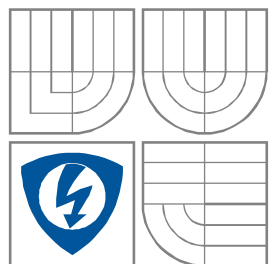


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

HUDEBNÍ SVĚTELNÝ EFEKT

MUSIC BASED ELECTRONIC LIGHT EFFECT

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

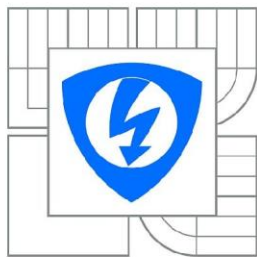
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JOSEF GRYGAR

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER, Ph.D.

BRNO, 2014



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Josef Grygar

Ročník: 3

ID: 146823

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Hudební světelný efekt

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte možné principy a konstrukce elektronického hudebního světelného efektu (tzv. barevné hudby). Na základě studia porovnejte dostupná řešení a vyberte (odůvodněte) nejvhodnější a navrhnete vlastní modifikaci. Jednotka utvářející efekt bude obsahovat kontrolní monitor rozsvěcování s rozdělením do devíti pásem za použití bargrafů. Dále bude připravena část sloužící k připojení šesti výkonnějších světel (galvanické oddělení, optočleny, výkonové spínací prvky). Řízení a regulační zásahy (řízení jasu, apod.) realizujte libovolným mikrokontrolerem. Správnost návrhu analogových částí podpořte výsledky simulací v PSpice. Navrhnete desky plošných spojů.

Zařízení zhotovte, oživte a porovnejte jeho chování a skutečné parametry s předpoklady a výsledky simulací. Jednotku umístěte do vhodné krabičky a vyřešte ovládací prvky a napájení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KATER, B. Music based light effects. Diplomová práce. Technische Universiteit Eindhoven, 2005.

[2] KREJČÍČEK, J. Jednočipové mikropočítače ATMEL ATmega128/128L 1. vydání. Brno: Univerzita obrany, 2006.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 30.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, 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 následku porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona c. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku c.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá principy a možnostmi realizace hudebního světelného efektu, který dokáže ovlivnit náš celkový vjem reprodukováné hudby. Součástí této práce je návrh a realizace spektrálního analyzátoru, anti-aliasingového filtru a výkonových částí pro připojení výkonnějších světel. Spektrální analyzátor počítá na základě rychlé Fourierovy transformace (FFT) a výsledné spektrum je zobrazováno na sloupcovém ukazateli z LED diod. V teoretické části je blíže popsán princip převodu analogového signálu na digitální. Na základě těchto poznatků je diskutován výběr vhodného mikrokontroleru.

KLÍČOVÁ SLOVA

Mikrokontroler, spektrální analýza, Fourierova transformace, anti-aliasing, filtr, barevná hudba

ABSTRACT

This work is focused on music-based light effect, it's principles and possibilities of realization. Music-based light effect can positively affect our perception of reproduced music. This work includes design and realization of spectral analyzer, anti-aliasing filter and output power parts. Spectral analyzer employs Fast Fourier Transform (FFT) to compute resulting spectrum, which is displayed on LED column graphs. The principles of analog to digital conversion and further methods used for signal processing are discussed in the theoretical parts of this work. In accordance to this information, selection of a suitable microcontroller is discussed.

KEYWORDS

Microcontroller, spectral analyzer, Fourier transform, anti-aliasing filter, colored music

GRYGAR, J. *Hudební světelný efekt*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 48 s., 16 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: ing. Roman Šotner, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Hudební barevný efekt 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 této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 27.5.2014

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce ing. Romanovi Šotnerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 27.5.2014

.....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 HUDEBNÍ SVĚTELNÝ EFEKT	2
1.1 Možnosti realizace	2
1.1.1 Analogové obvody	2
1.1.2 Digitálně řízené obvody	4
1.2 Analogově-digitální převod (A/D převod)	4
1.2.1 Vzorkování	5
1.2.2 Kvantování a kódování	6
2 SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR	7
2.1 Diskrétní Fourierova transformace (DFT)	7
2.2 Rychlá Fourierova transformace (FFT)	8
2.2.1 Danielson-Lanczosovo lemma	8
2.2.2 Faktory pootočení (Twiddle factors)	9
2.2.3 Motýlek (Butterfly)	10
3 REALIZACE	11
3.1 Sloučení kanálů	11
3.2 Anti-aliasingový filtr	13
3.3 Sloupcový ukazatel	17
3.4 Mikrokontroler	19
3.4.1 A/D převodník	19
3.4.2 FFT	19
3.5 Výkonová část zařízení	25
3.5.1 Napájecí zdroj	25
3.5.2 Spínání žárovek	27
4 ZÁVĚR	29
Literatura	30
Seznam symbolů, veličin a zkratk	31
Seznam příloh	33

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Pásmová propust RLC 2. řádu se sériovým rezonančním obvodem (převzato z [7]).....	3
Obr. 2: Příčkový LC(R) dolní propusti 10. řádu pro Besselovu aproximaci (převzato z [7]).....	3
Obr. 3: Řetězec číslicového zpracování analogového signálu (převzato z [1]).....	4
Obr. 4: Příklady spekter po vzorkování: a) spektrum správně navzorkovaného signálu; b) nesplnění vzorkovacího teorému-Aliasing.	5
Obr. 5: Kvantování analogového signálu.	6
Obr. 6: Faktory pootočení pro $N=8$	9
Obr. 7: Motýlek pro dva vstupní vzorky (převzato z [6]).....	10
Obr. 8: Ukázka rozložení motýlků algoritmu FFT pro 4 vstupní vzorky.	10
Obr. 9: Blokové schéma zařízení.	11
Obr. 10: Zapojení vstupního stupně pro sloučení levého a pravého kanálu.	12
Obr. 11: Simulace vstupního členu.	12
Obr. 12: Návrh dolní propusti 6. Řádu.	15
Obr. 13: Výstup simulací dolní propusti.....	15
Obr. 14: Průběhy vstupního (1-žluté) a výstupního (2-modré) napětí vstupního členu a filtru na osciloskopu pro 16,67 kHz a 23,81 kHz.	16
Obr. 15: Přenosová charakteristika anti-aliasingového filtru.	17
Obr. 16: Ověření funkčnosti funkce bitreversal.....	22
Obr. 17: Způsob výpočtu FFT algoritmu.....	23
Obr. 18: Matlab- spektrum absolutních hodnot navzorkované sinusovky.	24
Obr. 19: Ověření algoritmu FFT v programu Visual Studio.	24
Obr. 20: Detail spektra v okolí hlavní spektrální složky (171).....	25
Obr. 21: Schéma obvodu pro spínání žárovek.	28

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Základní vlastnosti spekter [8].	7
Tab. 2: Konstanty pro výpočet Čebyševových filtrů 3. řádu se zvlněním 0,5 dB [10]. .	14
Tab. 3: Výsledné hodnoty kondenzátorů.	14
Tab. 4: Rozdělení frekvenčních pásem.	18
Tab. 5: Rozdělení na diody podle logaritmických hodnot největších spektrálních složek v daném pásmu.	18
Tab. 6: Ukázka bitového reversu pro náhodná 10-bitová čísla.	21
Tab. 7: Hodnoty filtračních kondenzátorů.	26

ÚVOD

Cílem této práce je navrhnout a realizovat hudební světelný efekt, který bude založen na funkci spektrálního analyzátoru. Výsledné spektrum bude rozděleno do dvanácti pásem a zobrazeno pomocí sloupcových ukazatelů. Spektrum signálu bude získáno pomocí naprogramovaného FFT algoritmu mikrokontrolerem, který bude také řídit zobrazování ve výkonové části zařízení tvořené žárovkami. Dále bude připraven vlastní světelný efekt v podobě jednoduchých světelných řad a řízení zisku na výstupu pomocí potenciometru na vstupním členu, které slučuje pravý a levý kanál. Vstupní signál bude do zařízení přiveden pomocí konektoru Jack 3.5. Bude zde diskutována nutnost zapojení anti-aliasingového filtru před samotný A/D převodník, aby nedošlo ke zkreslení výsledného spektra, a popsán návrh tohoto filtru.

Bakalářská práce je rozdělena do čtyř kapitol. První kapitola pojednává obecně o hudebním světelném efektu a možnostech jeho realizace. Dále také o úskalích převodu analogového signálu na jeho digitální podobu. Ve druhé kapitole je podrobněji popsána funkce diskrétní Fourierovy transformace (DFT) a také nutnost algoritmu rychlé Fourierovy transformace (FFT) pro rychlé a efektivní zpracování signálů pomocí mikrokontroleru. Třetí kapitola je věnována samotnému návrhu spektrálního analyzátoru, naprogramování a ověření funkčnosti algoritmu FFT. Ve čtvrté kapitole jsou shrnuty dosažené výsledky a popsány další cíle, které je možné řešit.

1 HUDEBNÍ SVĚTELNÝ EFEKT

Hudební světelný efekt (barevná hudba) obecně slouží k doplnění reprodukované hudby o jakýsi další rozměr, kterým je vizuální vjem. Barevná hudba je jedním z častých témat ať už amatérských či profesionálních realizací, jelikož dříve nebylo snadné sehnat nebo vlastnit profesionální barevnou hudbu a výroba vlastní jednoduché barevné hudby byla relativně snadná.

Zpočátku byla barevná hudba spíše záležitostí výkonového charakteru, kdy bylo napájení řešeno na 230V přímo ze sítě a zobrazovací prvky byly žárovky s typickými hodnotami příkonu většinou do 200W. S postupem moderních technologií a dostupností nových součástek a integrovaných obvodů se objevila spousta nových realizací a druhů efektů, kdy (tak jako tomu je v dnešní době u většiny zařízení), dochází k přechodu od **analogových** obvodů barevné hudby k **číslicovým**. S barevnou hudbou a jednotlivými světelnými efekty se dnes můžeme setkat v mnoha různých podobách především na hudebních akcích a diskotékách.

1.1 Možnosti realizace

Jedním ze základních principů pro realizaci barevné hudby je rozdělení vstupního analogového signálu na minimálně tři frekvenční pásma (hloubky, středy, výšky). Každému z těchto pásem pak můžeme vyhradit určitou barvu podle našeho uvážení. Výsledkem je změna barvy osvětlení podle toho, zda je určitá spektrální složka v signálu obsažena. V praxi záleží na každém konstruktérovi, jaký počet pásem zvolí. Velmi časté je také použití „inverzního světla“, které je zapojeno inverzně ke střednímu pásmu kmitočtů signálu a vyplňuje prázdná místa během blikání. Střední pásmo je zvoleno z důvodu nejčastějšího výskytu právě středních frekvencí ve vstupním signálu.

Druhý způsob vytváření barevné hudby je založen na indikaci rytmu vstupního signálu [5]. Jako prvky podle kterých nejlépe poznáme rytmus (BPM- Beats Per Minute) se dají použít například bicí, kdy jsou zachytávány výkonové špičky hloubek. Pro tyto špičky je pak posléze vytvořen blikající efekt. Tento druh realizace se ovšem jeví jako méně použitelný, jelikož nelze zaručit, aby se na výstup systému nedostaly i jiné frekvence než je frekvence právě například bicích, takže je toto řešení méně přesné na interpretaci skutečného rytmu.

1.1.1 Analogové obvody

Analogové provedení barevné hudby je ve své podstatě velmi jednoduché, a proto se stalo častým tématem amatérských realizací. Většinou jsou tyto obvody navrženy podle prvního způsobu realizace a to rozdělením vstupního signálu do frekvenčních pásem.

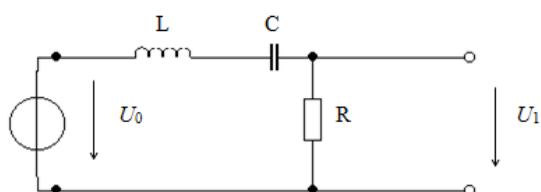
K rozdělení do frekvenčních pásem dobře poslouží filtry [7]. Chovají se jako dvojbrany, kdy kmitočtové pásmo, které chceme beze změny propustit (propustné pásmo) není filtrem téměř ovlivněno nebo jen s malým útlumem. Harmonické složky mimo naše propustné pásmo se naopak snažíme potlačit a jsou tlumeny (nepropustné pásmo).

Filtry dělíme podle použitých součástek na pasivní a aktivní. Filtry dále můžeme dělit podle řádů na filtry prvního, druhého a vyšších řádů. Řád filtrů udává strmost jeho přenosové modulové charakteristiky. Při návrhu filtrů pak jsou použity různé typy aproximací (např. Besselova, Čebyševova, Caurova, Butterworthova). Pro první řád je sklon modulové kmitočtové charakteristiky $\pm 20\text{db/dek}$, pro druhý řád $\pm 40\text{db/dek}$ a obdobně pro vyšší řády [7].

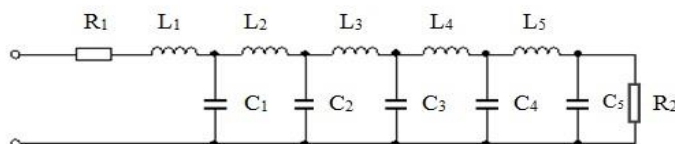
Pasivní filtry

Jedná se o filtry složené výhradně z pasivních součástek. Do této skupiny jsou tedy řazeny RC filtry, RLC filtry nebo příčkové LC(R) filtry [7]. Příklady provedení můžeme vidět na Obr. 1 a Obr. 2, mají následující hlavní znaky: jsou

- + levné; jednoduchý způsob filtrace; není potřeba napájení aktivních prvků;
- maximálně jednotkový přenos (ideální) v propustném pásmu; obtížnější kaskádní syntéza; malý činitel jakosti.



Obr. 1: Pásmová propust RLC 2. řádu se sériovým rezonančním obvodem (převzato z [7]).



Obr. 2: Příčkový LC(R) dolní propusti 10. řádu pro Besselovu aproximaci (převzato z [7]).

Aktivní filtry

Tyto filtry obsahují aktivní prvky, jako jsou například operační zesilovače [12]. Jelikož samostatné operační zesilovače nestačí, filtry obsahují RC prvky, které mohou být zapojeny na vstupu operačního zesilovače nebo i v jeho zpětné vazbě a to podle požadovaného řádu filtru a druhu zapojení. Mezi nejznámějšími a nejpoužívanějšími druhy patří zapojení Sallen-Key a Huelsman [7]. Tato zapojení lze použít pro všechny typy propustí. Uvedu jejich hlavní znaky: mají

- + velký činitel jakosti, nejsou potřeba cívky, které jsou těžké a mají výrazné parazitní vlivy (např. zářijí na RF), dobré pro kaskádní syntézu, jednoduchý návrh podle tabulek.
- dražší, potřeba řešit napájení aktivních prvků.

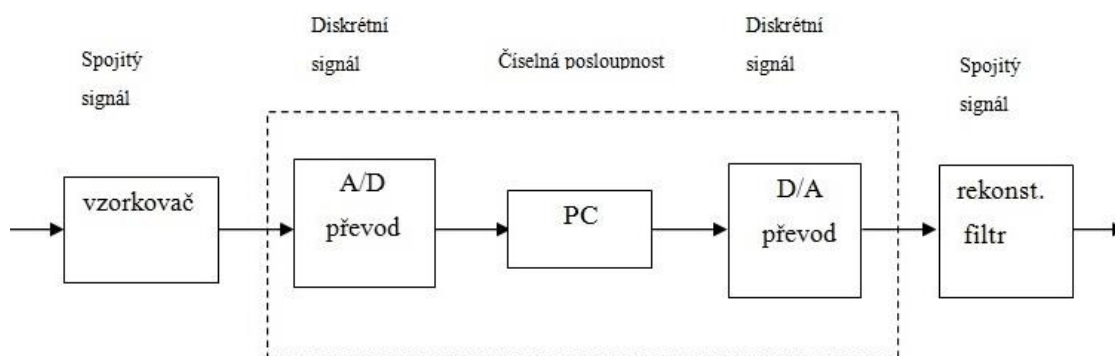
1.1.2 Digitálně řízené obvody

Digitálně řízená barevná hudba je hudba založená na analogově-digitálním převodu spojitého signálu v čase na signál diskrétní, se kterým se dále pracuje. Informace jsou zde tedy přenášeny a prezentovány pomocí binárního kódu. Ke zpracování číslicových signálů poté můžeme použít například číslicové logické obvody, s čímž už se dnes moc nesetkáme (dnes spíše integrované číslicové obvody v podobě FPGA-programovatelná hradlová pole), nebo v dnešní době obvyklejší mikroprocesory. Veškeré funkce a efekty je možno naprogramovat a poté použít v naší realizaci. Časté využití zde nacházejí Fourierovy transformace [8], díky kterým dokážeme převést spojitý signál z časové oblasti do oblasti frekvenční, čímž můžeme například realizovat spektrální analyzátor (viz. Kapitola 2). Mezi další efekty, které můžou mikroprocesory řídit, patří například lasery nebo stroboskopy na diskotékách.

1.2 Analogově-digitální převod (A/D převod)

Analogově digitální převod je základním kamenem pro číslicové zpracování signálů. Číslicové zpracování digitalizovaných signálů sebou nese nesporné přednosti oproti analogovému zpracování.

Například je to i větší odolnost proti vnějším vlivům, jelikož většinou je jako logická nula volena hodnota 0 V a jako logická jednička 5 V. Úroveň rušení nebo nějakého indukovaného šumu jen zřídka dosahuje takových hodnot, aby došlo k omylu, kdy by logická nula byla interpretována jako logická jednička. Diskrétní nebo kvantované signály nabývají z nějakého intervalu jen konečný počet hodnot. Analogový signál může teoreticky nabývat nekonečně mnoha hodnot, tudíž je, co se týče tolerance součástek, závislostí analogových obvodu na teplotě a okolních vlivů daleko citlivější. Na druhou stranu při převodu diskrétních čísel na číslicové signály vzniká nezanedbatelná chyba a to vlivem kvantizace [1],[2]. Další nevýhodou digitálu je prodleva při zpracování signálu a omezená rychlost vzorkování, které shora omezuje pásmo kmitočtové použitelnosti. Proces A/D převodu (viz. Obr. 3) lze rozdělit na tři hlavní části, již zmíněná **kvantizace**, kterému předchází **vzorkování** spojitého analogového signálu, a kódování.



