



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

AM VYSÍLAČ PRO EXPERIMENTÁLNÍ ÚČELY

AM TRANSMITTER FOR EXPERIMENTAL PURPOSE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Petr Kundel

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

BRNO 2024

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková produkce a nahrávání
Ústav telekomunikací

Student: Petr Kundel

ID: 240174

Ročník: 3

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

AM vysílač pro experimentální účely

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Semestrální práce:

Seznamte se s problematikou návrhu vysokofrekvenčních vysílačů s vysokou účinností pracujících v lineárním režimu a s metodami modulace obálky. Navrhněte blokovou a obvodovou strukturu AM (vícestavového ASK) vysílače pracujícího ve třídě E, který by byl využitelný pro experimentální účely v rámci laboratorní výuky. Požadovaný výstupní výkon vysílače je minimálně 10 W na zátěži 50 Ω . Kmitočet nosné vlny generované kmitočtovým syntetizérem volte v rozsahu 0.5 – 2.0 MHz. Navržené zapojení ověřte simulací. Předpokládejte řízení vysílače mikroprocesorem. Zvolte vhodný typ mikroprocesoru a periférií.

Bakalářská práce

Realizujte navržené zapojení, vytvořte řídicí SW, ověřte správnou funkci vysílače měřeními a výsledky porovnejte s teoretickými předpoklady. Vysílač optimalizujte s cílem dosáhnout co největší linearity a účinnosti. Celé zařízení vyřešte i s ohledem na jednoduchost ovládání a spolehlivost mechanické konstrukce.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] COLANTONIO, P., GIANNINI, F., LIMITI, E. High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers, John Wiley & Sons, Chichester, 2009.
[2] KAZIMIERCZUK, M. K. RF Power Amplifiers. John Wiley & Sons, Chichester, 2014.

Termín zadání: 5.2.2024

Termín odevzdání: 28.5.2024

Vedoucí práce: prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá problematikou, návrhem a realizací analogového AM vysílače pro experimentální účely. V práci jsou rozebrány jednotlivé bloky obvodu, je navržena bloková a obvodová struktura vysílače s moderními součástkami, která je po simulacích následně realizována. Implementace spínaných zesilovačů minimalizuje výkonové ztráty, a tím obvod dosahuje vysoké účinnosti.

KLÍČOVÁ SLOVA

Vysílač, amplitudová modulace, AM, spínaný zesilovač, zesilovač třídy E, rezonanční obvody.

ABSTRACT

The bachelor thesis deals with the problem, design and implementation of an analog AM transmitter for experimental purposes. In the thesis, the individual circuit blocks are analyzed, the block and circuit structure of the transmitter with modern components is designed, which is subsequently implemented after simulations. The implementation of switching amplifiers minimizes the power dissipation and thus the circuit achieves high efficiency.

KEYWORDS

Transmitter, amplitude modulation, AM, switching amplifier, Class E amplifier, resonant circuits

KUNDEL, Petr. *AM vysílač pro experimentální účely*. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2024. Vedoucí práce: prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Petr Kundel
VUT ID autora: 240174
Typ práce: Bakalářská práce
Akademický rok: 2023/24
Téma závěrečné práce: AM vysílač pro experimentální účely

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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 autorského 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.

Brno

.....

podpis autora*

*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu prof. Ing. Aleši Prokešovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Obsah

Úvod	11
1 Ohlédnutí do historie a současnosti vysílačů	12
1.1 AM - amplitudové modulace	14
2 Rozbor jednotlivých bloků obvodu	17
2.1 Generátor nosného kmitočtu	17
2.2 Budič	18
2.3 Vysokofrekvenční zesilovače s velkou účinností	19
2.3.1 Zesilovače třídy D	20
2.3.2 Zesilovače třídy F	20
2.4 Zesilovače třídy E	21
2.4.1 Popis obvodu	21
2.4.2 Výpočet obvodových prvků	22
2.5 Modulační zesilovač	23
2.5.1 Modulační zesilovač třídy D	24
2.5.2 Standardní pracovní třídy A,B,AB	25
2.6 Reálné parametry MOSFET tranzistorů	26
3 Návrh jednotlivých bloků obvodu	27
3.1 Generátor nosného kmitočtu	27
3.2 Budič	28
3.3 Zesilovač třídy E a přizpůsobovací obvody	29
3.4 Modulační zesilovač	33
3.4.1 Zesilovač třídy D	33
3.4.2 Zesilovač třídy AB	35
4 Praktická realizace	36
4.1 Výběr setrvačných součástek	36
4.1.1 Kondenzátory	36
4.1.2 Induktory	36
4.2 Zapojení a oživení obvodu na nepájivém poli	37
4.3 Návrh a výroba plošného spoje	39
4.4 Osazení a oživování plošného spoje	41
4.5 Měření parametrů vysílače	42
4.6 Mechanická konstrukce zařízení, popis ovládání	46
Závěr	48

Literatura	49
Seznam symbolů a zkratk	52
Seznam příloh	53
A Nepájivé pole	54
A.1 Oscilátor a vf koncový stupeň na nepájivém poli	54
A.2 Výstupní průběhy oscilátoru a konc.stupně	54
B Schéma zapojení	55
B.1 Schéma zapojení v programu KiCad 8.0	55
C Plošný spoj	56
C.1 Horní strana plošného spoje	56
C.2 Spodní strana plošného spoje	57
C.3 Osazovací plán plošného spoje	58
C.4 Rozpiska součástek	59
D Obsah elektronické přílohy	60

Seznam obrázků

1.1	Blokové schéma sálového vysílače ze 70-80. let [12]	12
1.2	Příklad uspořádání výkoného AM vysílače v radiokomunikačním stře- disku	13
1.3	Blokové uspořádání výkonového DA převodníku [2]	13
1.4	Grafické znázornění AM, $m=1$ [8]	14
1.5	Grafické znázornění indexu (hloubky) modulace [22]	15
1.6	Teoretické spektrum signálu s nosnou a oběma postranními pásmy [21]	15
1.7	Teoretické spektrum <i>DSB</i> signálu s úplným potlačením nosné [21]	16
1.8	Teoretické spektrum <i>SSB</i> signálu s úplným potlačením nosné [21]	16
2.1	Blokové schéma navrhovaného vysílače	17
2.2	Teoretické schéma Piercova oscilátoru	18
2.3	Zjednodušené schéma zapojení push-pull budiče MOSFET tranzistoru	19
2.4	Zapojení zesilovače třídy F [1]	20
2.5	Teoretické schéma zesilovače třídy E [6]	21
2.6	Očekávané průběhy napětí a proudu v závislosti na čase a stavu MOS- FET [6]	22
2.7	Teoretické schéma zesilovače třídy D	24
2.8	Topologie a.) half-bridge, b.) full-bridge	24
2.9	Nastavení pracovního bodu ve třídě AB [25]	25
3.1	Způsob připojení krystalového rezonátoru k IO 74AHC1G4210 [15]	27
3.2	Schéma zapojení generátoru kmitočtu v simulačním prostředí MicroCap	28
3.3	Uspořádání neinvertujícího budiče v pouzdře DIP8 [20]	28
3.4	Vnitřní zapojení budiče a pravdivostní tabulka [20]	29
3.5	Prostředí programu Class E	30
3.6	Proud tlumivkou L2	31
3.7	Výstupní napětí na zátěži 50Ω	31
3.8	Obvod s reálným spínacím prvkem U1 v programu LTspice	32
3.9	Průběh napětí a proudu MOSFET tranzistorem	32
3.10	Úprava úrovně signálu pro AD převodník mikrokontroléru	33
3.11	Koncový stupeň třídy D a výstupní filtry [9]	34
3.12	Schéma zapojení zesilovače s integrovaným obvodem LM1875	35
4.1	Deska plošného spoje se znázorněnými oblastmi obvodu	39
4.2	Parametry vysokofrekvenčního koncového stupně	41
4.3	Průběh oscilátoru (vlevo), průběh kolektorového napětí (vpravo)	42
4.4	Blokové schéma měření výkonu a účinnosti	42
4.5	Graf závislosti výstupního výkonu a účinnosti na napájecím napětí	43
4.6	Měření výkonu (vlevo zesilovač AB, vpravo zesilovač D)	43

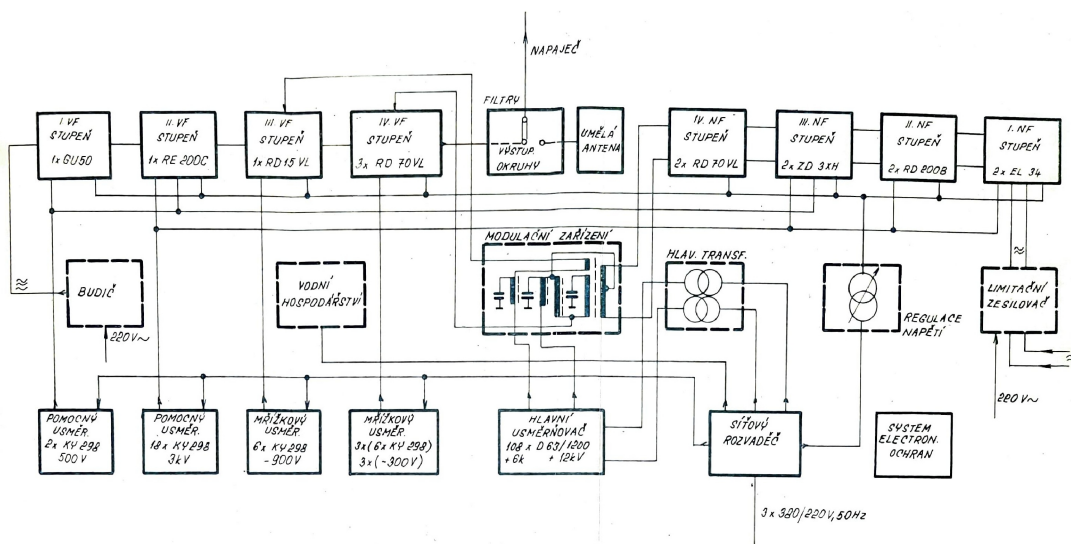
4.7	Měření hloubky modulace m (vlevo zesilovač AB, vpravo zesilovač D)	43
4.8	Blokové schéma měření THD	44
4.9	CH2- výstup modulačního zesilovače tř. D, CH1 - modulační obrazec	45
4.10	Zobrazení výstupního spektra vysílače	45
4.11	Pohled na čelní panel zkompletovaného vysílače	46
4.12	Pohled na plošný spoj umístěný v chassis	47

