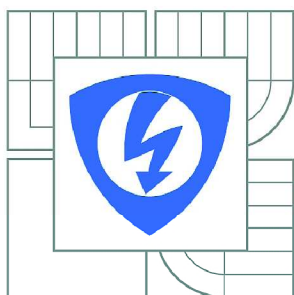


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH 10-TI KANÁLOVÉHO EQUALIZERU S OPTIMALIZACÍ KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY A SPEKTRÁLNÍM AUDIO-ANALYZÁTOREM

DESIGN OF 10-CHANNEL AUDIO EQUALIZER WITH OPTIMIZATION OF FREQUENCY
CHARACTERISTIC AND SPECTRAL AUDIO ANALYZER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

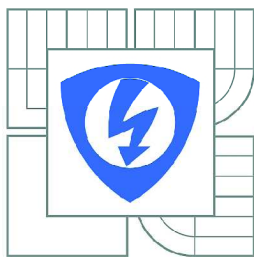
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. VÁCLAV ŠTĚRBA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER, Ph.D.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Václav Štěrba

ID: 115133

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Návrh 10-ti kanálového equalizeru s optimalizací kmitočtové charakteristiky a spektrálním audio-analyzátorem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte a navrhnete koncepci 8-mi kanálového grafického EQ, spektrálního audio analyzátoru a generátoru referenčního harmonického signálu. Návrh příslušných bloků ověřte simulacemi v PSpice, pokud je to možné.

Návrhněte optimalizaci frekvenční charakteristiky systému na základě analýzy generovaného sinusového signálu pro frekvence 32Hz, 64Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz, 4kHz, 8kHz a 16kHz, který bude snímán měřicím mikrofonom v ozvučovaném prostoru. Připravte konstrukční podklady.

Sestavte a oživte moduly, zařízení zkompletujte a parametry ověřte měření. Výsledky měření porovnejte s výsledky simulací a předpokladů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SIEGFRIED, W. Abeceda nf. techniky. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] NOVOTNÝ, V. Nízkofrekvenční elektronika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

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

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem 10-ti pásmového equalizeru s optimalizací kmitočtové charakteristiky pomocí spektrálního audio-analyzátoru. Je zde rozebrána problematika zpracování audiosignálů pomocí ekvalizace pro filtrování rušivých kmitočtů, korekci frekvenční obálky signálu, zdůraznění nebo potlačení požadovaných pásem slyšitelného spektra. Diskutuje se zde vliv subjektivního vnímání intenzity zvuků při reprodukci audiosignálů a jeho využití při práci s equalizerem. Práce popisuje principy a využití audio-analyzátoru jako nástroje pro optimalizaci nastavení ekvalizace audiosignálu při zajišťování vhodných poslechových podmínek při reprodukci hudby, mluveného slova, zvuků apod. Dále se zaměřuje na zdroje signálů pro testování audio-řetězců, jejich generování a měření pomocí audio-analyzátoru. Zařízení equalizeru, audio-analyzátoru, generátoru referenčních signálů a napájecího zdroje jsou zde navrhována jako jeden celek.

KLÍČOVÁ SLOVA

Ekvalizér, frekvenční charakteristika, analýza, analyzátor, generátor, filtr, činitel kvality, šum, oktávový filtr, blokové schéma, operační zesilovač, přepínač, schéma zapojení.

ABSTRACT

This work deals with the design of a 10-zones equalizer with optimized frequency characteristics with a spectrum audio analyzer. In this work the problem of processing audio signals using equalization for filtering the interference frequencies, correction of frequency cover signal boost or suppression of the required zones of the audible spectrum are also analyzed. The influence of subjective perception of sound intensity of the audio signals reproduction and its use in working with equalizer is discussed too. The work describes the principles and usage of the audio-analyzer as a tool for the optimization of the audio equalization setting when ensuring the appropriate listening conditions of music reproduction, spoken word, sounds, etc. It also focuses on the signal source for testing audio-chains, their generation and measurement using the audio analyzer. The equalizer equipment, audio-analyzer generator of reference signals equipment and power supply are designed as a single unit.

KEYWORDS

Equalizer, frequency response, analysis, analyzer, generator, filter, quality factor, noise, octave filter, block diagram, operational amplifier, switch, circuit diagram.

Bibliografická citace

ŠTĚRBA, V. *Návrh 10-ti kanálového equalizeru s optimalizací kmitočtové charakteristiky a spektrálním audio-analyzátozem*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 66 s., 7 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh 10-ti kanálového equalizeru s optimalizací kmitočtové charakteristiky a spektrálním audio-analizátorem 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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

.....

(podpis autora)

Poděkování

1.1

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Romanovi Šotnerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 24. května 2013

.....
podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD.....	9
2 EKVALIZÉR.....	10
2.1 Popis využití, způsobů řešení a problémové situace	10
2.2 Šířka pásma a činitel jakosti Q	11
2.3 Filtry.....	12
2.4 Blokové schéma ekvalizéru.....	21
2.5 Schéma zapojení ekvalizéru	21
3 ANALYZÁTOR.....	26
3.1 Základní popis	26
3.2 Blokové schéma audio-analyzátoru.....	28
3.3 Schéma zapojení analyzátoru	29
3.4 Generátor testovacích signálů	31
3.4.1 Generátor sinusového signálu.	34
3.5 Blokové schéma s generátorem a ovládacími okruhy	37
4 SIMULACE	38
4.1 10-ti pásmový EQ.....	38
4.2 10-ti pásmový analyzátor	43
4.3 Testovací signály	43
5 NÁVRH KONSTRUKCE ZAŘÍZENÍ.....	46
5.1 Mechanické uspořádání předního panelu.....	46
5.2 DSP ovládacího panelu	47
5.3 DSP hlavní části zařízení	48
6 VÝSLEDKY MĚŘENÍ	50
7 FOTOGRAFICKÁ DOKUMENTACE	53
8 ZÁVĚR.....	57
Literatura	59
Příloha A - schéma	60
Příloha B – konstrukční podklady	61

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Typická odezva pásmového filtru ekvalizéru.	10
Obr. 2: Frekvenční charakteristika pásmové propusti.	13
Obr. 3: Změna šířky pásma při různém nastavení amplitudy u EQ.	13
Obr. 4: Zapojení filtru se syntetickým induktorem [1].	14
Obr. 5: Přenosová charakteristika filtru s gyrátorem (+5 a +15 dB).	15
Obr. 6: Zapojení příčkového filtru v kaskádě [3].	16
Obr. 7: Přenosová charakteristika kaskádního filtru (+5 a +15 dB).	17
Obr. 8: Přenosová charakteristika filtru s konstantním Q.	18
Obr. 9: Filtru typu Huelsman [1].	18
Obr.10: Přenosová charakteristika filtru s vícenásobnou zpětnou vazbou.	19
Obr. 11: Typická aplikace filtru [4].	20
Obr. 12: Srovnání vlivu amplitudy na šířku pásma u daných filtrů.	20
Obr. 13: Blokové schéma ekvalizéru.	21
Obrázek 14: Schéma zapojení budící části EQ [4].	21
Obrázek 15: Schéma zapojení pásmových filtrů EQ.	25
Obr. 16: Schéma zapojení koncového symetrizačního bloku EQ.	25
Obrázek 17: Spektrum bílého šumu [6].	27
Obrázek 18: Spektrum růžového šumu [6].	27
Obr. 19: Blokové schéma analyzátoru.	28
Obrázek 20: Schéma signálových cest před voličem signálu analyzátoru.	29
Obrázek 21: Schéma hlaví části analyzátoru.	30
Obrázek 22: Blokové schéma generátoru testovacích signálů.	32
Obr. 23: Schéma generátoru testovacích signálů.	32
Obr. 24: Intenzita testovacích signálů - srovnání.	33
Obr. 25: Blokové schéma zapojení oscilátoru.	35
Obr. 26: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a obvodem stabilizace amplitudy[8].	35
Obr. 27: Přenos simulovaného Wienova článku pro zadané frekvence.	36
Obr. 28: Blokové schéma celé sestavy.	38
Obr. 29: Přenosová char. EQ- volume +-6dB.	39
Obr. 30: Přenosová charakteristika EQ v max. zdvihu.	39
Obr. 31: Přenosová charakteristika EQ pro režim +12dB a +18dB.	40

Obr.32: Přenosová char. EQ se zdvihem $+6\text{dB}$ a $+18\text{dB}$	40
Obr. 33: Přenosová char. EQ se zdvihem $+6\text{dB}$ a $+12\text{dB}$	41
Obr. 34: Přenosová char. EQ s maximální presencí a potlačením pásma 1kHz	41
Obr.35: Přenosová char. EQ se zdvihem 6dB a 18dB bez 1kHz	42
Obr. 36: různé úrovně zdvihu filtrů pro frekvence 32 Hz , 1 kHz a 16 kHz	42
Obrázek 37: Přenosová charakteristika filtrů analyzátoru.....	43
Obrázek 38: Spektrum testovacího signálu - bílý šum.	44
Obrázek 39: Spektrum testovacího signálu - růžový šum -20dB/dec	44
Obrázek 40: Spektrum testovacího signálu - šum -10dB/dec	44
Obrázek 41: Časová analýza Wienova článku.	45
Obr. 42: Přední panel s ovládacími prvky.	46
Obr. 43: DPS ovládacího panelu -Top strana.	47
Obr. 44: DPS ovládacího panelu -Bottom strana.	47
Obr. 45: DPS – osazení součástek (orientační náhled).....	48
Obr. 46: Přenosová modulová charakteristika při nastavení pásmových potenciometrů na střed a v módu $+12\text{dB}$	50
Obr. 47: Přenosová modulová charakteristika při nastavení pásmových potenciometrů na střed a v módu $+18\text{dB}$	50
Obr. 48: Přenosová modulová charakteristika při potlačení na 1kHz	51
Obr. 49: Přenosová modulová charakteristika při zdůraznění na 1kHz	51
Obr. 50: Naměřená úroveň THD+N	51
Obr. 51: Výsledky analýza FFTi při testovacím signálu 1kHz	52
Obr. 52: Zjištěný výrazný rozkmit kolem 40kHz	52
Obr. 53: DPS – ovládací panel –Top strana.....	53
Obr. 54: DPS – hlavní část –Top strana.	54
Obr. 55: Návrh finálního ovládacího panelu.	55
Obr. 56: Čelní pohled na zařízení.	56
Obr. 57: Pohled na osazenou DPS.	56
Obr. 58: Horní pohled na zařízení.	56
Obr. 59: kóty otvorů předního panelu.	62
Obr. 60: DPS předního panelu strany top a bottom	63
Obrázek 61: DPS hlavní části -Bottom strana.	64
Obrázek 62: DPS hlavní části -Top strana.....	65
Obrázek 52: DPS celkové rozložení.....	66

1 ÚVOD

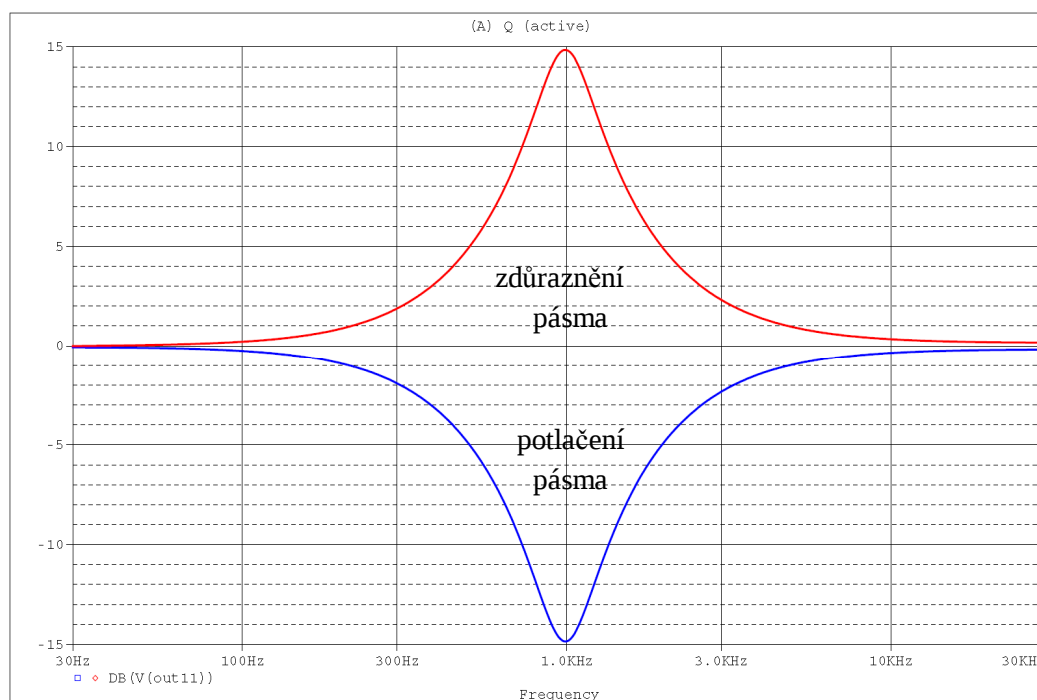
Zařízení, které je popisováno v této práci, se využívá při úpravě audiosignálu, zejména při poslechu hudby nebo mluveného slova a při hudebních produkcích. Ekvalizér je zařízení, které upravuje frekvenční charakteristiky signálů tím, že umožňuje podle požadavků zesilovat nebo potlačovat vybrané části spektra u těchto signálů. Často se využívá samostatně pro různé úpravy signálů, jako jsou filtrování rušivých frekvencí, korekce frekvenční obálky signálu, zdůraznění nebo potlačení požadovaných pásem apod. V praxi se můžeme setkat s různými typy ekvalizérů, které jsou používány pro různá frekvenční pásma. V této práci se zaměříme na nízkofrekvenční pásmo, přesněji pásmo akustických vln vnímaných lidským sluchem. Toto pásmo leží ve frekvenčním rozsahu 15 Hz až 16 kHz. Pásmo pro kvalitní reprodukci hudby pokrývá celý tento rozsah a mnohdy jej ještě přesahuje. Jelikož frekvenční rozsah polovodičových prvků používaných ke zpracování tohoto kmitočtového pásma je podstatně větší, omezuje se proto zpracováváná šířka pásma vhodnými filtry tak, aby nedocházelo k nežádoucímu zatěžování celé NF soustavy signály a rušeními, které leží mimo slyšitelnou oblast. V opačném případě totiž kromě nepříjemného poslechového vjemu hrozí zvyšování tepelných ztrát a možnost poškození zařízení.

Audio-analyzátor respektive analyzátor audio signálu je zařízení pro měření frekvenční charakteristiky zvukového signálu. Audio analýza se provádí způsobem podnět-reakce, tj. testovací signál, u kterého známe parametry, se přivádí na vstup testovaného zařízení. Výstupní signál testovaného zařízení je analyzátozem snímán a srovnáván s parametry testovacího signálu. Výsledky této analýzy jsou zpravidla nějakou formou zobrazeny uživateli a jsou požadovanou informací pro další zpracování a úpravu signálu. Základními bloky analyzátoru jsou vysílací část - zdroj (generátor) testovacích signálů) a přijímací část, která provádí požadované měření a vyhodnocení analýzy. Bez použití audio-analyzátoru je uživatel při úpravě frekvenční obálky signálu odkázán na vlastní subjektivní pocit při poslechu. Tomu následně přizpůsobuje nastavení ekvalizéru a tím se snaží tuto frekvenční obálku optimalizovat. Pokud se jedná o optimalizaci poslechových podmínek v poslechové či přednáškové místnosti nebo při živé produkci v nejrůznějších prostorách, kde se promítají různé negativní vlivy akustik těchto prostor, je subjektivní posouzení kvality poslechu mnohdy nedostačující. Pro dosažení kvalitního výsledku se pro tento účel využívá audio-analyzátor, který nám dává podrobný přehled o tom, jaké jsou v daném místě akustické podmínky a jak je třeba nastavit parametry ekvalizéru, abychom eliminovali nedostatky akustického prostoru nebo samotné ozvučovací sestavy. Tato práce se snaží řešit tato zařízení jako společnou sestavu, která umožňuje optimalizaci poslechových podmínek na základě výsledků měření signálů.

2 EKVALIZÉR

2.1 Popis využití, způsobů řešení a problémové situace

Nejjednodušším druhem ekvalizérů jsou dvoupásmové tónové korekce [2]. Nejčastěji se s nimi můžeme setkat např. u televizních přijímačů, rádiových přijímačů, domácích mini hifi systémů, integrovaných zesilovačů a podobných zařízení. Dvoupásmové tónové korekce slouží k úpravě úrovně nízkých a vysokých frekvencí nazývaných také jako basy a výšky. Takový ekvalizér obsahuje v principu dva korekční obvody, kde jeden reguluje oblast nižších kmitočtů a druhý oblast vyšších kmitočtů. Pokročilejším druhem ekvalizéru jsou vícepásmové korekce (3,4,5,6...až n-pásmové). Takové ekvalizéry (korektory) mohou mít pevně nastavenou frekvenci a šířku pásma, nebo mohou mít tyto parametry nastavitelné v určitém rozsahu. Takové korektory nazýváme parametrické ekvalizéry. Parametrické ekvalizéry jsou často konstruované jako 3- pásmové nebo 4- pásmové a používají se zejména v profesionální audiotechnice (např. ekvalizéry v mixážních pultech). Modifikací korektorů jsou digitální parametrické ekvalizéry, které umožňují plné nastavení všech parametrů (nastavení úrovně signálu v daném rozsahu nad a pod základní úroveň, nastavení požadované střední frekvence, nastavení šířky pásma) [2]. Obr. 1 znázorňuje typickou odezvu filtru, který upravuje frekvenční obálku procházejícího signálu zdůrazňováním nebo potlačováním amplitudy s vrcholem na dělícím kmitočtu daného filtru.



Obr. 1: Typická odezva pásmového filtru ekvalizéru.

Rozdělení ekvalizérů se můžeme shrnout do dvou základních kategorií, grafické ekvalizéry a parametrické ekvalizéry. Grafické ekvalizéry jsou dále děleny podle počtu filtrovaných pásem, res. podle počtu použitých pásmových filtrů. Často používané jsou 1-oktávové, 2/3-oktávové a 1/3-oktávové. Někdy se užívá přímé označení dle počtu korigovaných pásem, 8-mi pásmové, 10-ti pásmové, 15-ti pásmové, 31-ti pásmové. Rovněž se setkáváme s označením 8-mi kanálové, 10-ti kanálové atd. Všechna tato označení vyjadřují prakticky stejnou informaci o počtu pásmových filtrů, které ekvalizér využívá pro zpracování signálu. Grafické ekvalizéry získaly své označení podle toho, že relativní pozice jezdců zde používaných "lineárních" potenciometrů tvoří na n-pásmovém ekvalizéru pomyslný "grafický" obrázek obálky frekvenční odezvy signálu. Tento obrázek obálky ovšem nelze zdaleka brát za přesný popis frekvenční odezvy. Grafické ekvalizéry nabízejí dobrou flexibilitu a kontrolu nad korigovaným signálem. Parametrické ekvalizéry dávají velkou flexibilitu při nastavení jednotlivých korekcí, ale bývají omezeny na menší počet pásem. Vícepásmový grafický ekvalizér je v audiotechnice často preferovanou volbou vzhledem k pohodlnému a účelnému využití.

Pásma grafického ekvalizéru se obvykle vyjadřují v oktávách. Jedna oktáva je vyjádřena jako dvounásobek základní frekvence. Pro frekvenci 1 kHz tedy představuje jedna oktáva frekvenci 2 kHz, druhá oktáva je dvounásobek předchozí, tedy 4 kHz atd. Podobně můžeme získat střední kmitočty směrem dolů jejich dělením dvěma. 500 Hz, 250 Hz, 125 Hz atd. Poměr dvou frekvencí vzdálených o oktávu je tedy roven 2. Pokud hovoříme o 1/3-oktávových filtrech, tak můžeme vycházet z poměru dvou frekvencí vzdálených o jeden půltón je $1/12$ oktávy. To odpovídá hodnotě $\sqrt[12]{2} = 1,0594$. Pokud tímto koeficientem násobíme danou frekvenci, dostaneme novou frekvenci vyšší právě o jeden půltón. 1/3 oktávy představuje zvýšení frekvence o 4 půltóny. To odpovídá hodnotě koeficientu: $1/3 \text{ oct} = \sqrt[12]{2^4} \approx 1,26$. Koeficient 1,26 tak představuje podíl odstupu středních kmitočtů v jedné oktávě. Pro frekvenci 1 kHz představuje zvýšení o 1/3 oktávy frekvenci [9]

$$\begin{aligned} f_2 &= f_1 + 1/3 \text{ oct} \\ f_2 &= 1 \text{ kHz} \cdot 1,26 = 1,26 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (2.1)$$

2.2 Šířka pásma a činitel jakosti Q

Činitel jakosti, nebo-li "Q" filtru souvisí s šířkou pásma. Činitel jakosti Q je definován jako střední frekvence f_0 dělená šířkou pásma B, vzájemný vztah

$$Q = \frac{f_0}{B} [-]. \quad (2.2)$$

Pokud uvažujeme pásmový filtr se střední frekvencí 1 kHz, který má šířku pásma pro -3dB v rozsahu kmitočtů $f_1 = 900 \text{ Hz}$ až $f_2 = 1100 \text{ Hz}$, pak tato šířka pásma je

$$B = f_2 - f_1 = 1100 - 900 = 200 \text{ Hz}. \quad (2.3)$$

Činitel jakosti Q pro tento filtr je pak:

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

$$Q = \frac{1000}{200} = 5 \quad (2.4)$$

Z obr. 3, který naznačuje rozdílné šířky pásma je zřejmé, že při různé amplitudě je také různá šířka pásma, tudíž se mění také činitel jakosti Q .

Typy ekvalizérů s proměnným Q jsou postiženy větší mírou překrývání filtrovaných pásem při nastavení nízkého zdvihu amplitudy a naopak výrazným zúžením šířky pásma při maximálních nastavených úrovních. To způsobuje, že frekvenční odezva takového ekvalizéru je velmi špatně předvídatelná. Při nastavení maximálních zdvihů u filtrovaných pásem je činitel jakosti Q filtru vysoký, ale na všech mezilehlých úrovních zdvihů se snižuje. Pro každou možnou úroveň zdvihu korigovaného pásma je hodnota Q jiná, tedy i šířka pásma filtru je pro každou možnou úroveň zdvihu korigovaného pásma odlišná. V maximech zdvihů je nejužší a směrem k nulové úrovni se značně rozšiřuje. Jediná korigovaná frekvence tak na oktávovém ekvalizéru postihuje šířku pásma při nízkém zdvihu až několikanásobně více než při maximálním zdvihu. U ekvalizérů s menším odstupem dělících kmitočtů např. 1/3 oktávy, je tento nežádoucí jev ještě zřetelnější právě proto, že dotčená šířka pásma zasahuje do více než dvou sousedních egalizovaných pásem [10].

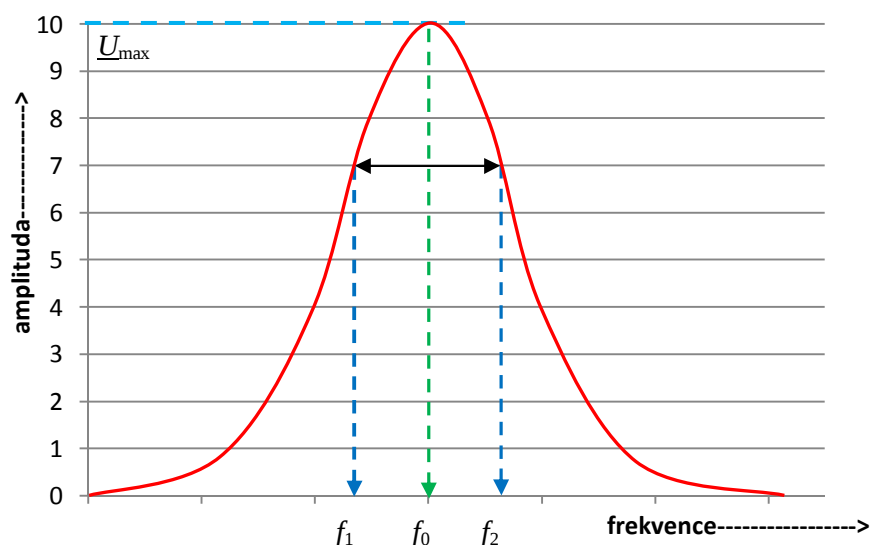
2.3 Filtry

Filtry ekvalizéru jsou navrhovány tak, aby každým filtrem procházel jen vybraný kmitočet, jehož amplituda je dle potřeby následně zesílena nebo potlačena. Tyto filtry označujeme jako filtry pásmové. Pásmové filtry jsou charakterizovány třemi parametry, jak je znázorněno na obr. 2 a jedná se o:

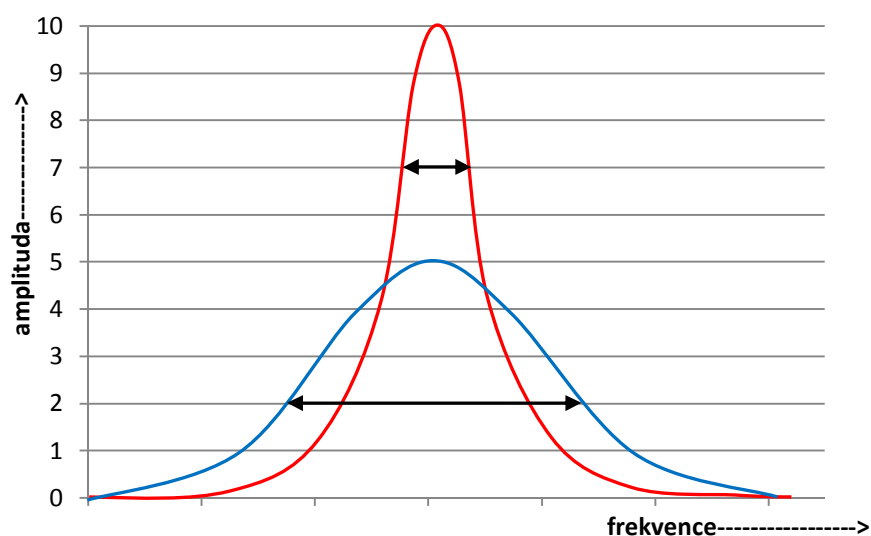
- Střední frekvence f_0 , která určuje vybranou ekvalizovanou frekvenci.
- Amplituda se vztahuje k maximu vybrané střední frekvence f_0 .
- Šířka pásma B je definovaná jako rozsah frekvencí mezi body, kde se sníží amplitudová charakteristika na středním kmitočtu z maximální hodnoty o 3dB.