Obr. 3: Řetězec číslicového zpracování analogového signálu (převzato z [1]).

1.2.1 Vzorkování

Při zpracování dochází k periodickému vzorkování (sejmutí a uložení informace o úrovni signálu v konkrétním čase) vstupního spojitého signálu, kdy dostáváme posloupnost diskretních hodnot. Spektrum takto vzorkovaného signálu je periodické s vzorkovací frekvencí f_{vz} a je tedy tvořeno součtem nekonečného počtu replik spektra původního analogového signálu. Proto při rekonstrukci původního analogového signálu používáme rekonstrukční filtr, který bývá realizován jako dolní propust s mezním kmitočtem $f_{vz}/2$.

Ke vzorkování je využit Diracův impuls δ (jednotkový impuls), která násobíme se spojitým signálem. Vzorkovací signál $v(t)$ zavedeme podle vztahu [1]

$$v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT), \quad (1)$$

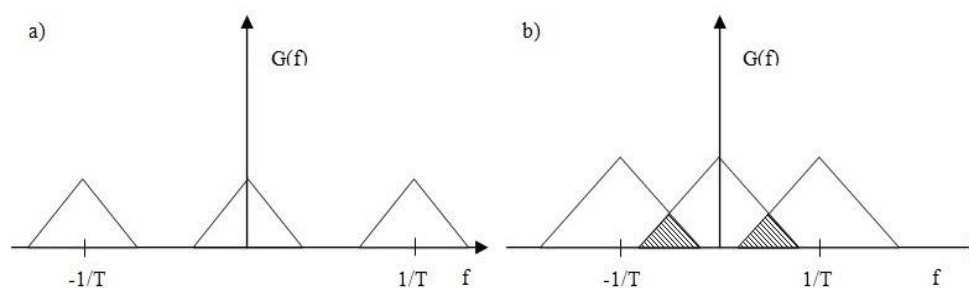
kde T je perioda vzorkování. Pak můžeme vzorkovaný signál $f_v(t)$ zapsat jako součin spojitého signálu $f(t)$ a vzorkovacího signálu $v(t)$ vztahem [1]

$$f_v(t) = f(t) \cdot v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f(iT) \cdot \delta(t - iT). \quad (2)$$

Při vzorkování je důležité, abychom splnili tzv. vzorkovací teorém [8]. Vzorkovací teorém nám říká, že analogový signál musí být vzorkován frekvencí, které je alespoň dvakrát vyšší než maximální frekvence $f_{\max}$, kterou chceme při rekonstrukci zachovat. Vzorkovací teorém můžeme zapsat jako:

$$f_{vz} > 2 \cdot f_{\max}, \quad (3)$$

Pokud by tato podmínka nebyla splněna tak dojde k aliasingu. Aliasing se vyznačuje tím, že ve frekvenční oblasti dojde k překrývání spekter, jak můžeme vidět na Obr. 4 [10], a my ztratíme informace, které jsou potřeba pro rekonstrukci analogového signálu.



Obr. 4: Příklady spekter po vzorkování: a) spektrum správně navzorkovaného signálu; b) nesplnění vzorkovacího teorému-Aliasing.

1.2.2 Kvantování a kódování

Ze vzorkovače dostaneme posloupnost analogových diskrétních hodnot, které je ještě potřeba převést na konečné číslo. Toto konečné číslo získáme právě pomocí kvantování a kódování, kdy dochází k zaokrouhlování vzorků na jednu z hodnot kvantizačních hladin. Přesnost našeho výsledku je potom dána počtem kvantizačních hladin N , který můžeme vyjádřit následovně:

$$N = 2^n. \quad (4)$$

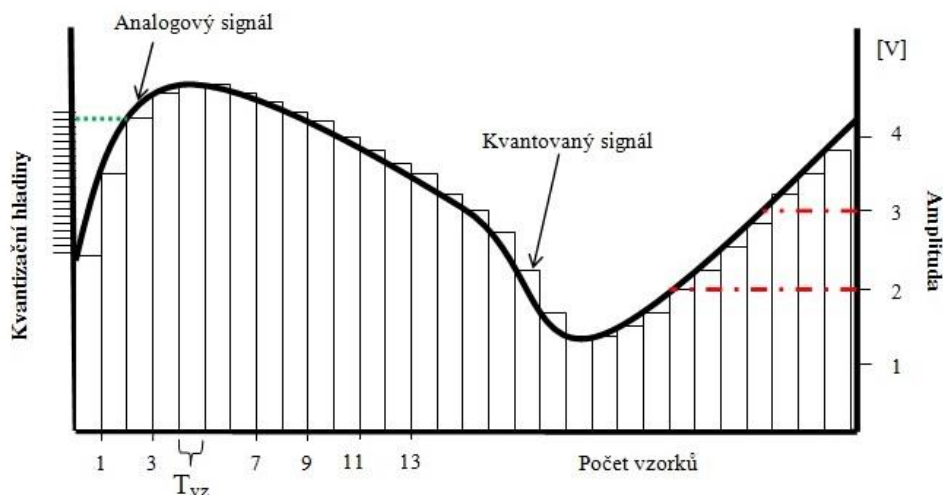
Ve vztahu (4) nám n udává, kolika bytová čísla na výstupu požadujeme, tedy kolika bity budou čísla reprezentována. Obecně platí, že čím je větší počet kvantizačních hladin, tím máme lepší rozlišení výstupního digitálního signálu, ale může dojít k prodloužení doby A/D převodu podle typu převodníku (integrační, paralelní s komparátory, sigma-delta). Můžeme tedy definovat rozlišovací schopnost, jako podíl výstupního rozsahu A/D převodníku a počtu kvantizačních úrovní podle vztahu [11]

$$Q = \frac{R}{N}, \quad (5)$$

kde Q je rozlišovací schopnost (**kvantizační krok**), R výstupní rozsah A/D převodníku a N počet kvantizačních hladin.

Kvantizační krok odpovídá nejméně významnému bitu LSB a udává nejmenší změnu kódu, jakou může převodník provést [4]. Jinými slovy je to napěťová rozteč jedné hladiny, pokud jsou hladiny rozloženy lineárně rovnoměrně. Způsob kvantování analogového signálu způsobem Sample and Hold můžeme vidět na Obr. 5 [11].

Jak již bylo zmíněno, při kvantování dochází ke vzniku chyb zaokrouhlováním na kvantizační úrovně a vzniká tzv. **kvantizační šum**. Čím máme větší počet kvantizačních hladin, tím je menší kvantizační šum, jelikož chyba zaokrouhlování na jednotlivé hladiny je menší.



Obr. 5: Kvantování analogového signálu.

2 SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR

Spektrální analýza slouží obecně k popisu signálu pomocí jeho složek ve frekvenční oblasti. Uvažujeme-li signály deterministické, bylo zjištěno, že jakýkoliv periodický signál se dá popsat jako suma jeho jednotlivých harmonických složek. Harmonické signály obecně jsou popsány průběhy kosinů a sinů a platí, že n -tá harmonická složka je n -tým násobkem základního kmitočtu signálu. Tyto harmonické složky tvoří **spektrum** signálu, které obsahuje nekonečné množství harmonických složek (nebudeme-li se o spektru funkce kosinus a sinus). Spektra signálů můžeme rozdělit na spektrum modulové a fázové [1].

K převodu signálu z časové oblasti do oblasti frekvenční se využívá Fourierových řad a Fourierových transformací [8], které si blíže popíšeme. Popis jednotlivých spekter signálů můžeme vidět v Tab. 1. Kromě komerčních a laboratorních využití, kde slouží spektrální analýza například k rozpoznávání řeči nebo pro rozpoznávání prvků v obrazu, bývá spektrální analyzátor velmi často využíván, jako jeden z druhů efektů barevné hudby, kdy pomocí mikroprocesoru provádíme rychlou Fourierovu transformaci a výsledné spektrum zobrazíme například na LCD displeji nebo na sloupcové ukazatele.

Tab. 1: Základní vlastnosti spekter [8].

Časová oblast	Spojité signály		Diskrétní signály	
	Periodické	neperiodické	periodické	neperiodické
SPEKTRUM (frekvenční oblast)	diskrétní neperiodické	spojité neperiodické	diskrétní neperiodické	spojité neperiodické

2.1 Diskrétní Fourierova transformace (DFT)

Diskrétní Fourierova transformace je jednou ze základních transformací, která slouží k převodu mezi časovou a frekvenční oblastí a naopak. Vychází z **Fourierovy transformace** (FT), která pracuje se spojitými signály a její funkce je definována integrálem [4]

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (6)$$

kde ω je úhlový kmitočet ($\omega = 2\pi \cdot f$), $x(t)$ je vstupní signál (originál) a $S(\omega)$ obraz signálu, který nám udává, jaké frekvence jsou v signálu obsaženy. Zpětná Fourierova transformace je definována jako:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega. \quad (7)$$

Jelikož se často pracuje s diskretním signálem, byla odvozena DFT, kdy jsou integrály nahrazeny posloupnostmi N vzorků. Na počtu vzorků je u DFT závislé například vzdálenost spektrálních čar (f_{vz}/N), nebo rozlišení ve spektru, které je s větším počtem vzorků logicky vyšší. Dalším rozdílem DFT oproti FT je, že při zpracování diskretního signálu dostáváme periodické spektrum. DFT je lineární transformací a pro její přímou a zpětnou transformaci lze použít téměř stejný algoritmus. Pro DFT a výslednou posloupnost komplexních čísel platí vztah

$$S(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot e^{-j \frac{2\pi i k}{N}}, \quad (8)$$

kde N je počet vzorků, neboli délka posloupnosti, $x(i)$ je vstupní signál s i vzorky. Výsledná spektrální posloupnost má potom k prvků. Podobně můžeme i z obrazu dostat napětí původní diskretní posloupnosti pomocí inverzní DFT

$$x(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \cdot e^{j \frac{2\pi i k}{N}}. \quad (9)$$

Algoritmus DFT je sice účinným nástrojem pro spektrální analýzu nicméně jeho nespornou nevýhodou je, že je na výpočet velmi pomalý. Proto už od prvopočátku byla snaha vyvinout algoritmus, který zmenší počet operací a tím zrychlí čas výpočtu. Tímto algoritmem se stala rychlá Fourierova transformace (FFT).

2.2 Rychlá Fourierova transformace (FFT)

Algoritmus rychlé Fourierovy transformace představuje rychlý algoritmus při výpočtu DFT. Princip spočívá v dělení signálu konečné délky na signály o menší délce, výpočtu DFT a pak jejich spojení [1]. Takto můžeme dosáhnout zmenšení počtu operací, což se velmi hodí, pokud do FFT vstupuje například 512 a více vzorků. Zatím co při výpočtu DFT je potřeba N^2 operací násobení, pro FFT si vystačíme pouze s $N \cdot \log_2(N)$ násobeními, kde N udává počet vzorků. Například pro DFT pro 1024 vzorků potřebujeme 1048576 operací násobení, naproti tomu pro FFT operací pouze 10240. Rozdíl na výpočetním čase mikroprocesoru je opravdu znatelný.

Existují dva základní způsoby jak provést FFT a to je **decimace ve spektru** a druhým je **decimace v čase** kterou si blíže popíšeme, jelikož právě ji budu využívat ve své realizaci.

2.2.1 Danielson-Lanczosovo lemma

Danielson-Lanczosova lemma je základním způsobem jak zrychlit výpočet DFT. Spočívá v rozdělení vstupních vzorků na dvě poloviční části, pro které je pak algoritmus DFT počítán zvlášť. Transformace DFT je pro N vstupních vzorků periodická s periodou N , což může být na dříve popsané funkci ověřeno jako [6]:

$$X_{k+n} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} (k+N)n} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \cdot e^{-2\pi j n} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} = X_k. \quad (10)$$

$$e^{-2\pi j n} = 1.$$

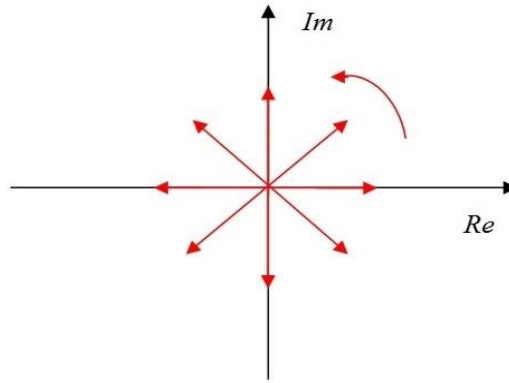
Pokud tedy rozdělíme vstupní vzorky na dvě části:

$$X(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} + W_N^n \cdot \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1) \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad (11)$$

tak jsou tyto části periodické s $N/2$, čímž je naše úspora téměř 50%. Nutno dodat, že tohle je pouhý první krok a my můžeme dále dělit získané vzorky dvěma. Pro FFT tak dochází téměř k 99% úspoře výpočtu. Proto je potřeba pro FFT volit počet vzorků dělitelný dvěma a pak může rozklad dosáhnout elementárního stupně (elementární motýlek):

2.2.2 Faktory pootočení (Twiddle factors)

Faktor pootočení udává natočení vektoru spektra, jak je naznačeno na Obr. 6. Vidíme, že se periodicky opakují a po natočení každého jednoho faktoru o 180° dostáváme jeho negaci.



Obr. 6: Faktory pootočení pro $N=8$.

Faktor pootočení můžeme zapsat jako:

$$W_N^n = e^{-j \frac{2\pi n}{N}}, \quad (12)$$

kde N je počet vzorků a n je pořadové číslo vzorku. Díky tomu, že platí

$$e^{-j \frac{2\pi n}{N}} = e^{-j \frac{2\pi (n+N/2)}{N}}, \quad (13)$$

tak dochází k redukci výpočtu, kdy nám vypadnou přebytečné členy. Rovnice pak můžeme zapsat vztahy

$$X(n) = G_n + W_N^n \cdot H_n, \quad (14)$$

$$X(n+N/2) = G_n - W_N^n \cdot H_n, \quad (15)$$

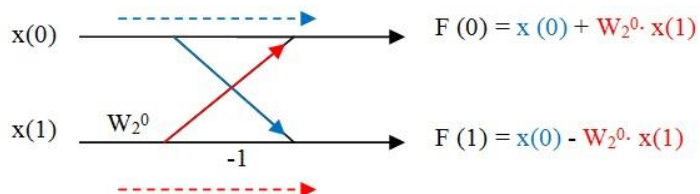
kde G_n je první sudá část rovnice a H_n je část lichá.

2.2.3 Motýlek (Butterfly)

Motýlek [3] je základní stavební prvek z něhož složíme algoritmus FFT. Pro výpočet jsou tyto motýlky řazeny do seskupení, kterým říkáme **stage**. Počet stage je závislý na počtu vstupních vzorků podle

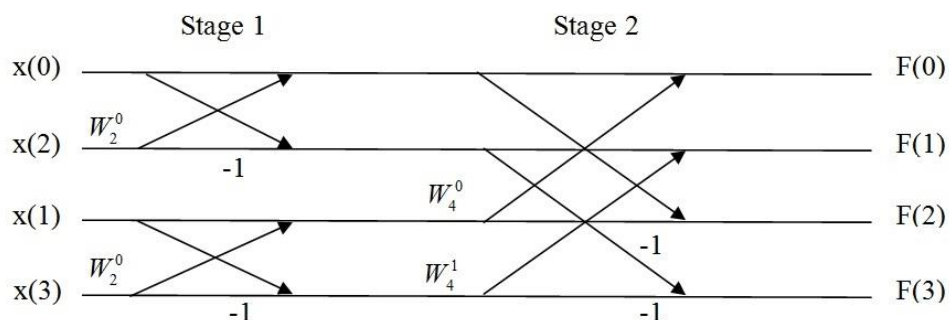
$$x = \log_2(N), \quad (16)$$

kde x je počet stage a N počet vzorků. Elementární motýlek je nakreslen na Obr. 7.



Obr. 7 Motýlek pro dva vstupní vzorky (převzato z [6]).

Na každé stage máme poloviční počet motýlků než je N a poloviční počet W_n^N , jak můžeme vidět na Obr. 8 [6]. Vstupní vzorky jsou přeházené. Toto přeházení je závislé na bitovém reversu. V praxi je jedno zda do algoritmu FFT jsou „vpuštěny“ vzorky přeházené nebo je přeházíme až na konci.

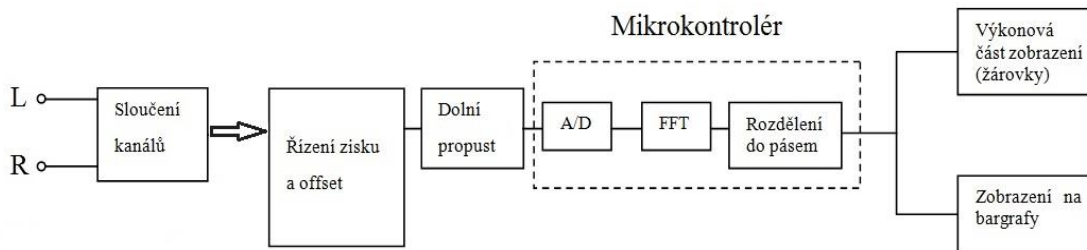


Obr. 8: Ukázka rozložení motýlků algoritmu FFT pro 4 vstupní vzorky.