Úvod

Tato práce spadá do oblasti radioelektroniky a věnuje se návrhu, obvodové analýze a realizaci analogového AM vysílače se spojitou modulací pro experimentální účely. Po krátkém pohledu do historie jsou zde vylíčeny základní požadavky pro návrh samotného zařízení. To se skládá z několika bloků. Jedním z nich, a zároveň jádrem zařízení, je zesilovač třídy E. Pro návrh zesilovače této třídy existuje několik postupů, pomocí kterých lze vypočítat, či zjistit optimální provozní parametry, aby bylo dosaženo velké linearity a účinnosti. Před praktickou implementací s reálnými součástkami je zapojení podrobena simulacím. Vysílač navrhovaný v této práci bude pracovat s výkonem nosné vlny 10W v pásmu středních vln na kmitočtu 1152kHz. Kmitočet byl již předem zvolen s ohledem na použitou obvodovou strukturu oscilátoru, jehož základem je krystalový rezonátor. Signál z oscilátoru je veden přes budič do jádra obvodu, čímž je vř koncový stupeň pracující ve třídě E. Tato třída pracuje ve spínacím režimu, s vysokou účinností. Další klíčovou částí vysílače jsou nf modulační zesilovače třídy D a AB, přes které je veden modulační signál do vř koncového stupně. Modulace je proces, při kterém je informace s audio, video nebo digitálním obsahem v základním pásmu namodulována na vysokofrekvenční nosnou vlnu, která je schopna se šířit v prostoru. Na cílové straně se informace získává demodulací. V dnešní době je technologie rádiového přenosu pomocí amplitudové modulace (co se týká kvality a věrnosti přenosu signálu) překonána digitálními způsoby modulace a využíváním vyšších kmitočtů. Stále však disponuje řadou výhod daných fyzikálními vlastnostmi elektromagnetických vln. Elektromagnetické vlny v pásmech DV,SV,KV díky své délce nemají problém procházet v lokalitách se členitým terénem, či zastavěnou oblastí. Umožňují z jednoho místa pokrýt signálem velkou část území. Výhodou na straně posluchače je jednoduchost demodulace původního modulačního signálu.

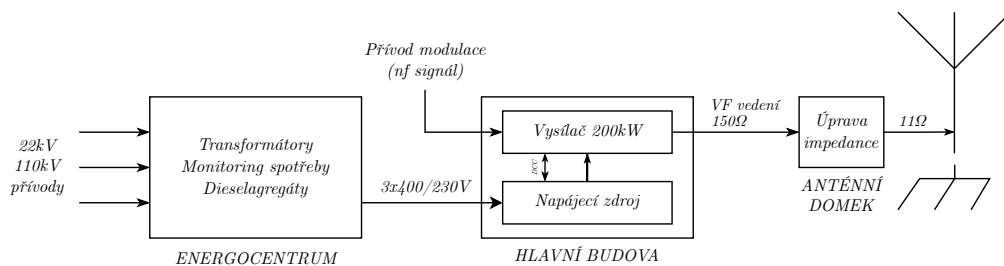
1 Ohlédnutí do historie a současnosti vysílačů

Experimenty s bezdrátovým přenosem elektromagnetických vln se uskutečnily již na konci 19. století. Amplitudová modulace byla jako první použita pro bezdrátový přenos rozhlasového vysílání. S ohledem na tehdejší techniku se k získání signálů vhodných frekvencí a výkonů využívaly elektronky. Jejich počet ve vysílači se volil v závislosti na požadovaném výkonu. Před samotným procesem modulace byl modulační signál (rozumíme běžný audiosignál) zesílen v několika stupních, to stejné probíhalo s nosnou vlnou. Následná (anodová) modulace se prováděla pomocí transformátoru v anodovém obvodu elektronky, následovaly skříně filtrů a impedančního přizpůsobení pro vedení. Jednotlivé bloky vysílače jsou znázorněny na Obr. 1.1..



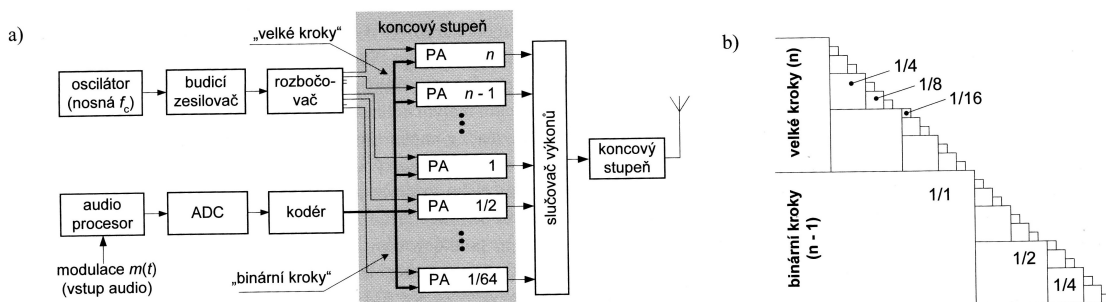
Obr. 1.1: Blokové schéma sálového vysílače ze 70-80. let[12]

Běžně se využívalo více spojených elektronek s anodovou ztrátou i 250kW. Velké výkony si žádaly také nemalé prostory. Jednotlivé části vysílačů bývaly rozmístovány většinou do více podlaží a budov v rámci areálu radiokomunikačního střediska. Vysokofrekvenční vedení k anténě se provádělo jako tzv. vzdušný koaxiální kabel, ten tvořilo několik čtvercově nebo kruhově umístěných vodičů, symetricky objímajících středové (živé vodiče) - pro dosažení jmenovité impedance. Takto vedený vf signál pokračoval k tzv. anténnímu domku obsahujícího další laděné obvody pro přizpůsobení impedance z vedení na impedanci antény. Například u antény ARPO II. (Anténa s regulovatelným proudovým obložením druhé generace) bylo potřeba impedanci snížit na přibližně 11Ω.



Obr. 1.2: Příklad uspořádání výkoného AM vysílače v radiokomunikačním středisku

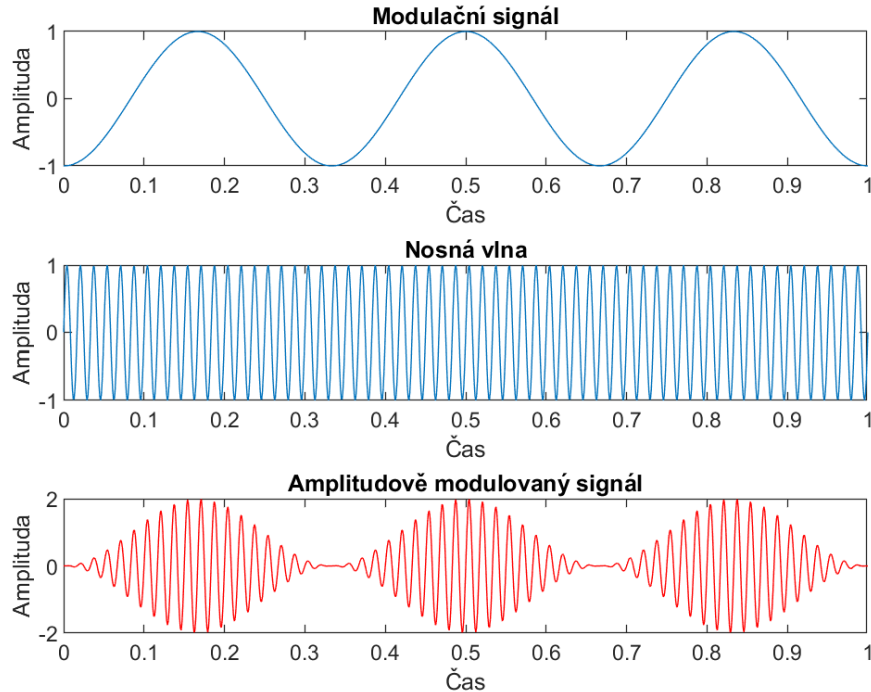
Současný přístup k realizaci AM vysílačů spočívá ve využití digitálního zpracování signálu. Jednou z možností je metoda sčítání napětově odstupňovaných kroků. Nosný kmitočet je zesílen na požadovanou úroveň a následně rozbočen do jednotlivých koncových stupňů, kde vstupuje společně s kódovaným modulačním signálem. Každý z nich zesiluje jinou napětovou úroveň. Koncové stupně realizované aktivními prvky zapojenými jako spínače dosahují vysoké účinnosti. Výsledný výkon je sečten ve slučovači. Koncepti odstupňovaných koncových zesilovačů a slučovače lze považovat za výkonový DA převodník. Za výstupními filtry vychází z vysílače téměř spojitý AM signál. [2]



Obr. 1.3: Blokové uspořádání výkonového DA převodníku[2]

1.1 AM - amplitudové modulace

Analogová modulace - v rytmu modulačního signálu se mění amplituda nosného signálu.



Obr. 1.4: Grafické znázornění AM, $m=1$ [8]

Amplitudu nosné vlny můžeme vyjádřit jako:

$$n = N_m \cdot \sin(\omega_n t) \quad (1.1)$$

Kde n je okamžitá hodnota nosné vlny, N_m je maximální hodnota. Parametr $\omega_n t$ určuje kmitočet. Modulační signál předpokládejme také harmonického průběhu:

$$s = S_m \cdot \sin(\omega_s t) \quad (1.2)$$

Modulačním signálem s je ovlivňována amplituda nosné vlny n . Výsledkem je následný vztah popisující amplitudovou modulaci.

$$A = (N_m + S_m \cdot \sin(\omega_s t)) \cdot \sin(\omega_n t) \quad (1.3)$$

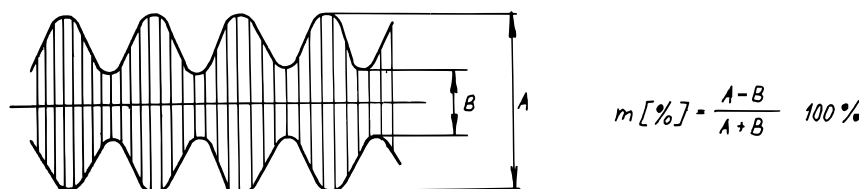
Velikost změny amplitudy nosné vlny okolo své střední hodnoty je dána parametrem m (index amplitudové modulace). Dále lze parametr m vyjádřit jako poměr:

$$m = \frac{S_m}{N_m} \quad (1.4)$$

Po úpravě obdržíme vztah:

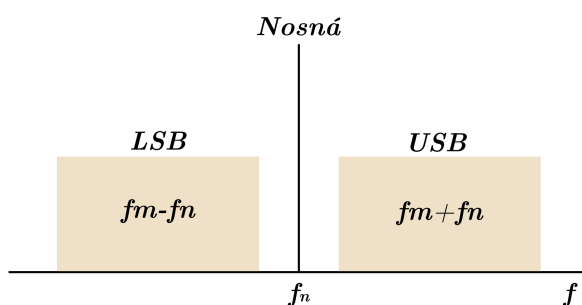
$$A = (1 + m \cdot \sin(\omega_m t)) \cdot S_m \cdot \sin(\omega_s t) \quad (1.5)$$

Parametr m se mění v závislosti na amplitudě modulovaného signálu $m(0 < m < 1)$. Větší hodnota m než 1 by ve výsledném signálu způsobila zkreslení modulačního signálu.



