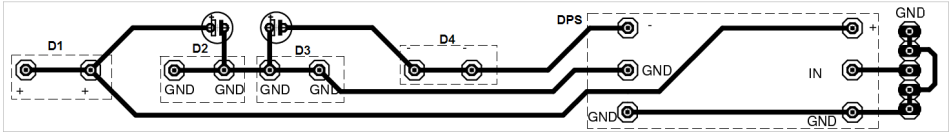
2.5.2 Mechanické součásti

Po vytvoření všech elektronických komponentů jsem vytvořil další dvě DPS, abych jednotlivé komponenty mohl pospojovat a zapouzdřit. Fotografie obou nosných DPS jsou v příloze. Předlohy pro jednostranné DPS v měřítku 1:1 o rozměrech $125\text{x}16\ mm$ jsou na obr. 48 a obr. 49. Návrhy obsahují blokovací kapacitory uvedené v kapitole 2.5.1 a mechanické části:

- Piny pro SIL dutinky, sloužící k připojení modulů analogových memristorů, na obrázku označené "DPS".
- Držáky do desky pro baterie typu 23A, označené "$D1$"-"$D4$". Fotografie držáku je na obr. 50.
- Dutinková pěti-pinová lišta pro připojení vstupního přívodu a uzemnění



Obr. 48: Nosná DPS pro zapojení analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1).



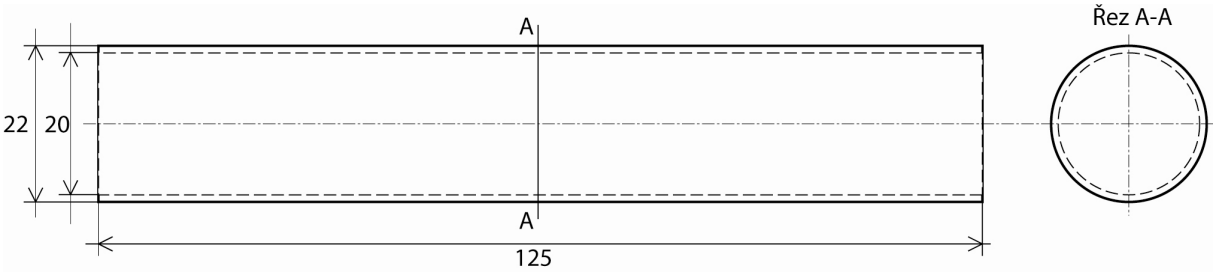
Obr. 49: Nosná DPS pro zapojení analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2).

Obr. 50: Fotografie držáku baterie typu 23A.

Z šířky DPS modelu memristoru ($18\,mm$) jsem pro realizaci pouzder jako vhodnou variantu vybral měděnou (Cu) trubku s vnitřním průměrem $20\,mm$ a vnějším průměrem $22\,mm$. Jednoduchý nákres s rozměry je na obr. 51. Tato volba je vzhledem k mému technologickému vybavení ideální variantou, protože měď je lehce zpracovatelná, dobře pájitelná a má výborné mechanické vlastnosti. Délka trubky $125\,mm$ je dána délkou nosného plošného spoje, což znamená, že oba analogové memristory budou mít trubku stejně dlouhou. Do trubky pouzdra analogového memristoru jsem vložil izolační fólii s tloušťkou $100\,\mu m$, pro eliminaci zkratu nosné i modulové desky plošného spoje s vodivým pouzdrem. Délka fólie je stejná jako délka trubky, tedy $125\,mm$ a její šířka je dána vnitřním obvodem trubky o, podle vztahu pro obvod kružnice:

$$o = \pi \cdot d = \pi \cdot 20 = 62{,}8mm \tag{53}$$

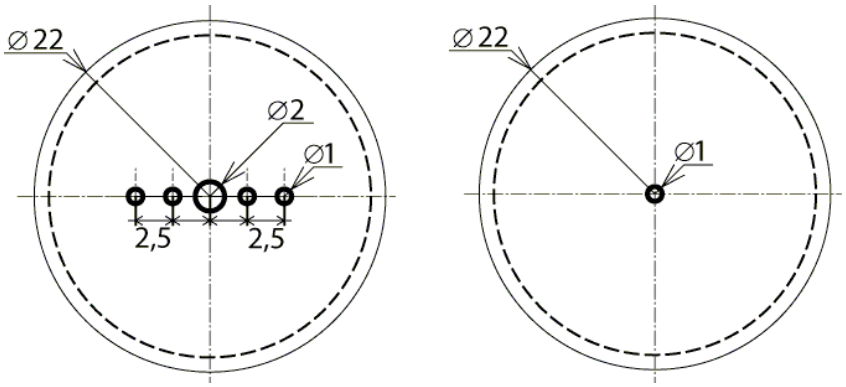
kde d je vnitřní průměr trubky.



Obr. 51: Technický nákres trubky pro pouzdra analogového memristoru s řezem.