3 REALIZACE

V této kapitole si projdeme návrh a realizaci vlastní barevné hudby. Zařízení je navrženo tak, aby obsluha stiskem tlačítka přepínala mezi světelnými efekty. Jsou připraveny tři jednoduché světelné efekty (světelný had, blikání, Knight Rider). Zdrojové kódy ke světelným efektům jsou obsaženy v příloze na CD. Při čtvrtém zmáčknutí tlačítka se program dostane do části spektrálního analyzátoru, kde probíhá výpočet FFT. Stisk tlačítek jsem ošetřil pomocí jednoduchého časovače SysTick timer a tím, že tlačítko reaguje až na jeho sestupnou hranu (puštění tlačítka).

V případě spektrálního analyzátoru je vstupní signál odebírán z nízko-úrovňového audio výstupu s naměřeným výstupním napětím pro notebook a mobil okolo 400 mV efektivních. Dále je potřeba zajistit možnost ovládání zisku zařízení, tím zesílit vstupní signál pro A/D převodník, což se projeví na výstupu jako zvýšení či snížení úrovně spektrálních čar na sloupcovém ukazateli. Za tímto blokem „řízení zisku“ je zařazena dolní propust jakožto anti-aliasingový filtr, pro zajištění správného vzorkování (splnění podmínky vzorkovacího teorému). Ještě je potřeba signál stejnosměrně posunout pro zpracování průběhu v kladných hodnotách. Signál pak pokračuje do samotného mikrokontroleru, kde bude vzorkován pomocí A/D převodníku, a tyto vzorky budou dále zpracovávány algoritmem FFT. Výsledné spektrální složky budou seskupeny do dvanácti pásem, které pak budou zobrazeny na sloupcové ukazateli pomocí posuvných registrů, a zároveň bude připravena výkonová část, která bude taktéž řízena mikrokontrolerem. Blokové schéma zařízení můžeme vidět na Obr. 9.



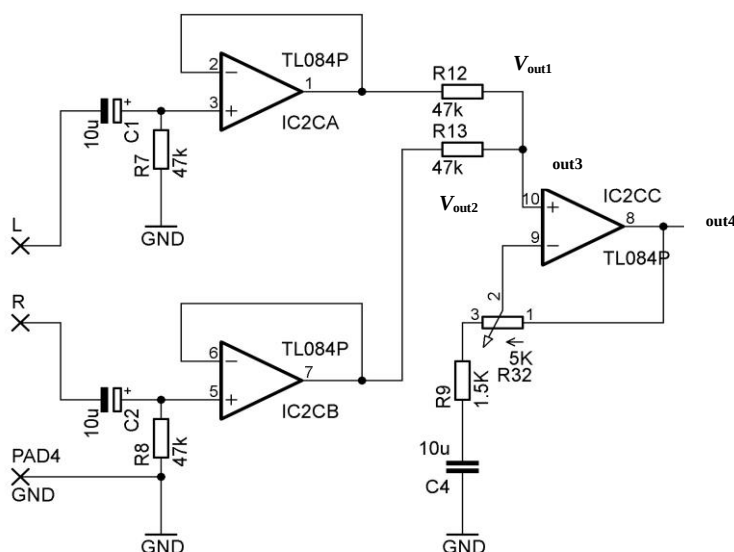
Obr. 9: Blokové schéma zařízení.

3.1 Sloučení kanálů

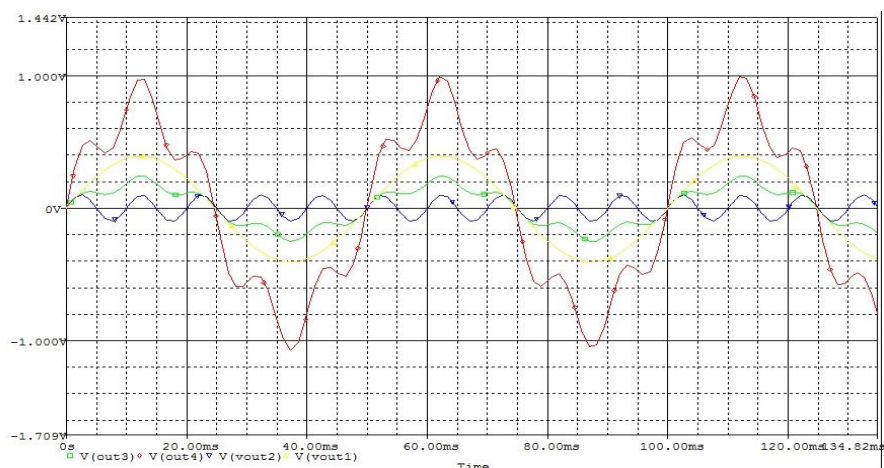
Jelikož je stereofonní signál rozdělen do levého a pravého kanálu, tak musí dojít k jejich sloučení.

Ke sloučení těchto kanálů se dají využít mnohdy jednodušší realizace než mnou navrhnuté (Obr. 10), ale pak může dojít k nežádoucím přeslechům a nežádoucím rušením. U jednoduchých realizací dochází ke sloučení kanálů pouze přes odpory R_{12} a R_{13} a nedochází k impedančnímu oddělení signálů už před sloučením. Operační zesilovače $IC2CA$ a $IC2CB$ jsou tedy zapojeny jako napěťové sledovače a slouží k impedančnímu oddělení. Operační zesilovač $IC2CC$ je zapojen jako sumační

zesilovač. Výstupní napětí tohoto zesilovače závisí na aktuálním nastavení potenciometru R_{32} , který takto řídí zesílení. Zesílení na výstupu vstupního členu se projeví při vzorkování, tak že dostaneme větší hodnoty vzorků. Po FFT a vykreslení na sloupcový ukazatel takto bude řízena citlivost (s větším napětím svítí ve sloupci větší počet diod). Pomocí PSpice byl tento obvod simulován pro rozdílná vstupní napětí a frekvence a byly pozorovány průběhy napětí (Obr. 11), které nasvědčují o správné funkci tohoto zapojení. Můžeme vidět dva vstupní signály pravého a levého kanálu (V_{out1} a V_{out2}), které mají sinusový průběh. Průběh **out3** odpovídá sloučení těchto dvou vstupních signálů a **out4** odpovídá celkovému výstupu zesílenému pomocí operačního zesilovače IC2CC. Pro realizaci je využito operačního zesilovače TL084.



Obr. 10: Zapojení vstupního stupně pro sloučení levého a pravého kanálu.



Obr. 11: Simulace vstupního členu.

3.2 Anti-aliasingový filtr

Aby nedošlo k chybě a vytvoření nežádoucích spektrálních složek při vykonávání algoritmu FFT, je důležité splnit vzorkovací teorém. Jelikož je spektrum diskrétního signálu periodické s periodou $f_{vz}/2$, tak právě od této frekvence je potřeba potlačit spektrální složky. Velikost potlačení je dána nastavením A/D převodníku, přesněji jeho nejmenším kvantizačním krokem. Máme k dispozici 12-bitový převodník [13], čemuž odpovídá 4096 rozhodovacích úrovní. Špičkové napětí R signálu je na vstupu převodníku voleno jako 3 V. Podělením hodnoty napětí rozhodovacími úrovněmi, na které je toto napětí rozděleno, získám minimální krok převodníku podle vztahu (5):

$$Q = \frac{R}{N} = \frac{3}{4096} \cong 0,73 \text{ mV} , \quad (17)$$

$$20 \cdot \log\left(\frac{3}{0,73 \text{ mV}}\right) = 72,28 \text{ dB} . \quad (18)$$

Pokud chci zajistit, aby od frekvence $f_{vz}/2$ bylo napětí menší než 0,73 mV, tak potřebujeme filtr s potlačením 72 dB. Z toho vyplývá, že je potřeba filtr 6. řádu. Dále musím určit vzorkovací frekvenci A/D převodníků, pro zjištění od jaké frekvence je třeba signál potlačovat. Výpočet této frekvence je proveden podle vztahů (19) a (20), který je blíže popsán v podkapitole A/D.

$$t_{con} = (t_{smp} + t_{sar}) \cdot t_{adc} = (71,5 + 12,5) \cdot \frac{1}{12 \cdot 10^6} = 7 \text{ } \mu\text{s} , \quad (19)$$

$$f_{vz} = \frac{1}{t_{con}} = \frac{1}{7 \text{ } \mu\text{s}} = 142,8 \text{ kHz} . \quad (20)$$

Signál je nutné potlačit od frekvence 71,5 kHz a zbývá jen výběr aproximace a typ filtru. Jako typ jsem zvolil dolní propust 6. řádu v zapojení Sallen-Key [7]. Filtr byl vypočítán podle koeficientů k Čebyšově aproximaci se zvlněním 0,5 dB v propustném pásmu. Jedná se o kaskádní zapojení tří filtrů druhého řádu. Hodnoty odporů jsem rozmítal v rozmezí 1 k Ω až 5 k Ω , kdy cílem bylo najít a použít takové hodnoty kondenzátorů, které přibližně odpovídají jejich řadám, a hlavně s cílem zajištění co největšího kondenzátoru C_7 na invertujícím vstupu operačního zesilovače IC2B (viz. Obr. 12). Kapacita vstupu operačního zesilovače TL084 s pouzdem DIP14 je asi 4 pF a vezmu-li v úvahu i toleranci součástek, tak by mohlo dojít k nezanedbatelnému posunu charakteristik dolní propusti. Proto nemůže být kondenzátor volen s hodnotou například 68 pF. U ostatních kondenzátorů není situace tak kritická (nabývají nesrovnatelně vyšších hodnot). Hodnoty koeficientů vidíme v Tab. 2. Odporů R_{14} až R_{19} byly zvoleny se stejnými hodnotami $R = 1,2 \text{ k}\Omega$ a k nim dopočítány kondenzátory podle vztahů [10]

$$C_1 = \frac{k_1}{2\pi \cdot f_o \cdot R} , \quad (21)$$

$$C_2 = \frac{k_2}{2\pi \cdot f_o \cdot R} , \quad (22)$$

kde k_1 a k_2 jsou hodnoty koeficientů, f_o mezní frekvence a R hodnota odporu.

Tab. 2: Konstanty pro výpočet Čebyševových filtrů 3. řádu se zvlněním 0,5 dB [10].

n	k ₁	k ₂
6	3,592	1,921
	4,907	0,3743
	13,4	0,07902

Níže uvádím příklady výpočtů prvního filtru 2. řádu z kaskády a výsledné hodnoty kondenzátorů C_5 až C_{11} pro můj návrh. Hodnoty jsou zaokrouhleny k hodnotám kondenzátorů dle výrobních řad (E12). Jako mezní frekvenci jsem zvolil hodnotu $f_o = 22$ kHz. Průměrný práh slyšitelnosti vysokých frekvencí lidské populace bývá udáván okolo 20 kHz [14]. Výsledné hodnoty kondenzátorů jsou k vidění v Tab. 3.

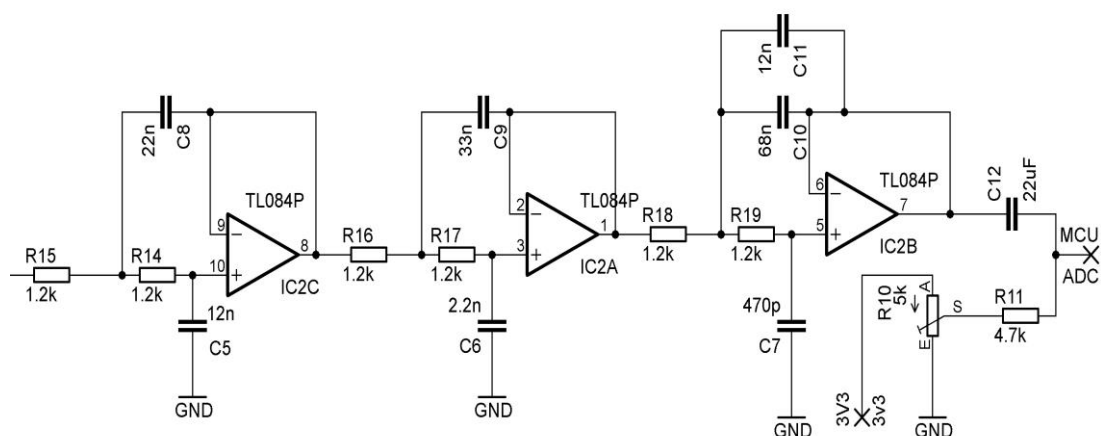
$$C_8 = \frac{3,592}{2\pi \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 21,6 \text{ nF} , \quad (23)$$

$$C_5 = \frac{1,921}{2\pi \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 11,6 \text{ nF} . \quad (24)$$

Tab. 3: Výsledné hodnoty kondenzátorů.

Kondenzátor	C_8 [nF]	C_5 [nF]	C_9 [nF]	C_6 [nF]	C_{10}/C_{11} [nF]	C_7 [pF]
Vypočítáno	21,6	11,6	29,6	2,26	80,1	476
Zvoleno (E12)	22	12	33	2,2	12 // 68	470

Jelikož vstupní signál nabývá kladných i záporných hodnot, tak je třeba ho před vstupem do A/D převodníku stejnosměrně posunout, čehož jsem dosáhl pomocí kondenzátoru C_{12} , odporu R_{11} a trimru R_{10} . Kondenzátor C_{12} slouží pro stejnosměrné oddělení a přes napěťový dělič je napevno nastaveno ofsetové napětí 1,5 V. Výsledný návrh, jeho simulaci v programu PSpice, a praktické ověření funkce filtru a stejnosměrného posunutí pomocí osciloskopu můžete vidět na Obr. 12 - Obr. 14.



Obr. 12: Návrh dolní propusti 6. Řádu.

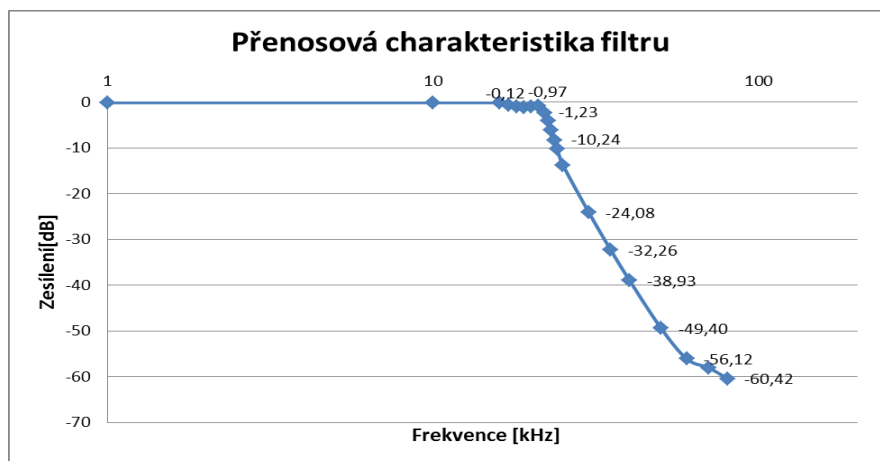


Obr. 13: Výstup simulací dolní propusti.



Obr. 14: Průběhy vstupního (1-žluté) a výstupního (2-modré) napětí vstupního členu a filtru na osciloskopu pro 16,67 kHz a 23,81 kHz.

Na průbězích z osciloskopu (Obr. 14) můžeme vidět, že už na 23,81 kHz filtr výrazně potlačuje. Dále je zde vidět posunutí výstupního signálu ze vstupního členu a anti-aliasingového filtru o nenulovou stejnosměrnou složku. Z měření nemůžu s jistotou říci, zda má filtr požadovaný útlum pro minimální kvantizační krok (0,73 mV). Měření je také do značné míry ovlivněno neschopností naměřit malé výstupní napětí na vyšších frekvencích. Při měření osciloskopem se od potlačení 50 dB až 60 dB začíná projevovat nedostatečná dynamika osciloskopu a měření je zkreslené jeho kvantizačním šumem. Taktéž při měření spektrálním analyzátozem je hladina šumu větší než užitečný signál. Nakonec jsem zkoušel naměřit charakteristiku i pomocí milivoltmetru. I při tomto měření se ovšem projevoval šum a jeho citlivost je 0,001 V, což je stále více než 0,73 mV. Z pohledu ovlivnění rozhodovacích úrovní A/D převodníku by mělo být ovšem potlačení dostatečné a funkčnost zařízení nemůže žádným zásadním způsobem ovlivňovat, jelikož mnohem větší chyba vzniká například v samotném výpočtu FFT algoritmu vlivem zaokrouhlování hodnot. I při samotném rozdělení hodnoty signálu na 8 diod je rozlišení tak malé, že případná chyba při kvantování vstupního signálu nemá na výsledek větší vliv. Naměřenou přenosovou charakteristiku můžete vidět na Obr.15.



Obr. 15: Přenosová charakteristika anti-aliasingového filtru.

3.3 Sloupcový ukazatel

Sloupcový ukazatel/indikátor je hlavní vykreslovací jednotkou mého zařízení. Obsahuje celkem 96 diod, které tvoří dvanáct pásem po osmi diodách a dále je zde v každém pásmu jedna poslední dioda navíc, která se podílí na oddělených efektech typů světelných hadů. Používám modré diody (3600 mcd) a v každém pásmu jsou poslední dvě diody červené barvy (3500 mcd). Dále jsou důležitou součástí posuvné registry HEF4094B, které převádí vstupní sériovou posloupnost na paralelní výstup, takže mohou 96 diod ovládat pouze pomocí dvanácti pinů. Celkové zapojení sloupcového ukazatele můžete vidět ve schématu v příloze A.2.

Diody jsou napájeny pomocí zdroje 1,25-5 V a proudový odběr omezený stabilizátorem LM317 je 1,5 A. Pokud by svítilo všech 96 diod, tak vychází maximální hodnota okolo 15 mA na diodu, což poskytuje velmi výraznou svítivost. Pomocí regulovaného napětí a předřadných odporů u diod můžeme tuto svítivost ovlivňovat. Aplikací Ohmova zákona mi pro modré diody, s typickou hodnotou pracovního napětí 3,2 V vyšel předřadný odpor 150 Ω a pro červené diody (2 V) pak 220 Ω . Diody jsou zapojeny tak, aby se rozsvítily při výstupní úrovni S-P převodníku v log0.