Obr. 1.5: Grafické znázornění indexu (hloubky) modulace [22]

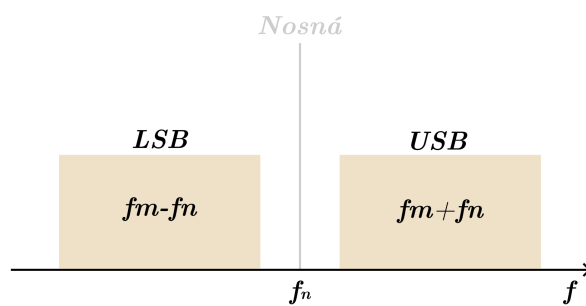
Výsledný signál obsahuje nosný kmitočet a dvě symetricky umístěná postranní pásma, jimiž se přenáší informace.



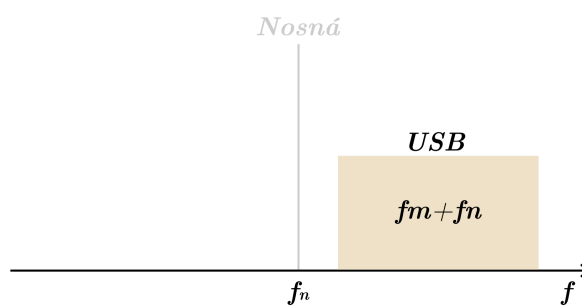
Obr. 1.6: Teoretické spektrum signálu s nosnou a oběma postranními pásmy [21]

Pro úplnost kapitoly jsou zde znázorněny odvozené typy amplitudových modulací, které vznikly na základě požadavků pro zlepšení energetické náročnosti. Dalšími možnými způsoby přenosu informace tedy spočívají v potlačení jednoho ze dvou postranních pásem nebo nosného kmitočtu. K přenosu informace by teoreticky stačilo jedno postranní pásmo, to by ovšem znamenalo využívat technicky náročnější modulátory a demodulátory.

Kompromisem ke zvýšení úspory energie byly tedy u vysílačů s velkým výkonem postupně zaváděny systémy s řízenou nosnou *DCC* (Dynamic carrier control), které v případě přenosu slabšího nf signálu dynamicky reagují snížením napájecího napětí koncového stupně. [7]



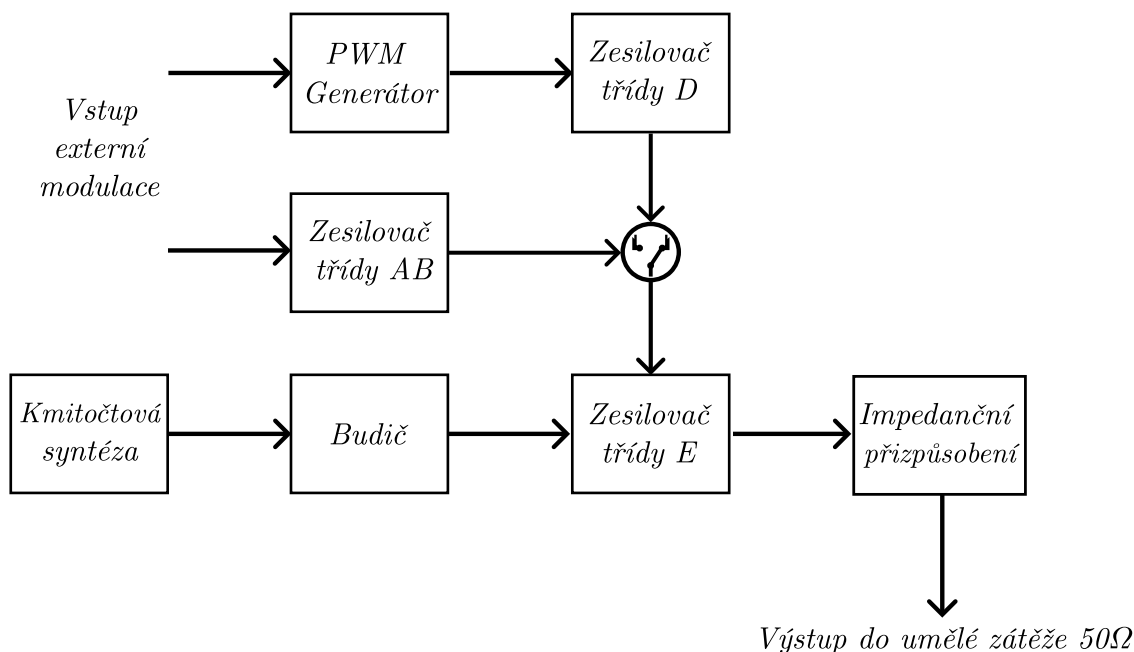
Obr. 1.7: Teoretické spektrum *DSB* signálu s úplným potlačením nosné [21]



Obr. 1.8: Teoretické spektrum *SSB* signálu s úplným potlačením nosné [21]

2 Rozbor jednotlivých bloků obvodu

Obvodové řešení AM vysílače je složeno z několika bloků rozdělitelných na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční části a řídicí logiku.



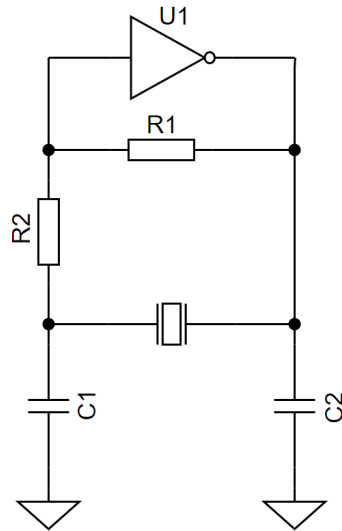
Obr. 2.1: Blokové schéma navrhovaného vysílače

2.1 Generátor nosného kmitočtu

Úkolem bloku kmitočtové syntézy je tvorba nosného kmitočtu f_n . Klíčovým parametrem při návrhu bylo dodržet průběh pulzního signálu o střídě 50 procent, jímž je přes budič řízen aktivní prvek v zesilovači třídy E. Tím, že je počítáno se statickým kmitočtem, nabízí se několik možností, jak dané zapojení, s ohledem na přesnost a spolehlivost, realizovat.

V úvahu připadá použít smyčku fázového závěsu PLL nastavenou číslicovými obvody na statický kmitočet z frekvenčního rozsahu 0,5 - 2 MHz. Ovšem, jednalo by se o řešení komplikovanější na počet aktivních i pasivních součástí a velmi závislé na přesnosti referenčního kmitočtu. Pro statický kmitočet se můžeme zaměřit na obvody, kde není nutné přeladovat výstupní frekvenci. Do této oblasti lze kategorizovat oscilátory s krystalovými rezonátory a přidavnými komponenty pro jejich provoz. Dají se kombinovat s různými prvky pro získání signálu s požadovaným průběhem.

V zadaném frekvenčním rozsahu se vyrábí velmi málo krystalových rezonátorů. Řešením je zapojit krystal o vyšším kmitočtu a následně kmitočet syntetizovat vhodnou metodou. Nabízí se využití binárního čítače/děličky a na některém z jeho výstupů odebrat požadovaný kmitočet. Pro tuto aplikaci, z hlediska jednoduchosti, se jako vhodné jeví Piercovo zapojení:



Obr. 2.2: Teoretické schéma Piercova oscilátoru

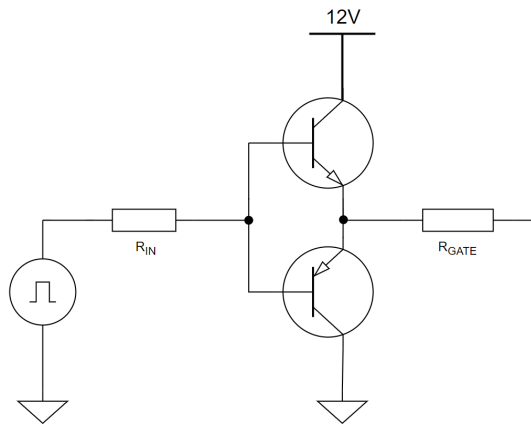
Piercovo zapojení je charakterizováno aktivním prvkem sloužícím k zajištění stabilní úrovně a kmitočtu signálu. Kondenzátory C1 a C2 je umožněno jemné doladění pracovního kmitočtu. Mezi podstatné parametry, uváděných u krystalových rezonátorů, patří pracovní kmitočet a jeho stabilita v jednotkách *ppm*. Dále C_L - zatěžovací kapacita krystalového rezonátoru, *ESR* -ekvivalentní sériový odpor.

Jediná možná nevýhoda tohoto způsobu získání nosného kmitočtu se odvíjí od samotného principu využití děličky. Rozmanitost kmitočtů krystalových rezonátorů je velká. Při použití na pevném kmitočtu ze zadaného frekvenčního rozsahu, s ohledem na počet dělicích stupňů děličky, může být obtížné, až nerealizovatelné, najít ideální kombinaci tak, abychom získali požadovaný pevný kmitočet.

2.2 Budič

Úkolem budiče je výkonově posílit signál z kmitočtového generátoru. Koncový stupeň, popisovaný v další sekci, se skládá z jednoho aktivního spínacího prvku N-MOSFET. Ke správnému načasování sepnutí a rozepnutí potřebuje na své řídicí elektrodě signál o takové úrovni, aby vlivem náboje a kapacity přechodu nedošlo ke značnému zkreslení a výkonovému přetížení obvodu kmitočtového generátoru. Důležitým parametrem tranzistorů nebo integrovaných obvodů je délka trvání nástupné

a sestupné hrany. Obvody pro řízení MOSFET tranzistorů je možné realizovat pomocí komplementární dvojice BJT či FET tranzistorů. Takové řešení se označuje pojmem push-pull:



Obr. 2.3: Zjednodušené schéma zapojení push-pull budiče MOSFET tranzistoru

Lze jej také realizovat speciálními integrovanými obvody. Ty, v zapojení push-pull, zpravidla obsahují tuto komplementární dvojici.