Na obr. 2 je znázorněn přenos filtru typu pásmová propust. Střední frekvence je označena f_0 , propustné pásmo B pro pokles o 3 dB je ohraničeno kmitočty f_1 a f_2 .

U filtrů se často setkáváme s jevem, kdy se změnou amplitudy středního kmitočtu korigované frekvence dochází k ovlivňování přilehlých frekvencí a jejich výsledná charakteristika se v této závislosti může také měnit, i když to není požadováno. Jinak řečeno, dochází zde také ke změnám šířky pásma kolem středního kmitočtu korigovaného pásma. Grafické znázornění popisovaného problému můžeme pozorovat na obr. 3.



Obr. 2: Frekvenční charakteristika pásmové propusti.

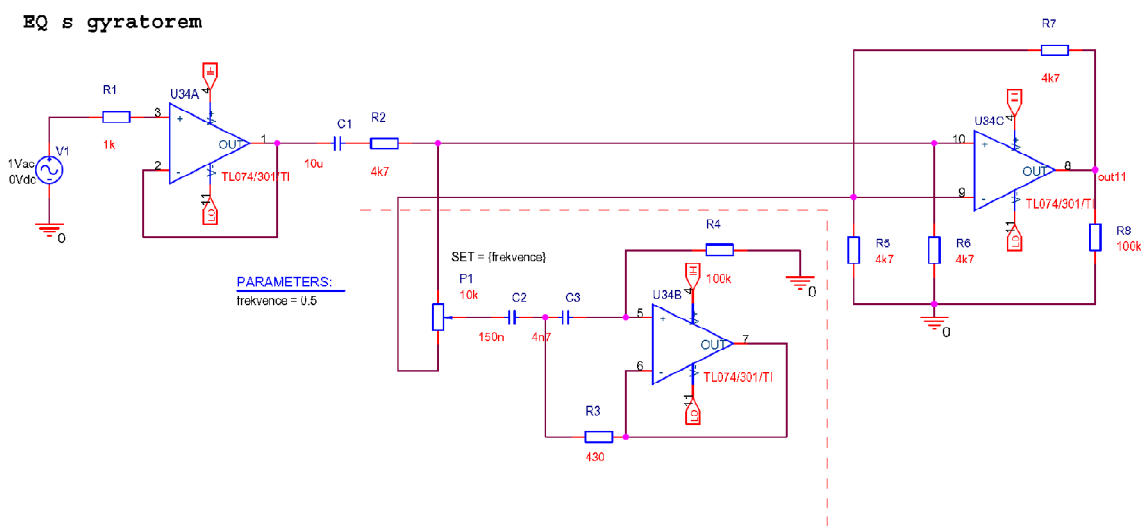


Obr. 3: Změna šířky pásma při různém nastavení amplitudy u EQ.

Filtry takových ekvalizérů tvoří převážně jeden RLC člen. Indukčnosti jsou zde vzhledem k objemnosti reálných cívek těžko realizovatelné. Byly proto vyvinuty ekvivalenty reálných indukčností tzv. syntetické indukčnosti nazvané jako gyrátory [1].

Gyrátor je forma syntetického induktoru, kde impedanční konvertor syntetizuje indukční vlastnosti cívky [1]. Používá se k nahrazení skutečné cívky u filtrů. Gyrátory jsou impedanční převodníky s OZ nebo jiným aktivním prvkem a v porovnání s tlumivkami, které jsou velké, objemné a drahé, jsou gyrátory nákladově i rozměrově velmi efektivní. Nesnesou ovšem velké proudové zatížení, proto se používají jen v signálovém zpracování pro nevýkonové aplikace. Z následujících poznatků vyplývá, že s použitím gyrátoru je Q negativně ovlivněn úroveň zdvihu vybraného pásma. To je patrné z výsledků simulace aplikace filtru s gyrátorem zobrazené na obr. 5.

Na obr. 4 je ukázka zapojení filtru se syntetickým induktorem (gyrátorem). Jeho charakteristika je při maximálním potlačení poměrně strmá, avšak při nižších úrovních potlačení nebo zdůraznění signálu tato strmost výrazně klesá, což má zásadní vliv na šířku ekvalizovaného pásma. Na obr. 5 je výsledek přenosové charakteristiky pro pásmo 30 Hz až 30 kHz s korekcí frekvence 1 kHz. Při maximálním zdvihu je zisk signálu 15 dB s šířkou pásma $B = 420$ Hz, při snížení zdvihu na úroveň 5 dB tato šířka pásma vzrostla na 2,8 kHz. Činitel jakosti filtru se tak při rozdílu zdvihu 10 dB změní z hodnoty 2,38 na hodnotu 0,36, což je téměř 7x. Tato hodnota způsobuje výrazný vliv na korekci sousedních pásem.



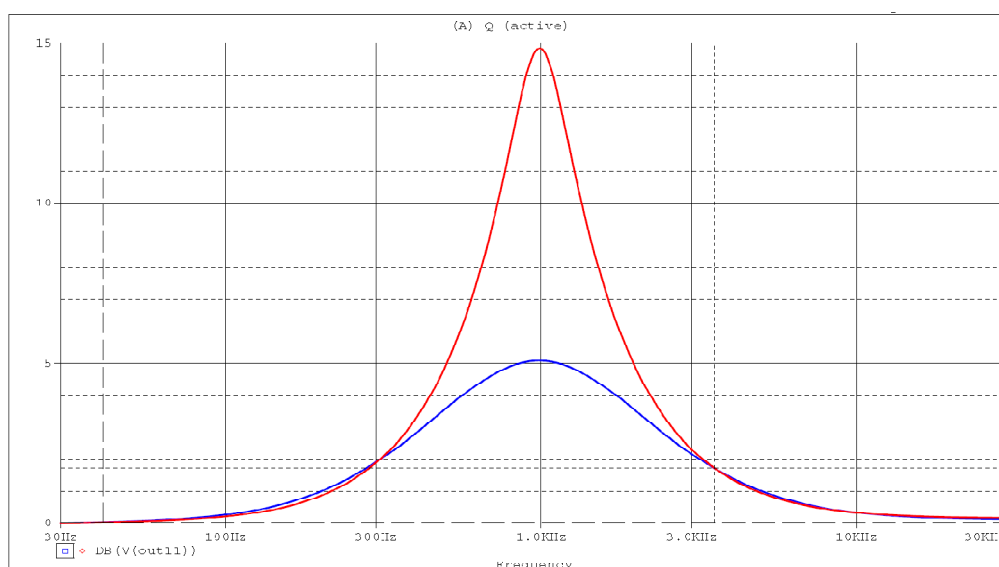
Obr. 4: Zapojení filtru se syntetickým induktorem [1].

Přenos filtru se syntetickým induktorem [1]:

$$K(s) = \frac{s \frac{g}{C_3}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_4 C_3} \right) s + \frac{1 + R_3 R_4 g^2}{R_3 R_4 C_2 C_3}} \quad (2.5)$$

Existuje celá řada obvodových zapojení, které řeší problematiku RLC členů. Řešení problému šířky pásma s ohledem na polohu jezdce je problematické. Takové aplikace zpravidla vyžadují složitější a RLC členy prakticky neřešitelná. Zde se uplatňují obvodová řešení s použitím aktivních prvků.

Taková řešení využívají parametrické ekvalizéry, které mají jiný přístup, než topologie grafických ekvalizérů. Je to dáno možností nastavit všechny tři parametry filtrů nezávisle [4].



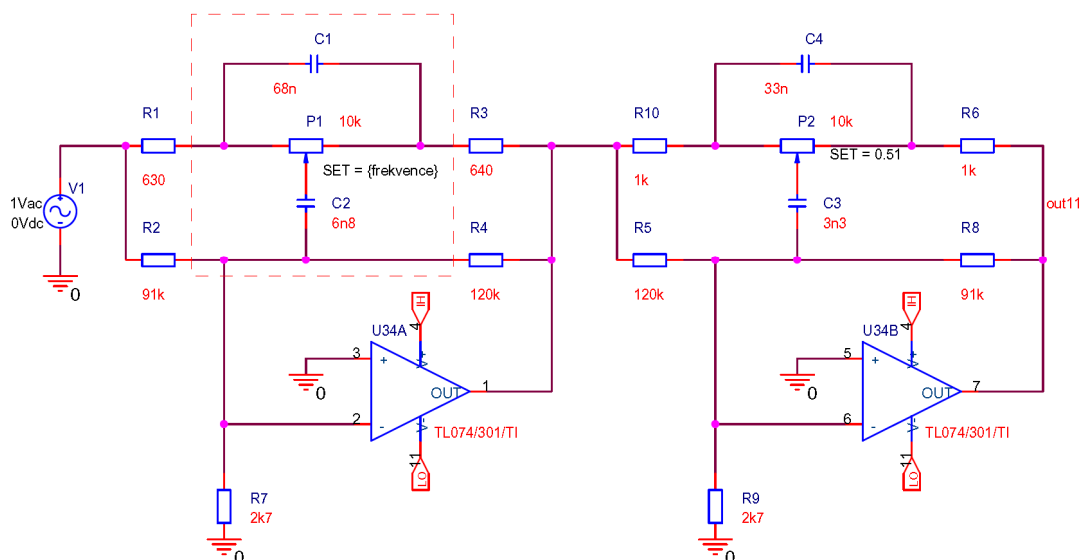
Obr. 5: Přenosová charakteristika filtru s gyrátorem (+5 a +15 dB).

Parametrické EQ nabízí velkou variabilitu nastavení, ale s určitou složitostí zapojení, takže jejich kladné vlastnosti mohou být při použití v reálných podmínkách naopak velkými nedostatky. Skutečností zůstává, že parametrické ekvalizéry ve vícepásmových provedeních používány nejsou. Složitost nastavení by je činila nepoužitelnými. Z tohoto pohledu se jeví používání grafických ekvalizérů mnohem praktičtější.

Při současných nárocích na parametry grafických ekvalizérů je kladen důraz na selektivitu jednotlivých ekvalizovaných pásem, aby byla požadovaná ekvalizace lépe předvídatelná [4]. Na obr. 6 vidíme zapojení kaskádního filtru, který je sestaven z RC členů. Náhrada indukčnosti syntetickými prvky zde není nutná, jelikož princip tohoto

filtru využívá pouze vlastnosti RC členů. Charakteristika tohoto filtru není tak strmá, jako je tomu u filtrů s gyrátory, ale při snižování zdvihu filtru je změna činitele kvality Q menší.

EQ s příčkovými filtry v kaskádě



Obr. 6: Zapojení příčkového filtru v kaskádě [3].

Přenos příčkového filtru [1]:

$$K(s) = \frac{s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2.6.1)$$

$$a_1 = \frac{C_1 (P_{1L} + P_{1R})}{P_{1L} \cdot P_{1R} \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (2.6.2)$$

$$b_1 = \frac{1}{P_{1L} \cdot C_2} + a_1 \quad (2.6.3)$$

$$a_0 = b_0 = \frac{1}{P_{1L} \cdot P_{1R} \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (2.6.4)$$

Dále platí:

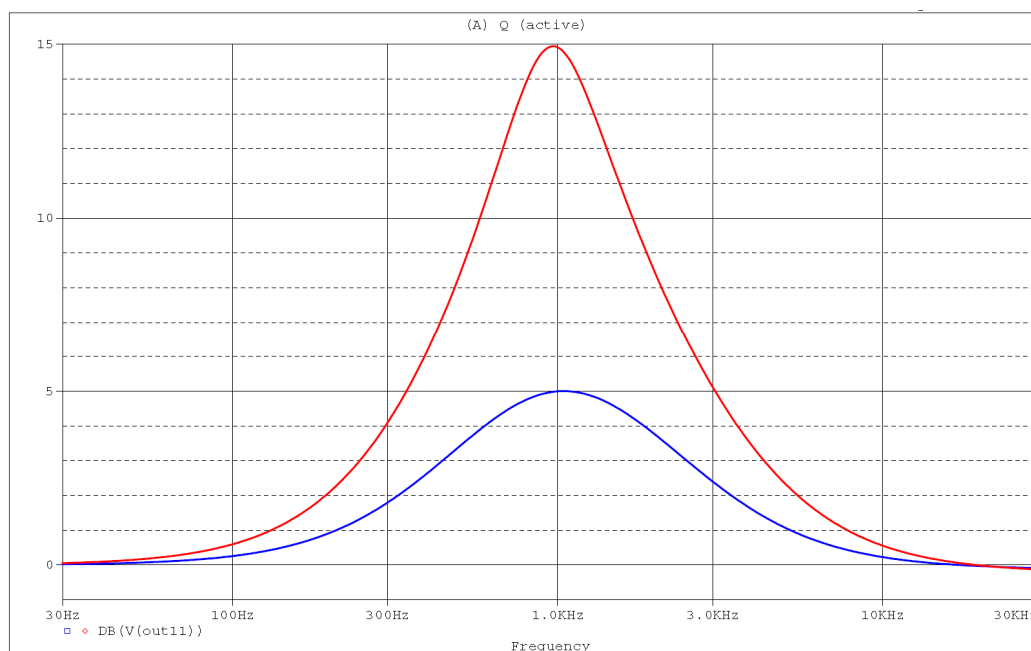
$$R_1 = R_2, \quad C_2 = a C_1 \quad (2.7)$$

Na obr. 7 vidíme výsledek přenosové charakteristiky kaskádního filtru pro pásmo 30 Hz až 30 kHz s korekcí frekvence 1 kHz. Při maximálním zdvihu je zisk signálu 15 dB s šířkou pásma $B = 750$ Hz, při snížení zdvihu na úroveň 5 dB tato šířka pásma vzrostla na 3 kHz. Činitel jakosti filtru se tak při rozdílu zdvihu 10 dB změní z hodnoty 1,33 na hodnotu 0,33, což je 4x. I když se činitel jakosti u tohoto typu filtru mění méně výrazně, jako je tomu u filtru s gyrátorem, tato hodnota stále způsobuje nemalý vliv na korekci sousedních pásem.

Podle uvedeného vztahu pro výpočet činitele kvality filtru můžeme určit hodnotu Q pro tento filtr

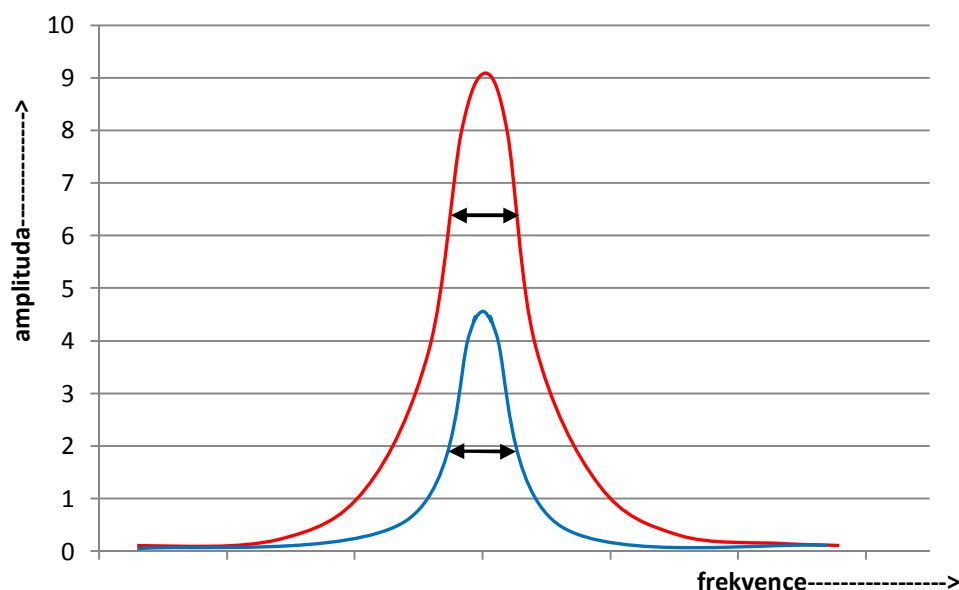
$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_2 - f_1}{B}. \quad (2.8)$$

Současným trendem je vývoj grafických ekvalizérů s hodnotou Q co nejvíce konstantní. Zde je využito předností parametrických ekvalizérů pro návrhy ekvalizérů grafických. Pozornost se zde soustřeďuje na takové filtry, které se změnou amplitudy svůj faktor Q nemění. Přenosová charakteristika takového filtru je na obr. 8.



Obr. 7: Přenosová charakteristika kaskádního filtru (+5 a +15 dB).

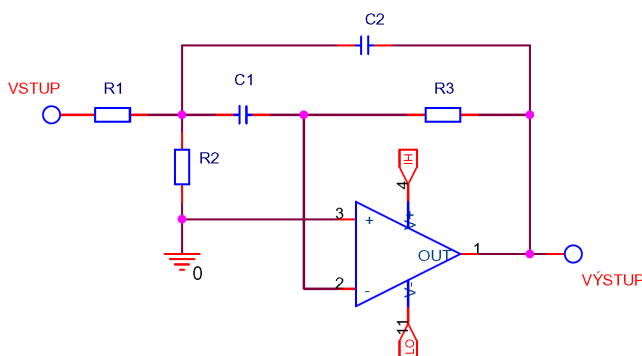
Filtrační sekce jsou při změnách amplitudy jednotlivých filtrů na sobě nezávislé, což umožňuje, aby každý filtr zpracovával jen danou střední frekvenci a potřebnou šířku pásma.



Obr. 8: Přenosová charakteristika filtru s konstantním Q .

Použití grafických ekvalizérů s konstantním Q poskytuje lepší a přesnější výsledky a dodává věrnější "grafické znázornění" vyrovnávací křivky pomocí jezdců na předním panelu. Jedním z průkopníků ve vývoji filtrů s konstantním Q je firma Rane, která uvedla na trh jedy z prvních modelů grafických ekvalizérů osazených těmito filtry [4]. Na obr. 9 je znázorněn pásmový filtr, který tato značka používá a který je také součástí konceptu filtrů znázorněného na obr. 12.

Na obr. 10 vidíme výsledek přenosové charakteristiky filtru s vícenásobnou zpětnou vazbou pro pásmo 30 Hz až 30 kHz s korekcí frekvence 1 kHz. Při maximálním zdvihu je zisk signálu 15 dB s šířkou pásma $B = 450$ Hz, při snížení zdvihu na úroveň 5 dB tato šířka pásma vzrostla na 690 Hz. Činitel jakosti filtru se s použitím vícenásobné zpětné vazby tak při rozdílu zdvihu 10 dB změní z hodnoty 2,22 na hodnotu 1,45, což je 1,5x. V tomto případě je činitel jakosti Q proměnný jen mírně oproti předchozím typům.



Obr. 9: Filtru typu Huelsman [1].

Přenos filtru typu Huelsman [1]:

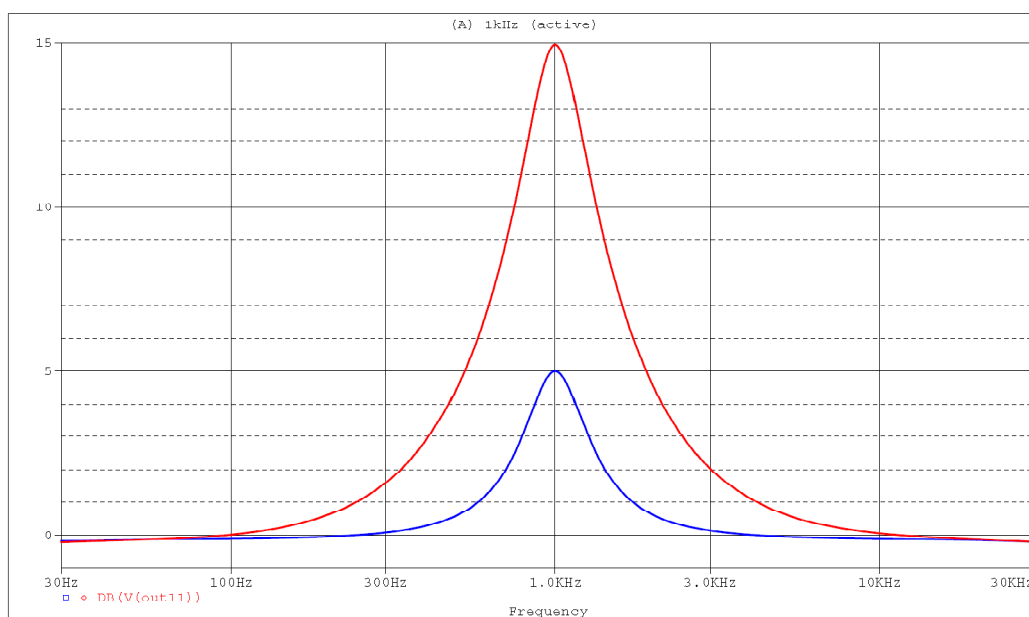
$$K(s) = \frac{s \frac{\omega}{Q}}{s^2 + \frac{\omega}{Q(1-\beta)^{-1}}s + \omega^2} = \frac{sC_1R_2R_3}{s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sR_1R_2(C_1 + C_2) + R_1 + R_2} \quad (2.9)$$

$$C \cong \frac{3,3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{f_p}}, \quad C_{\min} > 4 \cdot 10^{-11} Q \quad (2.9)$$

$$R_3 = \frac{2Q}{\omega C}, \quad R_1 = \frac{R_3}{2}, \quad R_2 = \frac{R_1}{2Q^2 - 1} \quad (2.9)$$

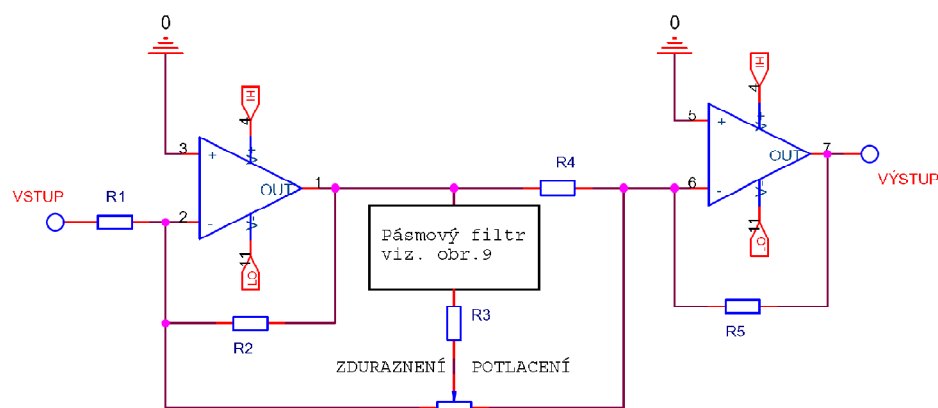
Vztahy pro stanovení hodnot prvků použité ZV [1]:

$$R_4 = \frac{R}{\beta}, \quad R_2 = R, \quad R_1 = \frac{R}{(1-\beta)K_0} \rightarrow R \approx k\Omega. \quad (2.10)$$



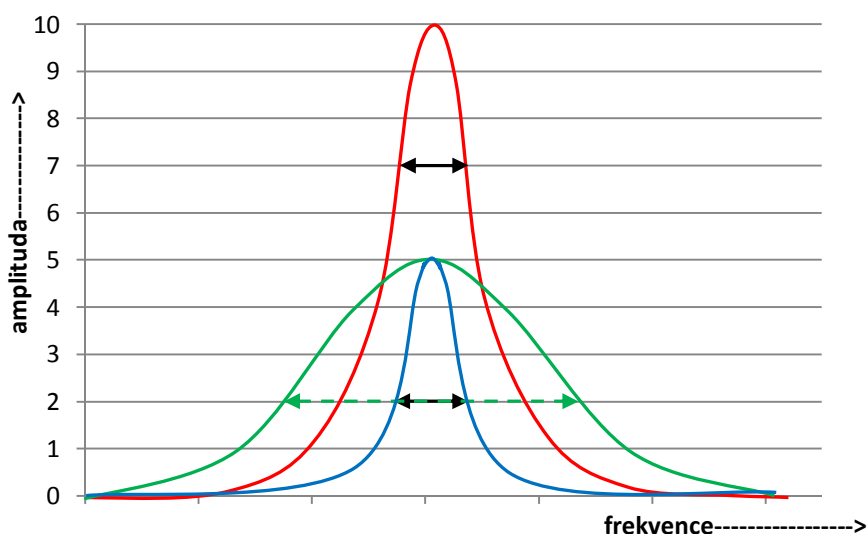
Obr.10: Přenosová charakteristika filtru s vícenásobnou zpětnou vazbou.

Na obr. 11 a obr.12 je názorná ukázka vlivů modulových charakteristik daných filtrů na šířku pásma pro pokles o 3dB. Zde je vidět, že různý zisk opravdu šířku pásma nemění. Mezi konvenční filtry lze zařadit například filtry se syntetickými indukčnostmi, případně také uvedený kaskádní filtr. Filtry s konstantním Q jsou více selektivní a i se změnou úrovně modulové charakteristiky ovlivňují stále stejnou část frekvenčního pásma. Jejich výhody jsou tedy zřejmé. Na obr. 11 vidíme schéma konceptu filtru grafického ekvalizéru, který využívá filtr s vícenásobnou zpětnou vazbou.



Obr. 11: Typická aplikace filtru [4].

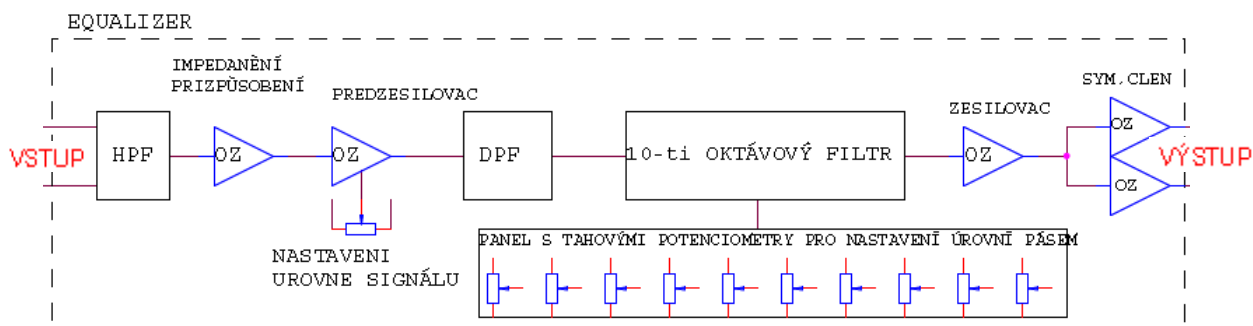
Následující obr. 12 poskytuje názornou ukázku srovnání vlivu použitého typu filtrů pásmových propustí na šířku pásma, která při různých úrovních zdvihu filtrace postihuje různě velké oblasti postranních pásem. Červená křivka udává přenosovou charakteristiku filtrů při maximálním zdvihu. Modrá křivka vyjadřuje přenos filtru s nižším zdvihem při zachování stejné šířky pásma pro pokles o 3 dB. Zelená křivka udává přenos filtru se stejným zdvihem, ale výrazným zvýšením šířky pásma pro pokles o 3 dB.