Rozdělení frekvenčních pásem jsem provedl tak, jako v profesionálních zařízeních, kde jsou pásma rozdělena podle exponenciální funkce. Jako nejmenší možný krok jsem uvažoval vzdálenost dvou spektrálních čar, která je dána vzorkovací frekvencí f_{vz} a počtem vzorků N podle vztahu

$$\Delta f = \frac{f_{vz}}{N} [Hz]. \quad (25)$$

Pro mojí vzorkovací frekvenci 142 kHz a 1024 vzorků vychází rozestup spektrálních čar 140 Hz.

Tak jako jsou frekvenční pásma rozdělena exponenciálně (Tab. 4), tak pro úroveň dané frekvence platí, že jsou rozděleny logaritmicky (Tab. 5), a to podle vlastností lidského sluchu, který nevnímá sílu zvuku lineárně.

Celkové řízení diod jsem realizoval pomocí mikrokontroleru , který programuji pomocí jazyku C. V určitém pásmu (např. 6160 Hz - 9240 Hz) hledám největší hodnotu z absolutních hodnot spektrálních složek pomocí funkce `banddiv(n,m)`, jejímž výstupem je logaritmická hodnota zmiňované největší spektrální složky. Toto řešení není pro přesnou reprezentaci úrovně signálu v daném pásmu příliš vhodné, ale je velmi jednoduché například oproti průměrování, jelikož by muselo být velmi dobře ošetřeno, zda některé složky nejsou příliš malé, protože výsledná hodnota by také byla menší než maximální v daném pásmu.

Tímto způsobem tedy pro každé pásmo dostanu logaritmickou hodnotu, kterou budu podle velikosti vykreslovat na jednu až osm diod. Pro vykreslení používám funkci `vykresleni(void)`, ve které zjišťuji, v jakém rozmezí logaritmických hodnot podle Tab. 5 maximální hodnota v daném pásmu leží. Návratovou hodnotou funkce `vykresleni(void)` potom je kombinace, která se má na diody vykreslit (např. `kombinace = 240`). Pokud by tedy hodnota maximální složky v pásmu 1 byla 80 dB, tak dostanu návratovou hodnotu právě `kombinace = 240`, což je v binární reprezentaci rovno `0b11110000`, a znamená to, že budou právě spodní čtyři diody rozsvíceny. Absolutní hodnoty spektrálních složek mohou být právě od 0 do 32768. V samotné realizaci ovšem neuvažují hodnoty od nuly a nevykresluji na první diodu už od hodnoty 0 dB, jelikož by to znamenalo, že první dioda by byla téměř stále rozsvícená. Volba mezi kdy diody rozsvítit či ne je ostatně otázkou softwarovou, takže tato nastavení můžu kdykoli měnit podle potřeby.

Odeslání těchto kombinací na diody pomocí sériově-paralelního převodníků je řešeno ve funkci `odesli(void)`, ve které jsou postupně pro všechny pásma ověřovány v 8 cyklech jednotlivé kombinace a kontroluje se zda 0. až 7. bit je nula popřípadě jednička. Podle toho je pak do převodníku v každém cyklu zaslána nula nebo jednička. Po provedení těchto 8 cyklů je vyslána logická jednička na pin STR, který dává pokyn k tomu, aby byla sériová kombinace osmi bitů převedena na kombinaci paralelní, jež je potom vyslána k osmi diodám v jednotlivých pásmech. Realizaci a celé kódy všech zmíněných funkcí naleznete v příloze na CD v souboru `main.c`.

Tab. 4: Rozdělení frekvenčních pásem.

F. pásmo	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.
Spektr. Složky	1	2	3	4	5–7	8–11	12–17	18–27	28–43	44–66	67–103	104–140
Frekvence [Hz]	140	280	420	560	700-980	1120-1540	1680-2380	2520-3780	3920-6020	6160-9240	9380-14420	14560-19600

Tab. 5: Rozdělení na diody podle logaritmických hodnot největších spektrálních složek v daném pásmu.

Hodnoty vzorků (abs)	0-4096	4096-8192	8192-12288	12288-16384	16384-20480	20480-24576	24576-28672	28672-32768
Hodnoty vzorků (log)	0-72,24	72,24-78,26	78,26-81,79	81,79-84,29	84,29-86,23	86,23-87,81	87,81-89,15	89,15-90,30

3.4 Mikrokontroler

Pro mou realizaci jsem vybral vývojový kit STM32DISCOVERY s mikrokontrolerem STM32F051R8T6 [13]. Pořízení vývojového kitu je dobrým a v dnešní době i levným způsobem jak začít programovat mikrokontrolery. Odpadají problémy s programátorem, který je na tomto kitu už umístěn, a vývojové kity v sobě zahrnují cvičné LED diody, tlačítka či senzory pohybu, pomocí kterých můžeme zkoušet tvořit své vlastní aplikace.

Tento kit jsem si i zvolil kvůli jeho výkonnému jádru ARM Cortex-M0 32-bit RISC, které má 64 kB Flash paměť a 8 kB SRAM. Velikost SRAM je ovšem na dnešní poměry celkem malá s tímto faktorem musím počítat, jelikož zpracovávám 1024 komplexních vzorků. Tento mikrokontroler operuje na frekvenci 48 MHz, což je pro můj účel více než dostačující.

3.4.1 A/D převodník

Pro převod z analogové oblasti do digitální můžeme využít až 12-bitový A/D převodník, který je součástí mého vývojového kitu. Jeho převodní doba při tomto rozlišení je pouhá 1 μ s (1 MHz) a referenční napětí můžeme volit v rozmezí 0 V až 3 V. Převodník pracuje s frekvencí maximálně 14 MHz pro asynchronní převod, ale jelikož já potřebuji převádět synchronně s hlavním taktem mikrokontroleru, tak bude můj převodník pracovat s taktem 12 MHz, který získám pomocí softwarové předděličky hlavního taktu (PCLK= 48 MHz). Převod může začít pomocí softwarového příkazu nebo pomocí přerušení. Velmi užitečnou věcí je možnost nastavení vzorkovací frekvence pomocí nastavení ADC clock cycles v registru ADC_SMPR. V mém případě jsem nastavil t_{smp} = 71,5 abych ve výsledku dostal vzorkovací frekvenci převodu 142,8 kHz, což mi pak udává rozdělení spektrálního čar. Celkový čas převodu t_{con} můžeme vypočítat podle:

$$t_{con} = (t_{smp} + t_{sar}) \cdot t_{adc} , \quad (26)$$

kde t_{smp} je mnou volená vzorkovací frekvence, t_{sar} je doba kterou převodník potřebuje, aby mohl vzít další vzorek, a t_{adc} je perioda hodinového cyklu převodníku (1/12 MHz). Vzorky jsou potom zarovnány doleva v 16-bitovém registru a jejich hodnoty leží v rozmezí <0, 65536>. Jelikož algoritmus FFT pracuje v rozmezí <-1,1> , tak před samotným jeho vykonáním je potřeba od hodnot získaných A/D převodem odečíst maximální hodnotu datové proměnné short (32767) a tím dostávánu vstupy FFT algoritmu v rozmezí <-32767, 32769> .

3.4.2 FFT

V méj realizaci FFT mám na vstupu 1024 komplexních vzorků, které mají 16-bitové hodnoty dané A/D převodníkem. S menším počtem vzorků klesá výpočetní doba, ale na druhou stranu klesá také výsledné rozlišení. Na sloupcovém ukazateli by to nemělo být příliš zřetelné, ale pokud bych uvažoval možnost napojení LCD displeje, tak už by bylo toto rozlišení patrné.

Pro mých 1024 vzorků z dříve odvozených pravidel pro FFT (viz. Kapitola 2) dostávám 10 stage (úrovní), na kterých se provádí komplexní sčítání a odčítání. Za každou úroveň dochází k násobení určitých vzorků twiddle faktory. Potřebuji 512 faktorů pootočení, které stačí vypočítat jen jednou vždy na začátku naší funkce. Ve

většině těchto funkcí pracuji s ukazateli, jelikož je to z hlediska doby výpočtu mnohem výhodnější, než aby se přenášely přímo hodnoty uložené v proměnných. Jelikož mezi tři základní operaci při výpočtu motýlku FFT algoritmu patří právě násobení, sčítání a odčítání, které samy osobě mohou při každém použití zvýšit počet potřebných bitů pro reprezentaci výsledného čísla (např. při násobení dvou 15-bitových čísel můžu získat číslo až 30-bitové), tak je potřeba při po každém násobení snížit hodnotu výsledného čísla o patnáct bitů a při každém sčítání o jeden bit tak, abych se stále vešel s hodnotami čísel do datové proměnné short (-32768, 32767). Někdy je tato skutečnost, kdy musíme na každé úrovni FFT snižovat hodnoty vzorků, nazývána jako měřítkování neboli scaling. Vzorky jsou reprezentovány datovými typy short kvůli velikosti paměti SRAM (8 kB). Definice struktury komplexních čísel a provedení základní matematické operace násobení s podrobným popisem je naznačeno na následující ukázce zdrojového kódu.

```

/* Definice struktury komplexnich cisel */

typedef struct
{
    short re;
    short im;
} complex;

/* Funkce komplexniho scitani s osetrenim pretikani */

void complex_add(complex* a, complex* b, complex* vysledek)
{
    int32_t c;                // pomocna promena c

    c = (a->re) ;
    c = c + (b->re);          // secteni realnych casti v 32bit datove promene
    if (c < 0)                // pokud je c zaporne tak z nej udelam kladne
    {
        c = (~c)+1;          // *-1 (dvojkovy doplněk)
        c >>= 1;             // delim dvema, zachovani datoveho typu short
        c = (~c)+1;          // prevedeni zpet na zaporne cislo
    }
    else                      // pokud není mensi nez nula tak rovnou delim
    {
        c >>= 1;             // :2
    }

    vysledek->re = (signed short) c;    // ulozeni do realne casti

    c = (a->im) ;
    c = c + (b->im);
    if (c < 0)
    {
        c = (~c)+1;          // *-1
        c >>= 1;             // :2
        c = (~c)+1;
    }
    else
    {
        c >>= 1;
    }
    vysledek->im = (signed short) c;    // ulozeni do imaginarni casti
}

```

Vlastní algoritmus FFT jsem psal z důvodu přehlednosti a jasné názornosti po jednotlivých úrovních, i když existují jasné zákonitosti a souvislosti, pomocí kterých by se dal celý zápis algoritmu výrazně zjednodušit a zkrátit, což by vedlo i k menšímu výpočetnímu času. Jelikož jsem omezen velikostí SRAM mého vývojového kitu, tak je potřeba dbát na to, aby průběžné výsledky nebyly dále ukládány na jiných místech paměti. Hodnoty jednotlivých vzorků jsou tedy po každé stage přepisovány ve stejném poli **samples[1024]**. Je tedy potřeba dávat pozor, abych si při provádění jednotlivých funkcí nepřepisoval hodnoty v tomto poli tzv. „pod rukama“, což by vedlo ke špatným výsledkům. Vzorky do mého algoritmu vstupují ve správném pořadí (samples(0), samples(1), samples(2)...), tudíž na výstupu FFT dostanu výsledky na pozicích bitově reversovaných (Tab. 6).

Tab. 6: Ukázka bitového reversu pro náhodná 10-bitová čísla.

Původní pozice		Nová pozice	
Dekadicky	Binárně	Dekadicky	Binárně
1	0000000001	512	1000000000
10	0000001010	320	0101000000
96	0001100000	24	0000011000
578	1001000010	265	0100001001

Bitový revers a záměnu vzorků jsem řešil pomocí funkcí **bitreverse** a **swapcomplex**.

```
/* Funkce prohození komplexních čísel */

void swapComplex(complex* a, complex* b)
{
    short tmp_re = a->re, tmp_im=a->im;
    a->re=b->re; a->im=b->im;
    b->re=tmp_re; b->im=tmp_im;
}

/* Bitreverse */

int bitreversal(int n, int order)
{
    order--;
    for(int i=0; i<=order/2; i++)
    {
        unsigned lb = n & (1 << i);          // ziskej spodni bit
        unsigned ub = n & (1 << (order-i));    // ziskej horni bit
        if(lb)
        {
            n |= 1 << (order-i);              // nastav horni bit
        }
        else
        {
            n &= ~(1 << (order-i));            // vycisti horni bit
        }
        if(ub)
        {
            n |= 1 << i;                      // nastav spodni bit
        }
        else
        {
            n &= ~(1 << i);                   // vycisti spodni bit
        }
    }
}
```

```

    return n;
}

```

Ověření funkčnosti funkce `bitreverse` v programu Microsoft Visual Studio 2008, kde jsem nechal vypsat pozice původních a nových vzorků, můžeme vidět na Obr. 16.

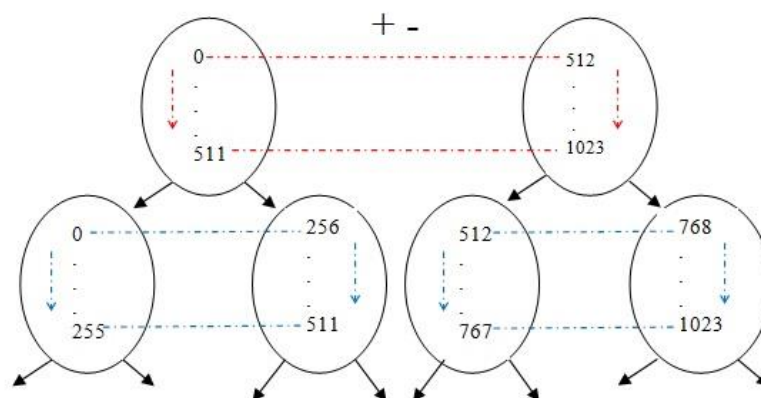
0	->	0
1	->	512
2	->	256
3	->	768
4	->	128
5	->	640
6	->	384
7	->	896
8	->	64
9	->	576
10	->	320
11	->	832
12	->	192
13	->	704
14	->	448
15	->	960
16	->	32
17	->	544
18	->	288
19	->	800
20	->	160
21	->	672
22	->	416
23	->	928
24	->	96

Obr. 16: Ověření funkčnosti funkce `bitreversal`.

Po ověření funkčnosti `bitreversal` můžeme přejít na samotné řešení FFT algoritmu. Jak již bylo zmíněno, můj algoritmus je rozdělen na deset úrovní. Na každé úrovni mám 512 elementárních motýlků, na kterých dochází k jednomu komplexnímu sčítání a odečítání. Na první úrovni mám vzorky rozdělené do dvou skupin.

První skupina obsahuje vzorky 0 až 511 a skupina druhá vzorky 512 až 1023. Motýlky se zde počítají pro dvojice prvků ($0 \leftrightarrow 512$; $1 \leftrightarrow 513$; $2 \leftrightarrow 514$;.....; $511 \leftrightarrow 1023$). Na druhé úrovni dělím každou z těchto dvou skupin dvěma. Dostávám tedy čtyři skupiny se vzorky 0 až 255, 256 až 511, 512 až 767, 768 až 1023. Motýlky se zde počítají pro dvojice prvků ($0 \leftrightarrow 256$; $1 \leftrightarrow 257$;.....; $255 \leftrightarrow 511$). Pro další dvě skupiny jsou to dvojice ($512 \leftrightarrow 768$; $513 \leftrightarrow 769$;.....; $767 \leftrightarrow 1023$). Jednoduché grafické znázornění této úvahy je naznačeno na obr. 15. Intuitivně na každé další úrovni dochází k opětovnému dělení na poloviny. Ostatně na tomto principu je založena FFT, jak jsem zmínil v Podkapitole 2.2.

Pro násobení twiddle faktory platí pravidlo, že vždy násobíme polovinu našich vzorků. Za první úrovni jsou to vzorky 512 až 1023, které násobíme postupně twiddle faktory 0 až 511. Za druhou úrovni, kde došlo k rozdělení na poloviny, násobíme twiddle faktory vzorky 256 až 511 a 767 až 1023. Za druhou úrovni ovšem násobíme každým druhým twiddle faktorem, na třetí každým čtvrtým faktorem atd. Jednoduché znázornění výpočtu FFT můžete vidět na Obr. 17.



Obr. 17: Způsob výpočtu FFT algoritmu.

K samotnému ověření funkčnosti FFT algoritmu jsem použil software Matlab. Pomocí generátoru a mikrokontroleru jsem navzorkoval funkci sinus. Hodnoty této funkce jsem poté použil jako vstupní vzorky mého algoritmu a jako vstupní vzorky pro Matlab. Funkci sinus jsem zvolil, jelikož obsahuje jen dvě komplexně sdružené spektrální složky. V programu Matlab jsem poté provedl FFT a tuto funkci vykreslil pro absolutní hodnoty složek spektra. Průběh této funkce můžeme vidět na Obr. 18.