2.3 Vysokofrekvenční zesilovače s velkou účinností

Tato sekce se zabývá problematikou zesilovačů třídy D, E a F s vysokou účinností. Od konvenčních tříd A, AB, B se třídy D a E liší způsobem využití aktivního prvku. Ten zde neslouží jako proudový zdroj, ale zastává funkci rychlého spínače, čímž se snižuje výkonová ztráta způsobená soudobou přítomností proudu a napětí na aktivním prvku. Snahou je dosažení nejvyšší účinnosti, ta se v ideálním případě rovná 100%. Tato hodnota by platila v případě ideálních parametrů aktivních a pasivních prvků. Snahou je využívat takové typy součástek, jejichž parazitní vlastnosti jsou minimální. Ke spínání lze využít *BJT* - Bipolární tranzistor – Bipolar junction transistor, ale převážně se volí tranzistory řízené polem, konkrétně druh *MOSFET*. Návrh se zabývá třídou E. Jako řízený měnič napájecího napětí je zde využita i nízkofrekvenčně optimalizovaná třída D. Třída F není vyloženě spínaný zesilovač, výkonovou ztrátu se snaží minimalizovat přidáním dalších harmonických rezonátorů. Třída E je pro přehlednost popsána v samostatné kapitole.

2.3.1 Zesilovače třídy D

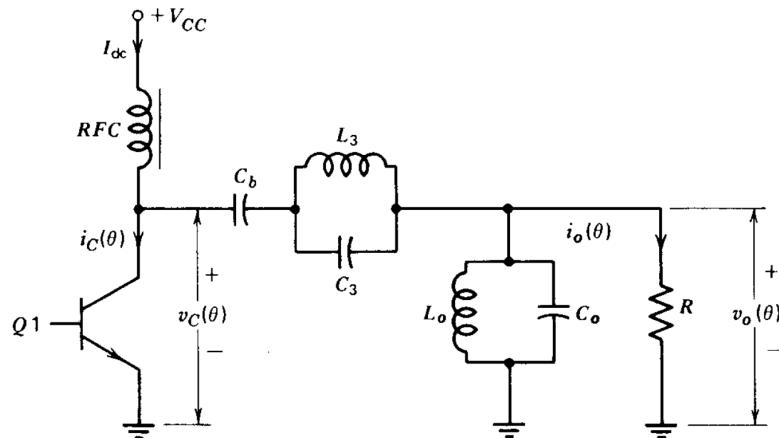
Zesilovače třídy D jsou charakterizovány komplementární dvojicí aktivních prvků a výstupními obvody laděnými na spínací kmitočet. Aktivní prvky jsou buzeny tak, aby fungovaly jako dvou pólový spínač. Výstupní průběh je sinusového tvaru, v ideálním případě zbavený veškerých vyšších harmonických kmitočtů. Existují tři základní zapojení:

1. Komplementární zapojení
2. Napěťový spínač s výstupním transformátorem
3. Proudový spínač s výstupním transformátorem

Jejich princip je nastíněn v [3].

2.3.2 Zesilovače třídy F

Třída F patří mezi první třídy zesilovačů vzniklé na základě snahy o zvýšení účinnosti. Někdy je třída F označovaná jako třída CD, biharmonic, polyharmonic atp. [1]. Obsahuje jeden aktivní prvek a vyznačuje se rezonančním obvodem schopným kmitat na vyšších harmonických kmitočtech. Přidání vyšších harmonických k první harmonické, ve správném poměru, způsobí změnu tvaru kolektorového napětí přibližující se obdélníkovému signálu, což se projeví jak vyšší účinností, tak výkonem. [4]



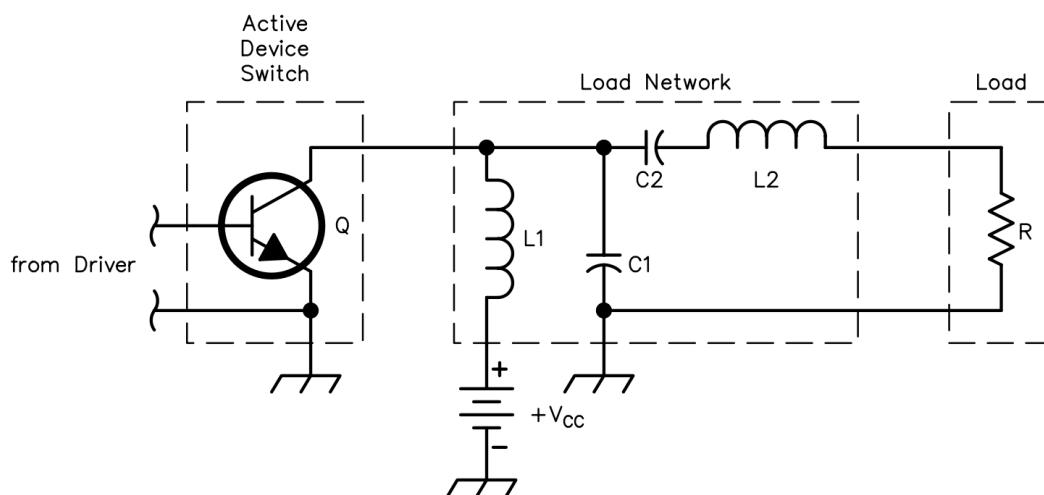
Obr. 2.4: Zapojení zesilovače třídy F [1]

Obvod složený z $L_3 C_3$ rezonuje na třetí harmonické, výstupní rezonanční obvod $L_0 C_0$ je naladěn na první harmonickou a filtruje všechny ostatní harmonické složky. Dalším řešením může být nahrazení rezonančního obvodu $L_3 C_3$ $\lambda/4$ vedením, které je schopno vytvořit nekonečný počet harmonických kmitočtů. Tím lze dosáhnout teoretické účinnosti 100% [1].

2.4 Zesilovače třídy E

Klíčovou částí obvodu je zesilovač třídy E pracující ve spínacím režimu. Obvodová struktura je známá od 60 let a patentována byla v roce 1975. V témže roce byly publikovány články a dokumenty popisující matematické vztahy pro návrh výsledného obvodu. Nedostupnost výkonných a zároveň rychlých spínacích prvků odsunula praktické využití této koncepce až do druhé poloviny 80.let.

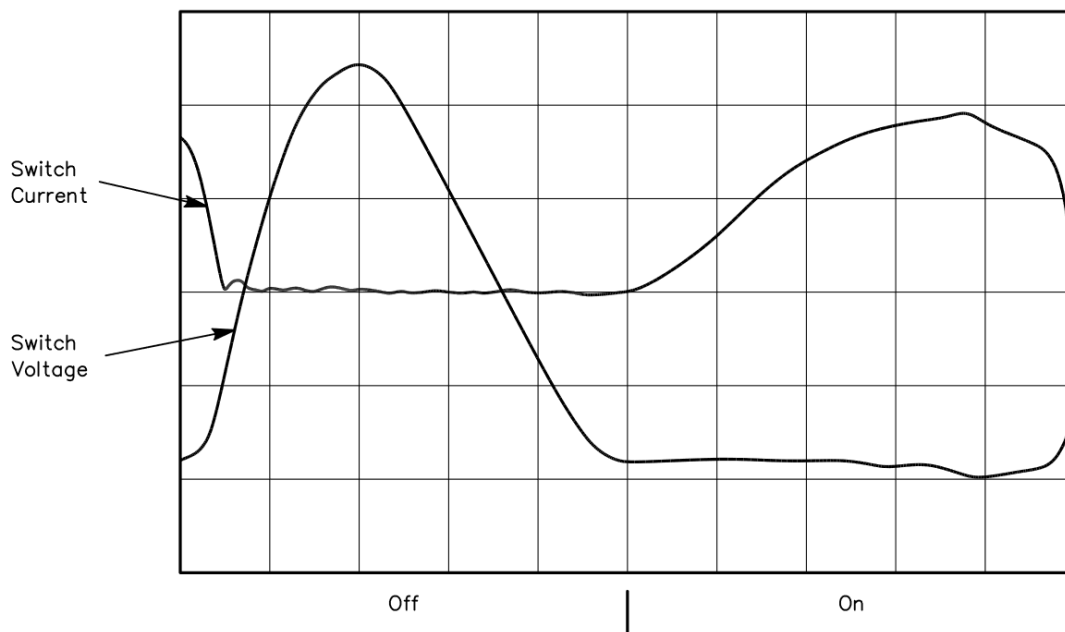
2.4.1 Popis obvodu



Obr. 2.5: Teoretické schéma zesilovače třídy E [6]

[3]Obvod se skládá z aktivního spínače, přizpůsobovacích obvodů a zátěže složené z pasivních součástí. Princip spočívá v řízeném spínání aktivního prvku pulsním signálem z budiče o střídě nejlépe 50% - tím lze dosáhnout vysoké amplitudy první harmonické o kmitočtu nosné vlny. Zapojení obsahuje dva rezonanční obvody . U aktivního prvku, resp. v našem případě MOSFET tranzistoru definujeme dva stavy:

- **Spínač sepnut:** V sepnutém stavu teče přes tranzistor proud a mezi elektrodami je ideálně nulové napětí. V reálné situaci, mezi kolektorem (drain) a emitorem (source), vzniká úbytek napětí v závislosti na R_{DS} - odpor mezi kolektorem a emitorem. Proto je snahou volit tranzistory s malým R_{DS} , aby nedocházelo k výkonovým ztrátám v důsledku toku proudu.
- **Spínač rozepnut:** Tranzistorem již neteče proud, jak je znázorněno na obrázku, vzniká na něm úbytek napětí.



Obr. 2.6: Očekávané průběhy napětí a proudu v závislosti na čase a stavu MOSFET [6]

Účinnost ideálního zesilovače v této třídě je, díky zapojení tranzistoru ve spínacím režimu, rovna 100%. Při zahrnutí parazitních jevů 2.6 lze dosahovat účinnosti vyšší než 80%. Mimo parazitní vlastnosti aktivního prvku se nesmí překračovat předepsané provozní parametry tranzistoru, jako jsou maximální napětí mezi elektrodami drain a source V_{DS} , proud I_D . Velmi také záleží na správném vyladění rezonančního obvodu $L2 C2$. Ten je naladěn na frekvenci první harmonické. Úroveň filtrace alikvótních složek výsledného výstupního signálu je dána činitelem jakosti Q_L .

2.4.2 Výpočet obvodových prvků

K většině početních operací je téměř nevyhnutelné (vzhledem ke složitosti vztahů a soustav rovnic) využít program pro matematické výpočty. K výpočtu obvodových prvků lze přistupovat analyticky nebo pomocí přímých vztahů pro návrh. Ty vycházejí z analytických metod, avšak s numericky dopočítanými koeficienty udávanými v tabulkách. Další volbou je výpočet obvodových prvků použitím návrhového software.