Obr. 12: Srovnání vlivu amplitudy na šířku pásma u daných filtrů.

2.4 Blokové schéma ekvalizéru

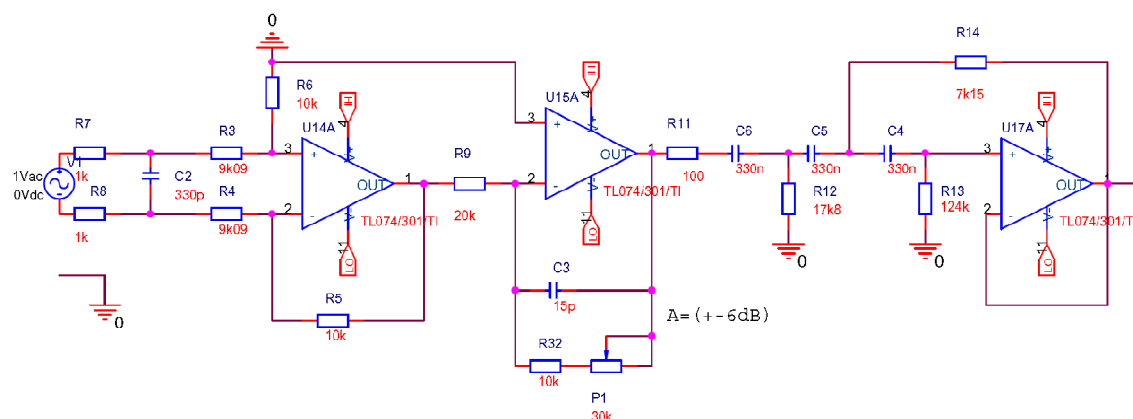
Na obr. 13 je jednokanálové blokové schéma návrhového zapojení 10-ti pásmového ekvalizéru. Popis jednotlivých bloků je popsán v kapitole 2.5.



Obr. 13: Blokové schéma ekvalizéru.

2.5 Schéma zapojení ekvalizéru

Na obr. 14, 15 a 16 jsou schémata zapojení 10-ti pásmového ekvalizéru, které byly současně základem pro zpracované simulace. Výsledky simulací jsou zobrazeny v části SIMULACE.



Obrázek 14: Schéma zapojení budící části EQ [4].

Vstupní blok ekvalizéru obr. 14, který obsahuje části HP filtr, předzesilovač s regulátorem úrovně a DP filtr, je vybaven symetrickým vstupem s impedancí danou rezistory R_7 a R_8 a kapacitou C_2 , která omezuje vf rušení vstupu. Pro zpracování symetrického signálu je zde použit OZ v diferenciálním zapojení s přenosem 1. Následuje další stupeň, který zajišťuje nastavení vstupní úrovně signálu pro další bloky EQ pomocí odporového regulátoru hlasitosti zapojeného v záporné zpětné vazbě U15.

Hodnota odporu R_{32} a potenciometru P_1 určuje požadované zesílení operačního zesilovače U_{15} . Zde budeme požadován maximální zisk tohoto stupně v rozmezí ± 6 dB. Poměr úrovní napětí na vstupu a výstupu operačního zesilovače určíme ze vztahu [5]

$$K_U = \frac{U_2}{U_1}$$

$$A = 10^{\frac{A[dB]}{20}} \rightarrow 6dB = 10^{\frac{6}{20}} \cong 2 . \quad (2.11)$$

Přenos zpětnovazebního členu je vodivostí zpětnovazebního odporu [5]:

$$\beta_u = \frac{1}{R_{ZV}} \quad (2.12)$$

a podílem napětí na zpětné vazbě a výstupního napětí [5]:

$$\beta_u = \frac{U_{ZV}}{U_2} \quad (2.13)$$

Hodnotu zpětnovazebního odporu R_{ZV} pro $A = \pm 6$ dB můžeme vypočítat ze vztahu [5]:

$$A = \frac{A_0}{1 - \beta \cdot A_0}; \quad R_{ZV} = \frac{A \cdot A_0}{A_0} - A_0 . \quad (2.14)$$

Z uvedených vztahů vyplývá, že pro zajištění zesílení $A = -6$ dB musí mít rezistor R_{32} hodnotu rovnou $1/2$ rezistoru R_9 . Hodnota P_1 tedy odpovídá následujícímu vztahu:

$$P_1 = R_{ZV} - R_{32} = \left(\frac{A \cdot A_0}{A_0} - A_0 \right) - \frac{1}{2} R_9 . \quad (2.15)$$

Pro zpětnou kontrolu z obr. 14 nastaveného zesílení pro dané rozmezí můžeme použít vztah:

$$A_U [dB] = 20 \log \left(\frac{R_{ZV}}{R_{IN}} \right) . \quad (2.16)$$

Pro eliminaci vf rušení je použitý RC filtr, zapojený ve zpětné vazbě U15. Pro výpočet hodnoty kapacity C_3 použijeme vztah (2.22), kde za hodnotu R dosadíme maximální hodnotu R_{ZV} , což je sériové spojení R_{30} a P_1 . Po dosazení této hodnoty do vzorce pro výpočet mezní frekvence zpětnovazebního RC článku dostaneme odpovídající hodnotu kondenzátoru C_3 . Jelikož se zde jedná o eliminaci rušení a překmitů OZ, mezní kmitočet v tomto případě není nutné nastavovat na hodnoty blízké prahu slyšitelného kmitočtu 20 kHz, ale výrazně vyšší.

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_m}, \quad f_m \gg 20\text{kHz}. \quad (2.17)$$

Signál je dále přiváděn na HPF filtr, který eliminuje vliv rušivých frekvence na nízkých kmitočtech pod 25 Hz. Tento filtr můžeme nazývat také jako ruchový filtr. Strmost HPF filtru je -18 dB/okt. Hodnoty kapacit C_4 , C_5 a C_6 volíme v řádu stovek nF, aby bylo možné použít vyšší hodnoty odporů v řádech desítek $k\Omega$ a neklesla tak příliš vstupní impedance pro U17. Pro mezní frekvenci 20 Hz tedy zvolíme hodnotu C_4 , C_5 a C_6 a hodnoty odporů R_{13} a R_{14} dále určíme ze vztahů [1]:

$$R_{12} = \frac{2}{C \cdot 2\pi \cdot f}, \quad R_{13} = \frac{1}{C \cdot 2\pi \cdot f}, \quad R_{14} = \frac{0,5}{C \cdot 2\pi \cdot f}. \quad (2.18)$$

Zpětným propočtem (2.22) můžeme ověřit, zda-li je zvolená hodnota součástek vyhovující [1].

$$f = \frac{2}{C \cdot 2\pi \cdot R_{12}}, \quad f = \frac{1}{C \cdot 2\pi \cdot R_{13}}, \quad f = \frac{0,5}{C \cdot 2\pi \cdot R_{14}}. \quad (2.19)$$

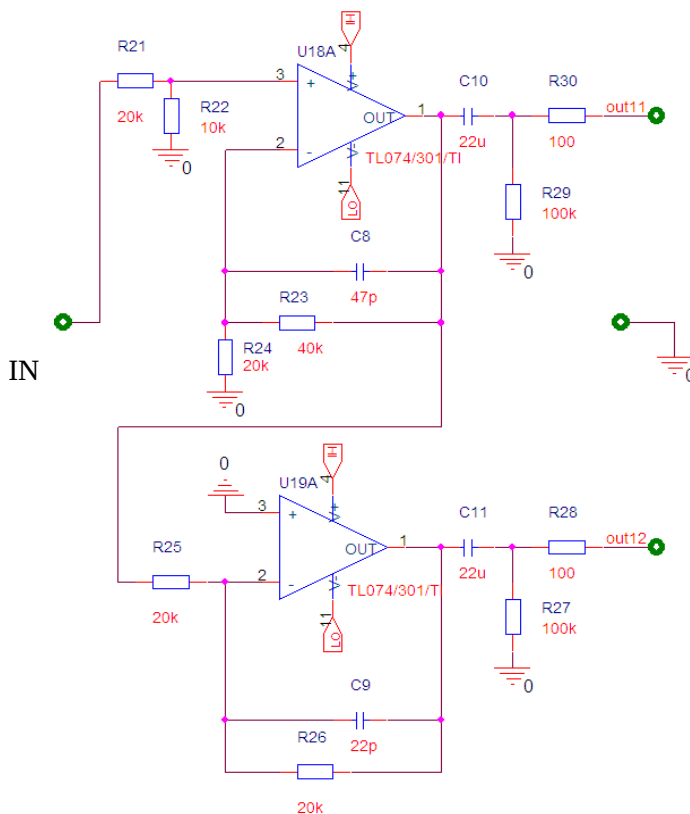
Na obr. 15 je schéma bloku 10-ti oktavového filtru s aplikací pásmových filtrů EQ a budič. Je zde použit filtr typu Huelsman [1]. Filtry zabezpečují korekci vybraných 10-ti pásem ekvalizéru. Signál je přiveden na invertující vstup OZ U11 s přenosem 1, který zajišťuje filtraci nežádoucích vyšších kmitočtů a rušení pro další bloky pomocí RC filtru ve zpětné vazbě. Hodnoty R_{51} a C_{50} zvolíme tak, abychom omezili šířku pásma na maximální mez 20 kHz, kterou vnímá lidské ucho. Pro zajištění přenosu 1 je nutno zvolit hodnotu R_{51} součtem hodnot R_2 a R_{50} . Mezní kmitočet dolní propusti tedy bude zvolen 20 kHz. Hodnoty součástek R_{51} a C_{50} lze dále určit ze vztahu:

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot RC}. \quad (2.20)$$

Obrázek 15: Schéma zapojení pásmových filtrů EQ.

Parametry rezistorů R_{53} , R_{54} a R_{55} , které zajišťují zpětnou vazbu pásmových filtrů, určíme pomocí vztahu (2.12). Obecně bude platit, že OZ U12 má přenos 1, tudíž rezistory R_{53} a R_{54} (určují velikost záporné zpětné vazby) budou mít stejnou hodnotu. Pro návrh parametrů pásmových filtrů použijeme vztahy (2.9) kap. 2.3. Základním parametrem zde jsou zadané rezonanční kmitočty 32 Hz, 64 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz a 16 kHz. S ohledem na toleranci používaných součástek lze předpokládat, že výsledné hodnoty těchto rezonančních kmitočtů nebudou zcela přesné, ale budou se zadaným hodnotám blížit. Pro následnou optimalizaci určených hodnot obvodových součástek byl použit simulační program PSpice. Výsledky simulací charakteristik uvedených filtrů jsou uvedeny v části SIMULACE. Velikostí hodnoty R_{56} ve zpětné vazbě U13 určujeme zesílení tohoto OZ, který budí koncový stupeň EQ, osazený symetrizačním členem pro zajištění symetrického signálu na výstupu EQ, kterým asymetrický signál převedeme na symetrický.

Uvedené zapojení vychází z koncepce grafických ekvalizérů Rane [4]. Toto zapojení filtrů jsem modifikoval pro požadovaný počet ekvalizovaných pásem a podrobil optimalizaci v obvodovém simulátoru PSpice. Provedl jsem úpravu korekce vstupní úrovně pro nastavení zisku ± 6 dB a filtrace HPF pro dělicí kmitočet 20 Hz. Dále byl jsem doplněnil volitelný zisk ekvalizéru v daných pásmech na ± 12 dB a ± 18 dB.



Obr. 16: Schéma zapojení koncového symetrizačního bloku EQ.

Posledním blokem v zapojení ekvalizéru je symetrizační blok, uvedený na obr. 16. Tento blok tvoří dva OZ, kde jeden je v invertujícím a druhý v neinvertujícím zapojení. OZ U19 má vstupní odpor daný hodnotou R_{25} . Zde není požadavek na zasílení úrovně signálu, proto hodnota R_{26} ve zpětné vazbě je totožná. Výstupní blok je ošetřen proti nežádoucím frekvenčním složkám nad 20 kHz a vř rušení kapacitou C_9 . Velikost této kapacity vychází ze vztahu (2.17). Neinvertující část symetrizačního bloku má vstupní úroveň signálu danou děličem R_{21} a R_{22} . Tento úbytek napětí je nutné korigovat velikostí zpětné vazby invertujícího vstupu U16. Pro hodnotu vstupního děliče 1/2 je požadováno zesílení neinverutjícího OZ $A = 2$. Hodnoty R_{23} a R_{24} jsou tedy stejné jako R_{25} a R_{26} . Kapacity C_{10} a C_{11} jsou vazební kapacity pro odstranění případné DC složky na výstupu. Výstupní impedanci určují rezistory $R_{27,28,29,30}$. Rezistory R_{1004} a R_{1007} zde pouze zastupují připojenou zátěž na výstup EQ.

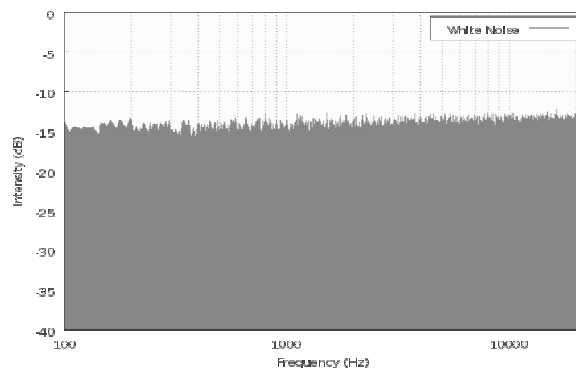
3 ANALYZÁTOR

3.1 Základní popis

Audio-analyzátor je zařízení pro měření charakteristik zvukového signálu. Audio analýza se provádí na základě podnět-reakce, tj. testovací signál se známými parametry se přivádí na vstup testovaného zařízení a výstupní signál je analyzátozem snímán, aby mohl být následně srovnáván s parametry testovacího signálu. Základními bloky analyzátoru jsou vysílací část -zdroj (generátor testovacích signálů) a přijímací část, která provádí požadované měření a vyhodnocení analýzy. Nejdůležitějšími parametry pro analýzu signálu jsou frekvenční charakteristiky, frekvenční rozsah, úroveň amplitudy [6].

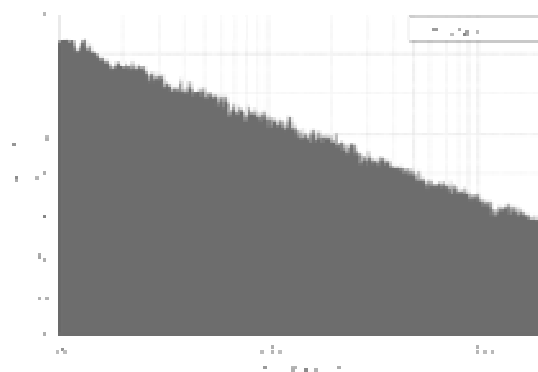
Audio-analyzátor provádí měření testovacího signálu, který zpravidla vysílá z vlastního generátoru tohoto testovacího signálu. Testovacím signálem může být harmonický signál o dané frekvenci, kterou potřebujeme analyzovat. Tím může být sinusový signál stejného kmitočtu, který má naladěm dílčí pásmový filtr ekvalizéru, kterým budeme následně signálovou křivku upravovat, nebo např. tzv. růžový šum nebo bílý šum, který je charakteristickým produktem PN přechodů tranzistorů. Termální (tzv.bílý) šum má rovnoměrnou výkonovou spektrální hustotu. Pokud bychom frekvenční pásmo rozdělili na menší, stejně velké šířky pásem, tak v každém takovém pásmu má bílý šum stejný výkon. Jako příklad si můžeme uvést šířku pásma v rozsahu 100 Hz až 200 Hz, kde je zastoupen stejný výkon bílého šumu jako v pásmu 1000 Hz až 1100 Hz. Bílý šum je popisován také jako termický šum [6]. Šumové napětí má obecný vztah:

$$U_T^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B_N [5] . \quad (3.1)$$



Obrázek 17: Spektrum bílého šumu [6].

Pro zvukovou analýzu se v praxi častěji využívá tzv. růžový šum, který má výkonovou spektrální hustotu přímo úměrnou převrácené hodnotě frekvence. Při dvojnásobné frekvenci klesá energie o 3 dB. Energie je tedy stejná pro každou oktávu nebo dekádu (např. výkon šumu je stejný pro oktávu 20 Hz – 40 Hz i 10 kHz – 20 kHz). Jeho tvar spektra mnohem lépe odpovídá tvaru fyziologické křivky dané citlivostí lidského sluchového orgánu na akustické signály [11]. Ukázka frekvenčního spektra tohoto typu šumu je znázorněna na obr. 18.

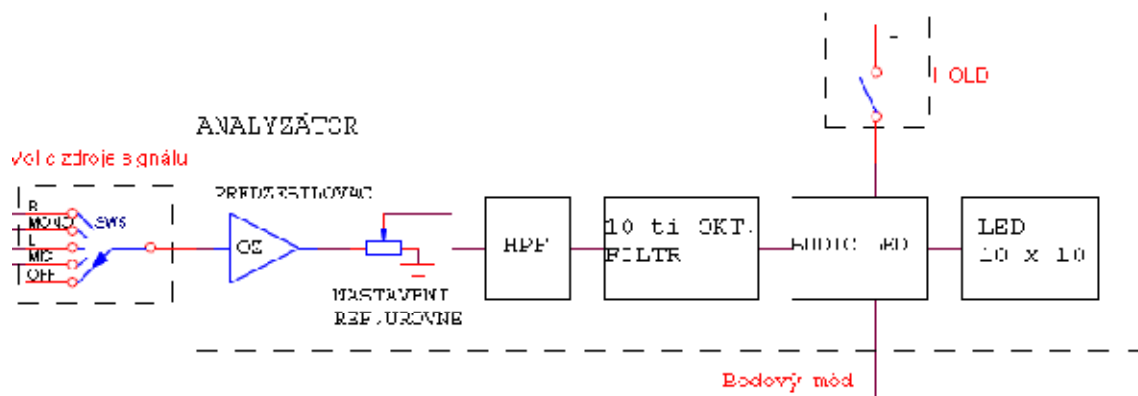


Obrázek 18: Spektrum růžového šumu [6].

Pro navrhovaný audio-analyzátor budeme uvažovat několik zdrojů testovacích signálů. Bílý šum, růžový šum (pink noise) se strmostí 20dB/dek, testovací šum se strmostí 10dB/dek a harmonický sinusový signál pro daná pásma. Na obr. 19 je návrh blokového schématu analyzátoru. Na obr. 20 je pak návrhová hlavní část analyzátoru s pásmovými filtry, která byla podrobena simulaci v programu PSpice, jejíž výsledky jsou shrnuty v části SIMULACE.

3.2 Blokové schéma audio-analyzátoru

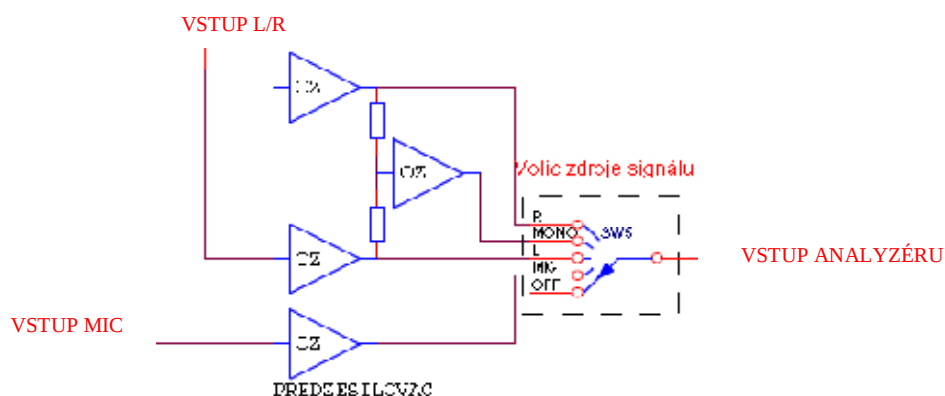
Blokové schéma analyzátoru, které jsem sestavil (obr.19) se skládá z několika částí. Pro volbu zdroje testovaného signálu je zde volič zdrojových signálů, který dává možnost výběru z několika variant. Analyzátor je na rozdíl od ekvalizéru navržen pro jeden kanál signálu. Pro provádění analýzy tedy můžeme volit zdroj audiosignálu, připojený ke vstupu ekvalizéru a to jak levý kanál, pravý kanál, ale také součtový monofonní signál. Tento monofonní signál získáme přivedením signálů obou kanálů L/R na vstup OZ za odporovým děličem z obr. 20, který dělí úroveň připojeného levého i pravého kanálu na $1/2$ původní hodnoty. Výsledným součtem těchto dvou signálů dostáváme stejnou úroveň signálu monofonního kanálu. Pokud bychom sloučily plné hodnoty těchto dvou kanálů, součtový monofonní kanál by měl dvojnásobnou úroveň a bylo by nutné pro toto měření upravovat referenční úroveň vstupního signálu analyzátoru. Další volbou testovaného signálu je zdroj signálu z měřicího mikrofону s plochou modulovou charakteristikou, který snímá testovací signály v poslechovém prostoru. Tento zdroj signálu je nejprve zesílen předzesilovačem mikrofonního vstupu a následně přiveden na volič zdrojového signálu analyzátoru SW2. Vstup analyzátoru je vybaven předzesilovačem, který má v záporné ZV odporový regulátor pro nastavení požadované úrovně testovaného signálu. Následně je zde DP filtr pro eliminaci potenciálního vf rušení. Další část analyzátoru představuje 10-ti oktávový filtr s filtračními bloky typu Huelsman. Obdobné filtry jsou použity také u ekvalizéru. Tyto filtry jsou nastaveny na stejné frekvence jako filtry ekvalizéru a pro další blok analyzátoru zajišťují sledování úrovně signálů pro vybraná frekvenční pásma.



Obr. 19: Blokové schéma analyzátoru.

Výsledné úrovně těchto signálů jsou dále předávány budiči LED indikátorů, které představují výstupní část analyzátoru, která nám poskytuje informaci o tvaru obálky frekvenční charakteristiky celého testovaného kmitočtového pásma. Budič LED indikátorů přepínáme pomocí voliče vstupního signálu SW1 mezi bodovým a páskovým módem zobrazení. Pro analýzu audiosignálu připojeného na vstupní svorky ekvalizéru je využíván páskový mód zobrazení a pro analýzu testovacích signálů je budič nastaven

na bodový mód zobrazení. Ten lépe zobrazuje testované úrovně a potřebné úpravy pozic tahačů ekvalizéru. Spínačem HOLD zastavíme právě probíhanou analýzu a aktuální výsledky měření zůstanou zobrazeny pomocí LED indikátorů. Takto se lépe docílí optimálního nastavení ekvalizéru dle výsledků analýzy. Na základě těchto výsledků provádíme optimalizaci nastavení jezdců potenciometrů ekvalizéru, abychom docílili přizpůsobení frekvenční charakteristiky výsledného signálu daným akustickým podmínkám, které analyzátor vyhodnotil. Je vhodné toto měření opakovat pro dosažení lepších výsledků analýzy. Tyto výsledky jsou poté konfrontovány s poslechem výsledné ekvalizace dle provedené analýzy a provedeme finální úpravu dle subjektivního vjemu.



Obrázek 20: Schéma signálových cest před voličem signálu analyzátoru.

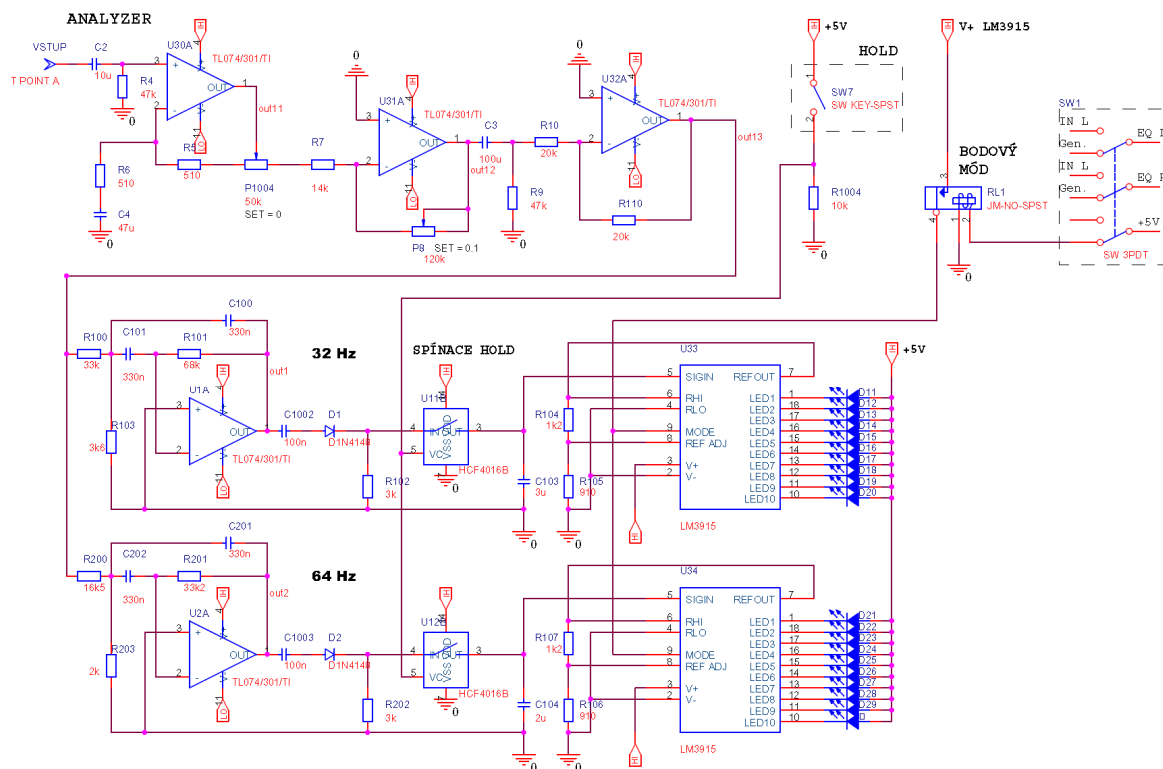
Obr. 20 naznačuje řešení přepínání zdrojů signálu pro měření analyzátozem. Volič SW5 přepíná mezi zdroji měřených signálů, jak bylo popsáno v předchozím odstavci. OZ zařazené v cestách signálů levého a pravého kanálu jsou napěťové sledovače, které impedančně oddělují vstupní kanály ekvalizéru od vstupu analyzátoru. Rezistory R_1 a R_2 na obrázku 20 slouží jako napěťový dělič pro sumační zesilovač levého a pravého kanálu vstupního signálu.