Z výpočtů v programu Matlab jsem získal dvě hlavní komplexně sdružené frekvenční složky, které odpovídají frekvenci navzorkované funkce sinus (15 kHz)

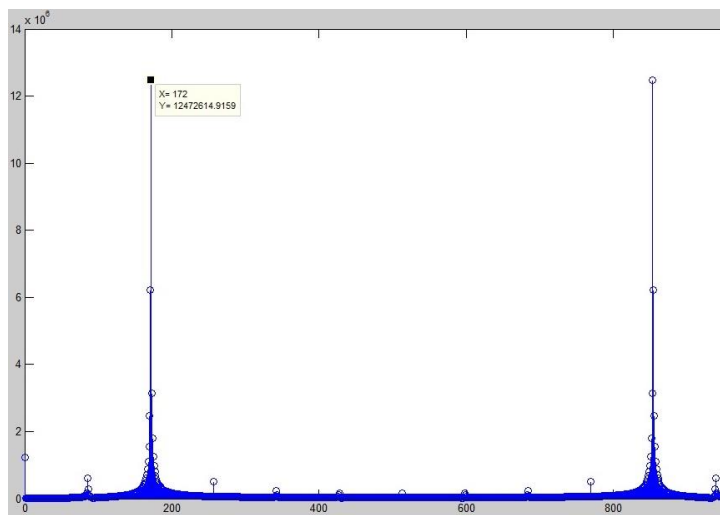
$$X[172] = 12472614, \quad (27)$$

$$X[854] = 12472614. \quad (28)$$

Pro tohle ověření jsem vzorkoval s kmitočtem 90 kHz, čemuž odpovídá vzdálenost spektrálních čar 87,8 Hz (25). Frekvenci určité spektrální složky lze zjistit pomocí jednoduchého výpočtu:

$$F = x \cdot \Delta f [Hz] \quad (29)$$

, kde x je pořadí spektrální složky a Δf vzdálenost spektrálních čar dostanu na 171. složce právě 15 kHz.



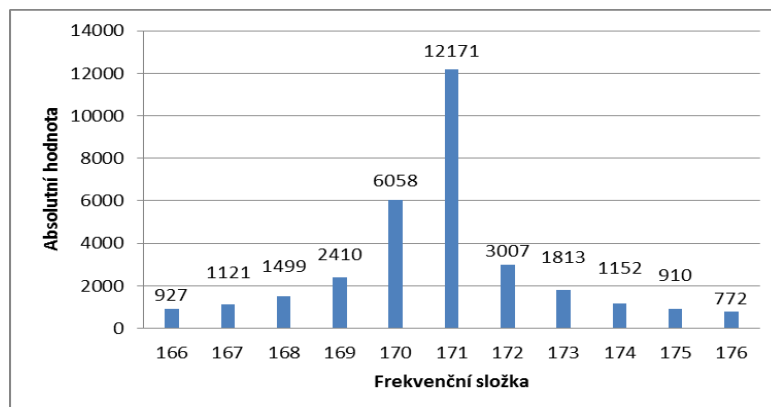
Obr. 18: Matlab- spektrum absolutních hodnot navzorkované sinusovky.

Při ověření mého FFT algoritmu pomocí programu Visual studio jsem dostal na stejných hlavních i vedlejších spektrálních složkách téměř stejné absolutní hodnoty, jako pomocí Matlabu. Nutno poznamenat, že program Matlab čísluje od jedničky, ale Visual studio od nuly. Na odchylce hodnot se podílí zaokrouhlovací chyba při výpočtu a celkově jsou hodnoty o několik řádů nižší, což je způsobeno výše popsáním měřítkováním. Výsledky ověření pomocí Visual studia můžeme vidět na Obr. 19. Absolutní hodnota je v programu ukládána na pozici reálné složky z důvodu šetření paměti.

Teoreticky by ve spektru měla vzniknout pouze jedna komplexně sdružená složka dané frekvence (15 kHz), ale jak můžeme vidět na detailu na Obr. 20, tak kolem hlavní spektrální složky se nachází i složky vedlejší, postupně klesající. Tomuto jevu se říká tzv. **prosakování ve spektru** (frequency leakage), a je důsledkem konečné doby trvání měřeného signálu, kdy původní neomezený signál násobíme okénkovou obdélníkovou funkcí se strmými přechody na okrajích. Tento jev se nedá úplně eliminovat, ale dá se potlačit vynásobením vstupních hodnot vhodnou okénkovou funkcí (např. Hammingovo okno) [15].

[166]	{re=927 im=0 }	complex
[167]	{re=1121 im=0 }	complex
[168]	{re=1499 im=0 }	complex
[169]	{re=2410 im=0 }	complex
[170]	{re=6058 im=0 }	complex
[171]	{re=12171 im=0 }	complex
[172]	{re=3007 im=0 }	complex
[173]	{re=1813 im=0 }	complex
[174]	{re=1152 im=0 }	complex
[175]	{re=910 im=0 }	complex
[176]	{re=772 im=0 }	complex

Obr. 19: Ověření algoritmu FFT v programu Visual Studio.



Obr. 20: Detail spektra v okolí hlavní spektrální složky (171).

3.5 Výkonová část zařízení

Zařízení je napájeno síťovým napětím 230 V, ze kterého jsem pomocí stabilizátorů dostal na výstupech napájecího zdroje napětí, která potřebuji pro napájení mikrokontroleru (3.3 V), diod (1.25 V – 5 V regulovaných), sériově-paralelních převodníků HEF4094B (5 V) a operačních zesilovačů TL084 (-12 V, +12 V). Rovněž i žárovky jsou napájeny pomocí 230 V.

3.5.1 Napájecí zdroj

Napájecí zdroj je tvořen transformátorem s výstupními efektivními hodnotami napětí 8 V a 12 V symetricky. Napětí je v jednotlivých větvích usměrněno pomocí dvou diod BY500-1000 zapojených jako dvojčinný usměrňovač. Diody jsou dimenzovány pro 100 V vstupního napětí, což je dostatečná rezerva. Po usměrnění dochází k vyhlazení napětí pomocí filtračních kondenzátorů. Jejich hodnoty lze vypočítat podle:

$$C = I \cdot \frac{dt}{du} [F], \quad (30)$$

$$du = (U_{\max} - U_d) - U_{\min} [V], \quad (31)$$

kde I je proud, dt doba poklesu napětí během které se vybíjí kondenzátor a du je pokles napětí. Pro periodu síťového kmitočtu 20 ms je doba dt rovna 10 ms. Změnu napětí dostaneme tak, že odečteme minimální hodnotu napětí ($U_{\min}$) na vstupu stabilizátoru od špičkové hodnoty napětí z transformátoru ($U_{\max}$) sníženou o úbytek napětí na diodě (U_d). Ve většině případů potřebuje stabilizátor pro svojí správnou činnost napětí alespoň 2 V, takže například pro stabilizátor výstupního napětí 5 V volíme 7 V jako minimální napětí. Proud tekoucí každou větví je pak jiný a to podle předpokládaného odběru, který je lepší odhadnout s dostatečnou rezervou. Výsledné hodnoty kondenzátorů jsou pouze orientační a je dobré pro realizaci použít vyšší hodnoty než odhadnuté a to z důvodu stárnutí kondenzátorů a s tím spojeným úbytkem kapacity. Níže uvádím příklady výpočtů filtračního kondenzátoru pro 5 V výstup podle vztahů (30), (31) a tabulku (Tab. 7) vypočtených a zvolených kondenzátorů pro jednotlivé výstupy:

$$C_{5V} = 1,5 \cdot \frac{10ms}{(11,3 - 0,7) - 7} = 4280 \mu F. \quad (32)$$

Tab. 7: Hodnoty filtračních kondenzátorů.

Výstupní napětí [V]	Proudový odběr [A]	U_{max} [V]	Vypočítaná hodnota C [μF]	Zvolená hodnota C [μF]
3,3	0,5	11,3	769	1000
5	1,5	11,3	4280	4700
12	0,15	16,9	625	820
-12	0,15	16,9	625	820

Stabilizátory LF33CV, 7805, 7812, 7912 jsou zapojeny podle katalogů a regulátor napětí LM317 je zapojen tak, aby při otáčení potenciometrem bylo na výstupu napětí od 1,25 V do 5 V. Tato regulace je použita pro řízení jasu diod na sloupcovém ukazateli. Úplné schéma zapojení napájecího zdroje je v příloze A.1. a deska plošných spojů v přílohách B.1 a B.2.

Důležitou součástí návrhu výkonové části je také návrh chladičů a to hlavně na dvou nejrizikovějších stabilizátorech, které jsou LM317 a LF33CV. Na stabilizátoru LF33CV totiž potřebujeme snížit napětí z hodnoty zhruba 10 V na 3,3 V při předpokládaném odběru maximálně 0,5 A. V případě regulovaného stabilizátoru LM317 pokud vezmu krajní hodnoty, tak snižujeme napětí z hodnoty zhruba 10 V na 1,25 V při odběru 1,5 A, pokud by svítily všechny diody. Tato energie je samozřejmě potřeba co nejefektivněji odvést. Tepelný odpor chladiče R_{thcl} můžeme vypočítat podle vztahů [16]:

$$R_{thcl} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{P_{max}} - (R_{thjc} + R_{tht(1)} + R_{tht(2)} + R_{thi}) [K/W], \quad (33)$$

$$P_{max} = (\Delta U \cdot I_{max}), \quad (34)$$

kde ϑ_{jmax} je maximální dovolená teplota přechodu, ϑ_a teplota okolí, P_{max} maximální výkon, který potřebujeme odvést. R_{thjc} je tepelný odpor mezi spoji a pouzdrem (junction to case), $R_{tht(1)}$ a $R_{tht(2)}$ jsou tepelné odpory mezi chladičem a podložkou popřípadě pouzdrem a podložkou a R_{thi} je tepelný odpor podložky. Změna napětí ΔU je dána jako rozdíl mezi vstupním napětím z usměrňovače a výstupním napětím stabilizátoru.

V mém případě nemám mezi chladičem a pouzdrem žádnou podložku, takže $R_{tht(2)}$ a R_{thi} jsou nulové. Z datasheetu stabilizátoru LM317 [17] jsem vyčetl, že maximální dovolená teplota přechodu je 150 °C a tepelný odpor mezi spoji a pouzdrem je 5 °C/W. Moje maximální předpokládaná teplota okolí je 50 °C a odhadovaný tepelný

odpor styku mezi chladičem je 0,2 K/W. Výpočet tepelného odporu chladiče pro stabilizátor LM317 můžete vidět níže:

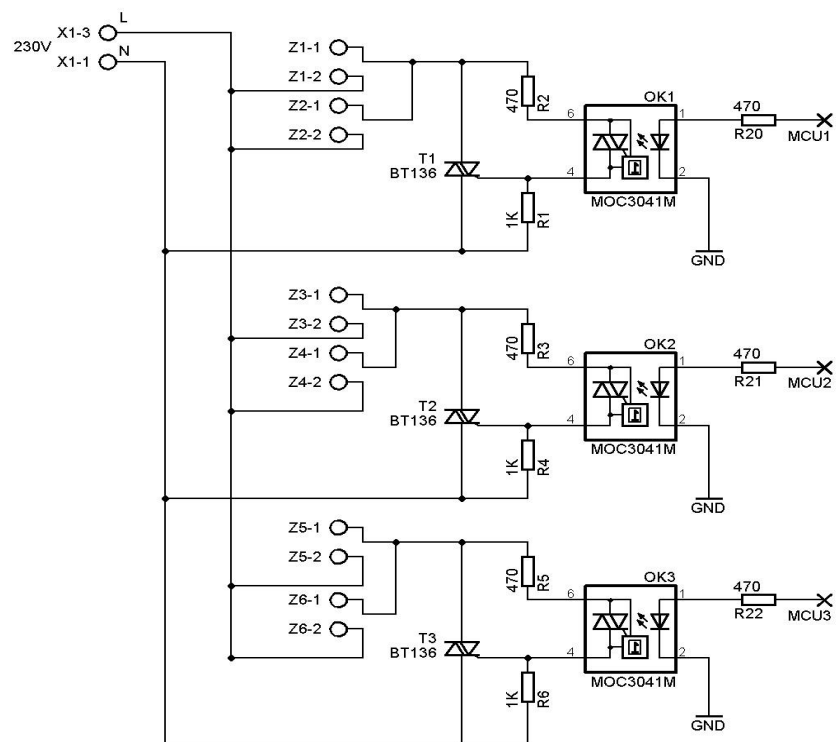
$$R_{lm317} = \frac{150 - 50}{8,75 \cdot 1,5} - (5 + 0,2 + 0 + 0) = 2,4 [K / W]. \quad (35)$$

Hodnota 2,4 K/W je však příliš malá a chladič by musel být příliš velký. Jedná se ale pouze o krajní případ (výstupní napětí 1,25 V), ke kterému by nemělo docházet, jelikož při takovém napětí nebudou LED diody vůbec svítit. Pro hodnotu výstupního napětí stabilizátoru 5 V, tedy největšímu rozsvícení diod (na tuto hodnotu jsou dimenzovány i předřadné odpory u diod) vyšel potřebný tepelný odpor chladiče 8,2 K/W. Jelikož předpokládám, že diody budou plně svítit nebo budou trochu přitlumené, tak jsem tedy zvolil chladič s tepelným odporem 8 K/W.

Obdobným způsobem jsem vypočítal i chladič pro stabilizátor LF33CV vyšel tepelný odpor R_{f33} roven 24,6 [K/W]. Při realizaci jsem osadil chladič 21 K/W.

3.5.2 Spínání žárovek

Spínání žárovek řeším pomocí optočlenu MOC3041, kterým odděluji signálovou a výkonovou část, kdy je dobré, aby právě mezi těmito částmi kromě optočlenu nebyly jiné prvky. Řídící signál je na vstup optočlenu přiveden z mikrokontroleru a to tak, že program kontroluje při výpisu na sloupcový ukazatel, pro jakou diodu v jakémkoli pásmu, zda je na ní log0 (dioda svítí) a v tom momentě se vyšle log1 na vstup optočlenu. Hodnota řídicího signálu by podle datasheetu [18] měla být maximálně 15 mA. S odpory R_{20} , R_{21} , R_{22} hodnot 470 Ω při 5 V se dostávám na 10,6 mA. Jsou použity 200 W žárovky, které jsou napájeny ze sítě a jsou rozděleny do třech pásem po dvou žárovkách. Pro spínání je dále v každém pásmu použit triak BT136 (600 V/4 A), jehož proudové a napěťové dimenzování je i s rezervou dostačující. Schéma s obvodem pro spínání žárovek můžeme vidět na Obr. 21 a desku plošných spojů tohoto obvodu a signálové části pak v příloze B.4 a B.5.



Obr. 21: Schéma obvodu pro spínání žárovek.

4 ZÁVĚR

V první části této práce jsem rozebral teoretický základ barevné hudby a spektrálního analyzátoru. Byly zde popsány možnosti realizace a způsoby řešení. Dále byl diskutován výběr mikrokontroleru. Zvolen byl STM32F051R8T6, který obsahuje všechny potřebné periferie a je všeobecně dostupný. Dále byl navržen a nasimulován vstupní člen mého zařízení, který slouží ke sloučení vstupních signálů. Funkčnost byla ověřena pomocí časové simulace, kdy jsem získal výsledný zesílený signál. Dále jsem navrhl dolní propust jako anti-aliasingový filtr, který je potřeba pro splnění vzorkovacího teorému. Tato propust byla simulována pomocí střídavé frekvenční analýzy a z průběhů jsem zjistil, že potlačení skutečné potlačení přímo neodpovídá nasimulovanému průběhu, a nedokázal jsem naměřit, zda je potlačení natolik dostatečné, aby vstupní signál od 71,5 kHz dosáhl hodnoty menší než 0,73 mV. Musíme přihlídnout i k tomu, že samotný filtr a zařízení vnáší do měření a vyhodnocení signálu vlastní nenulový šum. Ovšem jak popsal v kapitole 3.2, tak tato skutečnost nemůže mít na funkci zařízení či na rozlišovací schopnost zařízení žádný větší, pozorovatelný vliv.

V další části jsem řešil spektrální analyzátor a FFT algoritmus, jehož funkčnost byla ověřena srovnáním výsledků z programu Matlab a Visual Studio. Porovnáním hodnot spektrálních složek z výsledku FFT obou programů jsem se ujistil, že je můj algoritmus správně navržen. Hodnoty složek jsou stejné, jen v jiném měřítku z důvodu práce s komplexní proměnou typu short. Poté jsem funkčnost ověřil pomocí generátoru sinusové funkce a mého zařízení, kdy jsem generoval frekvence od desítek Hz až po 20 kHz a pozoroval jsem, jak se postupně vykreslují dané hodnoty na jednotlivé sloupce ukazatele podle rozdělení do pásem a rozdělení na sloupcové diody (kapitola 3.3). Také jsem ověřil funkčnost řízení jasu diod a nastavení citlivosti zobrazení, jenž určuje, zda při dané hodnotě signálu budou svítit 1-8 diod. Výše popsané je zachyceno na videu, které je umístěno v příloze na CD pod názvem Video1. Dále jsem na nízkonapěťový vstup pro hudbu (Jack 3.5), zapojil notebook s hudební sekvencí tvořenou hloubkovými bubny, středovým zvukem clap a výškovým činelem a pozoroval, zda bude spektrum správně vykresleno a jestli můj FFT algoritmus pracuje v reálném čase. Z mého subjektivního hodnocení vyplývá, že není pozorovatelné žádné zpoždění vykreslení vůči zvuku a spektrum téměř věrohodně (malé rozlišení) odpovídá spektru jednotlivých zvuků. Toto ověření je taktéž v příloze na CD pod názvem Video2.

V poslední části jsem navrhnul napájecí zdroj pro různé části zařízení a také systém spínání žárovek. Při oživení se mi rozkmital stabilizátor 7912, což bylo způsobeno příliš velkou vzdáleností stabilizačních kondenzátorů, proto jsem napájel další 100n kondenzátory přímo na nožičky tohoto stabilizátoru. Po samotném oživení napájení se zařízení stalo plně funkčním. Funkci spínací části jsem ověřil nejdříve tak, že jsem ručně přivedl napětí na řídící piny a poté pomocí mikrokontroleru. Realizaci desek plošných spojů a fotky celého zařízení jsou v příloze C. Veškeré zdrojové kódy lze nalézt v CD a v příloze elektronické formy této práce.

Díky této práci jsem více pochopil problematiku převodu signálu z časové oblasti do frekvenční a zároveň jsem zdokonalil své programátorské schopnosti. Zařízení by mohlo ještě být zdokonaleno tím, že by se spektrum vykreslovalo na LCD displej s větším rozlišením, jelikož moje implementace FFT algoritmu umožňuje vykreslit až okolo 140 spektrálních složek pokud se bavíme o akustickém signálu (20 Hz-20 kHz).