U analytického řešení se začíná vyjádřením vztahů napětí a proudů, v závislosti na hodnotách aktivních a pasivních prvků obvodu. "Nakonec se ideální provozní podmínky dosadí do vypočtených vztahů a vyjádří se vztahy pro výpočet obvodových prvků" [3]. Celistvý soubor rovnic popisující napětí a proudy

na jednotlivých prvcích je přehledně uveden v [3], kapitola 8.3.

Druhá metoda spočívá v dosažení vstupních parametrů do přímých vzorců odvozených z analýz obvodu. Počítá se s výstupním průběhem sinusového tvaru. Výpočet obvodových prvků rezonančního obvodu závisí na řešení soustavy rovnic pro ustálený stav, s ohledem na reálné vlastnosti součástek[6]. Vzorce jsou popsány a okomentovány níže.

$$R = \left(\frac{V_{CC}^2}{P}\right) 0,576801(1,001245 - \frac{0,451759}{Q_L} - \frac{0,402444}{Q_L^2}) \quad (2.1)$$

$$C_{1a} = \frac{1}{2\pi f R \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right)^{\frac{\pi}{2}}} \left(0,99866 + \frac{0,91424}{Q_L} - \frac{1,03175}{Q_L^2}\right) + \frac{0,6}{(2\pi f)^2 L_1} \quad (2.2)$$

Při určení finální hodnoty kapacity kondenzátoru na místě C_1 musíme brát v potaz i parazitní kapacitu MOSFET tranzistoru C_T . Z toho plyne:

$$C_1 = C_{1a} + C_T \quad (2.3)$$

Mezi prvky $L_2 C_2$ existuje vztah:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.4)$$

Existuje teoreticky nekonečně mnoho kombinací hodnot při stejném rezonančním kmitočtu f_0 , výsledná reaktance při f_0 má vliv na množství protékajícího proudu a tudíž na výstupní výkon.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R} \left(\frac{1}{Q_L - 0,104823}\right) \left(1,00121 + \frac{1,01468}{Q_L - 1,7879}\right) - \frac{0,2}{(2\pi f)^2 L_1} \quad (2.5)$$

$$L_2 = \frac{Q_L R}{2\pi f} \quad (2.6)$$

Přibližný vztah pro R.F.C. (Radio Frequency Choke), tlumivku L_1 , je uveden v literatuře téhož charakteru[5]. Tlumivka L_1 musí mít dostatečně velkou reaktanci, aby protékající proud byl v ideálním případě stejnosměrný. V reálné situaci je cílem dosažení co nejmenších výkyvů toku proudu a zabránění otočení směru proudu.

$$L_1 > 10X_{C1} \quad (2.7)$$

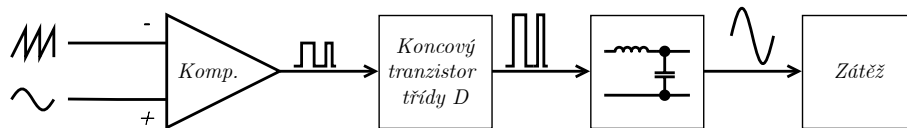
2.5 Modulační zesilovač

Zastává úlohu napětově proměnného zdroje, řízeného nízkofrekvenčním signálem. Mezi parametry modulátoru řadíme: napájecí napětí, výstupní výkon a

impedance, způsob zapojení do vf stupně a v neposlední řadě také účinnost. Ta se odvíjí na základě použitého způsobu zapojení. Z hlediska efektivity je nejvhodnější použít třídu zesilovače se spínaným aktivním prvkem, můžeme tedy uvažovat o zesilovači třídy D. Pokud je při návrhu modulačního zesilovače kladen více důraz na minimum rušivých elementů (u třídy D rozumíme vysokofrekvenční emise zapříčiněné spínáním), přichází v úvahu například obvod třídy AB.

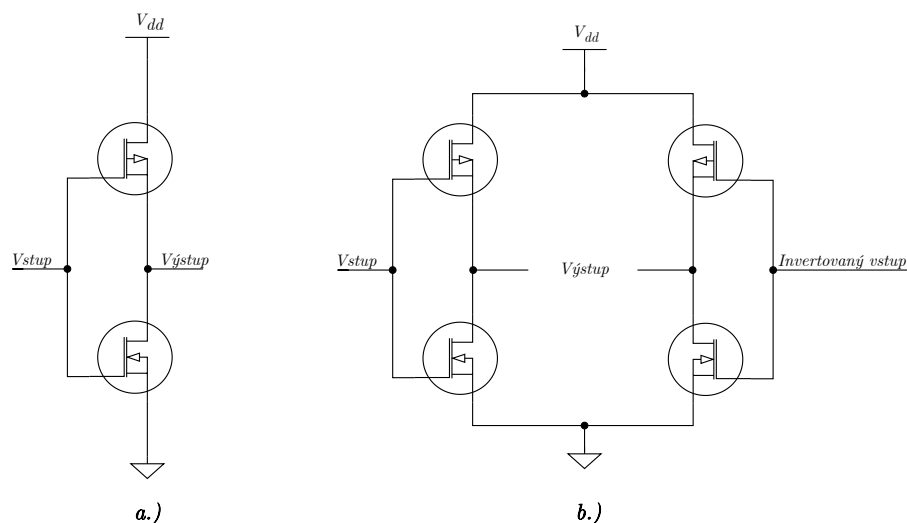
2.5.1 Modulační zesilovač třídy D

Analogicky se jedná o stejný princip jako u vysokofrekvenčního zesilovače třídy D. Rozdíl spočívá v budícím signálu. V tomto případě se používá pulzně-šířková modulace *PWM*. Rezonanční obvody jsou pozměněny tak, aby pracovaly jako dolní propust v nízkofrekvenčním pásmu.



Obr. 2.7: Teoretické schéma zesilovače třídy D

U komplexnějších zesilovačů této třídy je také zavedena zpětná vazba k případné opravě chyb. Z hlediska topologie koncového stupně je můžeme rozdělit na half-bridge a full-bridge:



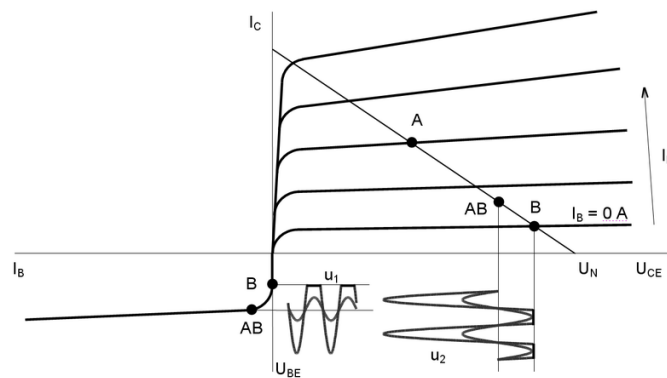
Obr. 2.8: Topologie a.) half-bridge, b.) full-bridge

Topologie half-bridge (poloviční můstek) využívá ve svém zapojení dva tranzistory. Z názvu samotného vyplývá přítomnost polovičního napětí na výstupu. Full-bridge (plný můstek) je charakterizován čtyřmi tranzistory a na svém výstupu poskytuje plné napájecí napětí. Tyto topologie zapojení mají uplatnění mj. ve spínaných měničích.

2.5.2 Standardní pracovní třídy A,B,AB

Pracovní bod zesilovače **třídy A** se nastavuje přibližně do poloviny napájecího napětí. Z toho vyplývá, že tranzistorem teče nemalý proud i v situaci, kdy není na vstupu přítomen signál. Pro toto uspořádání je charakteristická nízká hodnota harmonického zkreslení, na druhou stranu účinnost je vždy menší než 50%. Zbýlý příkon se promění v teplo, je tedy nutností zajistit adekvátní chlazení aktivního prvku.

Třída B je složena ze dvou aktivních prvků, z nichž jeden zesiluje (demonstračně u sinusového signálu) kladnou a druhý zápornou půlvlnu. Stav, kdy se jeden tranzistor uzavře, druhý se s mírným zpožděním otevírá, je doprovázen parazitním přechodovým jevem, jenž má za následek vznik přechodového zkreslení. **Třída AB** zohledňuje přednosti vlastností obou tříd. Výsledkem je účinnost vyšší než 65% a nižší přechodové zkreslení. Tento zesilovač je tedy kompromisem mezi třídami A a B. V této práci bude využíváno zapojení třídy AB.



Obr. 2.9: Nastavení pracovního bodu ve třídě AB [25]

2.6 Reálné parametry MOSFET tranzistorů

Při návrhu spínaných zesilovačů je důležité zohlednit jejich reálné parametry. Jelikož je uvažovaná struktura obvodu složena z aktivních prvků MOSFET, je zde uvedeno několik možných parazitních vlastností. Nevhodně vybraný aktivní prvek může v obvodu způsobit nejen výkonovou ztrátu, ale i časové diference při přechodech ze sepnutého do rozepnutého stavu a naopak.

- **Vnitřní odpor tranzistoru.** Tento parametr je udáván výrobcem tranzistoru v katalogovém listu a v sepnutém stavu ovlivňuje výkonové ztráty na tranzistoru.
- **Parazitní kapacity a indukčnosti.** Velikost této nežádoucí složky závisí na pracovním kmitočtu a na velikosti dané výkonem tranzistoru. Tím, že tranzistor pracuje impulsně, tato vnitřní kapacita se vybíjí a nabíjí - což představuje výkonovou ztrátu.
- **Konečná doba přepnutí.** Do jisté míry souvisí s předchozím bodem. Je dána provozním kmitočtem a kapacitou mezi elektrodami. Má vliv na trvání nástupné a sestupné hrany signálu.

Výkonovou ztrátu MOSFET tranzistoru při spínání lze vyjádřit jako P_{SW} [19]:

$$P_{SW} = V_{DS} \cdot I_D \cdot f \cdot \frac{(Q_{GS2} \cdot Q_{GD})}{I_G} \quad (2.8)$$

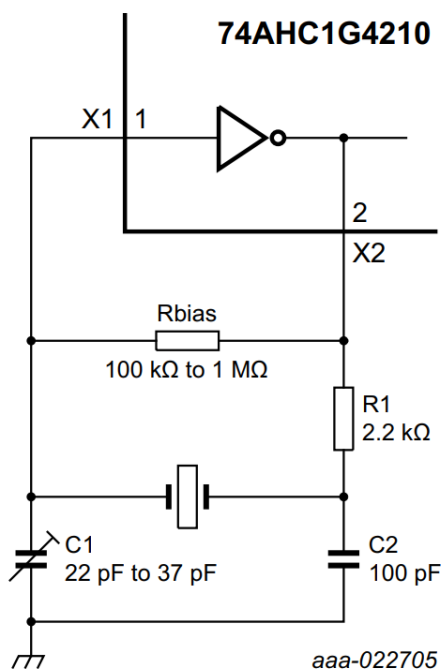
Kde V_{DS} je napětí mezi elektrodami drain a source, I_D je proud protékající tranzistorem, f značí kmitočet spínání, Q_{GS2} , Q_{GD} jsou náboje mezi substráty polovodiče a I_G je proud, kterým budíme tranzistor.