Obě trubky jsem na koncích uzavřel měděnými víčky, koupitelnými v běžných železářských potřebách. Jejich vnitřní průměr je $22\,mm$, vnější průměr $24\,mm$ a délka $18\,mm$. Víčko umístěné na straně vstupního přívodu (u pěti-pinové dutinkové lišty na nosné DPS) je opatřeno pěti otvory, podle technického nákresu na obr. 52 vlevo. Střední vrtaná díra s průměrem $2\,mm$ slouží jako otvor pro průchodku vstupního drátového přívodu, připojeného na střední pin pěti-pinové dutinkové lišty. Izolační průchodka v otvoru je nutná kvůli elektrickému oddělení vstupního přívodu a pouzdra součástky. Ve zbylých čtyřech otvorech s průměrem $1\,mm$ jsou napájeny piny tak, aby pasovaly přesně do pěti-pinové dutinkové

lišty. Zapájené piny ve víčku tak slouží k mechanickému ukotvení nosné DPS prostřednictvím dutinkové lišty a zároveň k elektrickému propojení uzemnění modulové DPS k pouzdru analogového memristoru. Druhé víčko, umístěné podle nosné DPS na straně baterií, je opatřeno jedním otvorem s průměrem $1\,mm$ pro zapájení druhého přívodu. Technický nákres víčka na straně baterií je na obr. 52 vpravo. Druhý přívod je elektricky spojen s napájecími bateriemi, modulovou DPS a nosnou DPS přes vodivé pouzdro analogového memristoru. Tím je zaručeno, že jsou přívody součástky aktivní až po spojení všech komponentů dohromady. Fotografie víčka i trubky je na obr. 53. Oba přívody mohou být realizovány libovolným tvrdým, vodivým drátem s průměrem $0{,}8 - 1\,mm$. Ideální pro tuto aplikaci jsou zlacené drátky s průměrem $1mm$.



Obr. 52: Technický nákres víček: vlevo strana vstupu, vpravo strana uzemnění.

Obr. 53: Fotografie trubky a víčka pro pouzdro analogového memristoru.

Poslední fází praktické realizace součástky analogového memristoru byla povrchová úprava pouzdra. Víčko na straně baterií jsem připájel k trubce pouzdra, kvůli pevnému mechanickému a vodivému elektrického kontaktu. Druhý konec trubky jsem v oblasti překryvu s víčkem pocínoval. Tento krok je důležitý kvůli elektrickému spojení víčka a trubky. Zároveň slouží jako ochrana proti korozi měděných částí. Před závěrečným lakováním jsem vnější části pouzdra důkladně vyčistil a odmastil. Po nanesení vrstvy základní barvy MOTIP jsem nanesl vrstvu akrylové modré barvy MOTIP. Fotografie analogového memristoru je na obr. 54.

Obr. 54: Fotografie analogového memristoru

Pro připojení součástky analogového memristoru k ostatním elektronickým obvodům je nutno dodržet správný postup jeho složení. Postup probíhá tímto způsobem:

- Připojení nelineárního rezistoru se Schottkyho diodou v zátěži do modulu DPS (orientace je libovolná).
- Připojení modulové DPS s připojenou zátěží k nosné DPS podle obr. 44/obr. 45 a obr. 48/ obr. 49.

- Spojení nosné DPS s víčkem na vstupní straně součástky analogového memristoru a zasunutí vstupního drátového přívodu přes průchodku.
- Připojení obou napájecích baterií. Jejich orientace je dána podle obr. 48 a obr. 49.
- Zasunutí nosné DPS s víčkem na vstupní straně do poslední části součástky - trubky s připájeným víčkem, připájeným přívodem a izolační fólií.

Pro rozložení součástky, výměnu baterií i výměnu zatěžovacího nelineárního rezistoru je nutno dodržovat opačný postup.

3 Dosažené výsledky

Z přehledu analogových modelů, který je v práci obsažen, jsem pro praktickou realizaci vybral tři modelové varianty. Při měření charakteristik modelu s tranzistorem JFET jsem pomocí digitálního osciloskopu dospěl k předpokládané hysterezní smyčce. Mnoho pasivních součástek v zapojení tohoto modelu spolu s nestálostí parametrů vedly k realizacím dalších analogových modelů. Podle principu funkce, založeného na spojení myšlenky mutátorového modelu s myšlenkou využití moderních analogových aktivních prvků [8], jsem navrhnul svůj vlastní analogový mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). Simulacemi jsem dospěl ke správným výsledkům, včetně charakteristické hysterezní smyčky, což návrh posunulo do fáze praktické realizace. Abych měl zapojení s čím porovnat, realizoval jsem mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2), vycházející ze schématu v článku [8], ale s hodnotami součástek stejnými jako u mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). U obou zapojení jsem pozoroval velmi podobné výsledky. Tvary všech průběhů v obvodu byly identické. Obě hysterezní smyčky vykazovaly podobné zákmity v okrajových bodech při superponované stejnosměrné složce na vstupním signálu. Jediný rozdíl, který charakterizoval mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2), byl VF rušivý signál superponovaný na výstupu operačního zesilovače $AD826$. Z charakteristik jsem odečetl maximální a minimální odpor memristoru $R_{ON} = 18{,}33k\Omega$ a $R_{OFF} = 33k\Omega$. Z dosažených výsledků při simulování a měření testovaných modelů jsem usoudil, že myšlenka mutátorového modelu, kterou v roce 1971 popsal Leon Chua, s myšlenkou realizace pomocí moderních aktivních prvků je vhodným řešením analogového modelu memristoru.