3.3 Schéma zapojení analyzátoru

Schéma zapojení hlavní části analyzátoru na obr. 21 zahrnuje hlavní budící obvody analyzátoru, pásmové filtry, budiče LED a napojení ovládacích okruhů. Vstup této části navazuje na volič zdroje signálu pro analyzátor. Signál je přiváděn přes kapacitní vazbu na neinvertující OZ U30, který má ve zpětné vazbě invertujícího vstupu potenciometr pro nastavení úrovně signálu. Zde je žádoucí, abychom měli dostatečné zesílení vstupního signálu, jehož úroveň bude schopna budít navazující bloky analyzátoru. V případě dostatečně silného vstupního signálu, který z linkového zdroje a z generátoru testovacích signálů bude dosahovat maximální úrovně 0dB, je v sérii s regulátorem úrovně omezující rezistor R_5 , který zamezuje snížení zesílení OZ U30 pod hodnotu $A = 2$. Toto zesílení kompenzuje ztráty na R_4 a na pásmových filtrech. Hodnotu potenciometru P1004 volíme dostatečně velikou, abychom dosáhli zesílení u

tohoto budiče alespoň 40 dB. Hodnota tedy bude odpovídat 10-ti násobku R_5 . V dalším zesilovacím stupni U_{31} pouze dorovnáme pomocí P_8 požadované zesílení testovaného signálu, abychom získali požadovanou úroveň signálu pro správné vyhodnocení prováděné analýzy. Třetí zesilovací stupeň U_{32} má zesílení rovno 0 dB a odděluje budící část od filtrů. RC člen C_3 a R_9 eliminuje vf signály a rušení pro další bloky analyzátoru.

Použité filtry jsou stejného typu jako u ekvalizéru s tím rozdílem, že nejsou zapojeny jako součást zpětné vazby pro zdůraznění nebo potlačení naladěného pásma, jako je tomu u filtrů ekvalizéru. Filtry analyzátoru jsou aktivní RC filtry, tzv. ARC filtry 2.řádu se strmostí -20 dB/ dek. Jsou dostatečně strmé pro potlačení signálů mimo naladěné pásmo. Tímto původní signál rozdělíme na 10 požadovaných pásem pro analýzu jejich úrovně. Kapacity C_{1002} až C_{1011} eliminují vliv DC složky na úroveň výstupního signálu a tím také na výsledky analýzy. Signály z výstupů OZ U_1 až U_{10} jsou usměrněny diodami D_1 a ž D_{10} . Kapacity C_{103} až C_{112} spolu s rezistory R_{102} až R_{1002} určují časovou konstantu náběhu. Usměrněné napětí na kapacitorech je vybíjeno rezistory R_{1002} až R_{1002} . Rychlost tohoto vybíjení udává rychlost zobrazování výsledných naměřených hodnot pomocí LED indikátorů. Časová konstanta s hodnotou 0,3s bude optimální pro přehlednou indikaci výsledků analýzy.



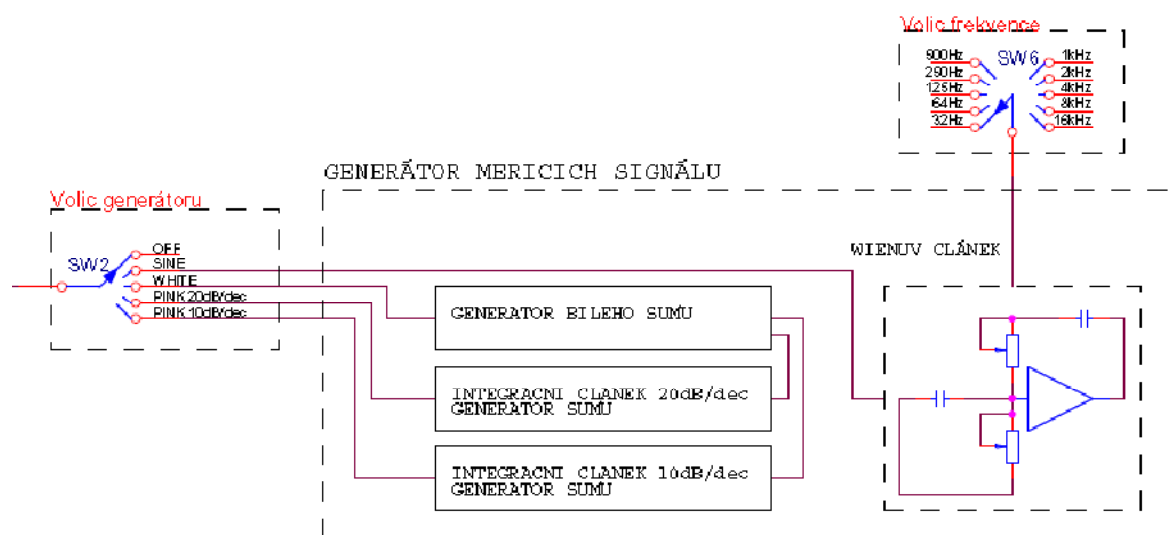
Obrázek 21: Schéma hlavní části analyzátoru.

Bezkontaktní spínače U11 až U20 jsou společně propojeny pinem 5 na spínač SW7. Tímto spínačem se aktivují spínače U11 až U20, které odpojí vybíjecí rezistory R102 až R1002 od kapacit C103 až C112. Ty v tuto chvíli drží úroveň napětí v okamžiku rozpojení spínačů a tímto konstantním napětím budí vstupy budičů LED indikátorů. Ty zobrazují poslední měřenou úroveň signálů do chvíle, než dojde k opětovnému sepnutí spínačů U11 až U20 a tím k připojení testovaných signálů na vstupy budičů. Ty v tuto chvíli spolu s LED indikátory zobrazují výsledky měřených signálů v reálném čase. Spínač SW1, který připojuje vstupní signál pro ekvalizér současně přivádí napětí na cívku relé RL1, která aktivuje bodový mód LED indikátorů pro měření testovacích signálů.

3.4 Generátor testovacích signálů

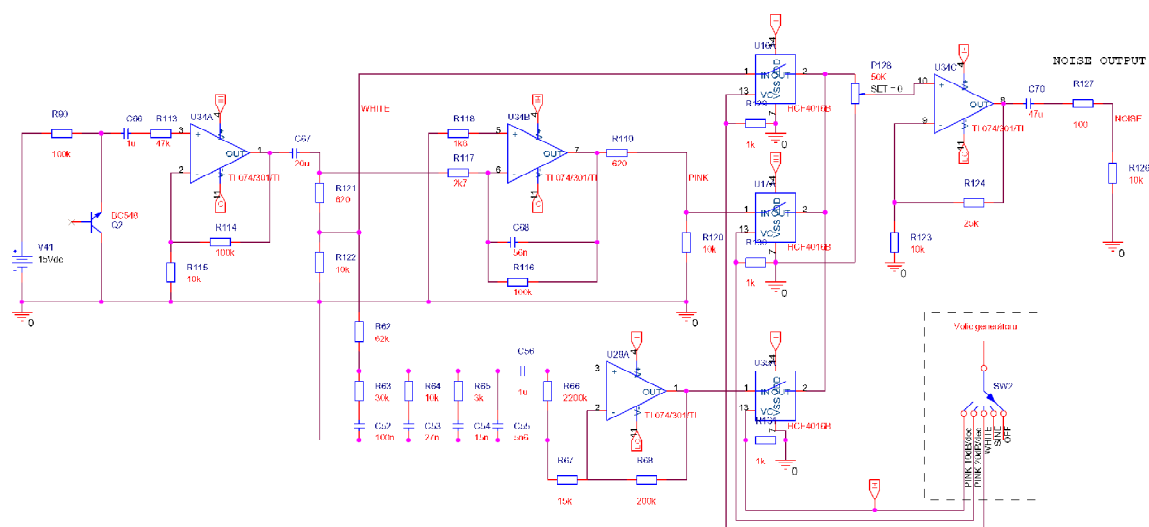
Generátor signálů představuje zdroj testovacích signálů, které budou použity pro analýzu akustiky prostoru a ozvučovací soustavy. Testovací signály jsou přiváděny na vstup ekvalizéru, dále prochází ozvučovací soustavou a jsou pomocí elektroakustických měničů vyzařovány do prostoru. Měřící mikrofon tyto signály snímá a přenáší je na vstup analyzátoru. Ten signály dále filtruje laděnými filtry na jednotlivá frekvenční pásma a vyhodnocuje jejich výslednou úroveň. Zdrojem testovacích signálů je tepelný (bílý) šum, který je charakteristickým produktem PN přechodů tranzistorů. Vhodnými obvodovými zapojeními lze ze zdroje bílého šumu získat zdroj růžového šumu, jehož popis je uvedený v části 3.1. Spektrum růžového šumu má s narůstající frekvencí spád - 10 dB/dek. Oproti bílému šumu, který má konstantní výkonovou spektrální hustotu, klesá výkon růžového šumu při dvojnásobné frekvenci o 3 dB. Růžový šum je svým charakterem více blízký logaritmickému charakteru vnímání lidského sluchu. Zatím co je výkonová úroveň bílého šumu v akustickém pásmu konstantní, tak výkonová úroveň růžového šumu klesne v akustickém pásmu 20 Hz – 20 kHz o 30 dB, což je tisíckrát.

Z tohoto hlediska je patrné, že úroveň výkonu pro nízké frekvence je pro určení lineární charakteristiky audio systému vyhovující, ale pro sluchovou analýzu je tato úroveň příliš nízká oproti sluchovému vjemu stejné výkonové úrovně na středních a vyšších kmitočtech. Zvolil jsem pro testování také kompromis mezi těmito variantami, což představuje šumový signál s výkonovou spektrální úrovní klesající s dvojnásobnou frekvencí o 1,5 dB. Výkonová úroveň takového šumu klesne v akustickém pásmu 20 Hz – 20 kHz o 15 dB, což je více než třicetkrát. Dynamický rozdíl takového výkonové úrovně je tedy mnohem mírnější a pro zpracování audio řetězcem výhodnější. Další častou variantou testovacího signálu je harmonický (sinusový) signál. Pro analýzu, jejímž výsledkem má být optimální nastavení grafického ekvalizéru, který má kompenzovat nedostatky akustických podmínek, nebo audio systému, je vhodným řešením zdroj více sinusových signálů, které odpovídají stejným kmitočtům, které mají naladěny filtry ekvalizéru, kterým budeme následně signálovou křivku upravovat.



Obrázek 22: Blokové schéma generátoru testovacích signálů.

Blokové schéma generátoru měřících signálů je zobrazeno na obr. 22. Výchozím je zde generátor bílého šumu, který je zde použitý jako základní testovací signál a je vyvedený na kontakt voliče generátoru SW2. Tento zdroj bílého šumu je současně integračním článkem upraven na růžový šum se strmostí střední amplitudy -20 dB/dek. Současně je zdroj bílého šumu přiveden na integrátor se strmostí 10 dB/dek. Oba tyto signály jsou vyvedeny na kontakty voliče generátoru SW2. Tímto voličem následně určujeme typ testovacího signálu pro následnou analýzu.

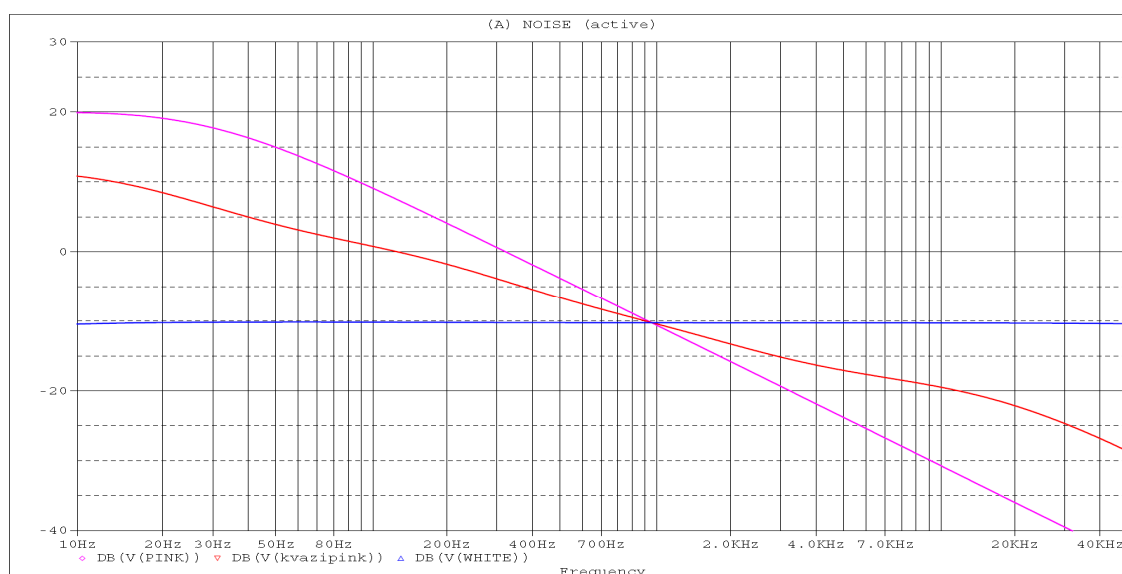


Obr. 23: Schéma generátoru testovacích signálů.

Základním prvkem pro zdroj bílého šumu je použitý PN přechod tranzistoru. Ten je zapojen v závěrném směru. Šum, který je generován jeho PN přechodem (typicky 20-30mV), je přiveden na vstup OZ U34A, kde je následně zesílen a přes kapacitní vazbu pro omezení DC složky vyveden na bezkontaktní spínač U16. Zesílení OZ U34A bude dostatečně velké, aby byla zajištěna požadovaná úroveň signálu na výstupu v řádech stovek mV. To odpovídá zesílení o 20 dB, což se rovná hodnotě $A = 10$. Úroveň signálu na výstupu U34A bude přibližně 300 mV.

Z výstupu U34A je zesílený šum přiveden také na vstup invertujícího zesilovače U34B, který má v záporné zpětné vazbě zapojený RC člen pro získání požadované strmosti -20 dB/dek. Mezní kmitočet je zde zvolen 25 Hz, což leží pod mezním kmitočtem prvního filtru analyzátoru (32 Hz). Počáteční zlom frekvenční charakteristiky patrný na obr. 25, zde tedy neovlivní výsledky měření. Takto získaný růžový šum je přiveden na spínač U17. Zdroj bílého šumu z výstupu U34A je také přiveden na kaskádu RC filtrů, které vnáší útlum postupně na čtyřech mezních kmitočtech a upravují výslednou frekvenční charakteristiku na požadovanou strmost -10 dBu/dek. Signál je následně zesílen pomocí OZ U29 a přiveden na spínač U35. Voličem generátoru SW2 je přiváděna vysoká úroveň napětí na řídicí pin spínačů U16, U17 a U35. Ty to spínače přenáší vybraný signál na potenciometr P128, kterým nastavujeme vstupní úroveň signálu pro poslední zesilovací stupeň generátoru U34C. Zesílení tohoto stupně je 10 dB, což je dostačující pro zesílení signálu s úrovní 300 mV na 1V. Tato úroveň odpovídá požadovanému maximu na vstupu analyzátoru.

Na obr. 24 jsou výsledné intenzity testovacích signálů v kmitočtovém pásmu 10 Hz – 40 kHz. Aby bylo možné úrovně těchto signálů vhodně analyzovat, byly zesilovací stupně jednotlivých zdrojů signálů optimalizovány pro stejnou úroveň signálů pro kmitočet 1 kHz. Tato úroveň bude na výstupní úrovni analyzátoru brána jako referenční.



Obr. 24: Intenzita testovacích signálů - srovnání.

3.4.1 Generátor sinusového signálu.

Oscilátor je zařízení, které vytváří netlumené kmity, tedy kmity se stabilní amplitudou. Generátorem sinusového signálu je oscilátor, jehož součástí je zesilovač, u kterého je z výstupu na vstup zavedena kladná zpětná vazba. Pro tuto kladnou zpětnou vazbu musí být splněna podmínka, kde napětí na vstupu přiváděné touto zpětnou vazbou musí mít nulový fázový posun [8]. Zde hovoříme o tzv. fázové podmínce, kde platí:

$$\varphi + k \cdot 360^\circ = 0^\circ \quad (3.2)$$

Toho lze dosáhnout vhodným zapojením obvodů LC nebo RC. Zde je výhodné použití RC členu, kde platí následující vztah [8]:

$$\omega R = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \omega^2 RC = 1 \quad (3.3)$$

Druhou podmínkou pro funkci oscilátoru je to, že oscilátor může kmitat pouze tehdy, jestliže pokles zesílení je vyrovnán velikostí zpětné vazby. Jedná se o tzv. amplitudovou podmínku, pro kterou musí platit vztah:

$$\beta \cdot A = 1 \quad (3.4)$$

β - je činitel zpětnovazebního přenosu. Určuje, jaká část výstupního signálu se vrátí zpět na vstup. A – zesílení aktivního prvku. Pokud jsou splněny uvedené podmínky, bude oscilátor kmitat netlumenými periodickými kmity se stálou amplitudou v ustáleném stavu.

Oscilační kmitočet oscilátoru zde určíme ze vztahu:

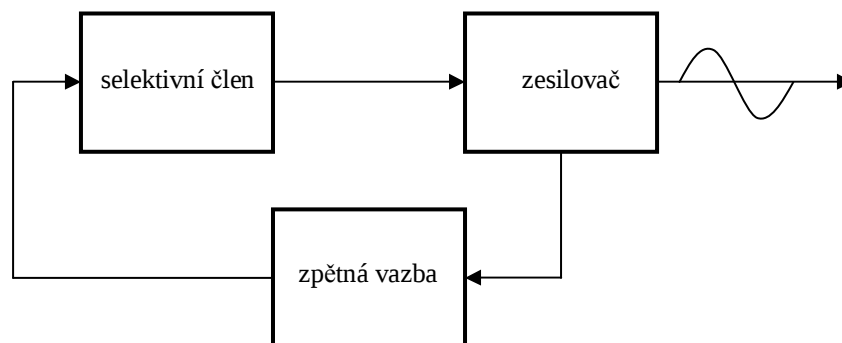
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}} \quad (3.5)$$

Aby došlo k netlumeným oscilacím, musí platit vztah [7]:

$$A = \frac{C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_1 R_2}; \quad C_1 = C_2 = C; \quad R_1 = R_2 = R \rightarrow A = 3. \quad (3.6)$$

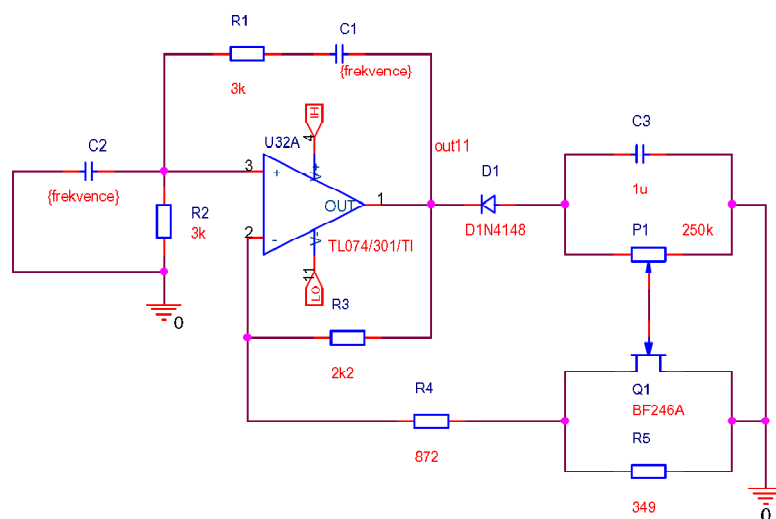
N obr. 25 je znázorněno blokové schéma zapojení oscilátoru. Jako zesilovač lze použít operační zesilovač s pracovním kmitočtem podle požadované frekvence kmitů. Selektivní člen zde volíme dle požadovaného průběhu napětí. Vhodným selektivním členem pro harmonický (sinusový) oscilátor je Wienův článek. Zpětnou vazbu zajišťuje odporový dělič napětí v ideálním případě doplněný obvodem zajišťující stabilizaci

amplitudy kmitů. Na obr. 26 je funkční schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a obvodem stabilizace amplitudy. Stabilizace je zde realizovaná tranzistorem FET, který je řízen záporným napětím za diodou D1. Zvyšující se výstupní napětí zde způsobuje zvyšování vnitřního odporu tranzistoru, který je zapojen paralelně k R5 a tím dojde ke zvýšení výsledného odporu této paralelní kombinace a následně ke zvýšení zpětné vazby a snížení zesílení OZ. Pokud výsledné napětí naopak klesá, čímž by došlo k postupnému utlumení kmitů oscilátoru, sníží se vnitřní odpor tranzistoru a hodnota odporu paralelní kombinace klesne, což naopak zvýší zesílení OZ a tím také amplitudu oscilací.



Obr. 25: Blokové schéma zapojení oscilátoru.

Stabilizace amplitudy pomocí FET, pracujícím v odporovém lineárním režimu sleduje výstupní napětí a odchylky od požadované úrovně vyrovnává změnou vnitřního odporu FET, která je reakcí na řídicí napětí přiváděné na řídicí elektrodu tranzistoru. Tato stabilizace zajišťuje, aby nedocházelo k útlumům nebo k limitacím oscilací.



Obr. 26: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a obvodem stabilizace amplitudy[8].

FET v odporovém režimu vykazuje hodnoty vnitřního odporu od 200Ω do nekonečna. Tato hodnota je závislá na řídicím napětí U_{GS} . Požadované zesílení pro zajištění funkce oscilátoru je rovno $A = 3$ [7].

Ze vztahu (3.6) můžeme určit závislost zesílení na hodnotě paralelní kombinace R_5 a vnitřního odporu Q1, který označíme jako R_{DSON} [7].

$$A = \frac{R_3 + R_4 + \frac{R_5 \cdot R_{DSON}}{R_5 + R_{DSON}}}{R_4 + \frac{R_5 \cdot R_{DSON}}{R_5 + R_{DSON}}} \Rightarrow R_4 + \frac{R_5 \cdot R_{DSON}}{R_5 + R_{DSON}} = \frac{R_3}{A-1} \quad (3.7)$$

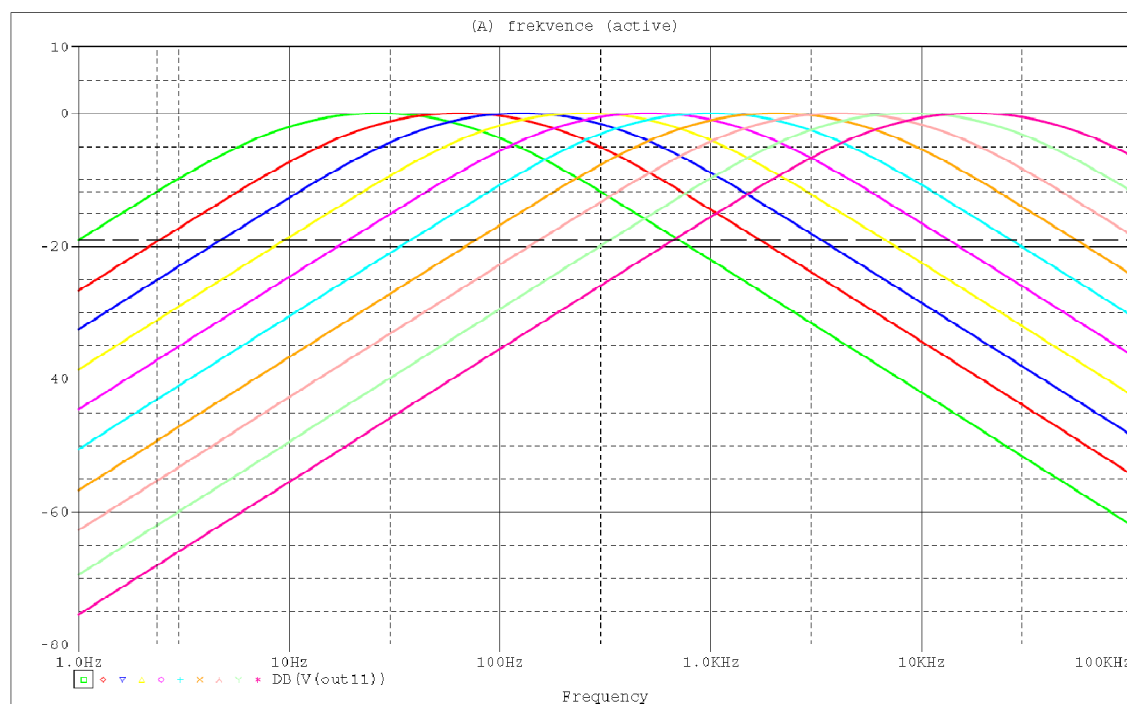
Hodnota sériové kombinace R_4 a paralelního spojení Q_1 a R_5 by měla odpovídat pro horní práh zesílení $A = 3,2$ hodnotě 1000Ω .

Po dosazení této hodnoty do vztahu (3.6) s dosazením minima odporu R_{DSON} platí [7]:

$$R_4 + \frac{200 \cdot R_5}{R_5 + 200} = 1000 \Omega \quad (3.8)$$

V opačném případě, kdy jde hodnota R_{DSON} k nekonečnu, je hodnota sériové kombinace [7]:

$$R_4 + \frac{R_5 \cdot R_{DSON}}{R_5 + R_{DSON}} = \frac{R_3}{A-1} = \frac{2200}{2,8-1} = 1222 \Omega \quad (3.8)$$



Obr. 27: Přenos simulovaného Wienova článku pro zadané frekvence.