3 Návrh jednotlivých bloků obvodu

V této kapitole budou po blocích popsány postupy při návrhu obvodu prokládané časovými (transient) analýzami jednotlivých částí obvodu z prostředí LT Spice a MicroCap.

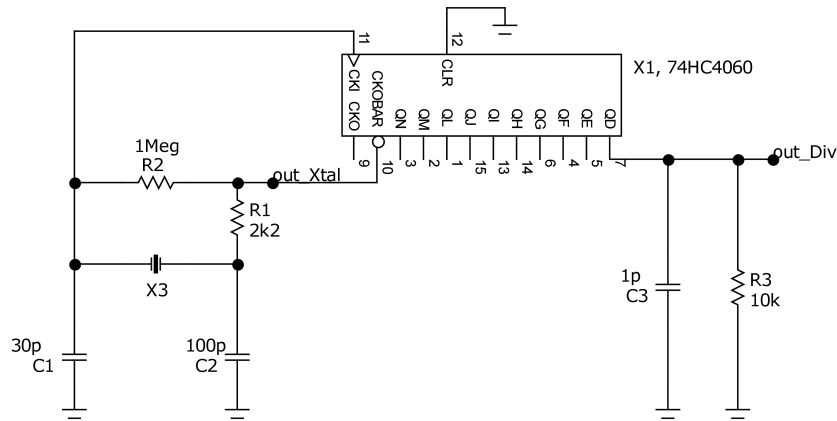
3.1 Generátor nosného kmitočtu

Ideálním řešením předem nastíněné možnosti realizace je využití integrovaného obvodu 4060, který se hojně využívá v obvodech digitálních hodin jako oscilátor a dělička pro další integrované obvody jednotlivých zobrazovacích segmentů. Vyrábí se ve verzích pro povrchovou montáž SMT nebo s drátovými vývody pro montáž THT. Klíčovým parametrem pro návrh je maximální provozní kmitočet, který bez omezení splňuje obvod řady 74HC. Princip zapojení, s konkrétními hodnotami součástek, lze dohledat v katalogu podobného integrovaného obvodu, ovšem disponujícím jen jedním výstupem oproti integrovanému obvodu 4060.



Obr. 3.1: Způsob připojení krystalového rezonátoru k IO 74AHC1G4210 [15]

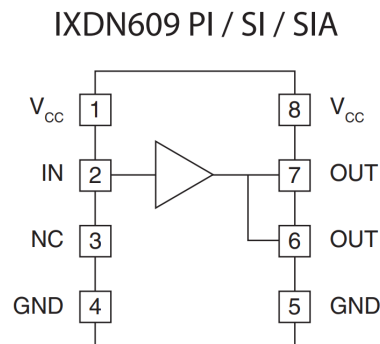
Zvolen je krystalový rezonátor o kmitočtu 18432 kHz. Jako aktivní prvek v Pierceově zapojení je využito hradlo na pinech 10 a 11 integrovaného obvodu 4060, určené pro připojení RC nebo krystalového oscilátoru. Při dělení získáme pulzní signál o frekvenci $f_n = 1152$ kHz a střídě 50%. Tato frekvence nosného kmitočtu splňuje zadání.



Obr. 3.2: Schéma zapojení generátoru kmitočtu v simulačním prostředí MicroCap

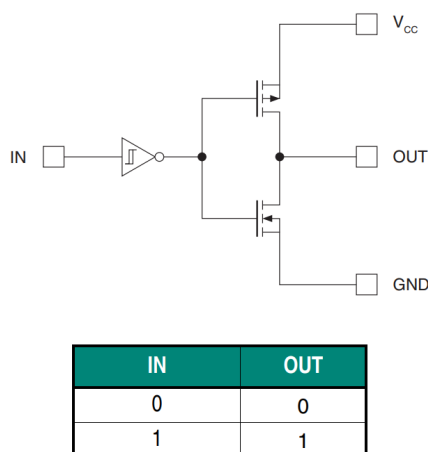
3.2 Budič

Nabízelo se využít budič složený z páru tranzistorů, či využít integrovaný obvod. Ve finále byl zvolen IXDN609PI od firmy IXYS [20]. Jedná se o vysokorychlostní budič určený pro MOSFET nebo IGBT (insulated-gate bipolar transistor). Vyrábí se v několika konfiguracích, například s invertujícím nebo neinvertujícím výstupem. Obvod je možné napájet napětím v rozsahu 4,5-35V. Parametry udávané v katalogovém listu výrobce mohou působit pro tento účel předimenzovaně. Avšak nižší zatěžovací kapacita MOSFET tranzistoru (daná velikostí polovodiče) kladně ovlivní dobu trvání nástupné a sestupné hrany signálu. V simulacích byl integrovaný obvod nahrazen kmitočtovým generátorem, který snese větší zatížení.



Obr. 3.3: Uspořádání neinvertujícího budiče v pouzdře DIP8 [20]

Vnitřní struktura je tvořena dvojicí tranzistorů řízených polem, jež dohromady tvoří push-pull obvod znázorněný v teoretické části. Zde je navíc vstup obohacen o Schmittův invertor.



Obr. 3.4: Vnitřní zapojení budiče a pravdivostní tabulka [20]

3.3 Zesilovač třídy E a přizpůsobovací obvody

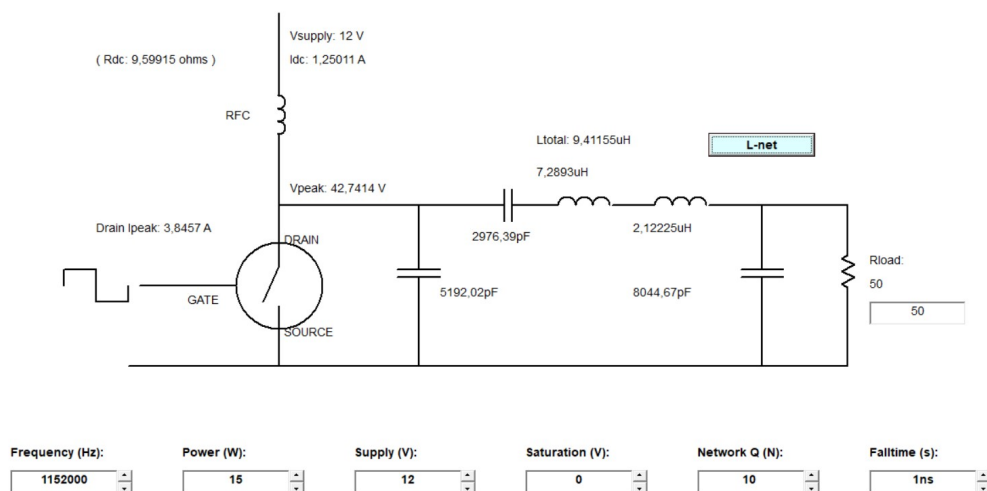
Aktivním prvkem pro tento koncový zesilovač byl zvolen MOSFET tranzistor IRF630 [18]. Konkrétně s tímto modelem jsem již v minulosti úspěšně pracoval. Vykazuje příznivé parametry pro cílový obvod (malý odpor v sepnutém stavu, malá kapacita mezi elektrodami). K výpočtu hodnot zesilovače je využit návrhový software *Class E*. Jedná se o volně dostupný software [11], jehož výstupem jsou vypočtené hodnoty součástek získané na základě vztahů pro návrh uvedených v teoretické části. Výhodou je možnost exportu do souborů pro simulační program LTspice.

Vstupními parametry jsou:

- Napájecí napětí $U_{cc} = 12 \text{ V}$
- Požadovaný výkon $P_{out} = 15 \text{ W}$
- Pracovní kmitočet $f = 1,152 \text{ MHz}$
- Jakost rezonančního obvodu $Q_L = 10$

Vypočtené hodnoty návrhovým software:

- $I_{dc} = 1,25011 \text{ A}$
- $L_1 = 72,893 \mu\text{H}$
- $C_1 = 5,19202 \text{ nF}$
- $L_2 = 7,2893 \mu\text{H}$
- $C_2 = 2,97639 \text{ nF}$
- $R_{zátěž} = 5,2762 \Omega$



Obr. 3.5: Prostředí programu Class E

Položka *Saturation (V)* by připadala v úvahu při použití bipolárního tranzistoru. Tím, že naším spínačem bude MOSFET, můžeme za parametr dosadit 0V. Vypočtený odpor $R_{zátěž}$ byl vyčíslen na $5,2762\Omega$. Aby bylo možné plný výkon odebírat při zátěži $R_z = 50\Omega$, bylo nutné obvod impedančně přizpůsobit. S touto skutečností počítá i návrhový software, a proto umožňuje volitelný výpočet přizpůsobovacího LC členu.