Dalším splněným cílem této práce je vytvoření analogového memristoru vnější formou podobající se dvouvývodové elektronické součástce. Vytvořil jsem dvě stejná pouzdra, do kterých jsem zakomponoval všechny obvody pro funkci analogového mutátorového modelu se Schottkyho zátěží. Celá součástka i s bateriemi váží 150 gramů a její vnější rozměry bez přívodních kontaktů jsou $130x24$ mm.

4 Závěr

Cílem této práce bylo prezentovat vlastnosti a vytvořit model fyzicky nové, ale teoreticky již 40 let známé elektronické součástky - memristoru. Podařilo se mi shrnout literárně známá fakta v oblasti objevování a zkoumání memristoru, popsat jeho nejdůležitější vlastnosti i s možnostmi jeho aplikací a realizovat jeho analogový model. Analogová implementace memristoru spočívala ve shromáždění informací o dostupných analogových modelech, počítačové simulaci k ověření jejich funkce, realizace funkčních modelů a ověření jejich správné funkce. Součástí realizace byl i návrh mého vlastního funkčního analogového modelu, pro který jsem vytvořil pouzdro, abych mohl memristor prezentovat jako novou dvouvývodovou součástku. Při návrhu tohoto modelu jsem využil výhodných funkcí moderních aktivních prvků, které výrazně zjednodušily realizaci analogového memristoru. Kromě realizace analogových modelů jsem vytvořil i přehled jejich výhod a nevýhod, abych mohl vybrat nejlepší variantu pro různé aplikace memristoru v budoucnu. Zpracováním bakalářské práce jsem doplnil teoretické poznatky ze semestrální práce o funkční vzorky, a tím jsem splnil všechny stanovené cíle.

Vytvořil jsem tři analogové modely memristoru. První model s tranzistorem JFET je zejména kvůli velkému počtu pasivních i aktivních součástek pro praktickou aplikaci nevhodný. Při srovnání zbývajících dvou modelů s moderními aktivními prvky jsem došel k závěru, že analogový mutátorový model se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1) je nejlepší variantou pro analogovou realizaci memristoru. Druhý realizovaný mutátorový model vykazoval nežádoucí jevy, které mohly být způsobeny nevhodným výběrem operačního zesilovače $AD826$.

V dalším pokračování této práce bych chtěl změnit konstrukci analogového memristoru na nízkonapěťovou nízkopříkonovou variantu, která bude znamenat i potřebnou miniaturizaci. V tomto směru by k zjednodušení mělo přispět i zdokonalování použitých analogových prvků, především transimpedančního zesilovače. Současně se zjednodušováním analogových modelů bych chtěl testovat používání analogového modelu memristoru v budoucích aplikacích.

5 Seznam použitých zdrojů literatury

[1] CHUA, L.O. Memristor – the missing circuit element. IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-18, no. 5, pp. 507 – 519, 1971.

[2] 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.

[3] TESKA, T. Modelování a analogová realizace memristoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 33 s. Vedoucí semestrální práce prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc.

[4] BIOLEK, Z., BIOLEK, D. Úvod do studia memristoru. [online]. SŠIEŘ Rožnov pod Radhošťem, 2009 [cit. 2010-12-13]. Dostupné z WWW: <http://www.roznovskastredni.cz/dwnl/pel2009/03/biolek.pdf>.

[5] CHUA, L.O., KANG, S.M. Memristive devices and systems. Proc. of the IEEE, vol. 64, no. 2, pp. 209-223, 1976.

[6] 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.

[7] VALSA, J., BIOLEK, D., and BIOLEK, Z. An analogue model of the memristor. International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, n/a. doi: 10.1002/jnm.786