Hodnota R_{DSON} se blíží k nekonečnu, hodnota paralelní kombinace R_5 a R_{DSON} se nám zredukuje na hodnotu R_5 . Pak můžeme vztah vyjádřit takto [7]:

$$1222 = R_4 + R_5 \quad (3.9)$$

Vyjádřením R_4 získáme následující rovnost [7]:

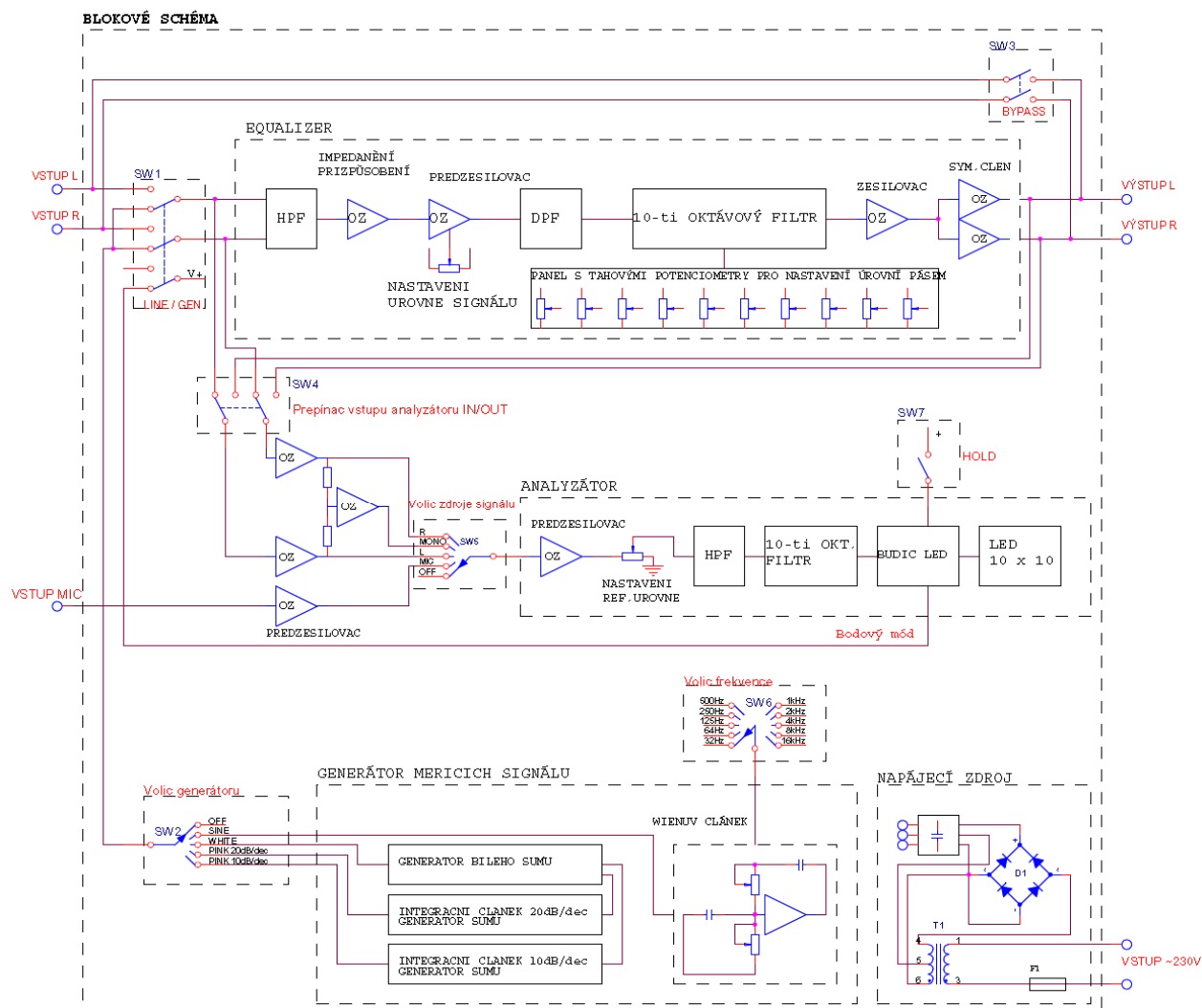
$$1222 - R_5 = 1000 - \frac{200 \cdot R_5}{200 + R_5} \quad (3.10)$$

Řešením je kladný kořen, který odpovídá hodnotě rezistoru R_5 . Dosazením za R_5 získáme hodnotu R_4 [7].

Na obr. 27 je výsledný přenos filtru s Wienovým článkem v rozsahu 1 Hz – 100 kHz pro všech 10 zadaných frekvenčních pásem.

3.5 Blokové schéma s generátorem a ovládacími okruhy

Blokové schéma navržené sestavy popisuje na obr. 28 propojení jednotlivých bloků zařízení. Vstupní svorky VSTUP L/R slouží pro připojení zdroje audiosignálu, který prochází ekvalizérem, kde je provedena požadovaná egalizace a signál je vyveden na výstupní svorky VÝSTUP L/R. Spínač SW1 přivádí testovací signály z generátoru na vstup ekvalizéru, současně odpojuje zdroj audiosignálu a aktivuje bodový mód LED indikátorů analyzátoru. Voličem SW2 provádíme volbu testovacího signálu mezi třemi typy šumů a sinusového signálu, jehož kmitočet nastavujeme pomocí voliče SW6. Ten zajišťuje volbu požadovaných hodnot RC členů Wienova oscilátoru. Funkce generátorů testovacích šumů jsou popsány v kapitole 3.4. Přepínačem vstupů analyzátoru SW4 volíme mezi zdrojem měřeného signálu na vstupu ekvalizéru, nebo na výstupu ekvalizéru. Voličem zdroje signálu SW5 vybíráme testovaný kanál. Tím může být levý nebo pravý kanál ekvalizéru, součtový monofonní audio signál, nebo zdroj signálu z měřicího mikrofону. Analyzátor vyhodnocuje výsledky měřených signálů, které zobrazuje pomocí LED indikátorů pro každé filtrované pásmo. Spínačem HOLD SW7 odpojíme zdroj testovacího signálu do budičů led a zobrazíme poslední měřenou úroveň signálů. Pomocí spínače SW3 můžeme přemostit zdroj signálu ze vstupu ekvalizéru na jeho výstupní svorky.

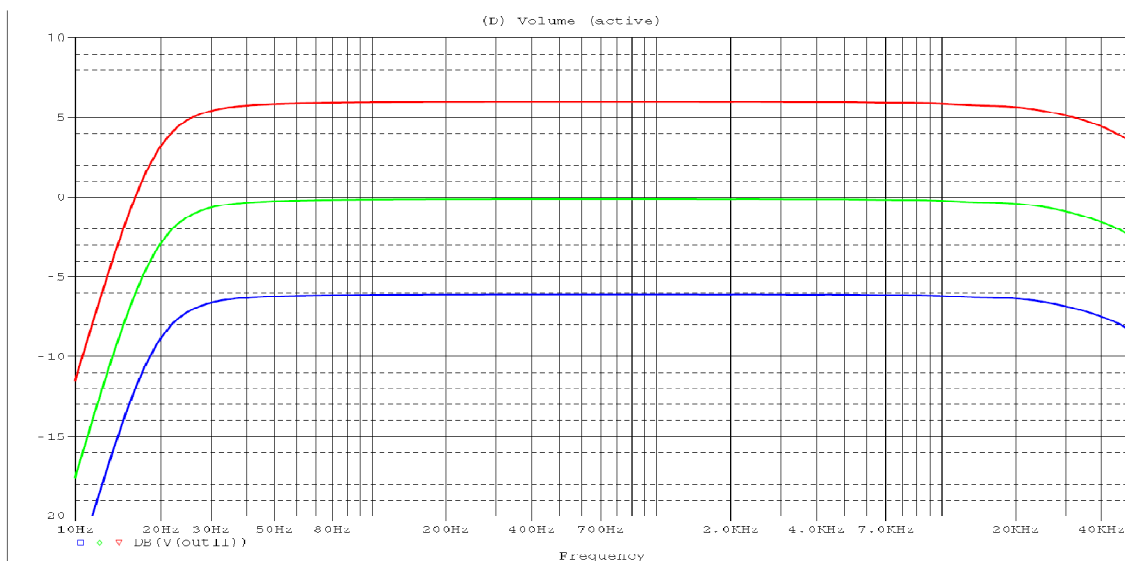


Obr. 28: Blokové schéma celé sestavy.

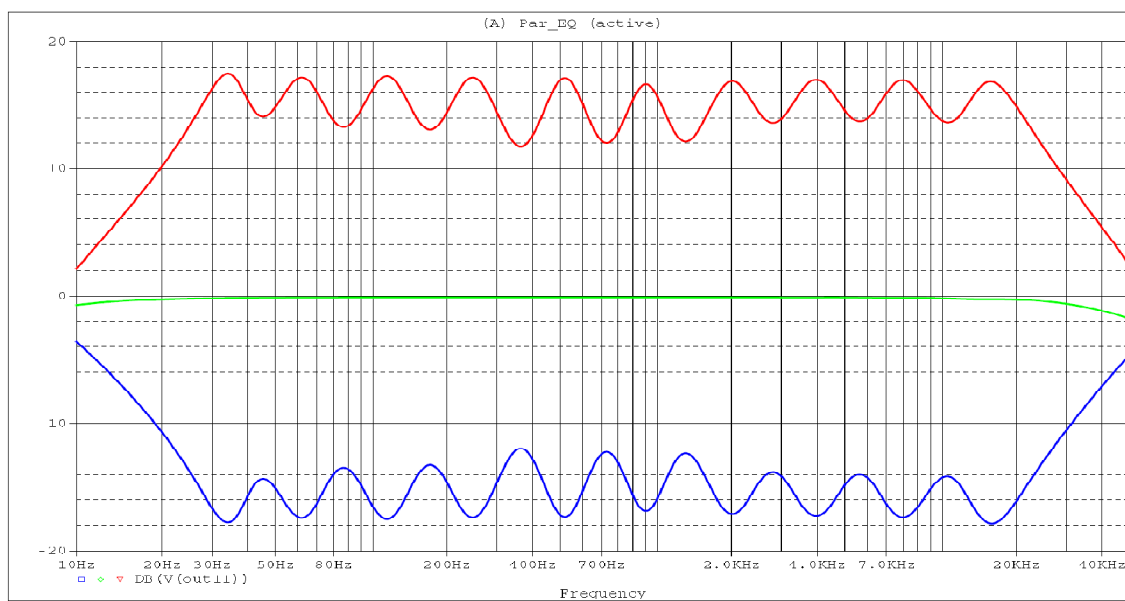
4 SIMULACE

4.1 10-ti pásmový EQ

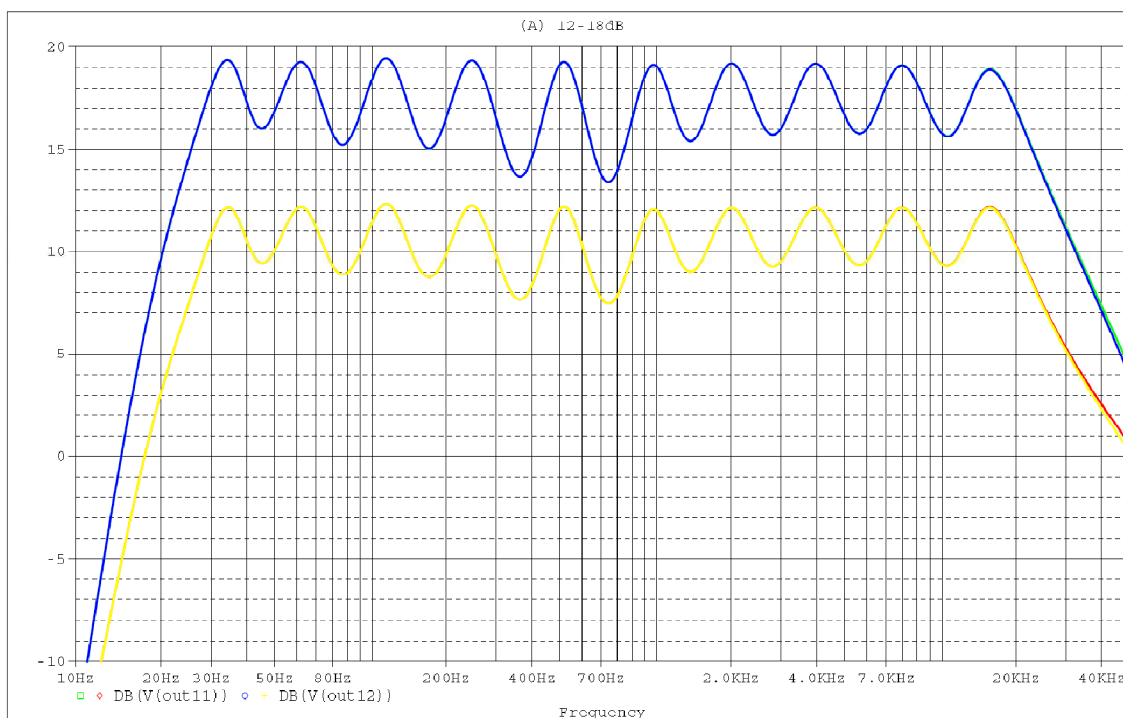
Navržená schémata zapojení byla podrobena simulacím v PSpice pro zjištění teoretických výsledných charakteristik AC analýzy a požadovaných funkcí. V rámci simulací byly také prováděny optimalizace jednotlivých bloků zařízení a následné simulace v různých provozních režimech. U ekvalizéru bylo nutné sledovat chování charakteristik při maximální presenci a maximálním potlačením zdvihu filtrů. Tyto výsledky jsou patrné na obr. 30, 33, 34, 36. Obr. 29 ukazuje přenos ekvalizéru při nastavení vstupní úrovně ekvalizéru na -6, 0 a +6 dB. Přenosová charakteristika ekvalizéru je v těchto režimech plochá.



Obr. 29: Přenosová char. EQ- volume +6dB.

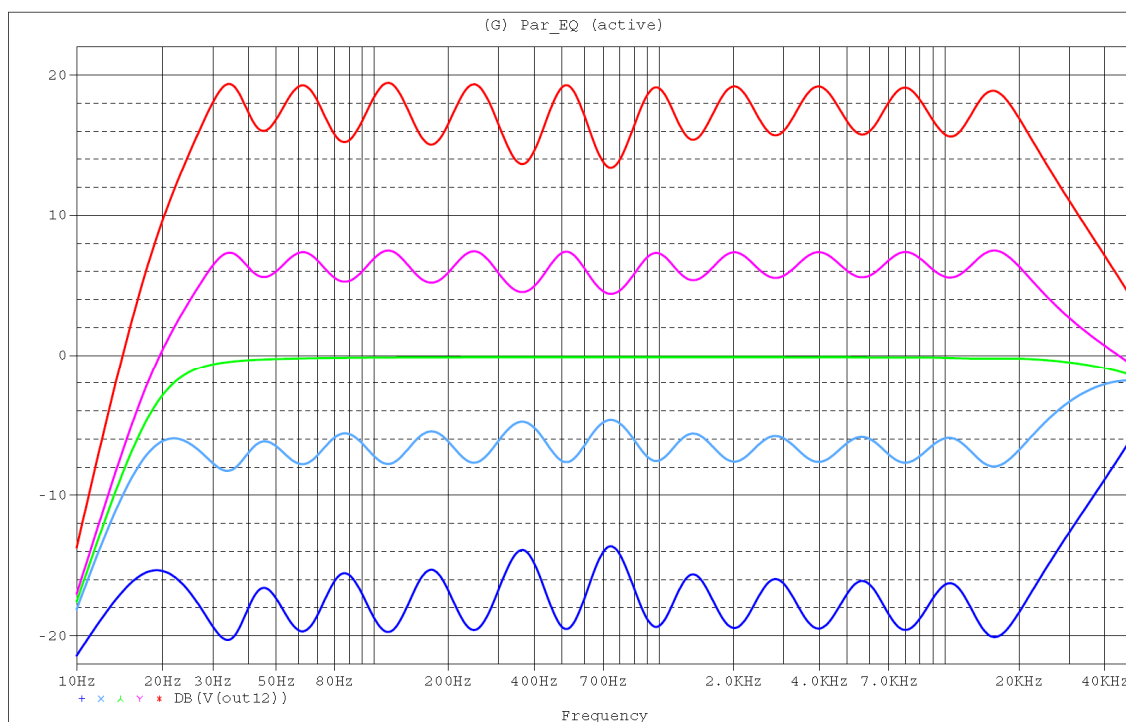


Obr. 30: Přenosová charakteristika EQ v max. zdvihu.

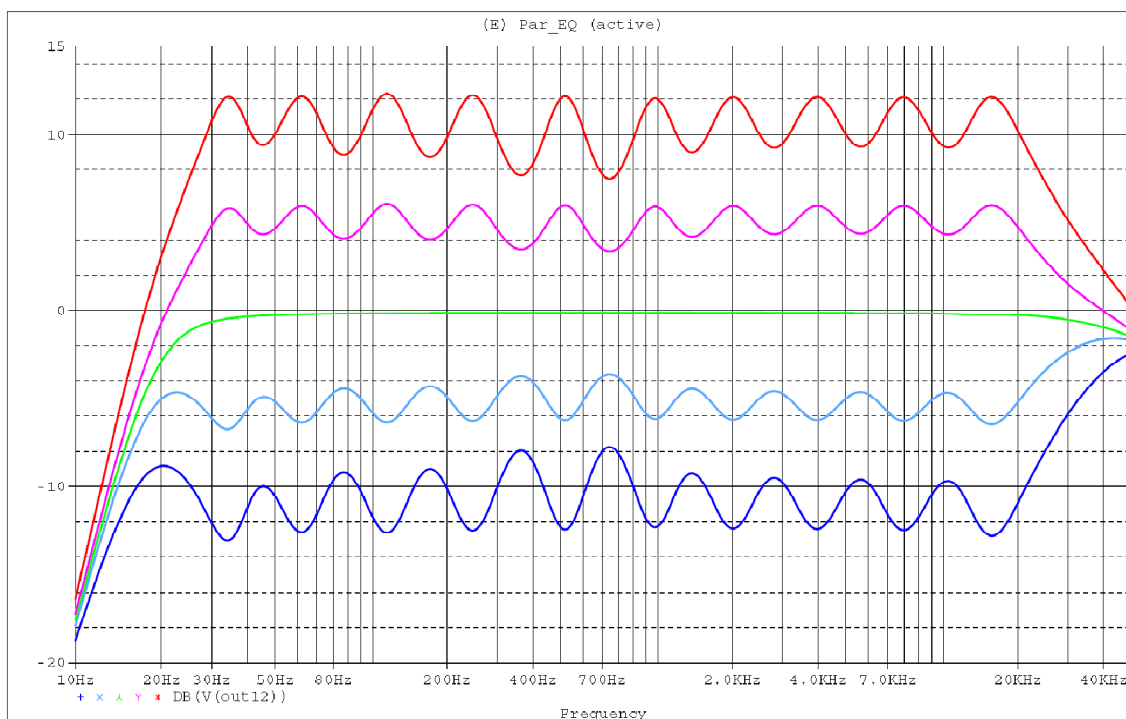


Obr. 31: Přenosová charakteristika EQ pro režim +12dB a +18dB.

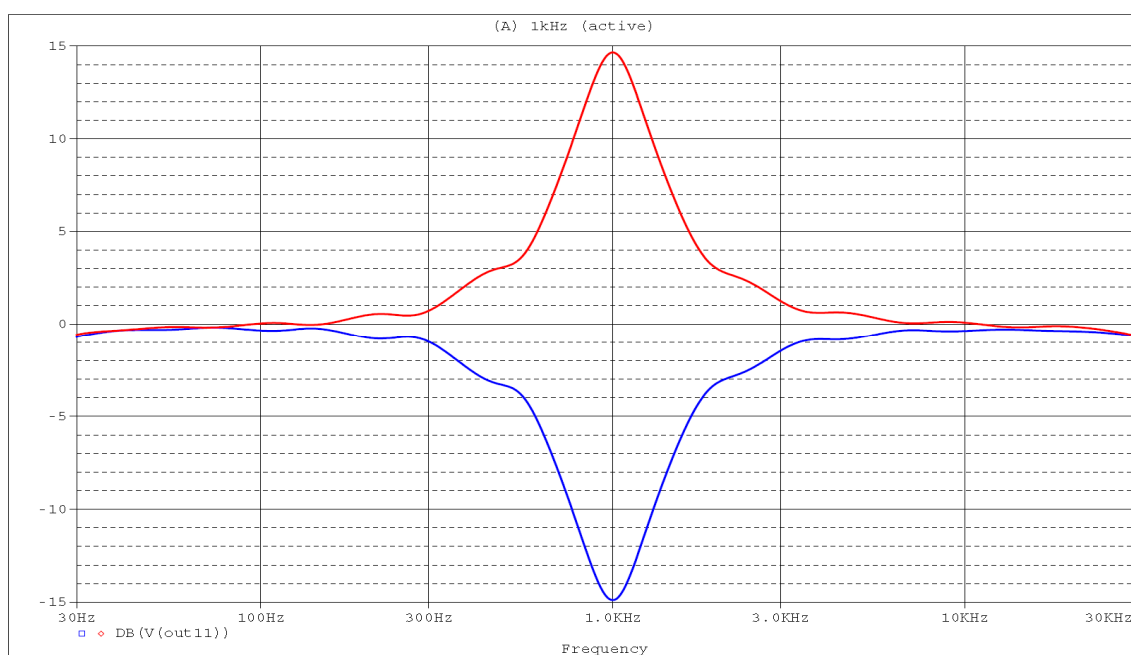
Obr. 31 znázorňuje přenos ekvalizéru při maximálním zdvihu filtrů pro režim regulace jezdců potenciometrů +12 dB a +18 dB. Na obr. 32 a 33 jsou pro tyto režimy podrobeny testování také maximální útlum filtrů a průběhy pro zdvih +- 6 dB



Obr.32: Přenosová char. EQ se zdvihem +6dB a -18dB.

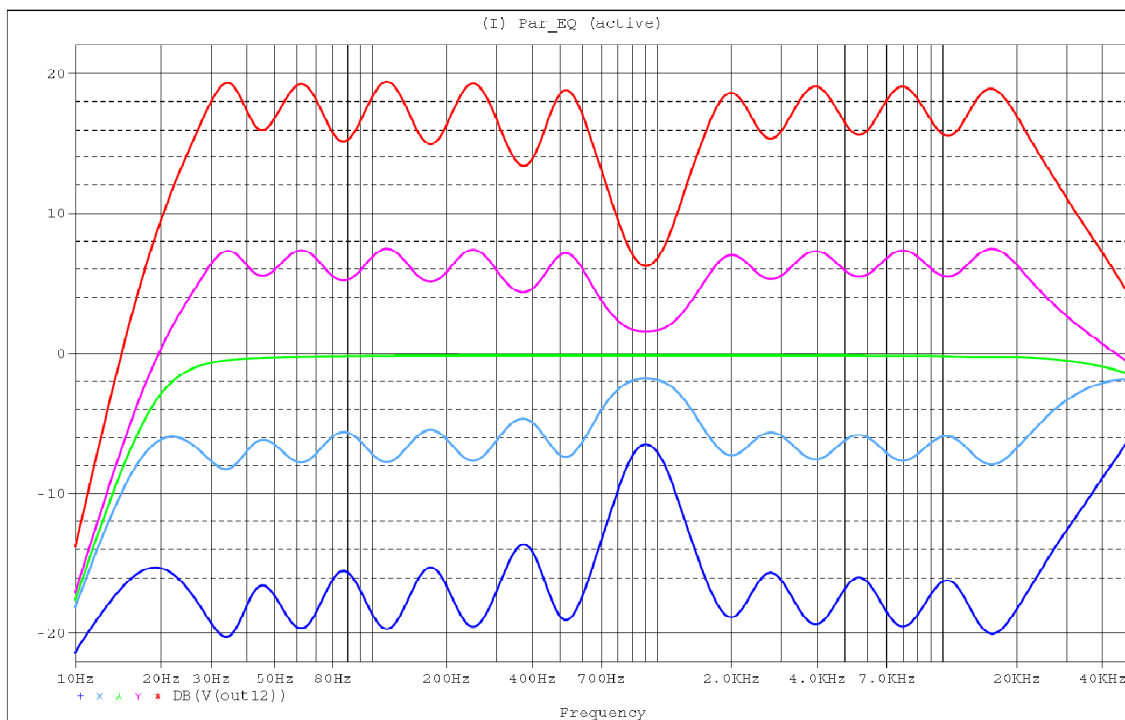


Obr. 33: Přenosová char. EQ se zdvihem +6dB a +12dB.

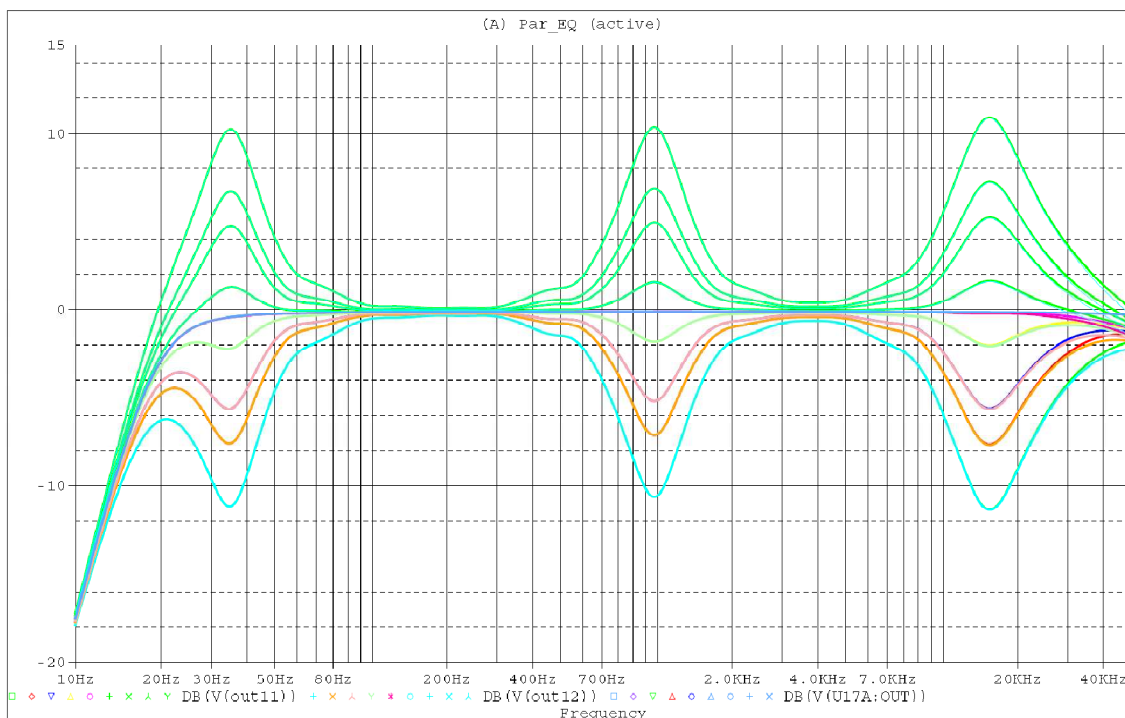


Obr. 34: Přenosová char. EQ s maximální presencí a potlačením pásma 1kHz.