- $L = 2,12225\mu H$
- $C = 8,04467nF$

Následně byl proveden export do simulačního prostředí LTspice. Při napájecím napětí $U_{dc} = 12V$ protéká cívkou L_1 proud I_{dc} . Teoretická spotřeba koncového stupně třídy E je rovna:

$$P_E = U_{dc} \cdot I_{dc} = 12 \cdot 1,25011 = 15W. \quad (3.1)$$

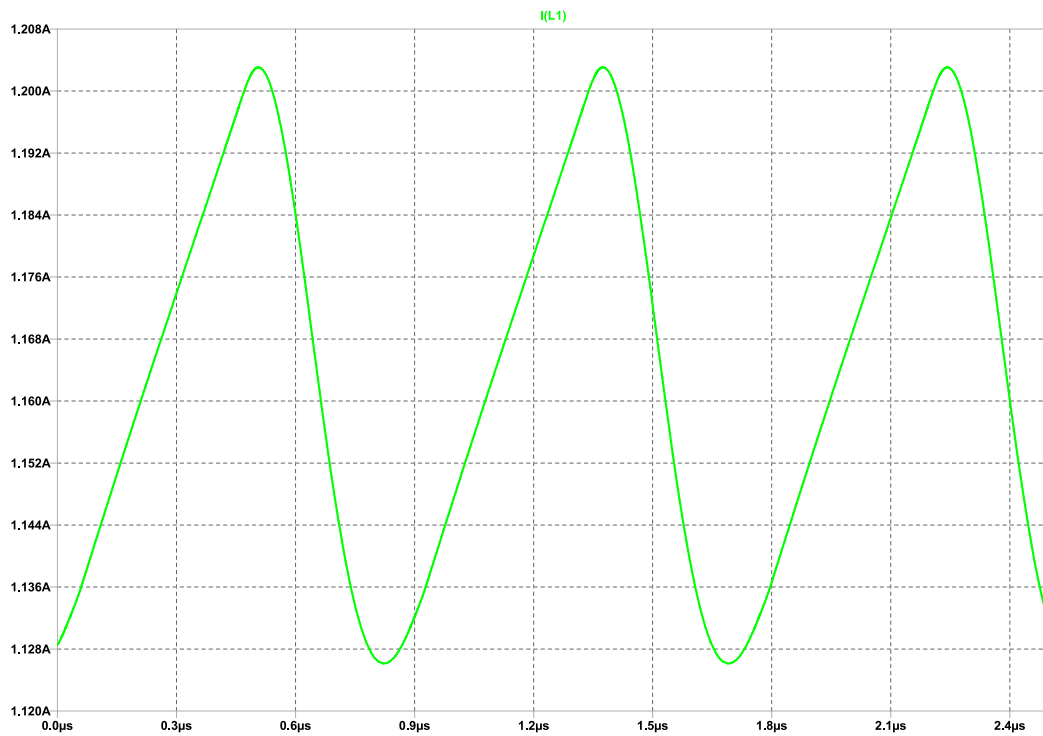
Výstupní efektivní hodnota napětí U_Z zjištěná simulací při zátěži 50Ω je $U_Z = 25,484V$. Z toho vyplývá výkon dodaný do zátěže:

$$P_Z = \frac{U_Z^2}{R_Z} = \frac{25,484^2}{50} = 12,989W \quad (3.2)$$

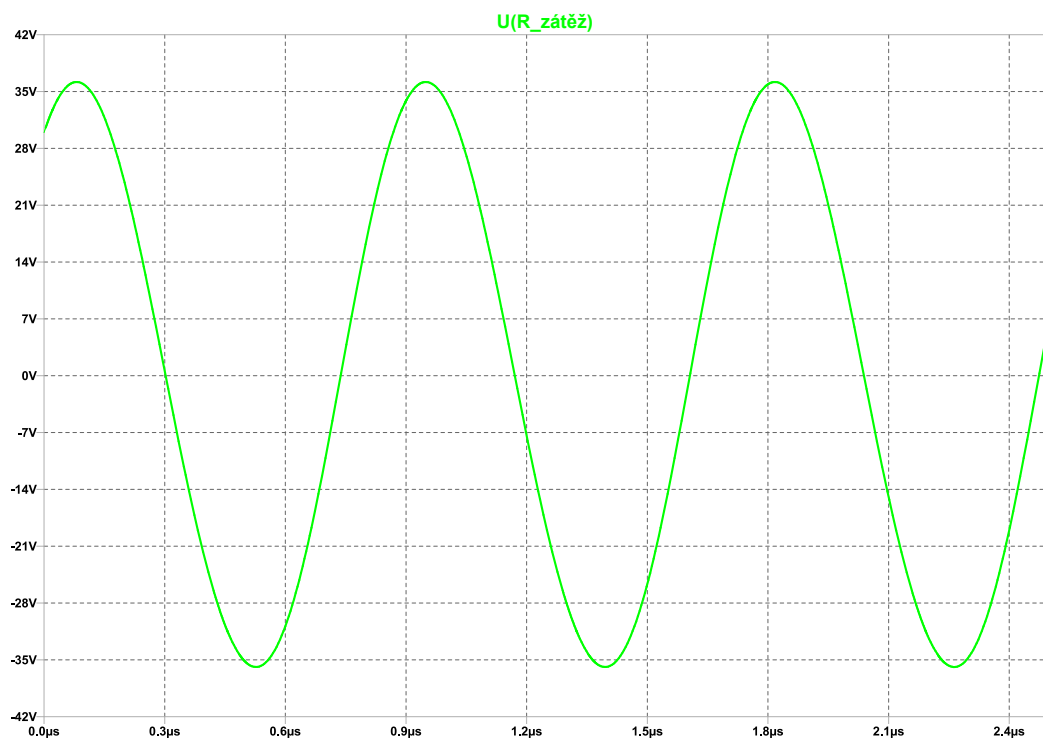
Účinnost koncového stupně:

$$\eta = \frac{P_Z}{P_E} \cdot 100\% = \frac{12,989}{15} \cdot 100\% = 86,6\% \quad (3.3)$$

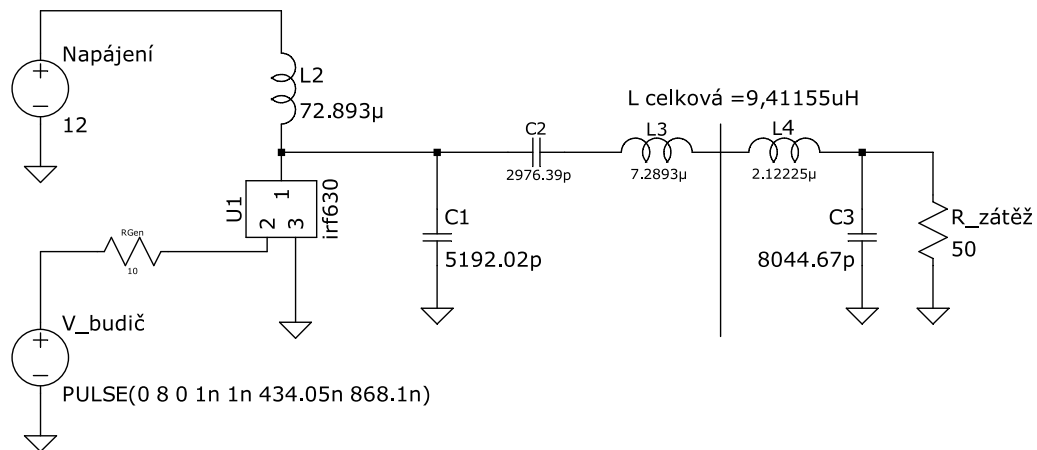
Výstupem jsou závislosti napětí a proudů v podstatných částech obvodu na čase. Účinnost zapojení s ideálním prvkem dosahovala 99,5%. První snímek ze simulace znázorňuje celkový proud tekoucí tlumivkou L_1 , výkyvy proudu jsou nejvíce 78mA. Špičková hodnota napětí dosahuje 36,039 V.



Obr. 3.6: Proud tlumivkou L2

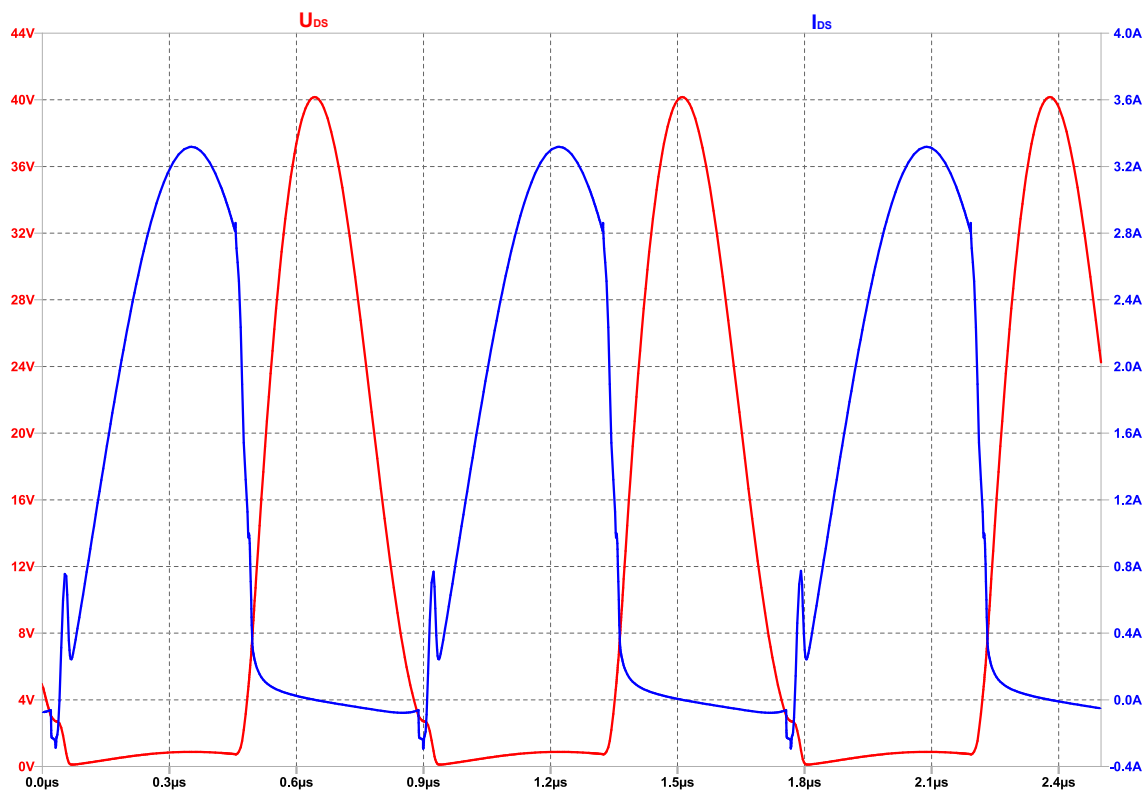


Obr. 3.7: Výstupní napětí na zátěži 50 Ω



Obr. 3.8: Obvod s reálným spínacím prvkem U1 v programu LTspice

V simulačním programu byla snaha dosáhnout průběhu s co nejvíce dokonalým spínáním. Proud kolektorem (modrý průběh) dosahuje špiček 3,3A. Napětí na kolektoru (červený průběh) ve svém maximu se rovná přibližně tři a půl násobku napájecího napětí.