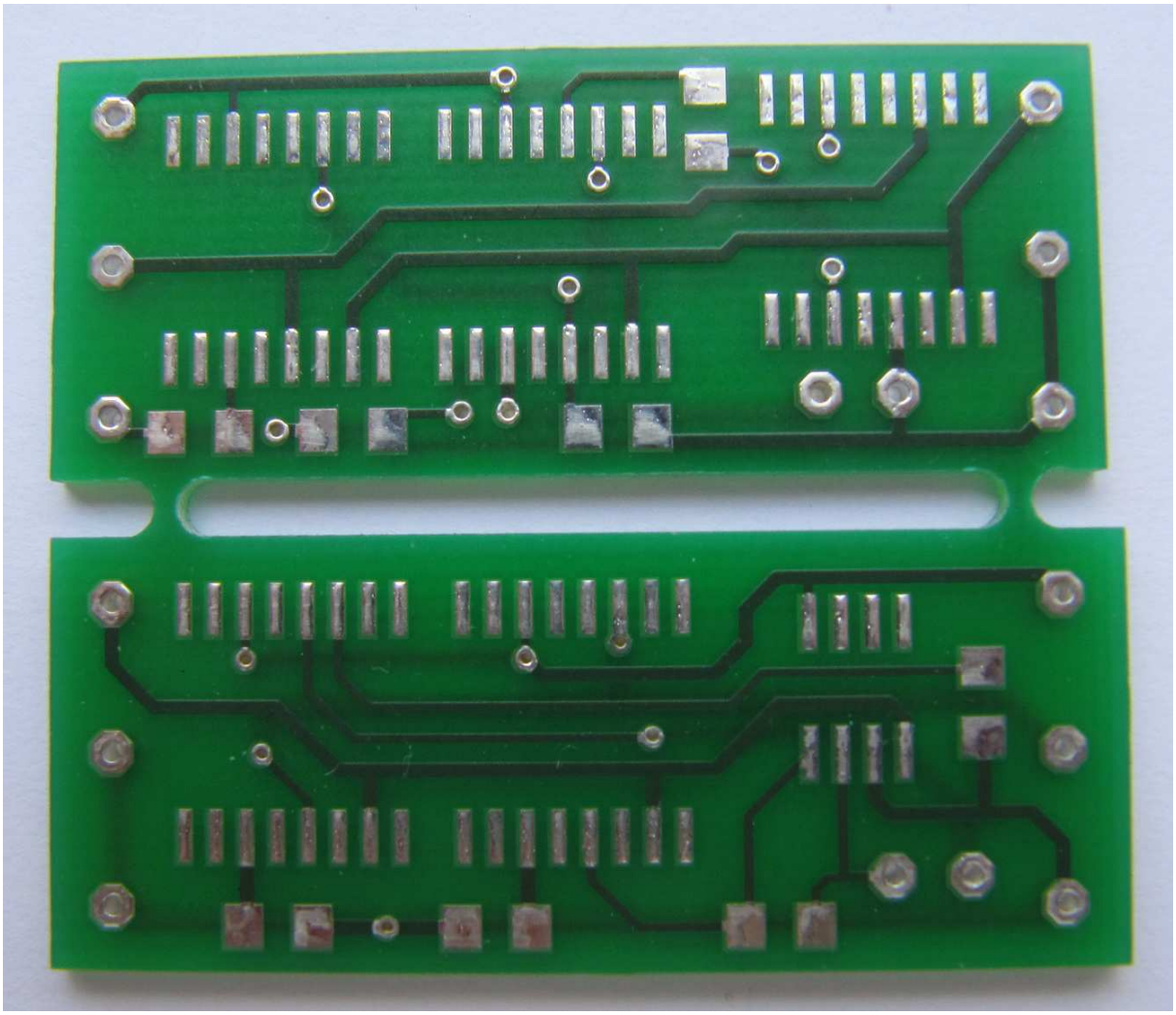
[8] BIOLEK D., BAJER, J., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Mutators for Transforming Nonlinear Resistor Into Memristor. Submitted to ECCTD 2011, Linköping, Sweden, August 29-31, 2011.

[9] PAWLAS, R. Návrh řešení a analýza vlastností proudového operačního zesilovače v bipolární a unipolární technologii. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 82 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