Ukázka přenosu na obr. 34 charakterizuje chování filtru při maximálním zdůraznění a potlačení pouze jednoho pásma. Obr. 35 je naopak výsledkem testu s různými zdvihy filtrů na všech frekv. pásmech mimo pásmo 1 kHz, které je nastaveno na 0 dB. Na obr. 36 jsou pak patrné zdůraznění pouze tří pásem (32 Hz, 1 kHz a 16 kHz).



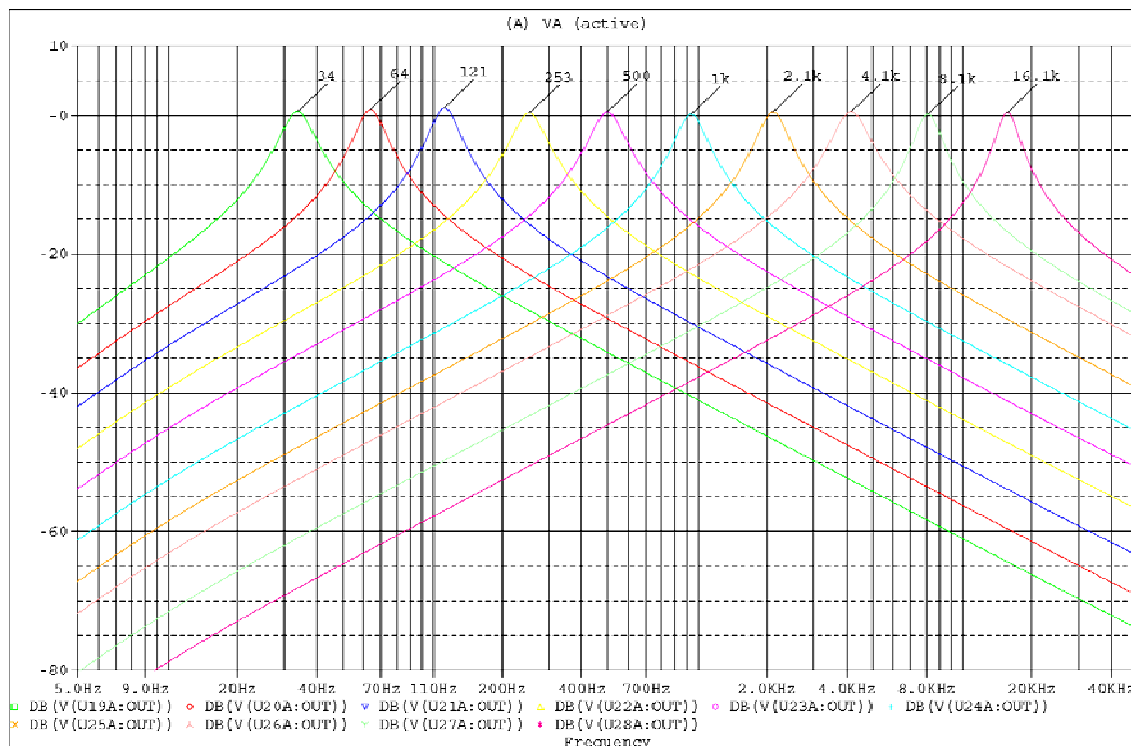
Obr.35: Přenosová char. EQ se zdvihem 6dB a 18dB bez 1kHz.



Obr. 36: různé úrovně zdvihu filtrů pro frekvence 32 Hz, 1 kHz a 16 kHz.

4.2 10-ti pásmový analyzátor

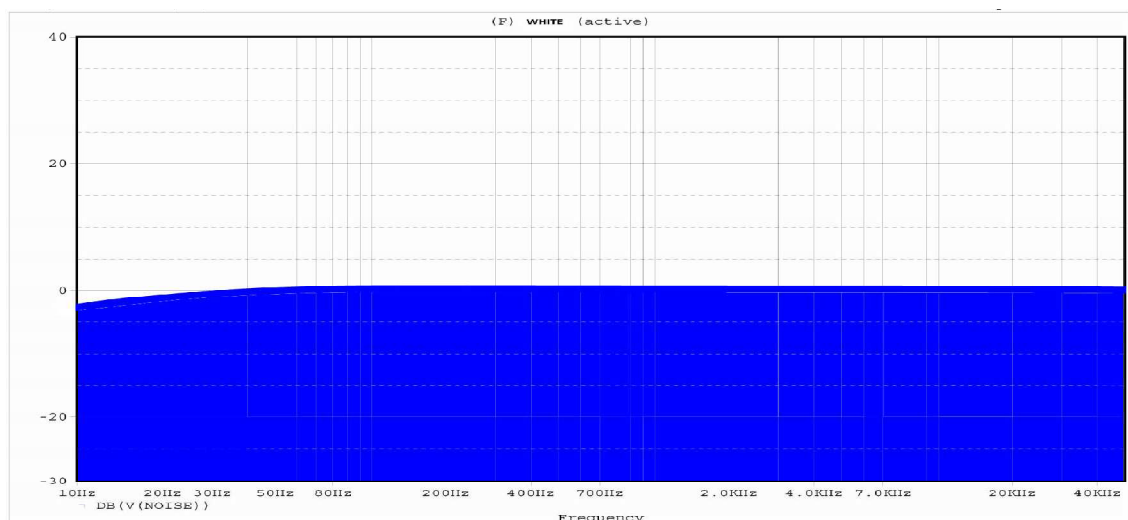
Obr. 37 znázorňuje výsledky přenosové charakteristiky filtrů analyzátoru s vyznačením výsledných rezonančních kmitočtů.



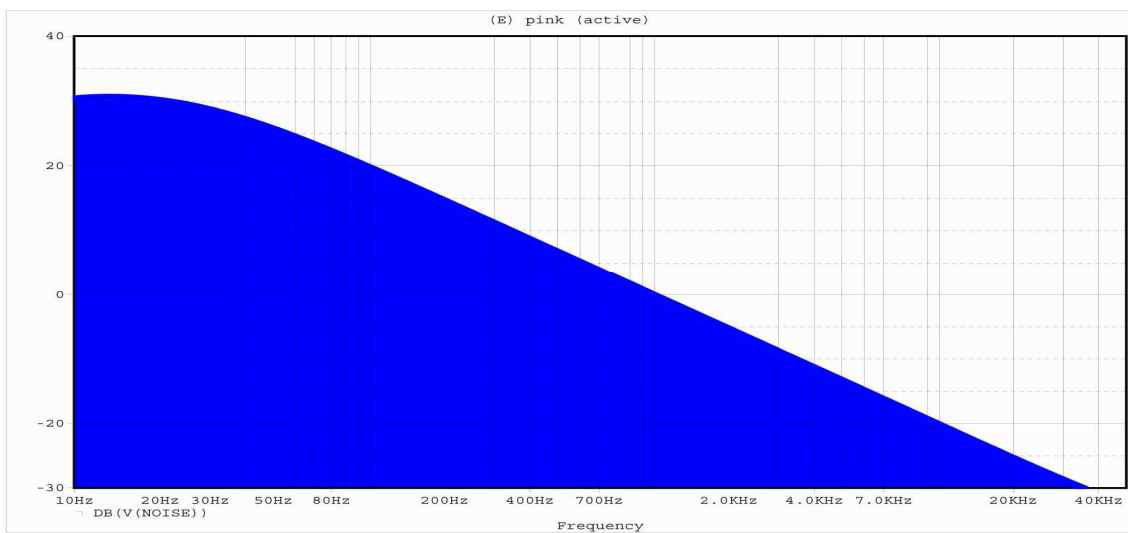
Obrázek 37: Přenosová charakteristika filtrů analyzátoru.

4.3 Testovací signály

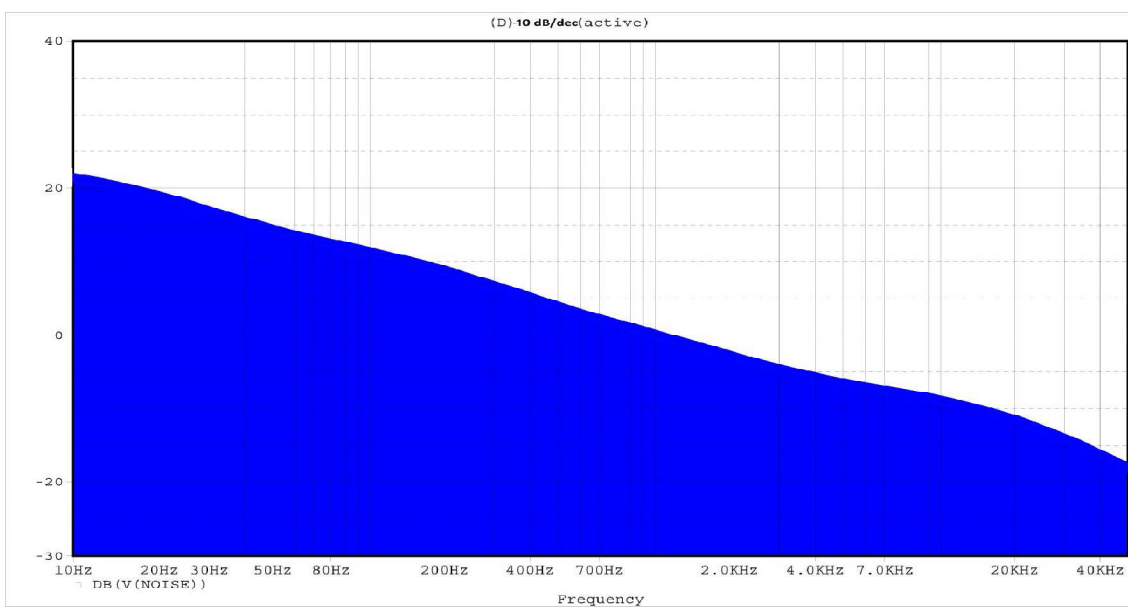
Výsledky simulací generátorů testovacích signálů zobrazují spektra šumů, které představují testovací signály. Na obr. 39 je spektrum bílého šumu, který má konstantní výkon na všech kmitočtech. Mírný zlom v počátku frekvenční charakteristiky je způsoben mírným útlumem signálu na nízkém kmitočtu. Zde není na závadu. Na obr. 40 je spektrum růžového šumu, který je charakterizován poklesem o -20 dB/dek s narůstajícím kmitočtem. Tato hodnota odpovídá poklesu výkonové úrovně o 3 dB/oktávu. Obr. 40 znázorňuje intenzitu šumu se spádem 10 dB/dek, což odpovídá spádu 1,5/oktávu.



Obrázek 38: Spektrum testovacího signálu - bílý šum.

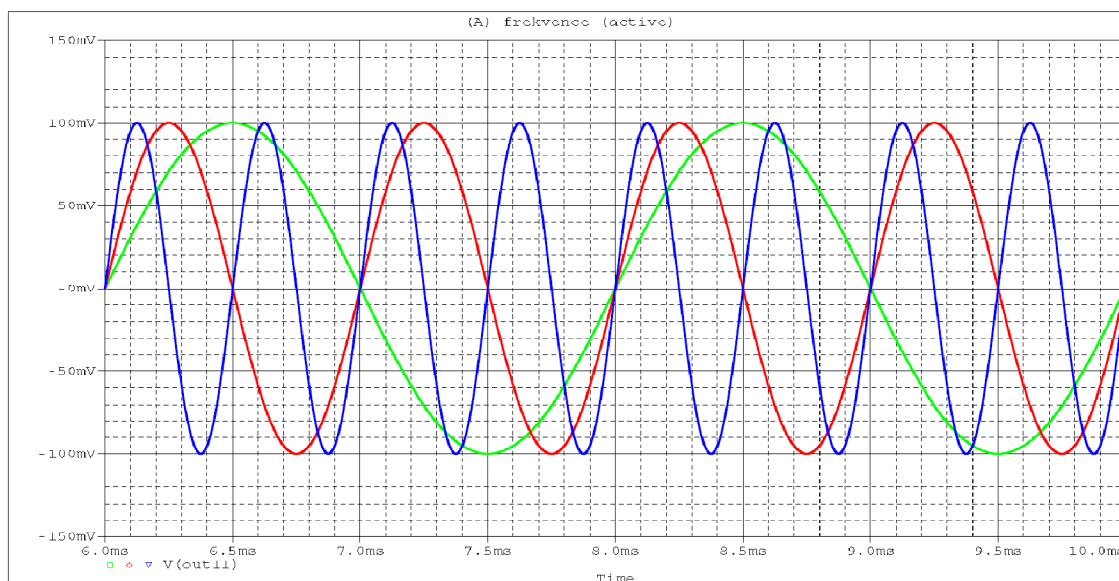


Obrázek 39: Spektrum testovacího signálu - růžový šum -20dB/dek.



Obrázek 40: Spektrum testovacího signálu - šum -10dB/dec.

Obr. 41 je výsledkem časové analýzy Wienova oscilátoru pro tři oscilační kmitočty. 500 Hz, 1 kHz a 2 kHz. Oscilace jsou po splnění oscilačních podmínek stabilní.



Obrázek 41: Časová analýza Wienova článku.

Otočné voliče umožňují nastavení následujících parametrů:

SIGNAL – nastavení volby měřeného signálu pro vstup analyzátoru (součtový MONO signál, levý kanál, pravý kanál, vstup měřícího mikrofonu)

GENERATOR - nastavení zdroje testovacího signálu (sinusový generátor, generátor bílého šumu, generátor růžového šumu, generátor šumu -10dB/oct)

FREKVENCE – volba kmitočtu sinusového generátoru

Otočné potenciometry nastavují úroveň signálu:

LEVEL-L úroveň vstupního signálu pro levý kanál ekvalizéru

LEVEL-A úroveň vstupního signálu analyzátoru

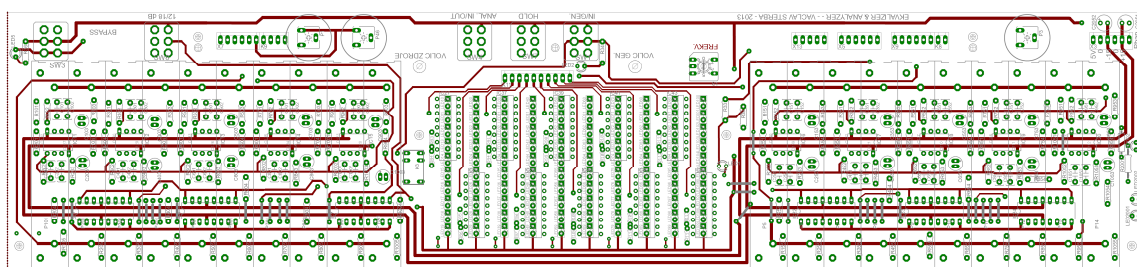
LEVEL-R úroveň vstupního signálu pro pravý kanál ekvalizéru

Pro buzení jed zobrazovačů jsou zvoleny budiče LM3915, které mají logaritmický průběh a jejich rozlišení je +3dB/LED.

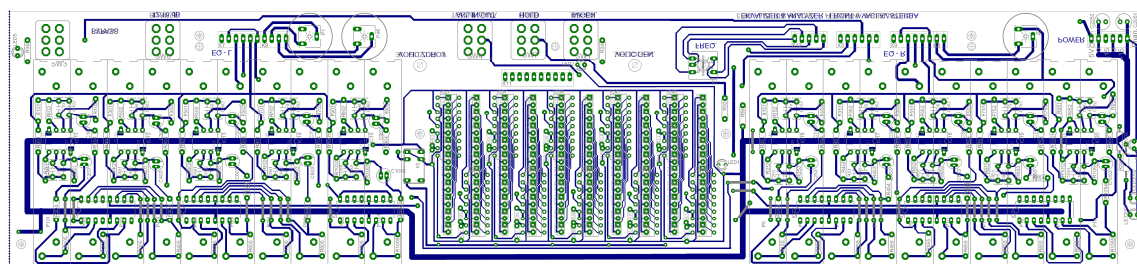
Pro testovací signály uvádí úroveň signálu zobrazovaná na LED zobrazovači přibližnou polohu fiktivního jezdce potenciometru vybraného pásma, kterou kompenzujeme na lineární charakteristiku pohybem skutečného jezdce potenciometru v opačném směru.

5.2 DSP ovládacího panelu

Na obrázcích 42 a 43 jsou zobrazeny navržené DPS ovládacího panelu. Operační zesilovače a diskrétní prvky budou osazeny na DPS ze strany Top. Ovládací prvky (přepínače, potenciometry a LED) budou osazeny ze strany Bottom. DPS ovládacího panelu bude k desce předního panelu upevněna montážními sloupky a šrouby a umístěna do vertikální polohy. Skutečná velikost DPS ovládacího panelu s rozmístěním součástek je vytištěna v příloze B na formátu A3.



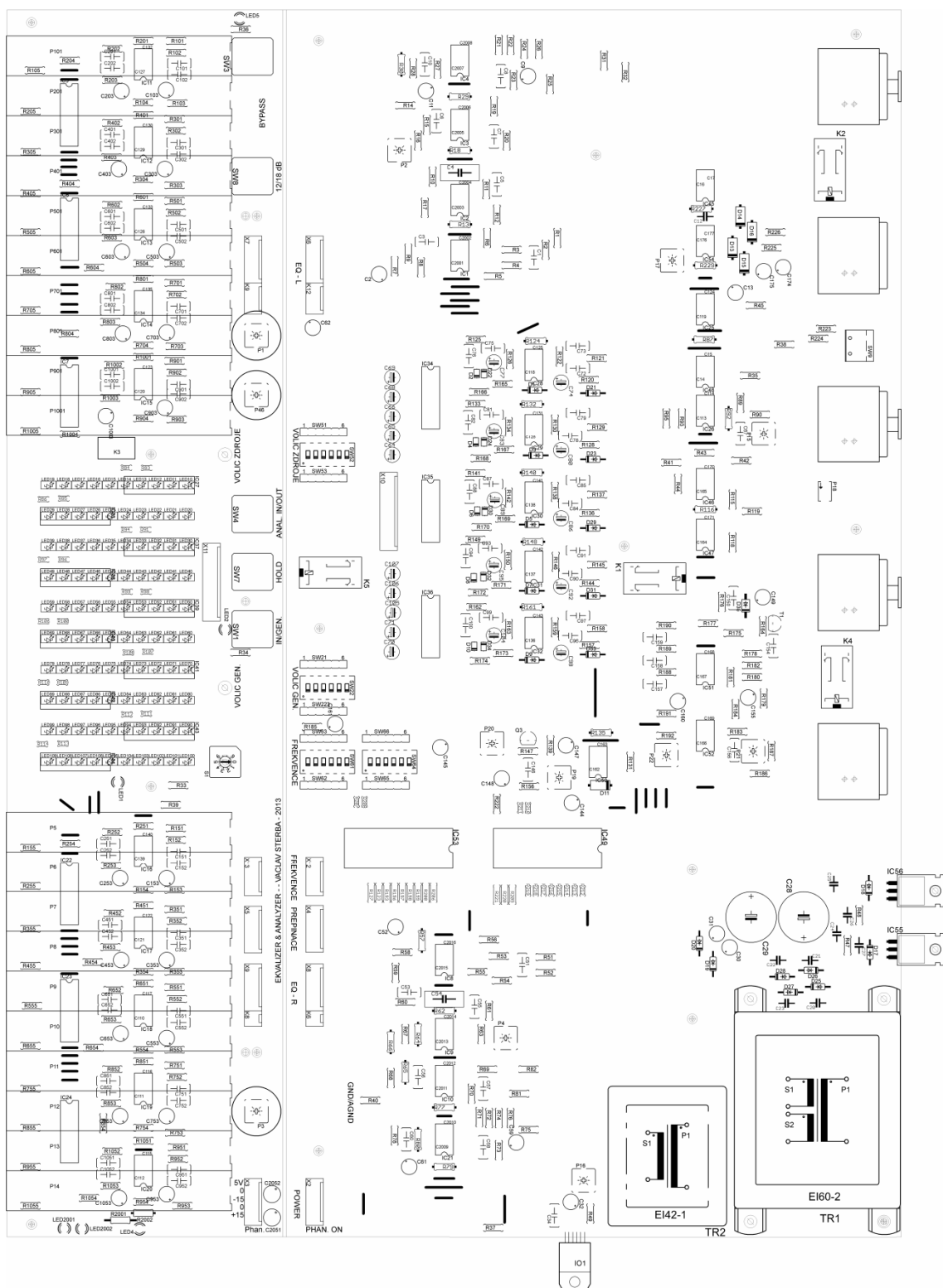
Obr. 43: DPS ovládacího panelu -Top strana.



Obr. 44: DPS ovládacího panelu -Bottom strana.

5.3 DSP hlavní části zařízení

DPS celého zařízení byly navrženy v programu Eagle. Vzhledem k počtu použitých součástek a jejich rozmístění, bude třeba při výrobě DPS provést předvrtání otvorů a prokovení.



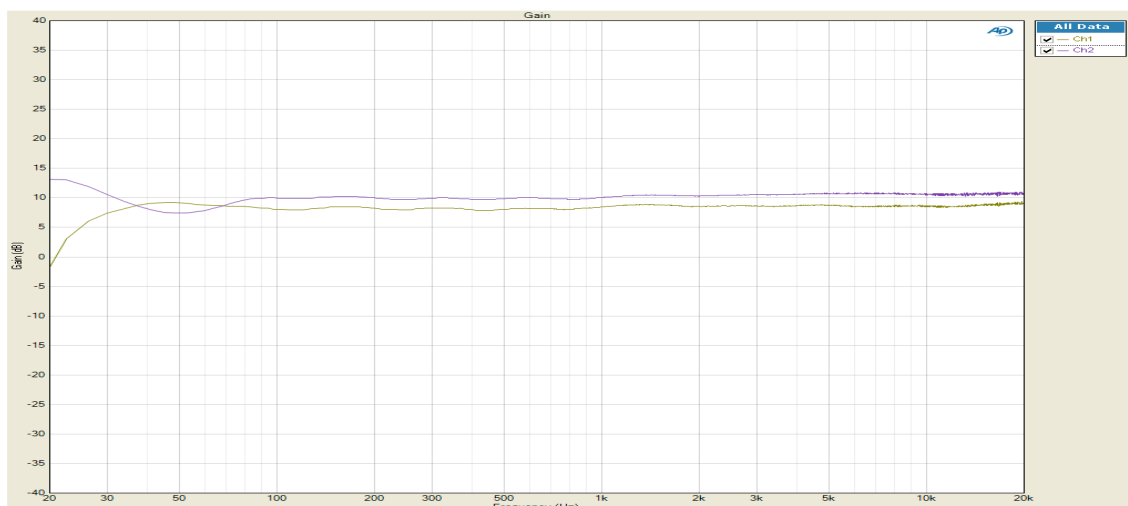
Obr. 45: DPS – osazení součástek (orientační náhled).

DPS hlavní části zařízení je umístěna horizontálně ke spodní části zařízení, kde je upevněna pomocí montážních sloupků a šroubů. S DPS ovládacího panelu bude spojena pomocí několika vícepinových konektorů. Součástky jsou na hlavní DPS osazeny ze strany Top. Odrušovací kapacity, které ošetřují napájení operačních zesilovačů jsou osazeny k daným pinům OZ ze strany Bottom v pouzdrech SMD. Zadní část hlavní DPS je osazena konektory pro připojení vstupních a výstupních signálů, měřícího mikrofonu a napájení. Hlavní DPS je osazena také napájecím zdrojem celého zařízení. Napájecí zdroj tvoří trafo 2x18V/30VA pro symetrické napájení tranzistorů OZ a integrovaných obvodů. Trafo 6V/10VA zajišťuje buzení LED zobrazovače, cívek relé a přepínačů. Celé zařízení bude posazeno do kovového rámu, který bude současně plnit funkci chladiče pro stabilizátory napájecího zdroje. Skutečná velikost DPS s rozmístěním součástek je vytištěna v příloze B na formátu A3.

6 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

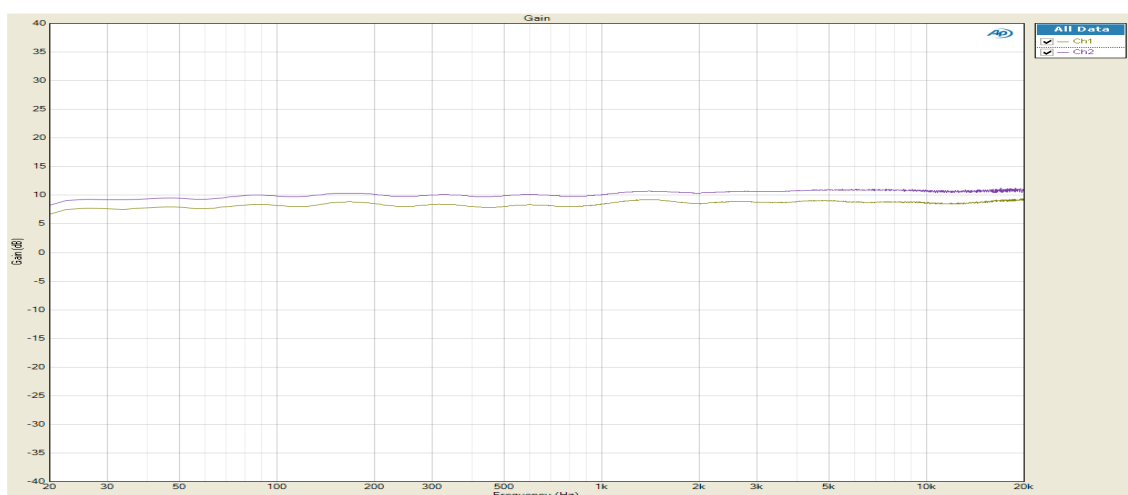
Sestavené zařízení bylo podrobeno měření. Oživení zkomplikovalo několik nedostatků, které vznikly při výrobě DPS a také při následném sesazování součástek na DPS. Po oživení zařízení bylo provedeno měření jeho parametrů.

Na následujících obrázcích jsou výsledky měření sestaveného zařízení.