LITERATURA

- [1] JAN, Jiří. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů. 2. upr. a rozš. vyd. Brno: VUTUM, 2002, 427 s. ISBN 80-214-2911-9.
- [2] UHLÍŘ, Jan. Číslicové zpracování signálů. 1. vyd. Praha: ČVUT Praha, 1995, 312 s. ISBN 80-010-1303-0.
- [3] SMÉKAL, Zdeněk. Realizace číslicových filtrů a algoritmu FFT na signálových procesorech. 1. vyd. Brno: PC-DIR, 1995, 66 s. ISBN 80-214-0702-6.
- [4] ŠNOREK, Miroslav. Analogové a číslicové systémy. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999, 137 s. ISBN 80-010-2061-4.
- [5] Praktická elektronika A Radio. Praha: AMARO spol. s r. o., 1996, I, č. 3. Dostupné z: <http://www.aradio.cz/>.
- [6] AlwaysLearn. [online]. [cit. 2013-12-09]. Dostupné z: www.AlwaysLearn.com
- [7] DOSTÁL, TOMÁŠ. Elektronické filtry. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [8] JAN, J., KOLÁŘ, R., KOZUMPLÍK, J.. Číslicové zpracování a analýza signálů. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [9] NEVŘIVA, Pavel. Analýza signálů a soustav. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000, 671 s. ISBN 80-730-0004-0.
- [10] MAXIMINTEGRATED. [online]. [cit. 2013-12-09]. Dostupné z: <http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/3628>
- [11] Dilettantes Dictionary. LERNER, Sandy. [online]. [cit. 2013-12-09]. Dostupné z: <http://www.dilettantesdictionary.org/defimages/quantization.gif>
- [12] STŘEDNÍ ŠKOLA HAVÍŘOVA-ŠUMBARK. [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: http://www.outech-havirov.cz/skola/files/knihovna_eltech/ea/oz.pdf
- [13] STMICROELECTRONICS. STM32F051x6 DATASHEET. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00039193.pdf>
- [14] KRATOCHVÍL, Tomáš. ÚSTAV RADIOELEKTRIKY FEKT VUT V BRNĚ. Nízkofrekvenční a audio elektronika: Přednáška 1.
- [15] Analyzátoři FFT [online]. [cit. 2014-05-16]. Dostupné z: http://horevaj.com/horevaj/K4_files/K4_84.pdf
- [16] NOVOTNÝ, Vlastislav, Miroslav PATOČKA a Pavel VOREL. Napájení elektronických zařízení. 1. vyd. Brno: FEI VUT, 1999. 129 s. ISBN 80-214-1090-6.
- [17] ON SEMICONDUCTOR. LM317- datasheet: Positive Voltage Regulator. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet2/a/0s922lq6p7gwsc2hhzx6z4e3pl3y.pdf>
- [18] MOTOROLA, Inc. MOC3041: Datasheet. 6 s. Dostupné z: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/5039/MOTOROLA/MOC3041.html>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

R	Rezistor
C	Kondenzátor
Log	Logaritmická funkce
f_{vz}	Vzorkovací frekvence
ω	Úhlový kmitočet
$S(\omega)$	Signál ve frekvenční oblasti
$x(t)$	Signál v časové oblasti
$v(t)$	Vzorkovací signál
f_{max}	Maximální frekvence složek signálu
e	Eulerovo číslo
$X(n)$	n-tá frekvenční složka
W_N^n	Faktor pootočení
δ	Diráclův impuls
G_n	Sudé vzorky
H_n	Liché vzorky
S-P	Seriově - paralelní převodní
f_o	Mezní frekvence
T	Perioda
t	Čas
Δf	Vzdálenost spektrálních čar
N	Počet kvantizačních hladin
n	Počet bitů pro vyjádření čísla
Q	Kvantizační krok
j	Imaginární jednotka
ϑ_{jmax}	Maximální dovolená teplota přechodu u polovodičových součástek
ϑ_a	Teplota okolí
P_{max}	Maximální výkon
R_{thcl}	Tepelný odpor chladiče
R_{thjc}	Tepelný odpor mezi pouzdrem a spoji (junction to case)
R_{tht}	Tepelný odpor mezi chladičem a podložkou (popř. pouzdro-podložka)
R_{thi}	Tepelný odpor podložky

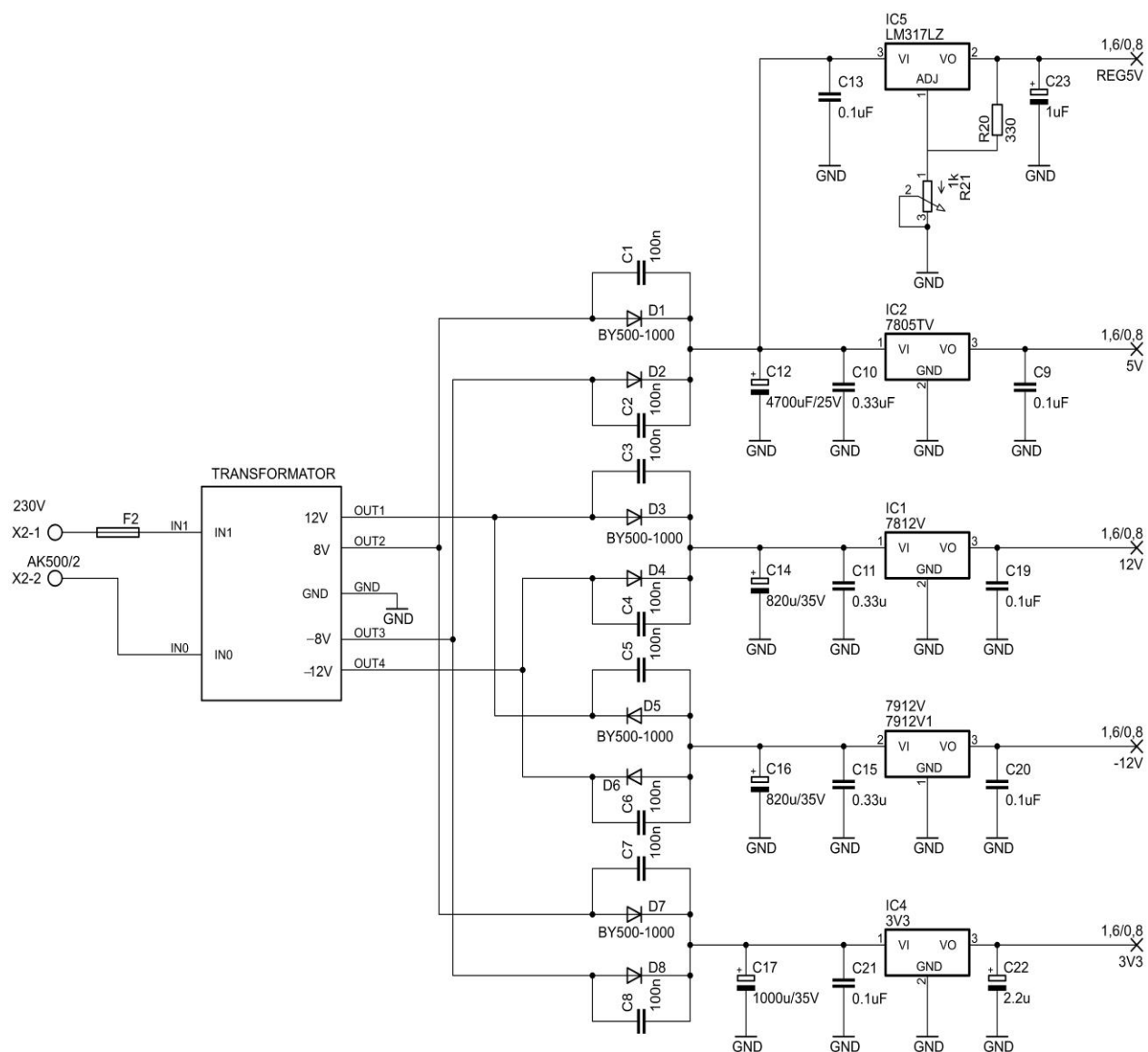
t_{con}	Trvání A/D převodu
t_{smp}	Doba zachycení jednoho vzorku
t_{sar}	Saturační doba po které je možno znovu vzorkovat
t_{adc}	Perioda hodinového cyklu A/D převodníku
U_{d}	Úbytek napětí na diodě
U_{max}	Maximální špičková hodnota napětí
U_{min}	Minimální špičková hodnota napětí
I_{max}	Maximální špičková hodnota proudu
LSB	Bit s nejmenší váhou (least significant bit)
BPM	Beats Per Minute, jednotka rychlosti rytmu hudby
A/D	Analog-Digitální převod
D/A	Digital-Analogový převod
PC	Osobní počítač (personal computer)
ADC	Analog-Digital Convertor, analog-digitální převodník
FT	Fourier Transform, Fourierova transformace
DFT	Discrete Fourier Transform, diskrétní Fourierova transformace
FFT	Fast Fourier Transform, rychlá Fourier transformace
LCD	Liquid Crystal Display, displej z tekutých krystalů
FPGA	Programovatelná hradlová pole
CD	Kompaktní disk
SRAM	Statická paměť (Static Random Access Memory)

SEZNAM PŘÍLOH

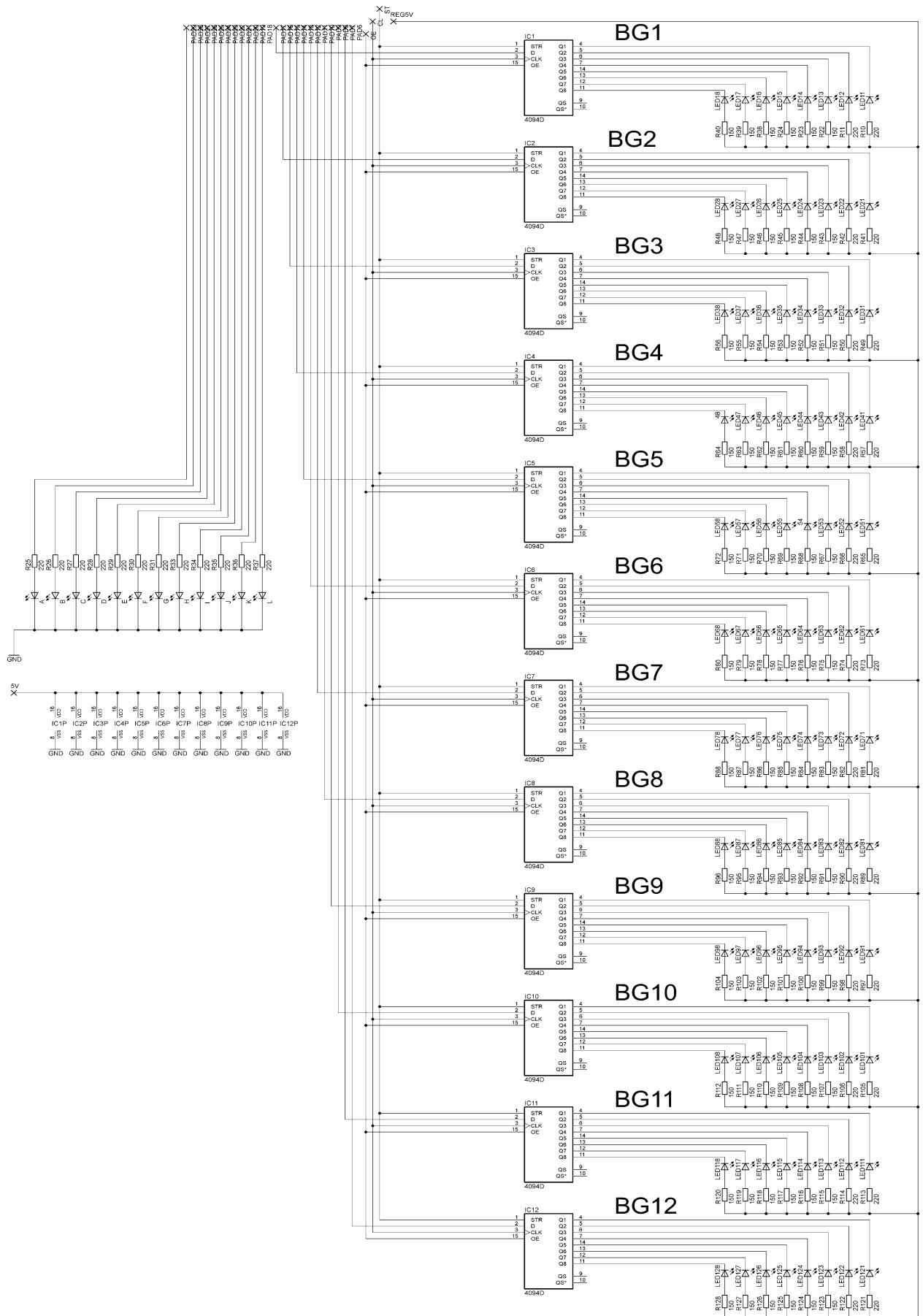
A	SCHÉMATA ZAPOJENÍ	34
A.1	Napájecí zdroj	34
A.2	Sloupcový ukazatel	35
B	DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	36
B.1	Napájecí zdroj– top (strana součástek)	36
B.2	Napájecí zdroj– bottom (strana spojů).....	36
B.3	Napájecí zdroj– osazení součástek	37
B.4	Vstupní člen, filtr spínání žárovek – top (strana součástek)	38
B.5	Vstupní člen, filtr spínání žárovek – bottom (strana spojů).....	38
B.6	Vstupní člen, filtr spínání žárovek – osazení součástek	39
B.7	Sloupcový ukazatel – top (strana součástek)	40
B.8	Sloupcový ukazatel – bottom (strana spojů).....	41
B.9	Sloupcový ukazatel – top (osazení součástek).....	42
B.10	Sloupcový ukazatel – bottom (osazení součástek)	42
C	REALIZACE ZAŘÍZENÍ	43
C.1	Napájecí zdroj	43
C.2	Vstupní člen, filtr, spínání žárovek	43
C.3	Sloupcový ukazatel	44
C.4	Zařízení	44
D	SEZNAM SOUČÁSTEK	45

A SCHÉMATA ZAPOJENÍ

A.1 Napájecí zdroj

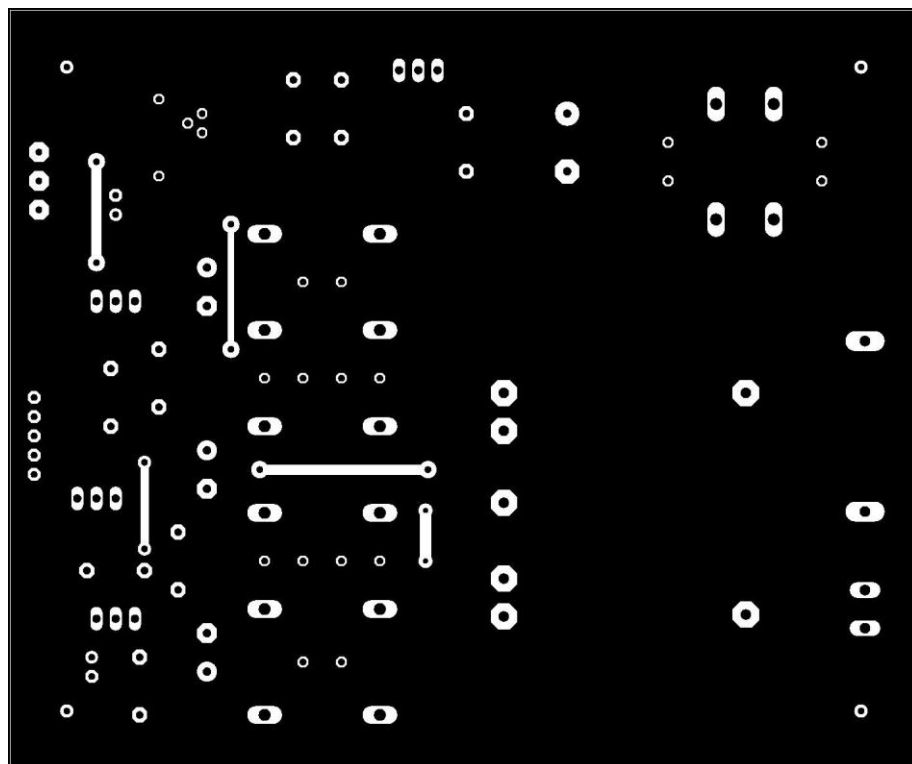


A.2 Sloupcový ukazatel



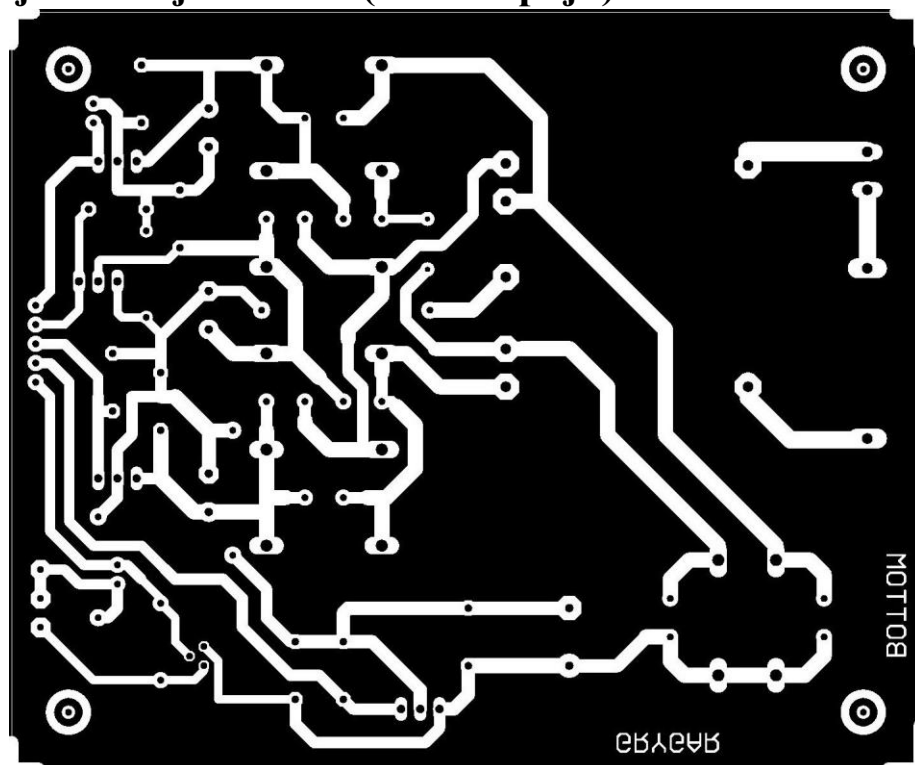
B DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