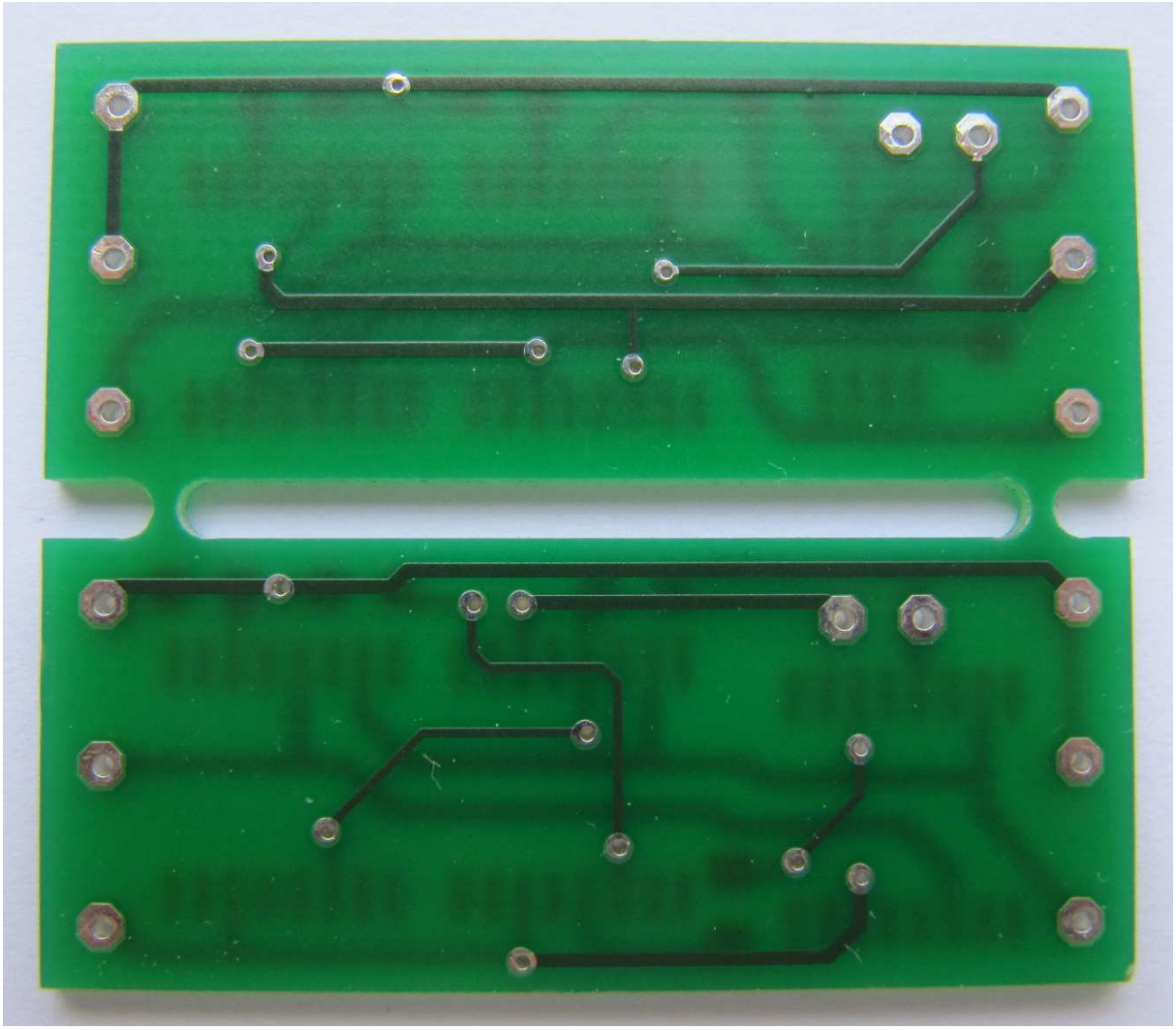
[10] BIOLEK, D. Řešení obvodů s transimpedančními operačními zesilovači pomocí grafů signálových toků, VA Brno, 1994. s. 6. Dostupné z WWW: <http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/EDS94_1.pdf>.

Přílohy

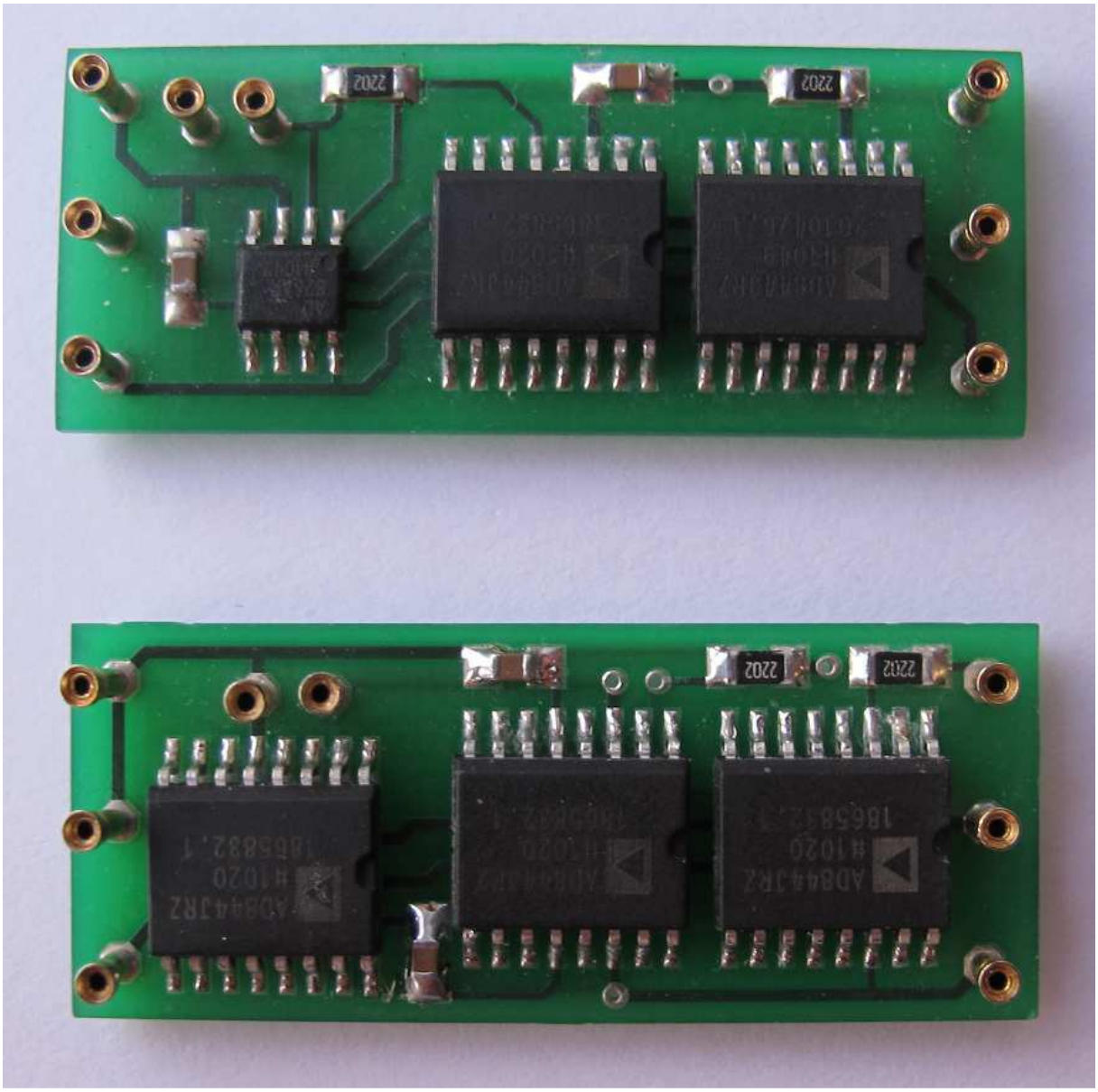
1) Fotografie neosazených *DPS* modulů analogových memristorů (strana součástek):