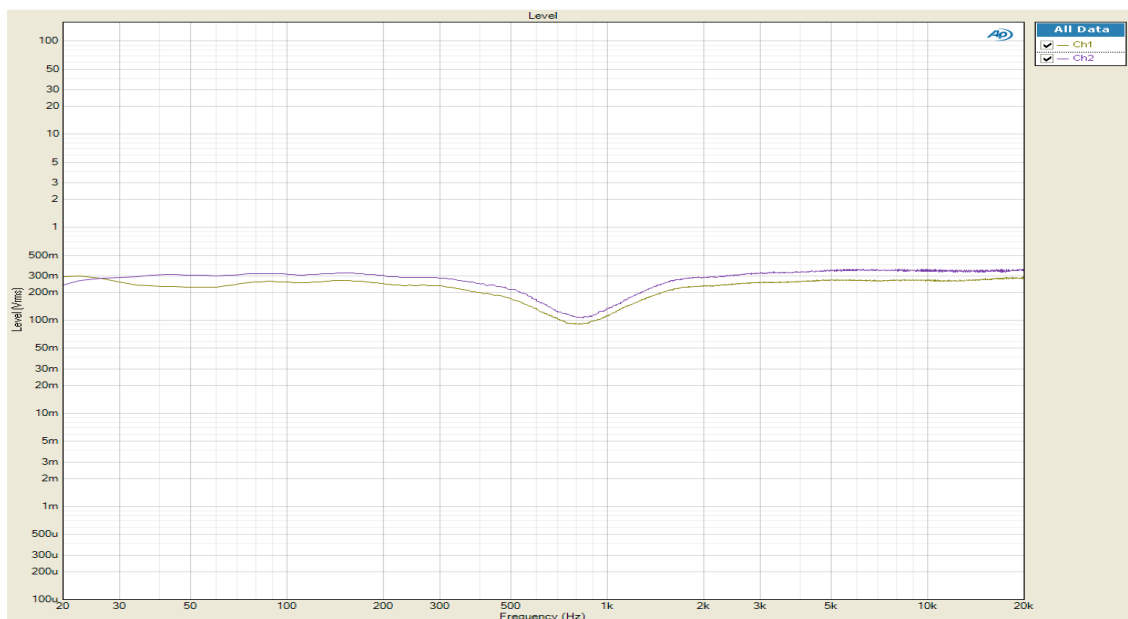
Obr. 46: Přenosová modulová charakteristika při nastavení pásmových potenciometrů na střed a v módu +12dB.

Zde je charakteristika relativně vyrovnaná. Rozdíly jsou v úrovních obou kanálů, kde výstup levého kanálu má nižší úroveň než pravý.

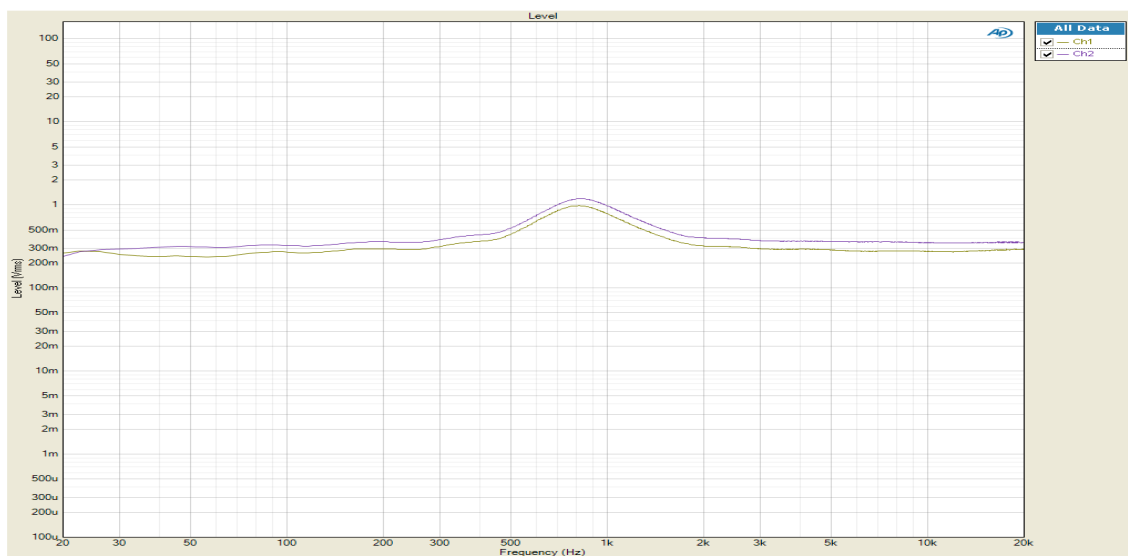


Obr. 47: Přenosová modulová charakteristika při nastavení pásmových potenciometrů na střed a v módu +18dB.

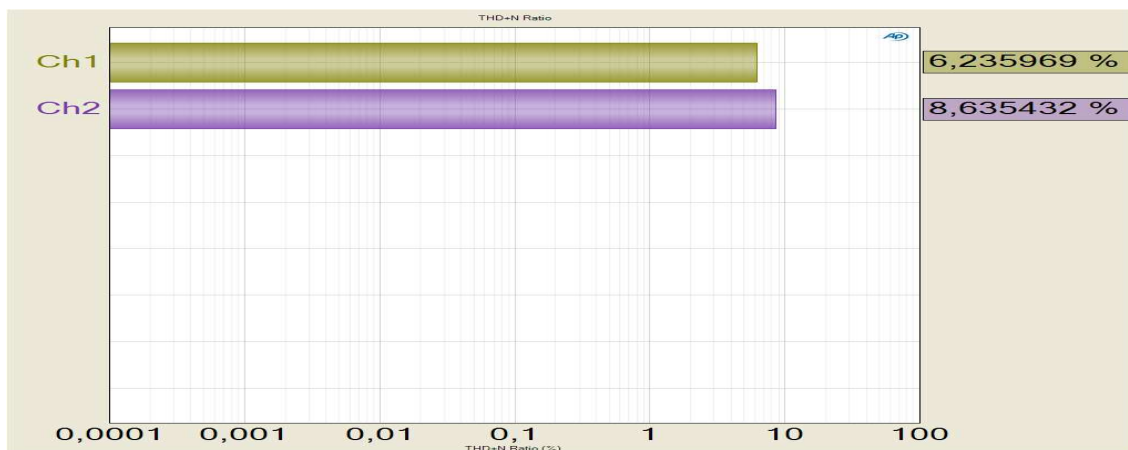
Tato charakteristika je více vyrovnaná, ale není zde patrná změna výstupní úrovně, která by měla být vyšší o 6dB.



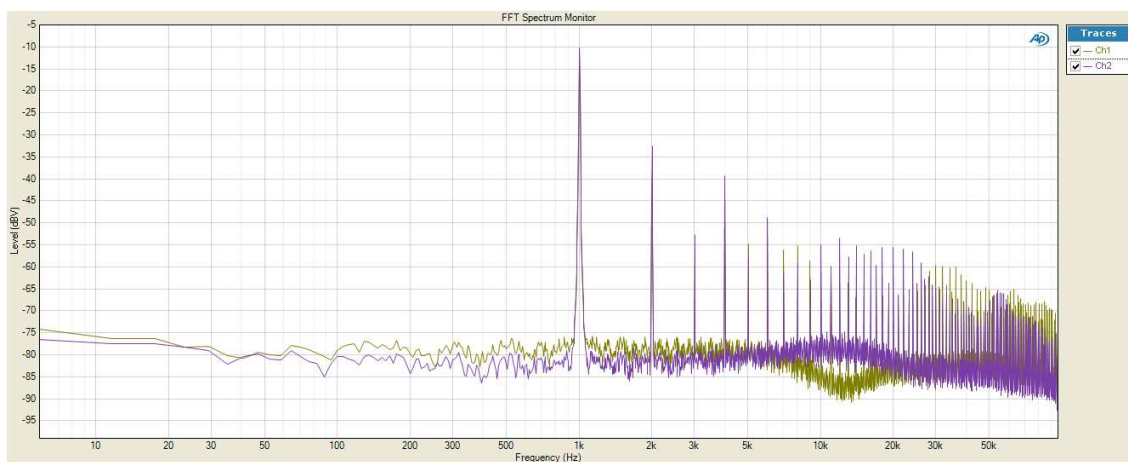
Obr. 48: Přenosová modulová charakteristika při potlačení na 1kHz.



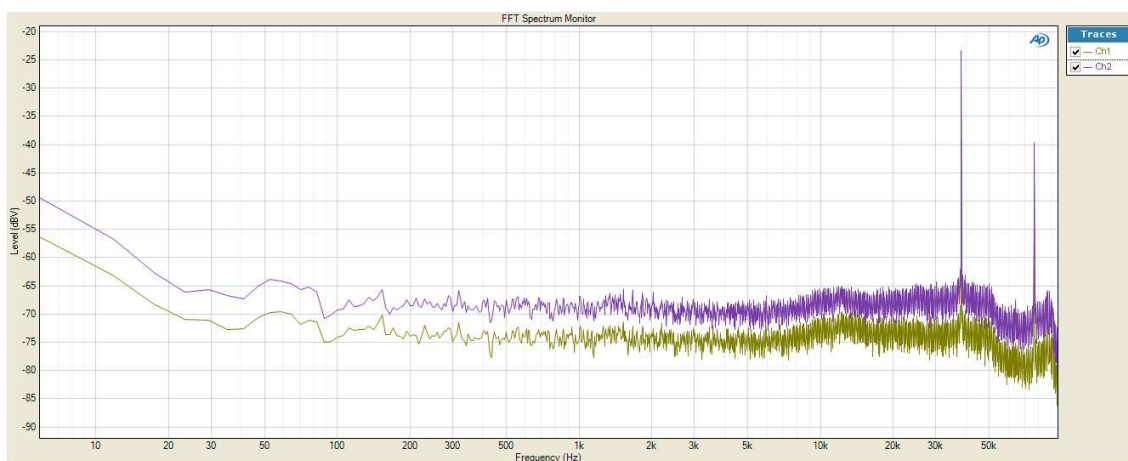
Obr. 49: Přenosová modulová charakteristika při zdůraznění na 1kHz.



Obr. 50: Naměřená úroveň THD+N.



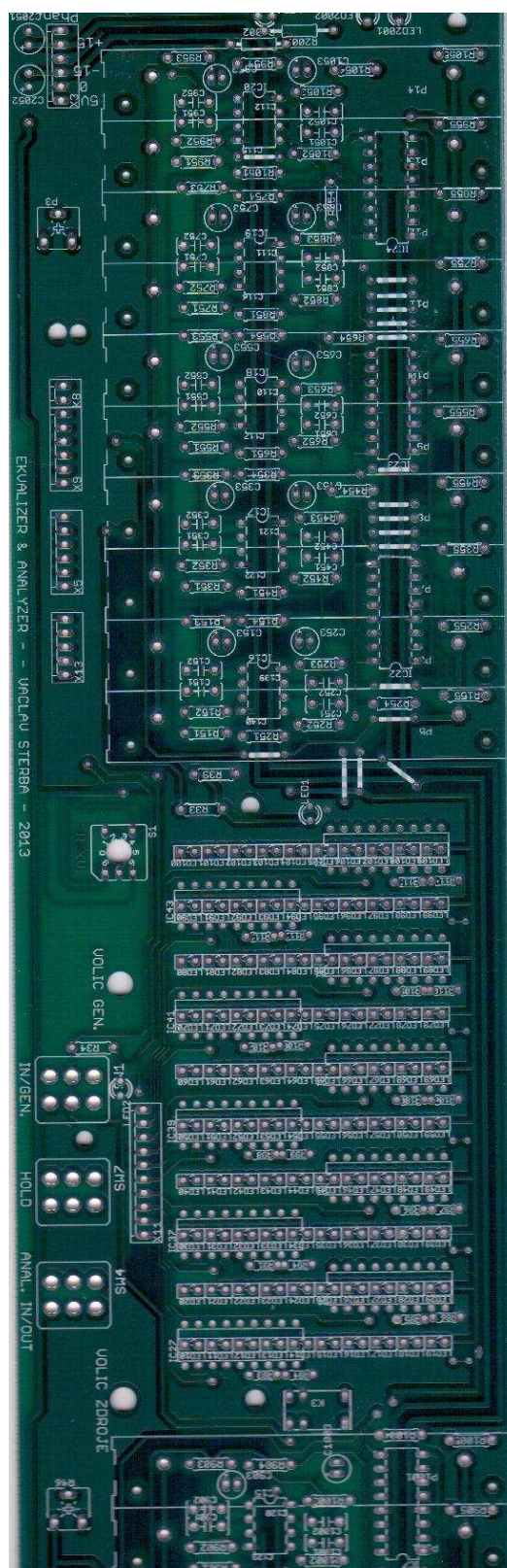
Obr. 51: Výsledky analýza FFTi při testovacím signálu 1kHz.



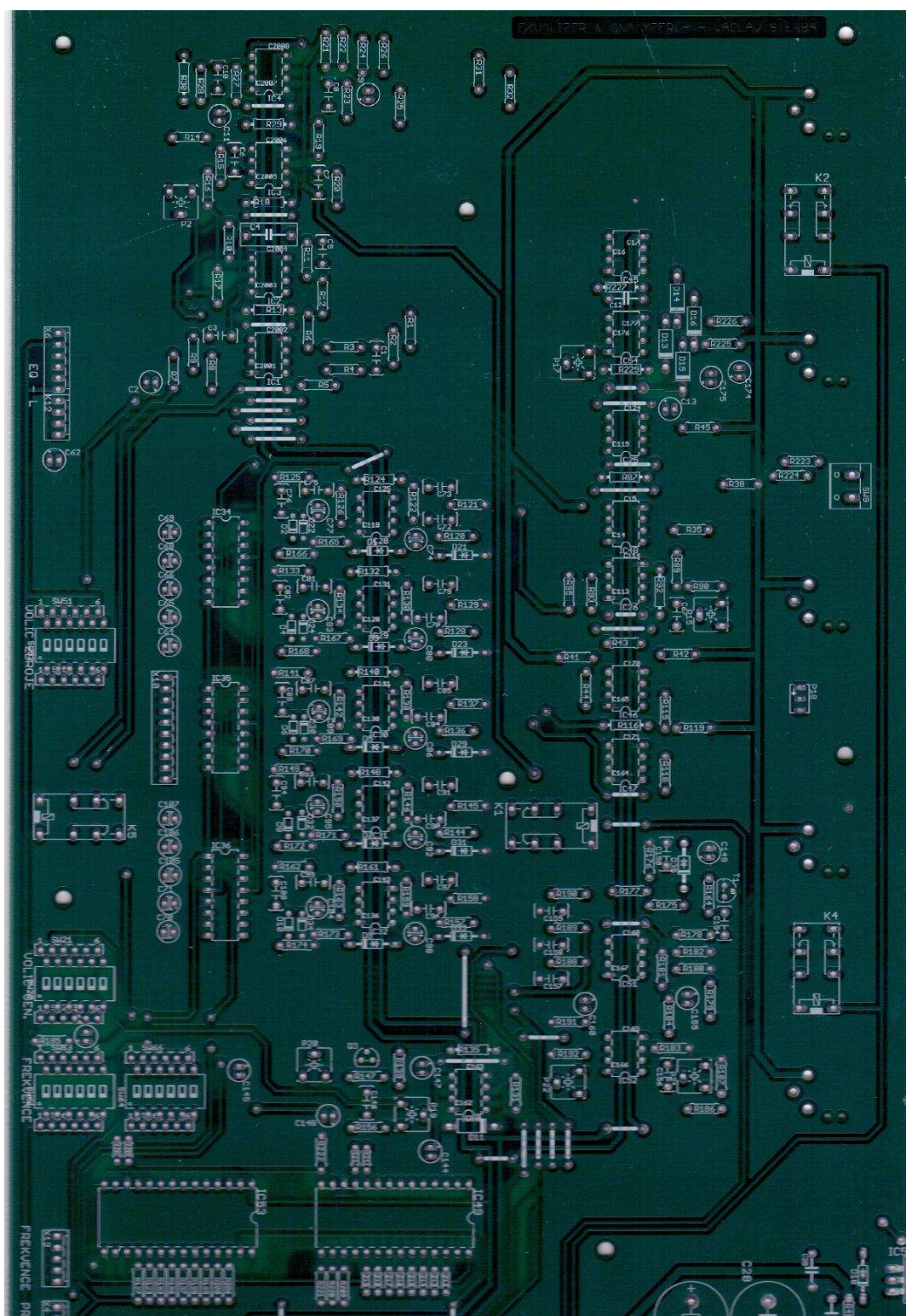
Obr. 52: Zjištěný výrazný rozkmit kolem 40kHz.

Po zahřátí přecházelo zařízení do nestabilního stavu a projevovali se výrazné oscilace na vysokých kmitočtech o okolí 40kHz. Další měření se z důvodu nefunkčnosti části analyzátoru nepodařilo provést.

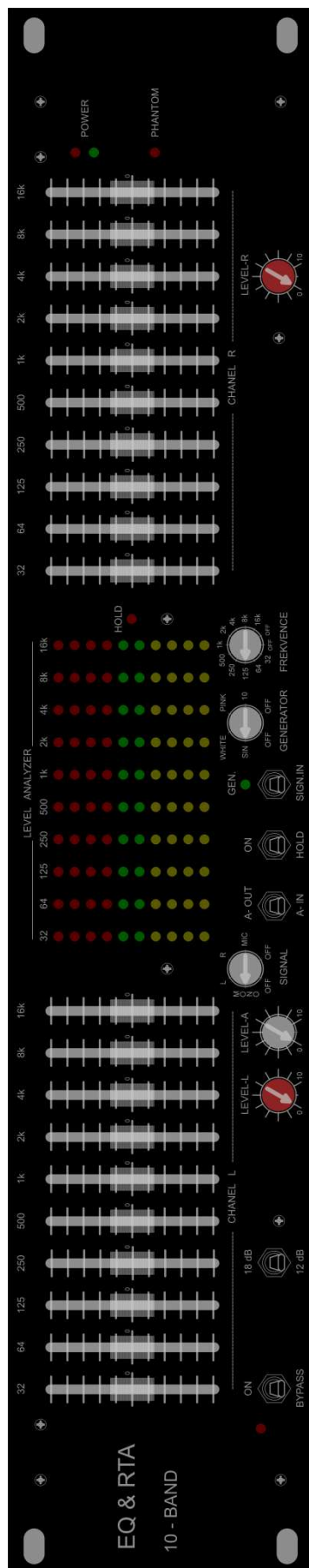
7 FOTOGRAFICKÁ DOKUMENTACE



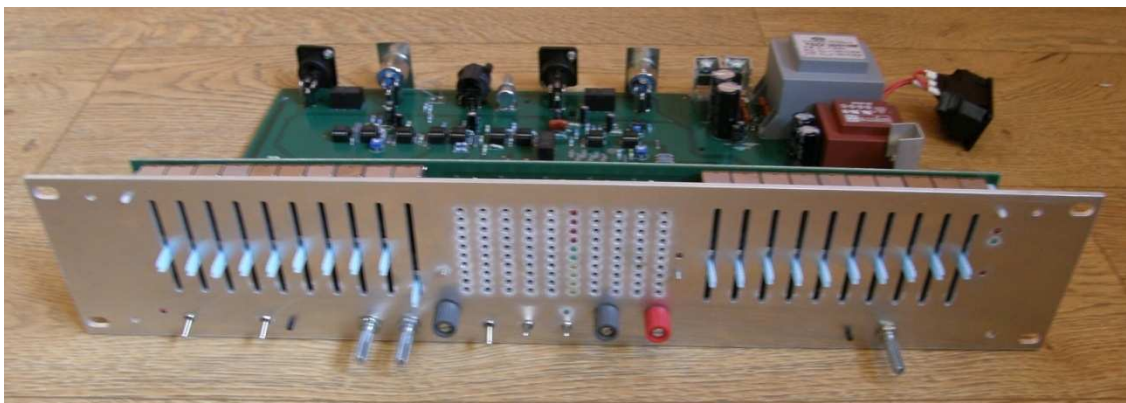
Obr. 53: DPS – ovládací panel –Top strana.



Obr. 54: DPS – hlavní část –Top strana.



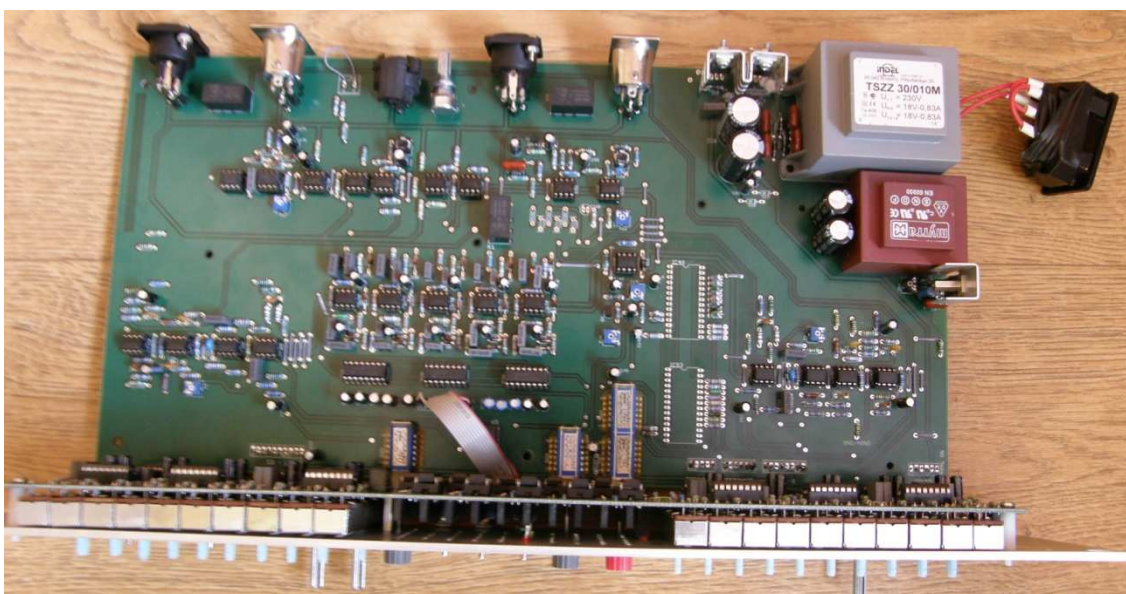
Obr. 55: Návrh finálního ovládacího panelu.



Obr. 56: Čelní pohled na zařízení.



Obr. 57: Pohled na osazenou DPS.



Obr. 58: Horní pohled na zařízení.

8 ZÁVĚR

V první části této práce jsem provedl rozbor problematiky úpravy akustických signálů pomocí ekvalizace frekvenčního pásma. Popsal jsem hlavní charakteristiky frekvenčního pásma akustických signálů a jejich zpracovávání při ekvalizaci. Uvedl jsem zde některé příklady typických zapojení elektrických filtrů, které zajišťují korekci definovaných pásem. Jsou zde uvedené filtry s použitím syntetických indukčností, příčkové filtry v kaskádním zapojení a aktivní filtry s vícenásobnou zpětnou vazbou. Diskutoval jsem zde jejich typické charakteristiky při zpracovávání signálů, jejich nedostatky a také přednosti. Jejich typické aplikace jsem v obvodovém simulátoru PSpice podrobil simulačním testům jejich frekvenčních charakteristik a srovnání vlivu velikosti amplitudy na šířku filtrovaného pásma a činitele jakosti filtrů. Výsledky simulací jsem uvedl a popsal v této práci. Provedl jsem návrh blokového schéma ekvalizéru a popsal funkce jednotlivých bloků. V návaznosti jsem sestavil vstupní budící a koncové obvody ekvalizéru a filtrační bloky, kde byla provedena optimalizace hodnot použitých součástek pomocí simulačního programu PSpice. Výsledné charakteristiky jsou zobrazeny v části SIMULACE. Dále jsem rozebral problematika audio-analyzátorů, jejich základní popis funkce při testování akustického prostoru a ozvučovací sestavy. Diskutoval jsem použití testovacích signálů pro provádění analýzy v akustickém pásmu. Provedl jsem návrh blokového schéma audio-analyzátoru a popsal funkci jednotlivých bloků. Dle parametrů ekvalizéru jsem sestavil schéma zapojení analyzátoru s požadovaným počtem filtrů a výstupní částí analyzátoru pro vyhodnocení výsledků prováděné analýzy. Obvodové zapojení jsem také podrobil simulacím v simulátoru PSpice a výsledky uvedl v části SIMULACE. Výstupní část analyzátoru, kterou tvoří budiče LED, nebyly simulovány v simulátoru, jelikož nebyly k dispozici modely použitých prvků pro PSpice. Zde jsem čerpal ze zdrojů, které uvádí výrobce těchto prvků v katalogu. Pro účely měření signálů jsem navrhl blokové schéma generátoru testovacích signálů, které zahrnují generátor šumů a generátor sinusových signálů. Pro generátor šumů zde byl využitý jako zdroj šumu PN přechod bipolárního tranzistoru, který generuje bílý šum. Tento základní šum je také použitý pro buzení generátorů dalších dvou šumů se strmostí 20 dB/dek a 10 dB/dek. Na obr. 38-40 byly modelovány intenzity těchto testovacích šumů v závislosti na frekvenci. Pro generování sinusových signálů jsem použil Wienův generátor v obvodovém zapojení se stabilizací amplitudy pomocí tranzistoru FET. Ideální průběh oscilací Wienova generátoru je znázorněn na obr. 40. Návrh funkčního propojení bloků jsem znázornil v blokovém schéma celého zařízení. Provedl jsem popis funkcí jednotlivých bloků a jejich vzájemnou návaznost. Na základě návrhů obvodových zapojení jednotlivých částí a jejich vzájemného propojení jsem provedl návrh DPS. Navržená DPS je dvouvrstvá a byla zpracována v programu Eagle jako jedna deska, která byla výrobě rozdělena stříhem na dvě části a tvoří tak vertikálně umístěný přední ovládací panel a horizontální DPS hlavní části zařízení s napájecím zdrojem. Při výrobě DPS bylo použito strojové vrtání otvorů a jejich prokovení, aplikace nepájivé masky a potisk Top strany DPS

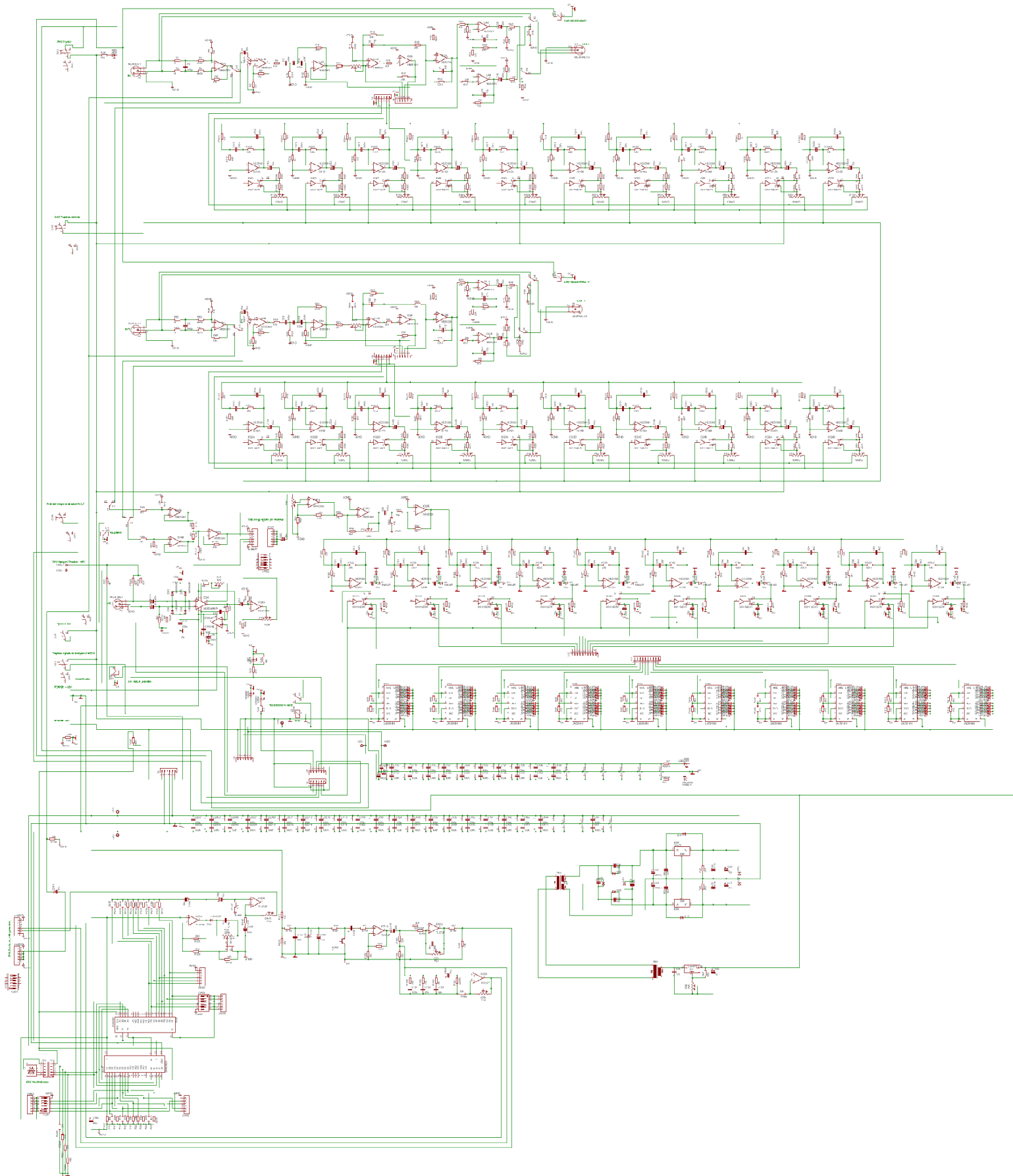
s rozmístěním součástek. Dále byly zpracovány podklady pro výrobu kovové desky předního panelu, přesné zaměření otvorů pro ovládací prvky a montáž jejich DPS. Celé zařízení bude zasazeno do kovového šasi pro lepší odstínění. V části generátoru testovacích signálů nebyl osazen pouze generátor sinusového průběhu, generátor bílého šumu a generátor růžového šumu.