B.1 Napájecí zdroj– top (strana součástek)



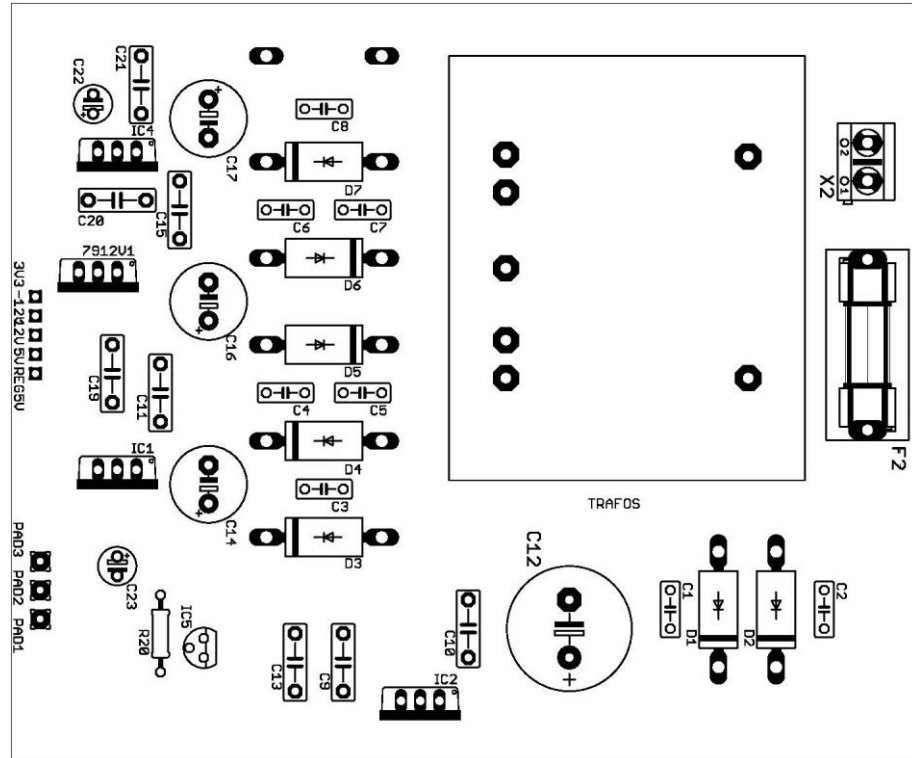
Rozměr desky 120 x 100 [mm], měřítko M1:1

B.2 Napájecí zdroj– bottom (strana spojů)



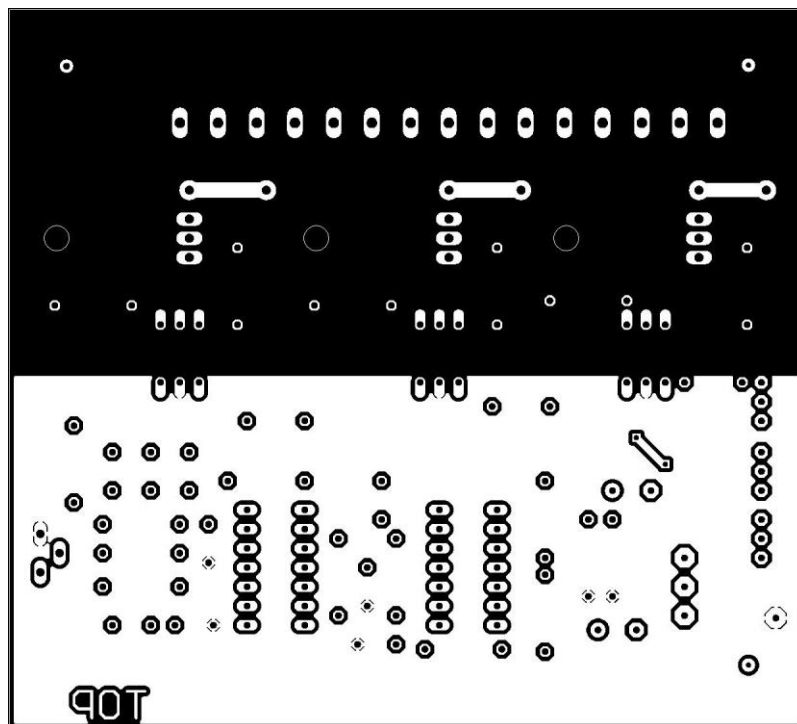
Rozměr desky 120 x 100 [mm], měřítko M1:1

B.3 Napájecí zdroj– osazení součástek



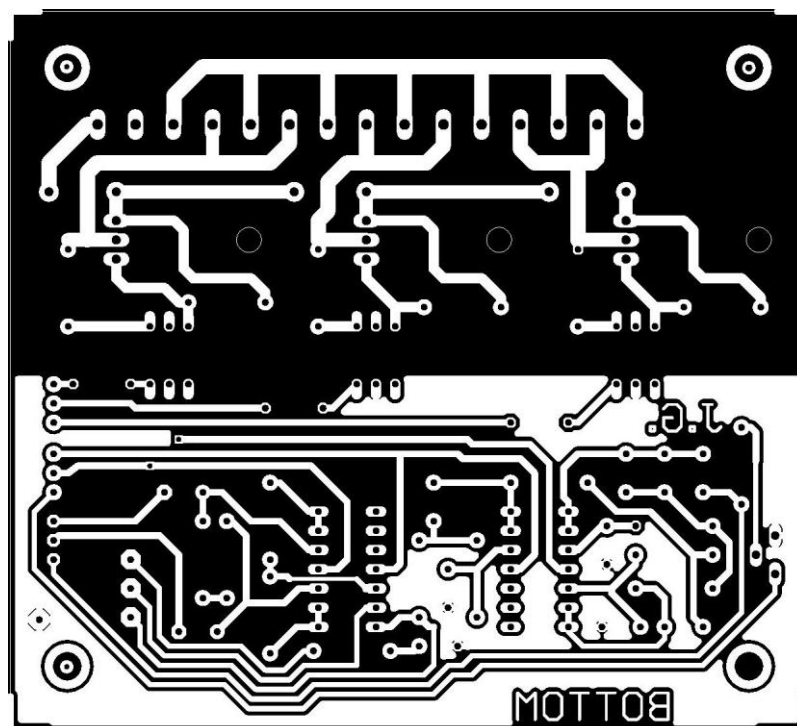
Rozměr desky 120 x 100 [mm], měřítko M1:1

B.4 Vstupní člen, filtr spínání žárovek – top (strana součástek)



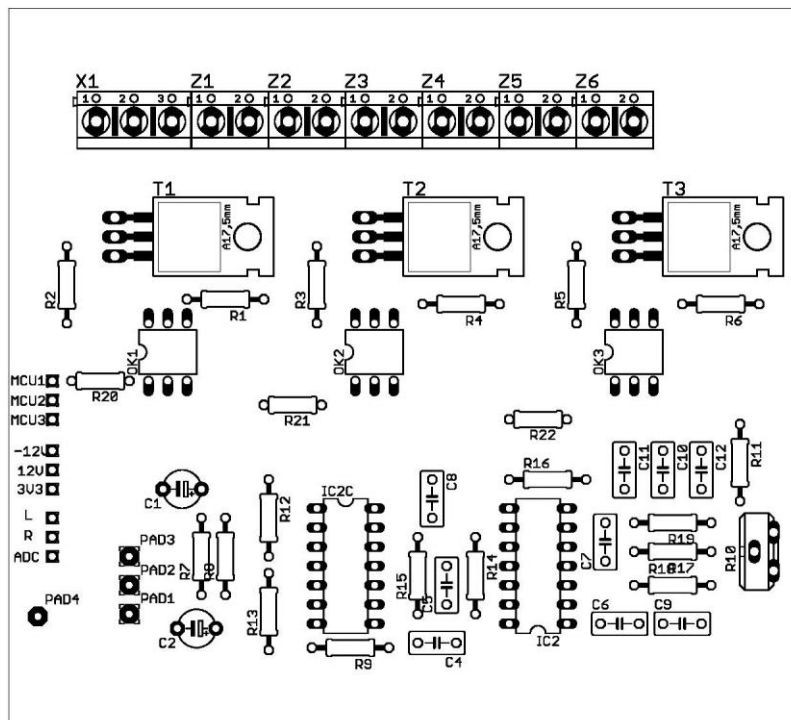
Rozměr desky 105 x 95 [mm], měřítko M1:1

B.5 Vstupní člen, filtr spínání žárovek – bottom (strana spojů)



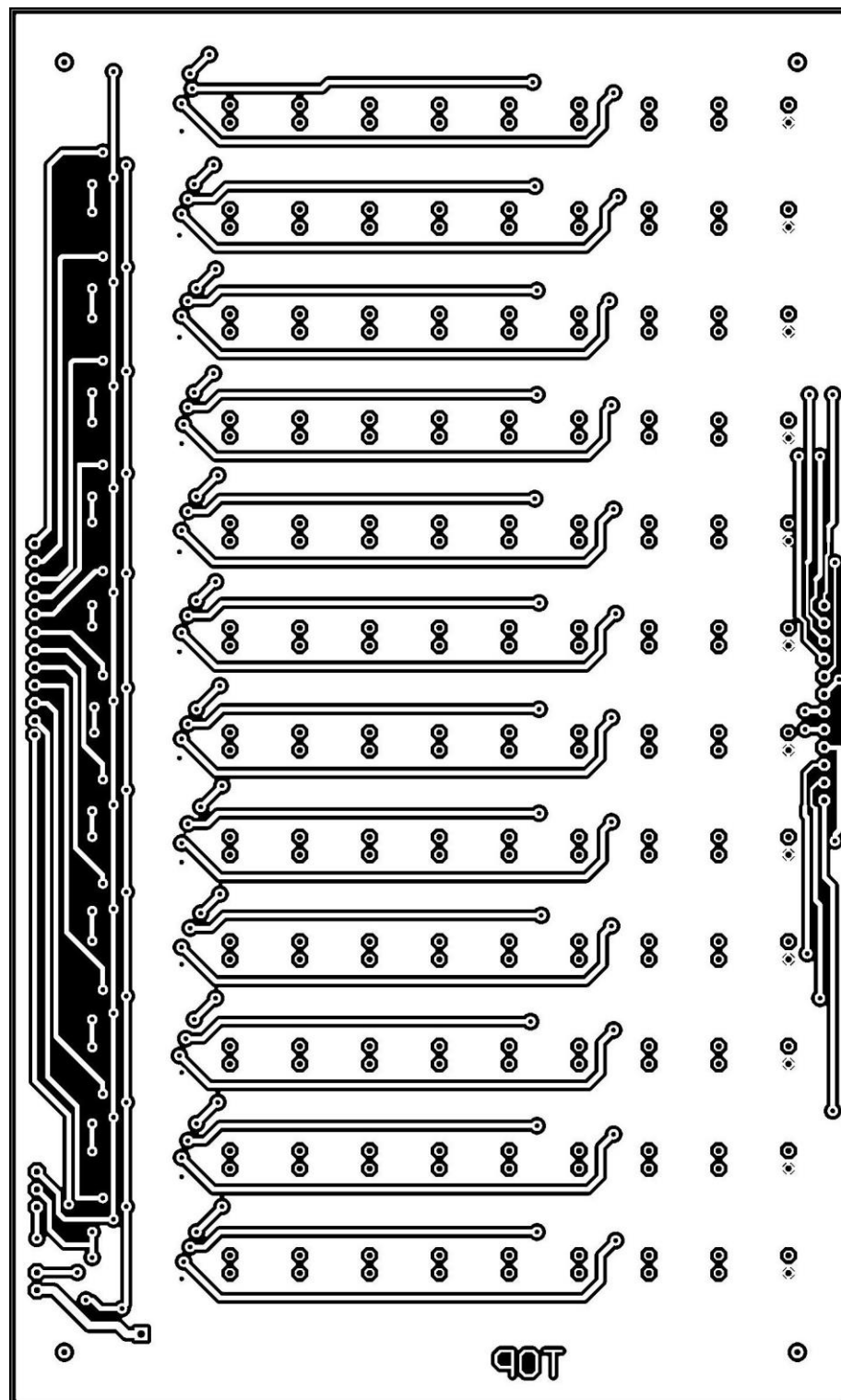
Rozměr desky 105 x 95 [mm], měřítko M1:1

B.6 Vstupní člen, filtr spínání žárovek – osazení součástek



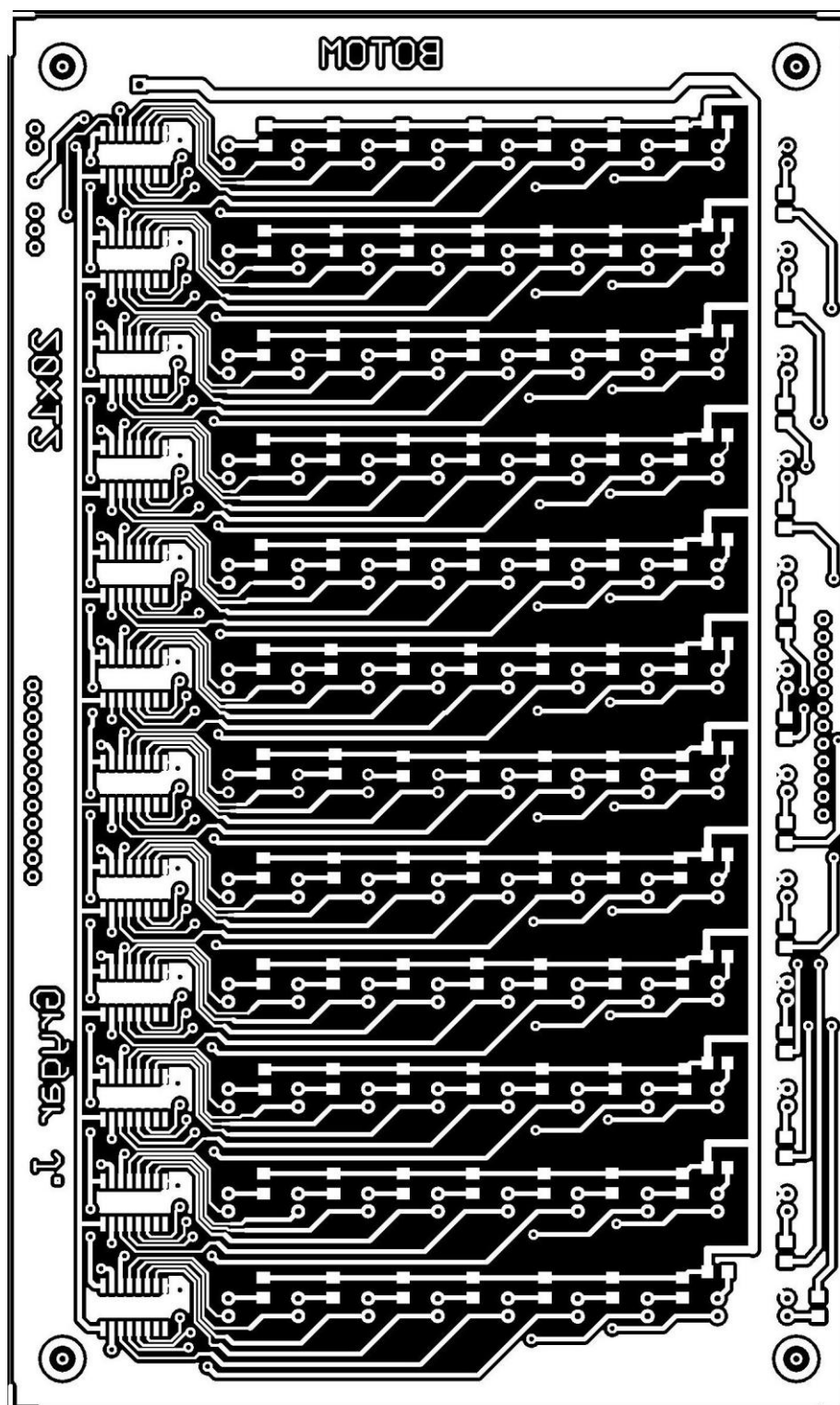
Rozměr desky 105 x 95 [mm], měřítko M1:1

B.7 Sloupcový ukazatel – top (strana součástek)