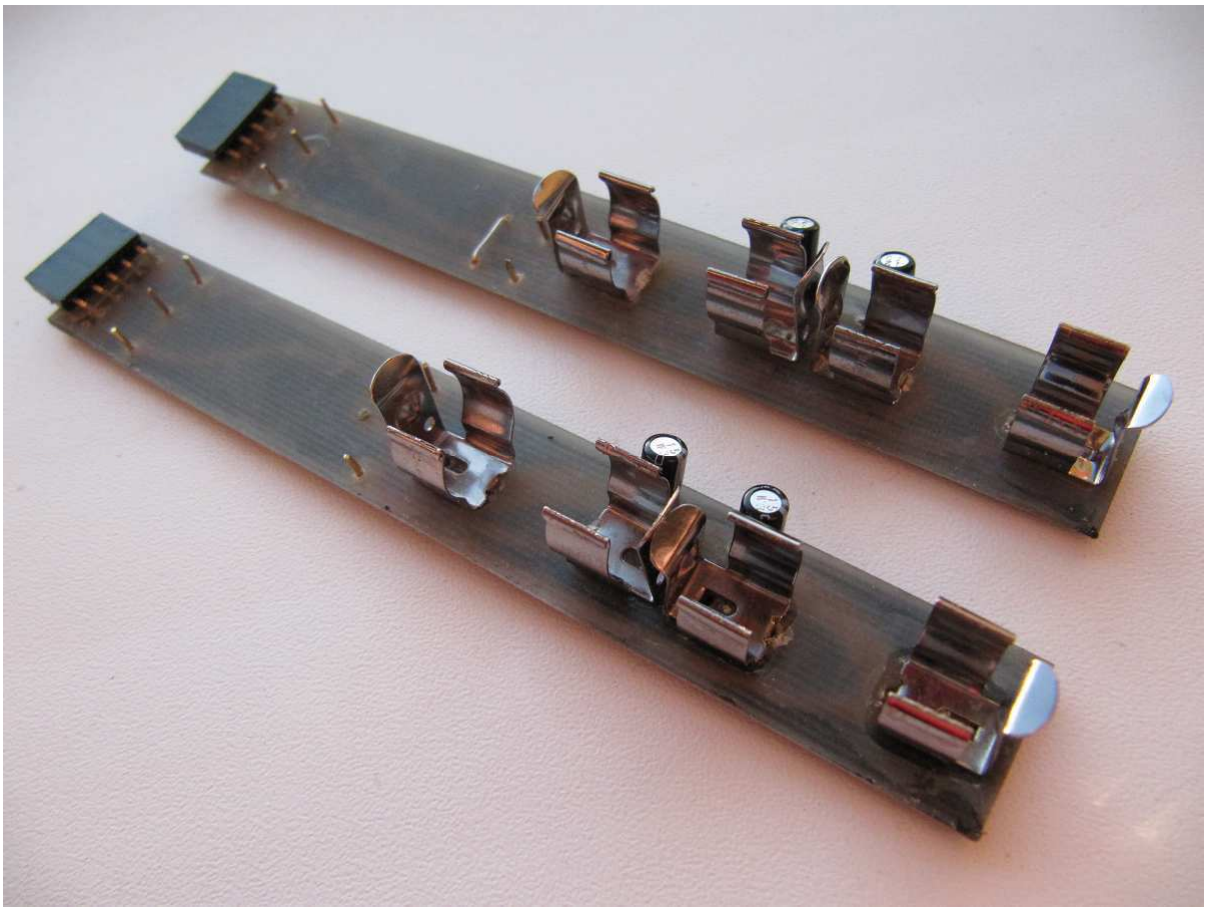
2) Fotografie neosazených *DPS* modulů analogových memristorů (spodní strana):



3) Fotografie osazených *DPS* modulů analogových memristorů:



4) Fotografie nosných *DPS*



5) Vstupní soubory pro simulace v programu OrCad Pspice

- Zapojení analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži:

```
******************
VM M 0 SIN 0 5 100
*INTEGRATOR
RI 5 0 5k
CI 6 0 300n
*DERIVATOR
RD 3 2 1k
CD 4 0 300n
*ZATEZ
R10 1 11 1.2k
R11 1 2 2.2k
D1 11 2 LA541B
*
X1 M 5 + - 1 6 AD844a
X2 3 4 + - 7 M AD844a
X3 0 2 + - 3 AD826a
*NAPAJENI
V+ + 0 15
V- 0 - 15
*
.Tran 0 50m 40m 50u
*
.lib AD826a.lib
.lib ad844.lib
.lib LA541B.lib
.lib
*
.probe
.end
******************
```

- Zapojení analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1):

```
******************
VM M 0 SIN 0 2 100
*INTEGRATOR
RI 1 0 22k
CI 2 0 82n
*DERIVATOR
RD 5 0 22k
CD 4 7 82n
*ZATEZ
R10 OUT 11 39k
R11 OUT 0 39k
D1 11 0 BAT46
R1 11 0 2.56E+05
*
X1 M 1 + - 3 2 AD844A
X2 2 OUT + - 4 5 AD844A
X3 0 7 + - 8 M AD844A
*
V+ + 0 7.2
V- 0 - 7.2
*
.Tran 0 200m 190m 50u skipbp
*
.lib BAT46.lib
.lib ad844.lib
.lib
*
.probe
.op
.end
*********************
```

- Zapojení analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2):

```
******************
VM M 0 SIN 0 2 100
*INTEGRATOR
RI 5 0 22k
CI 6 0 82n
RCI 6 0 220k
*DERIVATOR
RD 3 2 22k
CD 4 0 82n
RCD 4 0 220k
*ZATEZ
R1 1 11 39k
R2 1 2 39k
Dschottky 11 2 BAT46
RDIODA 11 2 2.56E+05
*
X1 M 5 + - 1 6 AD844a
X2 3 4 + - 7 M AD844a
X3 0 2 + - 3 AD826a
*NAPAJENI
V+ + 0 7.2
V- 0 - 7.2
.Tran 0 50m 40m 50u
*
.lib BAT46.lib
.lib AD826a.lib
.lib ad844.lib
.lib
*
.probe
.end
******************
```

Seznam použitých veličin a zkratek

i – elektrický proud [A]

u – elektrické napětí [V]

q – elektrický náboj [C]

φ – tok [Vs]

R – elektrický odpor [Ω]

C – kapacita [F]

L – indukčnost [H]

M – memristance [Ω]

W – memduktance [S]

f – frekvence [Hz]

t – čas [s]

τ – časová konstanta [s]

X_C – reaktance kapacitoru [Ω]

D – šířka aktivní vrstvy memristoru [m]

x – poloha rozhraní memristoru [m]

μ_D – pohyblivost dopantů [$m^2 \cdot s^{-1} \cdot V$]

k – konstanta úměrnosti [-]

u_M – napětí na memristoru

i_M – proud memristorem

u_R – napětí na rezistoru

i_R – proud rezistorem

R_{MEM} – odpor memristoru

R_{ON} – minimální odpor memristoru

R_{OFF} – maximální odpor memristoru

u_{OUT1} – výstupní napětí modelu memristoru s tranzistorem JFET

u_{OUT2} – výstupní napětí modelu memristoru s tranzistorem JFET

u_T – vstupní napětí modelu memristoru s tranzistorem JFET

u_{IN} – vstupní napětí

$M - R$ – převod veličin rezistoru na memristor

k_X – reálná konstanta úměrnosti ve směru x

k_Y – reálná konstanta úměrnosti ve směru y

R_1 – zatěžovací rezistor

R_2 – zatěžovací rezistor

R_i – integrační rezistor

R_d – derivační rezistor

C_i – integrační kapacitor

C_d – derivační kapacitor

R_P – rezistor v obvodu pro měření proudu

U_P – napětí na rezistoru v obvodu pro měření proudu

R_{IN} – vstupní odpor transimpedančního zesilovače

R_t – transimpedanční odpor

C_t – transimpedanční kapacita

LED – světlo emitující dioda

DIL – označení pouzdra (Dual-in-line)

SOIC – označení pouzdra (small-outline integrated circuit)

SMD – zkratka pro povrchově montované součástky (surface-mount technology)

TOZ – transimpedanční zesilovač

CCII – proudový konvejor druhé generace

CFOA – OZ s proudovou zpětnou vazbou (Current-feedback operational amplifier)

DPS – deska plošných spojů

JFET – typ unipolárního tranzistoru (Junction gate field-effect transistor)