Sestavené a oživené zařízení jsem podrobil měření. Výsledky měření jsou zobrazeny v kapitole 6. Analyzátor nereagoval na změnu intenzity signálu. Generátory testovacích signálů se chovaly nestandardně. Zařízení po jeho oživení nebylo zcela funkční. Byly zjištěny některé výrobní vady na DPS a bude nutná její důkladná revize pro odstranění nedostatků.

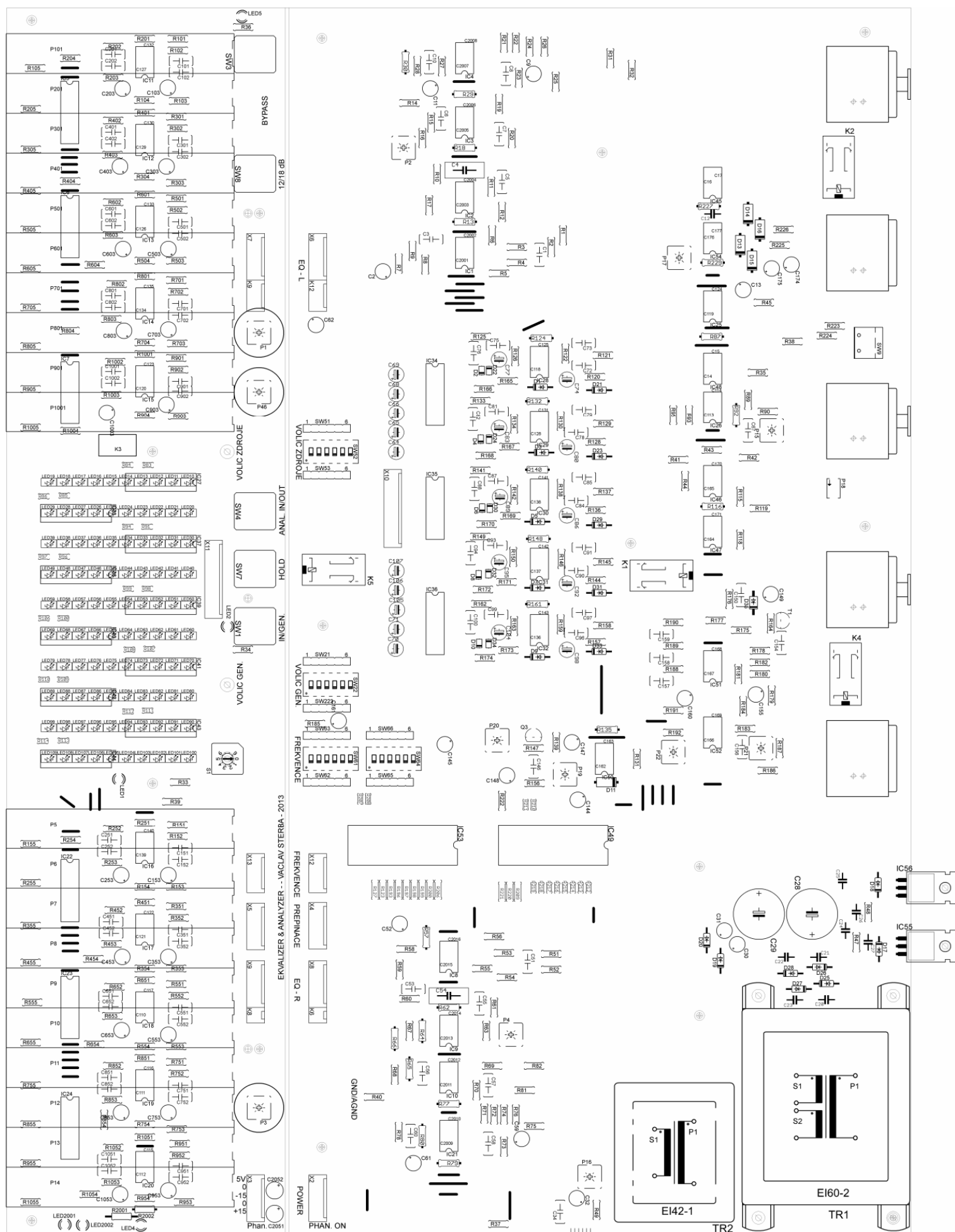
LITERATURA

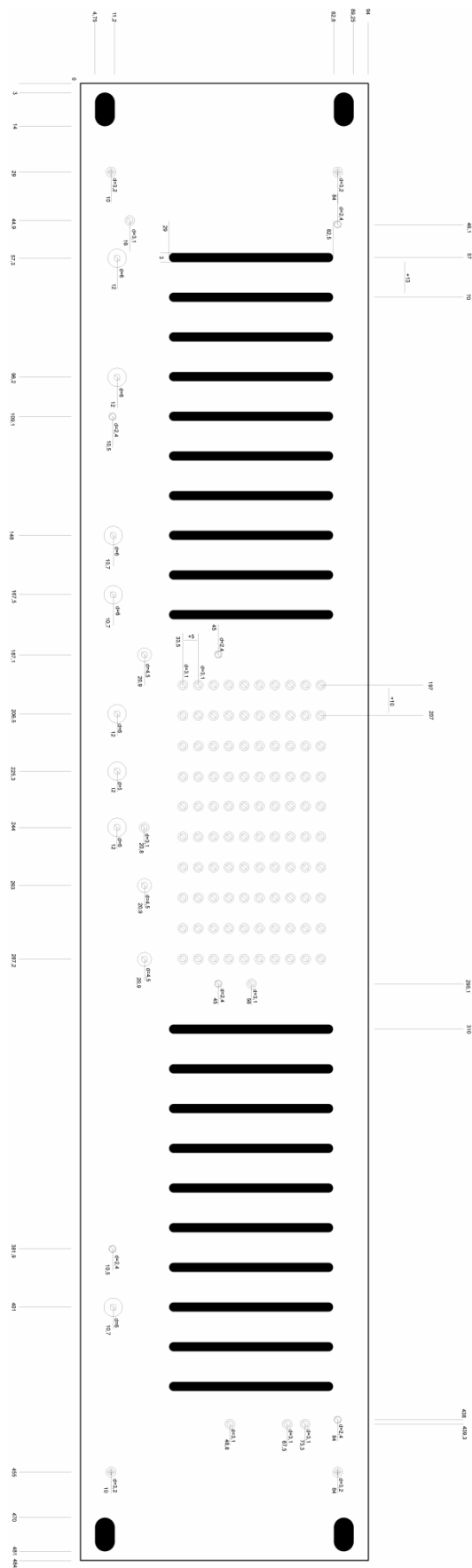
- [1] DOSTÁL T.: Elektrické filtry, Přednášky a numerická cvičení. Skriptum. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně.
- [2] KRATOCHVÍL T., NOVOTNÝ V.: Nízkofrekvenční elektrotechnika, přednášky. Elektronické skriptum. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně.
- [3] BARTOŇ, K.: Amatérské rádio archivní vydání. 1/1996, [cit. Bartoň, K.].
- [4] RANE Profesional Audio Product. Webové stránky dostupné na [www: rane.com/man.htm](http://www.rane.com/man.htm). [cit. 5/2001].
- [5] BRANČIK, L., DOSTAL, T. Analogové elektronické obvody. Přednášky. Skriptum Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,
- [6] Wikipedia, otevřená encyklopedie, www.wikipedia.com, <http://cs.wikipedia.org> [cit. 12/2012]
- [7] POLÁCH, P.: RC OSCILÁTORY PRO PÁSMO VYŠŠÍCH KMITOČTŮ, Diplomová práce, [cit. 2008]., dostupné na WWW:<
http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7064
- [8] SLOBODNÍK, J. Zesilovače, Zpětná vazba, Oscilátory. Učební texty. Webové stránky dostupné na <http://moskvic.xf.cz/TPS/OTAZKY/14-Nahly.pdf>.
- [9] Čaloud, K.: Kurz harmonie bez not [online]. Dostupné na <http://webhouse.cz/kurz-harmonie/ladeni.htm>
- [10] RANE Profesional Audio Product. Webové stránky dostupné na <http://www.rane.com/pro-style.html#q>
- [11] Portál Wikipedia-otevřená encyklopedie, stránky [www](http://cs.wikipedia.org/wiki/šum) dostupné na <http://cs.wikipedia.org/wiki/šum>

Příloha A - schéma

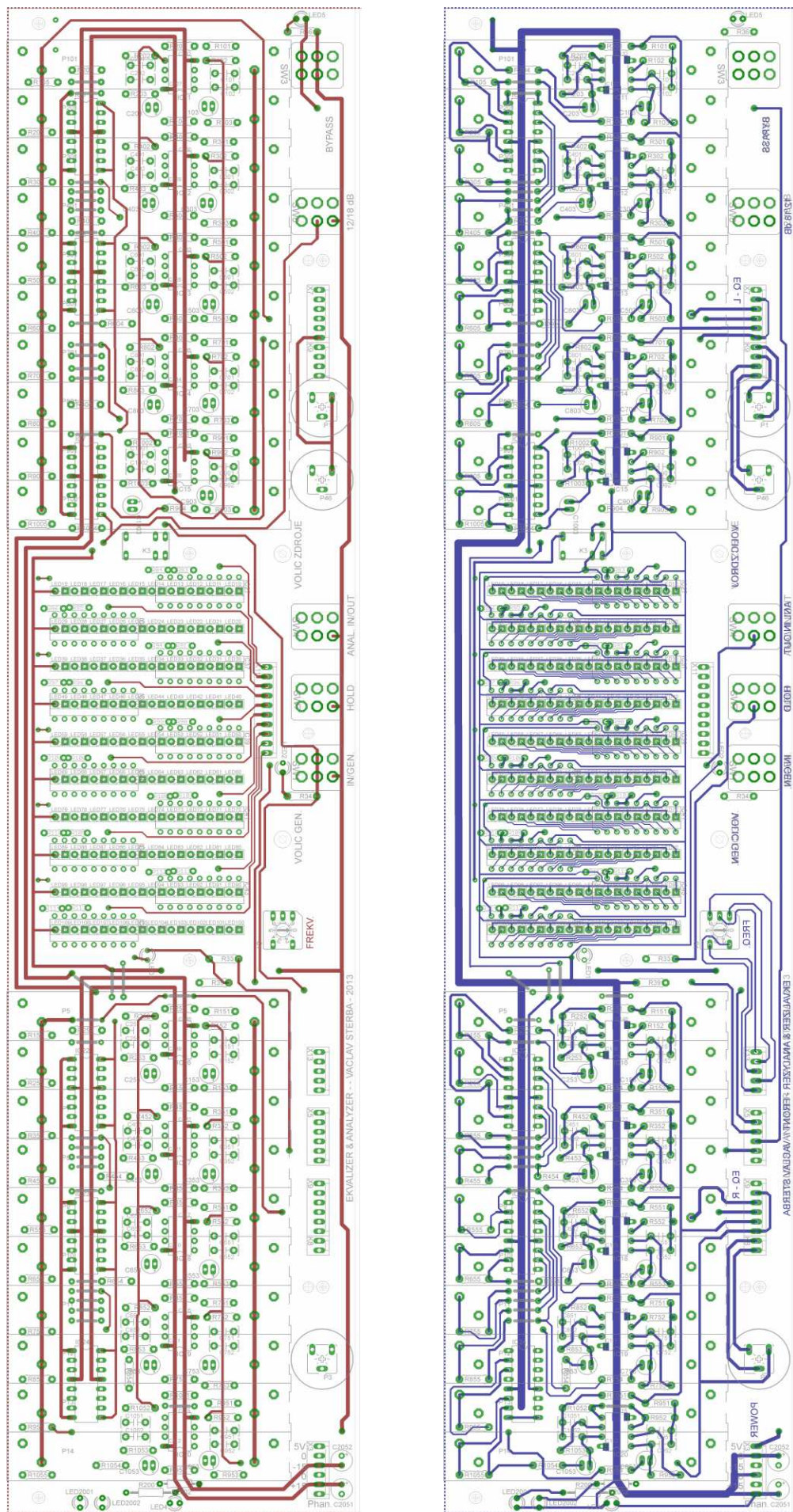


Příloha B – konstrukční podklady

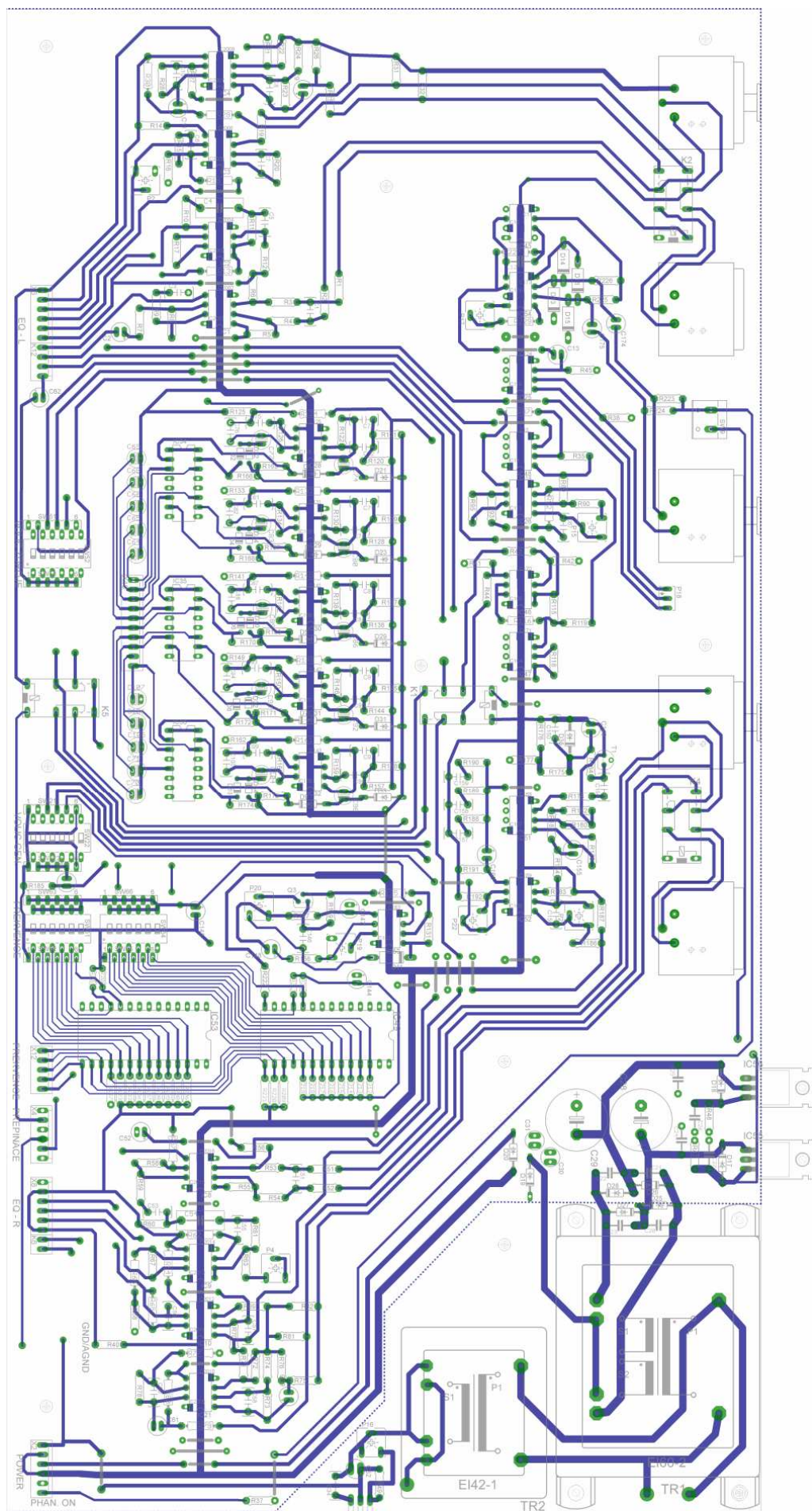




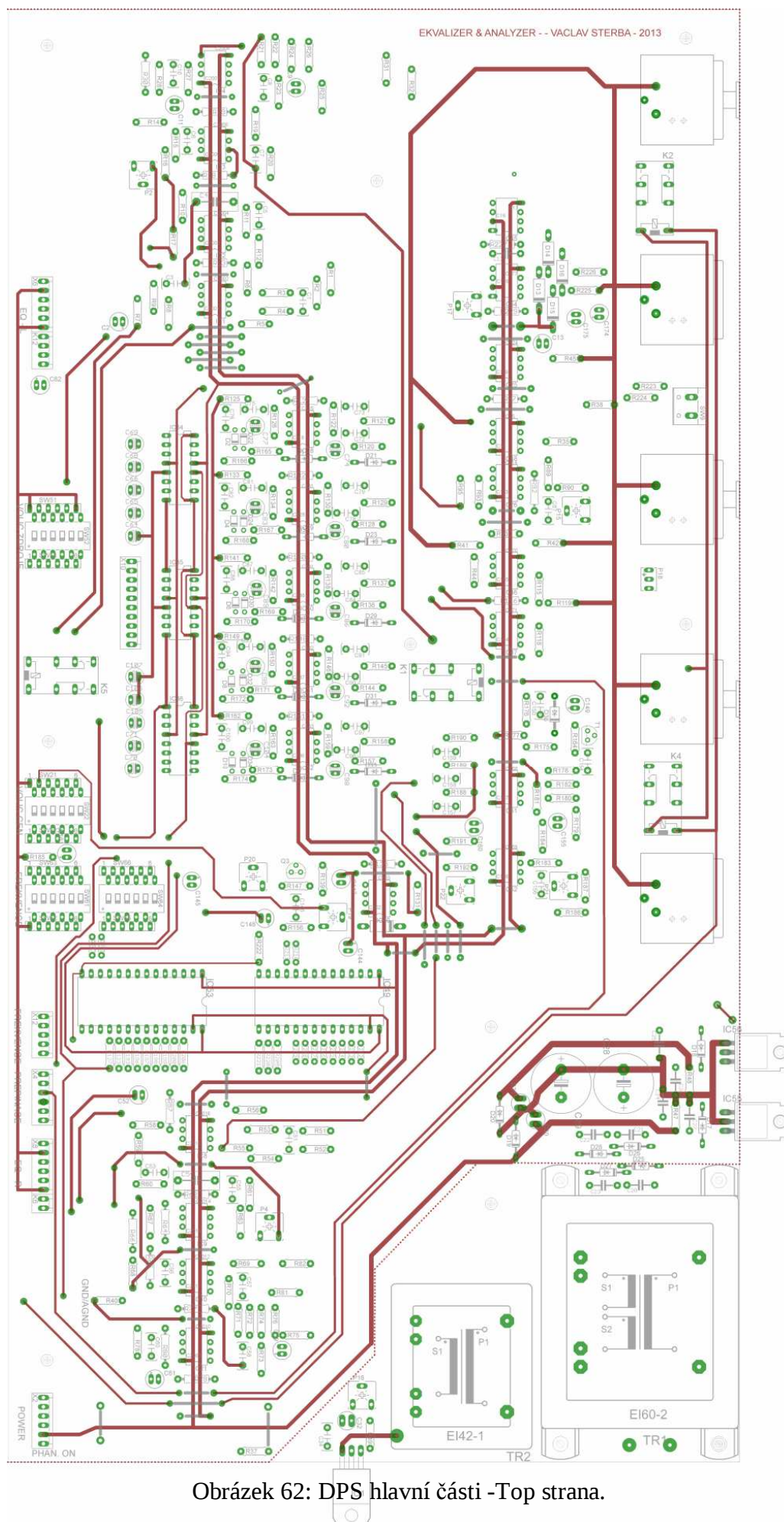
Obr. 59: kóty otvorů předního panelu.



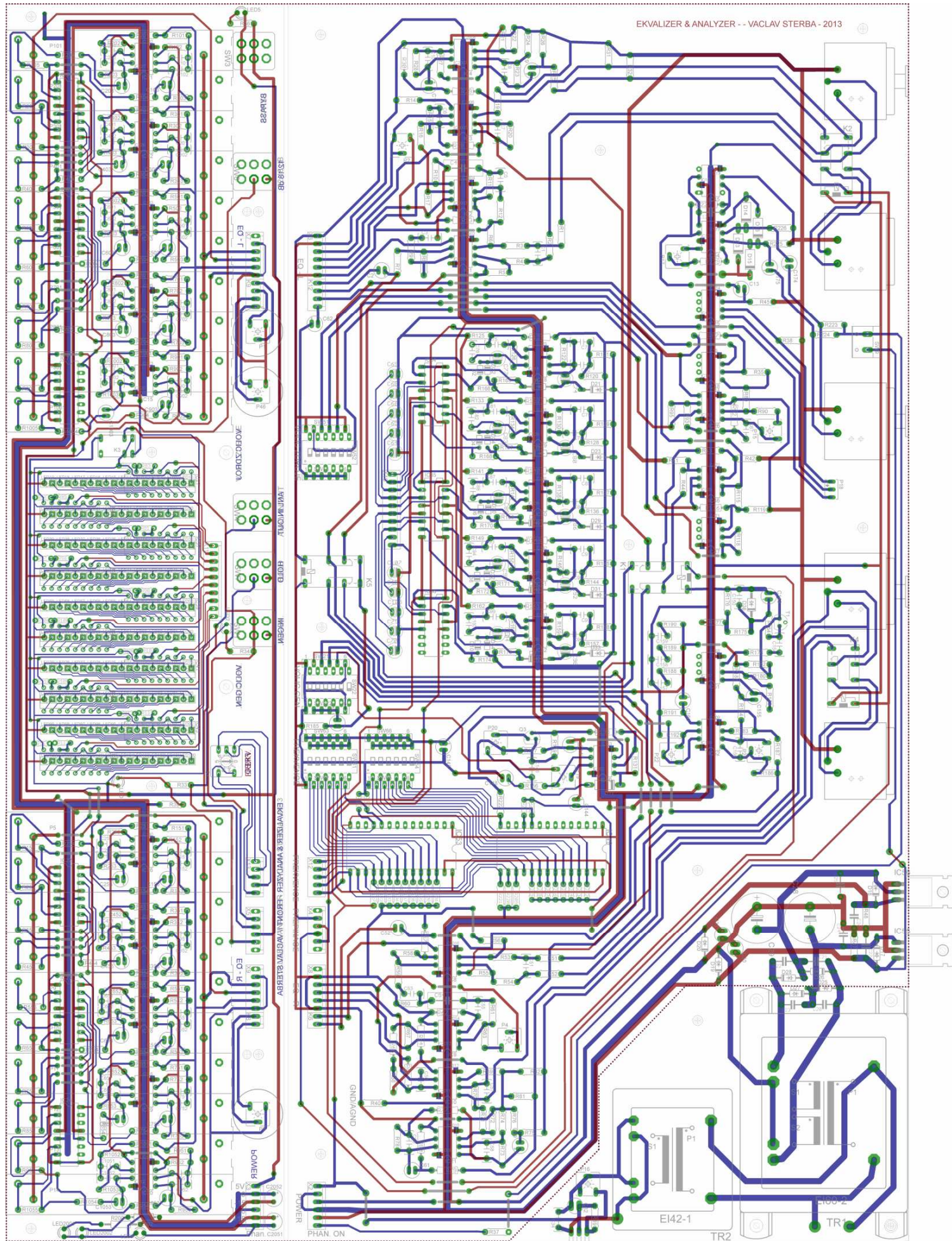
Obr. 60: DPS předního panelu strany top a bottom



Obrázek 61: DPS hlavní části -Bottom strana.



Obrázek 62: DPS hlavní části -Top strana.



Obrázek 63: DPS celkové rozložení.