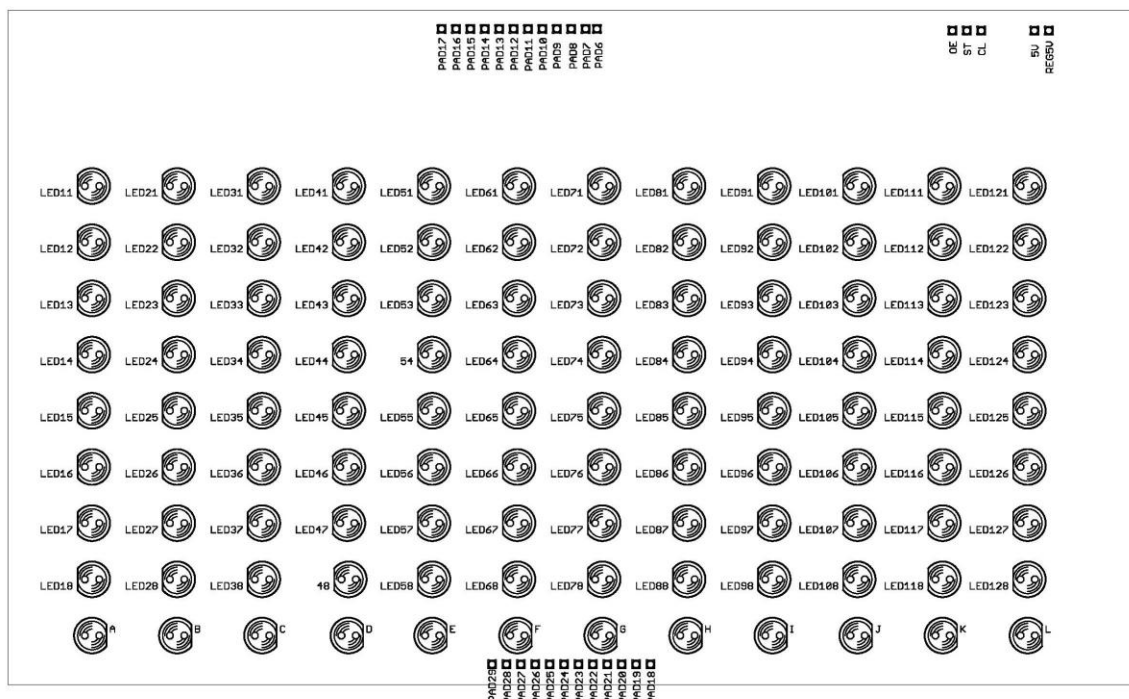
Rozměr desky 200 x 120 [mm], měřítko M1:1

B.8 Sloupcový ukazatel – bottom (strana spojů)



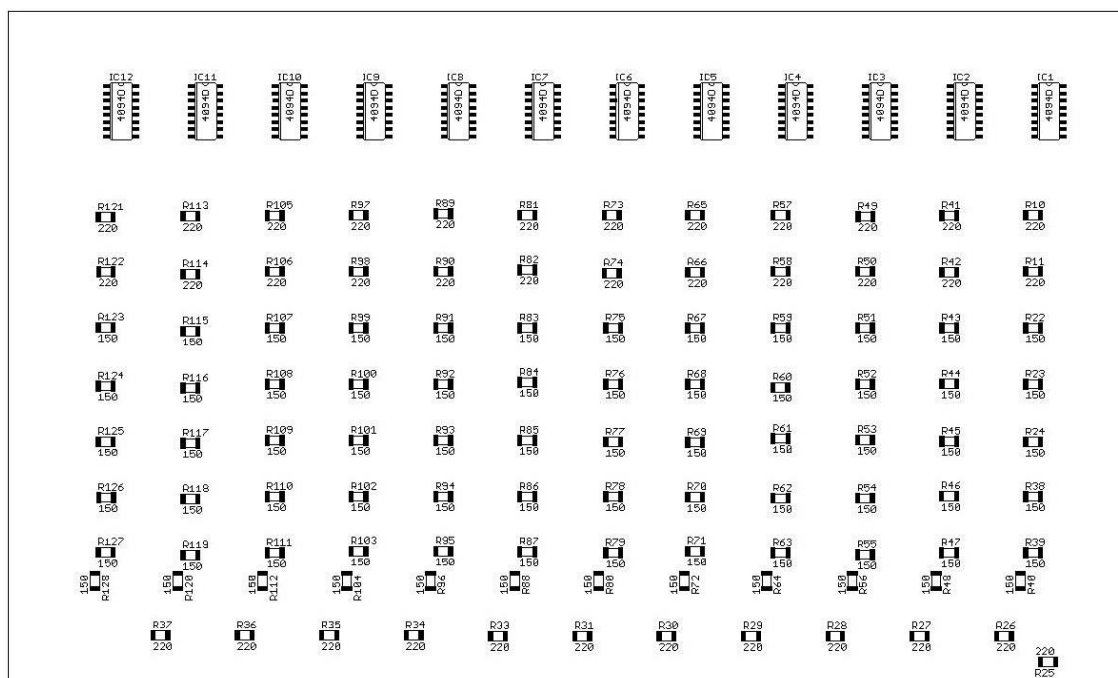
Rozměr desky 200 x 120 [mm], měřítko M1:1

B.9 Sloupcový ukazatel – top (osazení součástek)



Rozměr desky 200 x 120 [mm], měřítko M3:4

B.10 Sloupcový ukazatel – bottom (osazení součástek)



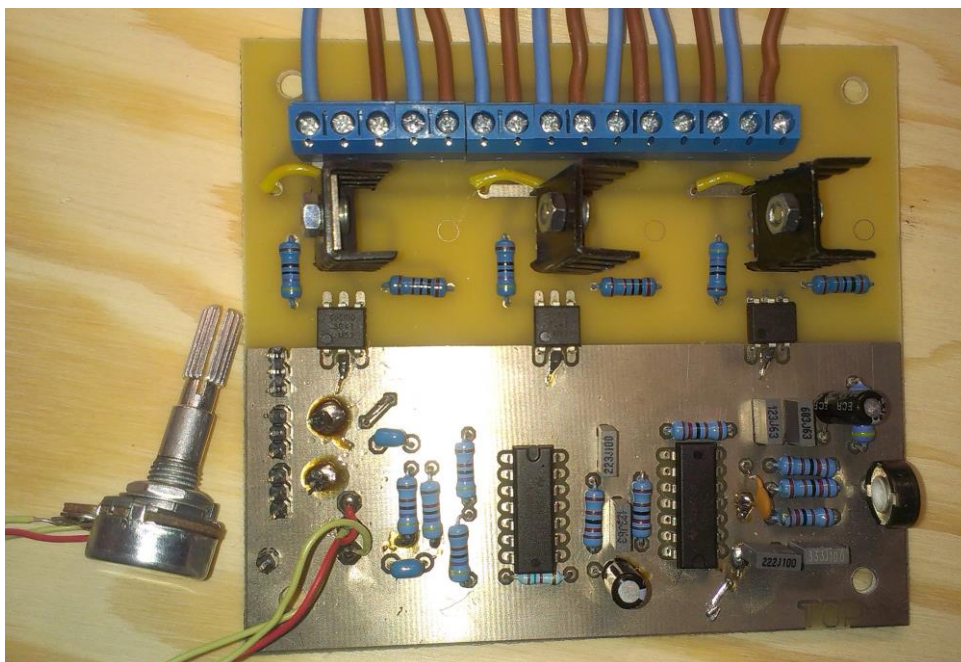
Rozměr desky 200 x 120 [mm], měřítko M3:4

C REALIZACE ZAŘÍZENÍ

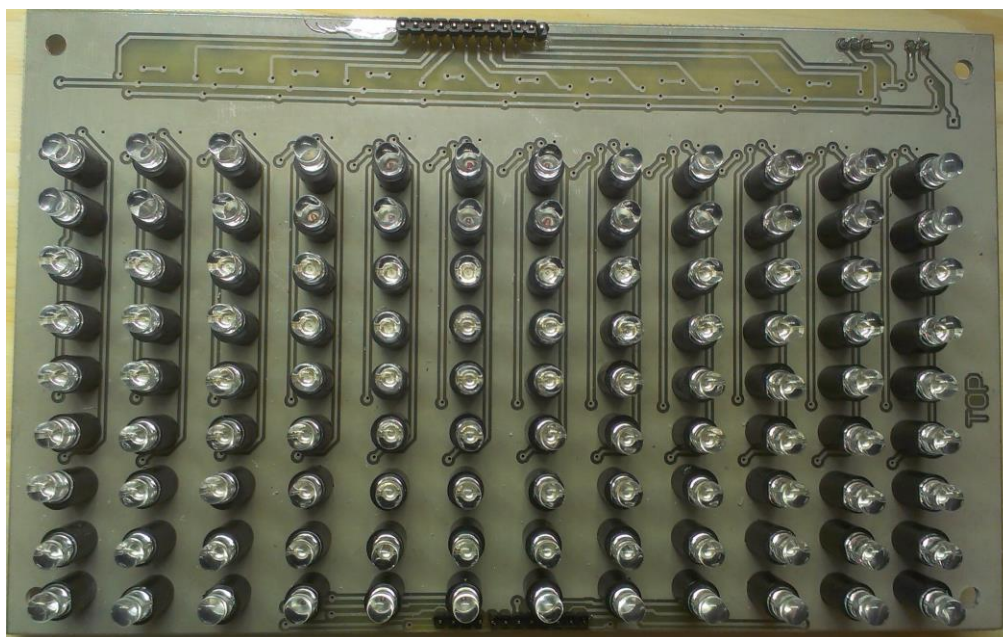
C.1 Napájecí zdroj



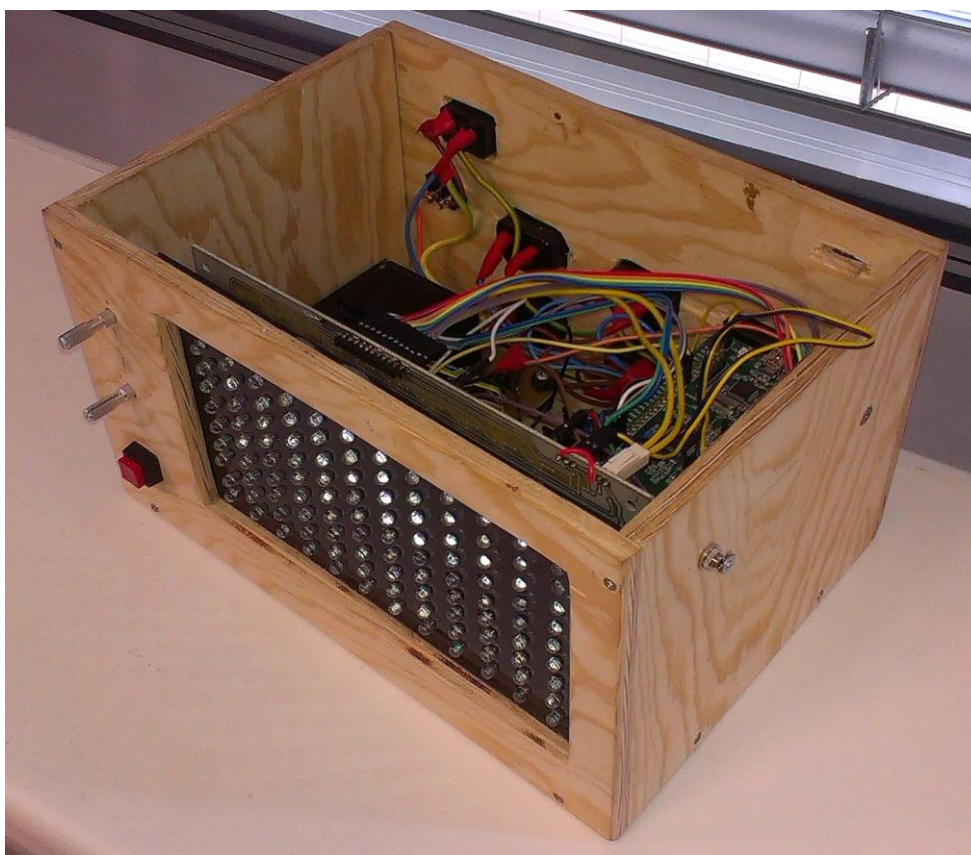
C.2 Vstupní člen, filtr, spínání žárovek



C.3 Sloupcový ukazatel



C.4 Zařízení



D SEZNAM SOUČÁSTEK

Vstupní člen:

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	10u		Elektrolytický kondenzátor
C2	10u		Elektrolytický kondenzátor
C4	10u		Tantalový kondenzátor
R7	47k	0207	Metalizovaný rezistor
R8	47k	0207	Metalizovaný rezistor
R12	47k	0207	Metalizovaný rezistor
R13	47k	0207	Metalizovaný rezistor
R9	1,5k	0207	Metalizovaný rezistor
R32	5k	mono	Potenciometr
IC2CA,IC2CB,IC2CC	TL084	DIP16	Operační zesilovač JFET

Dolní propust:

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C5	12n		Fóliový kondenzátor
C6	2,2n		Fóliový kondenzátor
C7	470p		Fóliový kondenzátor
C8	22n		Fóliový kondenzátor
C9	33n		Fóliový kondenzátor
C10	68n		Fóliový kondenzátor
C11	12n		Fóliový kondenzátor
C12	22u		Keramický kondenzátor
R10	5k	mono	Potenciometr
R11	4,7k	0207	Metalizovaný rezistor
R14	1,2k	0207	Metalizovaný rezistor
R15	1,2k	0207	Metalizovaný rezistor
R16	1,2k	0207	Metalizovaný rezistor
R17	1,2k	0207	Metalizovaný rezistor
R18	1,2k	0207	Metalizovaný rezistor
R19	1,2k	0207	Metalizovaný rezistor
IC2A,IC2B,IC2C	TL084	DIP16	Operační zesilovač JFET

Spínání žárovek:

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	1k	0207	Metalizovaný rezistor
R2	470	0207	Metalizovaný rezistor
R3	470	0207	Metalizovaný rezistor
R4	1k	0207	Metalizovaný rezistor
R5	470	0207	Metalizovaný rezistor
R6	1k	0207	Metalizovaný rezistor
R20	470	0207	Metalizovaný rezistor
R21	470	0207	Metalizovaný rezistor
R22	470	0207	Metalizovaný rezistor
T1	BT136	TO220	Triak
T2	BT136	TO220	Triak
T3	BT136	TO220	Triak
OK1	MCO3041	DIP6	Optočlen
OK2	MCO3041	DIP6	Optočlen
OK3	MCO3041	DIP6	Optočlen
Z1-Z6	AK500		Svorkovnice

Sloupcový ukazatel:

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R10,R11	220	0207	Metalizovaný rezistor
R22-R24	150	0207	Metalizovaný rezistor
R38-R40	150	0207	Metalizovaný rezistor
R41,R42	220	0207	Metalizovaný rezistor
R43-R48	150	0207	Metalizovaný rezistor
R49,R50	220	0207	Metalizovaný rezistor
R51-R56	150	0207	Metalizovaný rezistor
R57,R58	220	0207	Metalizovaný rezistor
R59-R64	150	0207	Metalizovaný rezistor
R65,R66	220	0207	Metalizovaný rezistor
R67-R72	150	0207	Metalizovaný rezistor
R73,R74	220	0207	Metalizovaný rezistor
R75-R80	150	0207	Metalizovaný rezistor
R81,R82	220	0207	Metalizovaný rezistor
R83-R86	150	0207	Metalizovaný rezistor
R89,R90	220	0207	Metalizovaný rezistor
R91-R96	150	0207	Metalizovaný rezistor
R97,R98	220	0207	Metalizovaný rezistor
R99-R104	150	0207	Metalizovaný rezistor
R105,R106	220	0207	Metalizovaný rezistor
R107-R112	150	0207	Metalizovaný rezistor
R113,R114	220	0207	Metalizovaný rezistor

R115-R120	150	0207	Metalizovaný rezistor
R121,R122	220	0207	Metalizovaný rezistor
R123-R128	150	0207	Metalizovaný rezistor
R25-R37	220	0207	Metalizovaný rezistor
LED11, LED12	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED13- LED18	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED21, LED22	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED23- LED28	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED31, LED32	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED33- LED38	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED41, LED42	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED43- LED48	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED51, LED52	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED53- LED58	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED61, LED62	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED63- LED68	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED71, LED72	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED73- LED78	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED81, LED82	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED83- LED88	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED91, LED92	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED93-LED98	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED101, LED102	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED103- LED108	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED111, LED112	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED113- LED118	blue-3600-26	5mm	LED dioda
LED121, LED122	red-3500-20	5mm	LED dioda
LED123- LED128	blue-3600-26	5mm	LED dioda
A-L	red-3500-20	5mm	LED dioda
IC1-IC12	4096	SOT38-4	Posuvný registr

Napájecí zdroj:

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	100n		Fóliový kondenzátor
C2	100n		Fóliový kondenzátor
C3	100n		Fóliový kondenzátor
C4	100n		Fóliový kondenzátor
C5	100n		Fóliový kondenzátor
C6	100n		Fóliový kondenzátor
C7	100n		Fóliový kondenzátor
C8	100n		Fóliový kondenzátor
C12	4700u/25V		Elektrolytický kondenzátor
C14	820u/35V		Elektrolytický kondenzátor
C16	820u/35V		Elektrolytický kondenzátor
C17	1000u/35V		Elektrolytický kondenzátor

C9	0,1u		Fóliový kondenzátor
C10	0,33u		Fóliový kondenzátor
C11	0,33u		Fóliový kondenzátor
C13	0,1u		Fóliový kondenzátor
C15	0,33u		Fóliový kondenzátor
C19	0,1u		Fóliový kondenzátor
C20	0,1u		Fóliový kondenzátor
C21	0,1u		Fóliový kondenzátor
C22	2,2u		Elektrolytický kondenzátor
C23	1u		Elektrolytický kondenzátor
R20	330	0207	Metalizovaný rezistor
R21	1k		Potenciometr
D1-D8	BY500-1000	5,4 x 7,5 mm	Usměrňovací diody
TRANS	230/(12V,8V)		Transformátor
LF33CV	3,3V	TO 220	Stabilizátor napětí
7805	5V	TO 220	Stabilizátor napětí
7812	12V	TO 220	Stabilizátor napětí
7912	-12V	TO 220	Stabilizátor napětí
LM317	1,25V-30V	TO 220	Stabilizátor napětí
X2	AK500		Svorkovnice