Seznam obrázků

Obrázek 1: Základní obvodové pasivní součástky a vztahy mezi nimi [4]. 8
Obrázek 2: Schematická značka memristoru. 8
Obrázek 3: Nákres polovodičového memristoru objeveného v Palo Altu [4]. 9
Obrázek 4: Strukturální schéma memristoru [4]. 10
Obrázek 5: Hysterezní smyčka memristoru. 12
Obrázek 6: Hysterezní smyčka memristoru v závislosti na a) změně frekvence b) změně amplitudy [7]. 12
Obrázek 7: Principiální schéma analogového modelu (napětí značeno písmenem *v*) [4]. 14
Obrázek 8: Schéma analogového modelu s unipolárním tranzistorem JFET [3]. 14
Obrázek 9: Časové průběhy a hysterezní smyčka při frekvenci 1Hz. 15
Obrázek 10: Časové průběhy o frekvenci 1Hz a hysterezní smyčka. 16
Obrázek 11: Převod veličin popisujících rezistor na veličiny popisující memristor. 17
Obrázek 12: MR mutátor s připojeným nelineárním rezistorem jako zátěží. 17
Obrázek 13: M-R mutátor, typ I, realizace 1. 18
Obrázek 14: M-R mutátor, typ I, realizace 2. 19
Obrázek 15: M-R mutátor, typ II, realizace 1. 20
Obrázek 16: M-R mutátor, typ II, realizace 2. 20
Obrázek 17: Analogový model mutátoru [1] (napětí značené písmenem *v*). 21
Obrázek 18: Proudový konvejor druhé generace. 22
Obrázek 19: Transimpedanční zesilovač: a) schematická značka b) transimpedanční zesilovač s proudovým konvejorem c) vnitřní zapojení. 22
Obrázek 20: Schéma analogového mutátorového modelu. Nelineární rezistivní zátěž je navržena obvodem s LED diodou, viz obr. 21. 24
Obrázek 21: Nelineární zátěž s LED LA-541B 25
Obrázek 22: Výsledky simulací analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži z programu OrCad Pspice. 26
Obrázek 23: Změřené průběhy memristivního napětí u_M a memristivního proudu i_M [8] v zapojení analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži. 26
Obrázek 24: Hysterezní smyčka emulovaného modelu [5], změřená na zapojení analogového mutátorového modelu s LED diodou v zátěži. 27
Obrázek 25: Memristor s mutátorem a nelineární zátěží. 27
Obrázek 26: Počáteční návrh analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). 28

Obrázek 27: Derivátor s proudovým konvejorem. 28
Obrázek 28: Integrátor s proudovým konvejorem. 29
Obrázek 29: Schéma analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). 30
Obrázek 30: Úprava derivačního článku ve schématu analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). 30
Obrázek 31: Schéma zapojení zátěže se Schottkyho diodou 31
Obrázek 32: Výsledky simulací analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1) 33
Obrázek 33: Výsledky simulací analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2) 34
Obrázek 34: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1), při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn transimpedančním zesilovačem. 35
Obrázek 35: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při nekompenzované střední hodnotě vstupního signálu. 35
Obrázek 36: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn derivačním článkem. 36
Obrázek 37: Hysterezní smyčka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při u_M=2V, f=100Hz, s hodnotami pro výpočet odporu. 37
Obrázek 38: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2), při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn transimpedančním zesilovačem. 38
Obrázek 39: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze2), při nevykompenzované střední hodnotě vstupního signálu. 38
Obrázek 40: Průběhy vstupních veličin a hysterezní křivka mutátorového modelu se Schottkyho zátěží z kapitoly 2.3.2, při u_M=2V, f=100Hz. Proud je převáděn derivačním článkem. 39
Obrázek 41: Hysterezní smyčka mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze1), při u_M=2V, f=100Hz, s hodnotami pro výpočet odporu. 39
Obrázek 42: Převodník proudu i_M na napětí s AD844. 40
Obrázek 43: Derivační člen pro převod proudu i_M. 41
Obrázek 44: Návrh modulu oboustranné DPS mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). Vlevo osazovací návrh, uprostřed strana součástek, vpravo spodní strana. Měřítko 2:1. 42

Obrázek 45: Návrh modulu oboustranné DPS mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 2). Vlevo osazovací návrh, uprostřed strana součástek, vpravo spodní strana. Měřítko 2:1. 43

Obrázek 47: Baterie pro napájení analogového memristoru. 43

Obrázek 47: Předloha pro desku plošných spojů zatěžovacího rezistoru se Schottkyho diodou. Měřítko 2:1. 44

Obrázek 48: Nosná DPS pro zapojení analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). 44

Obrázek 49: Nosná DPS pro zapojení analogového mutátorového modelu se Schottkyho diodou v zátěži (verze 1). 44

Obrázek 50: Fotografie držáku baterie typu 23A. 45

Obrázek 51: Technický nákres trubky pro pouzdra analogového memristoru s řezem. 45

Obrázek 52: Technický nákres víček: vlevo strana vstupu, vpravo strana uzemnění. 46

Obrázek 53: Fotografie trubky a víčka pro pouzdro analogového memristoru. 46

Obrázek 54: Fotografie analogového memristoru 47

Seznam použitých přístrojů a programů

- Digitální osciloskop OWON PDS710 2T
- Funkční generátor HAMEG HM8030
- Pájecí stanice Tesla ERS50
- Notebook Acer TravelMate7730
- Adobe Illustrator, CS4
- Eagle Layout 5.11.0
- Microsoft Office 2007
- OWON Oscilloscope Software
- OrCad Pspice 10.0
- Micro-Cap 9