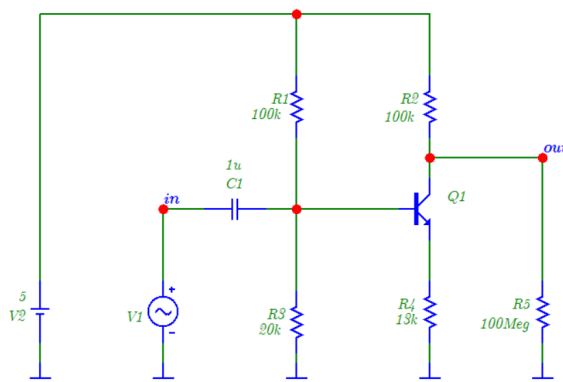
Obr. 3.9: Průběh napětí a proudu MOSFET tranzistorem

3.4 Modulační zesilovač

V zapojení je uvažováno o dvou modulačních zesilovačích, mezi nimiž bude možnost přepínat. Tato topologie byla zvolena nejen z důvodu redundance, ale i z experimentálního důvodu měření na zesilovačích, jež se charakterizují zcela odlišným způsobem zesilování signálu. U sálových vysílačů probíhala modulace pomocí modulačního transformátoru, v této práci jsou modulační zesilovače zapojeny přes relé a následný induktor přímo do koncového vysokofrekvenčního stupně. [14].

3.4.1 Zesilovač třídy D

Buzení zesilovače třídy D signálem PWM je možné provést analogově (jak je znázorněno na blokovém schématu v teoretické části) pomocí komparátoru a generátoru trojúhelníkového signálu. Ke generování PWM lze také využít mikroprocesor. Požadavkem je, aby periferie mikroprocesoru umožňovaly AD převod ze vstupního signálu na výstupní PWM signál. První testy proběhly s mikrokontrolérem Arduino Nano disponujícím 10bitovým AD převodníkem a 8bitovým PWM výstupem. Před samotným vstupem do AD převodníku je nízkofrekvenční sinusový signál úrovně upraven. K tomuto účelu slouží jednostupňový zesilovač s bipolárním nízkošumovým tranzistorem BC550C.



Obr. 3.10: Úprava úrovně signálu pro AD převodník mikrokontroléru

Toto zapojení nemá na svém výstupu blokový kondenzátor, mezi kolektorem a emitorem je polovina napájecího napětí, tj. 2,5V. Úprava zajišťuje, aby se výchylka minimální a maximální amplitudy na vstupu AD převodníku pohybovala v rozsahu 0-5V.

Výpis 3.1: Kód v modifikovaném jazyce C pro účely mikrokontroléru Arduino:

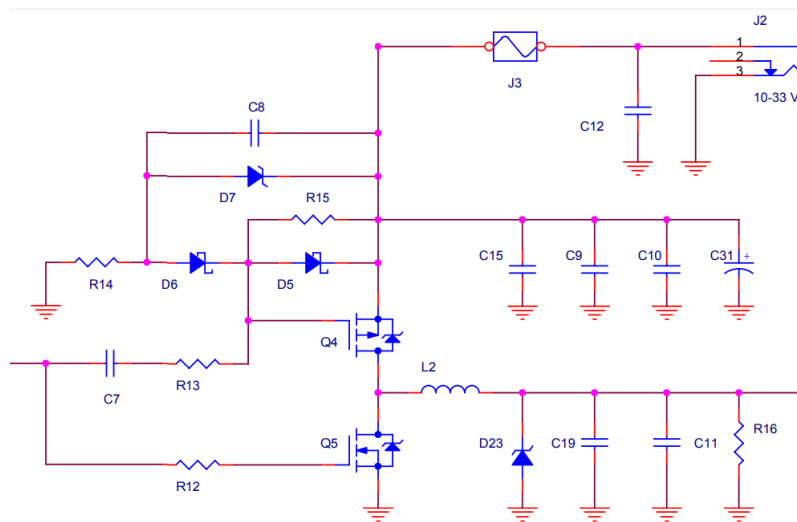
```
const int analogInputPin = A0; // Vstup signálu
const int pwmOutputPin = 3; // Pin pro výstup PWM

void setup() {
  pinMode(analogInputPin, INPUT);
  pinMode(pwmOutputPin, OUTPUT);

  // Nastavení frekvence PWM na nejvyšší možnou
  TCCR2A = _BV(WGM21) | _BV(WGM20);
  TCCR2B = _BV(CS20);
}

void loop() {
  int analogValue = analogRead(analogInputPin);
  int pwmValue = map(analogValue, 0, 1023, 0, 255);
  analogWrite(pwmOutputPin, pwmValue);
}
```

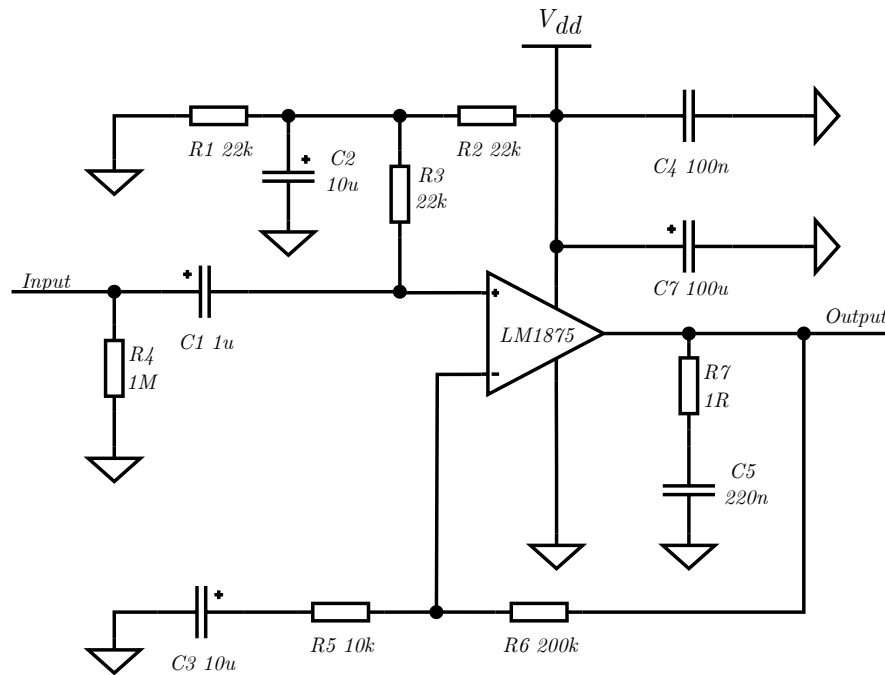
V praxi se u komerčně dostupných modulů můžeme potkat se zesilovači zapojenými v můstkovém režimu. Vzhledem ke struktuře obvodů (často ve formě čipů) bylo složitější nastavit pracovní bod. Zapojení koncového stupně zesilovače třídy D bylo převzato z [9] a je vhodné pro konstrukci vysílače popisovaného v této práci.



Obr. 3.11: Koncový stupeň třídy D a výstupní filtry [9]

3.4.2 Zesilovač třídy AB

Tím, že má být při realizaci zohledněna jednoduchost celého zapojení, je součástí také tento modulační zesilovač. Vzhledem k výkonovým parametrům byl zvolen integrovaný zesilovač LM1875. V jeho katalogovém listu [17] je uvedeno schéma zapojení i s doporučeným návrhem plošného spoje. Stejně jako v případě modulačního zesilovače třídy D, bude zapojen přes RFC tlumivku do koncového stupně třídy E. Účinnost udávaná u třídy AB je validní v případě běžného zapojení, tj. kde offsetové stejnosměrné napětí je filtrováno na výstupu kondenzátorem. V práci dochází k modifikaci, je vynechán kondenzátor, aby i za klidového stavu (bez vstupního signálu) byla na výstupu vysílače přítomna nosná vlna adekvátní amplitudy. Proto musel být při výběru vhodného obvodu zahrnut i fakt konstantně protékajícího proudu integrovaným obvodem, aby nedošlo k jeho poškození. I přesto se musí počítat se zvýšenou tepelnou emisí.



Obr. 3.12: Schéma zapojení zesilovače s integrovaným obvodem LM1875

Jedná se o neinvertující zapojení, ve zpětné vazbě se nachází rezistor R6. Kondenzátor C4 zajišťuje blokování vf rušivých elementů, C5 s R7 představují paralelní topologii dolní propusti. C6 slouží jako lokální zdroj energie.

4 Praktická realizace

Tato kapitola se zabývá postupným uvedením do provozu předem navržených dílčích bloků. Cílem je dosáhnout parametrů blízkých teoretickému návrhu. Zejména se pak jedná o účinnost zapojení a výsledný výstupní výkon na dané zátěži 50 Ω .

4.1 Výběr setrvačných součástek

4.1.1 Kondenzátory

Vzhledem ke značnému rozložení frekvenčních pásem, ve kterých jednotlivé bloky pracují, bylo zapotřebí osadit obvody vhodnými kondenzátory, schopných pracovat spolehlivě na vysokých kmitočtech, s ohledem na výkonový charakter obvodů s MOSFET tranzistory. Napájecí část vysílače obsahuje dva lineární stabilizátory, jejichž vstupy a výstupy je vhodné blokovat keramickými, volitelně i elektrolytickými kondenzátory. K ostatním integrovaným obvodům, včetně mikrokontroléru se přistupovalo podobně. Jako kondenzátory ve vysokofrekvenčním stupni pro rezonanční obvody vysílače byly zvoleny keramické vícevrstvé kondenzátory (MLCC - multi-layered ceramic capacitor) s dielektrikem NP0. K dostání jsou kondenzátory o kapacitě v řádech jednotek nF. I při těchto relativně malých hodnotách kapacity se již musí počítat se sníženým provozním napětím udávaným výrobcem.

Ze zakoupených keramických kondenzátorů byly, za pomoci RLC můstku, seskládány tři baterie, jejichž kapacita se blížila vypočtené hodnotě v návrhovém software. V návaznosti na výslednou změřenou kapacitu byly navrženy a vyrobeny vzduchové indukty.

4.1.2 Indukty

V celém obvodu byly voleny indukty se vzduchovým jádrem. V zapojení se pracuje s nízkofrekvenčním signálem, kde se mohou vlivem charakteru vstupního signálu objevit velké dynamické rozdíly. Induktor s jiným než vzduchovým jádrem by mohl, vlivem saturace, vykazovat zkreslení právě při velkých dynamických změnách. V rámci experimentování při výběru cívek proběhlo porovnávání a měření induktorů s odlišným jádrem. Vzduchový induktor v měřeném rozsahu vykazoval vyrovnanější hodnoty indukčnosti. Experimentálně to bylo ověřeno na RLC můstku při měření induktoru s jádrem a bez jádra na různých kmitočtech. Na rozdíl od kondenzátorů lze induktor s dobrými parametry sestavit v domácích podmínkách. Zapojení počítá dle návrhu se čtyřmi indukty. Počet závitů, v závislosti na požadované indukčnosti, průřezu a délce tlumivky, byl vypočten v prostředí programu Coil32 [23] pomocí

vztahů vycházejících z Maxwellových rovnic, či empirických Wheelerových vztahů [24]. Po výrobě induktorů následovalo měření. Pomocí RLC můstku Uni-T UT622C jsou Kelvinovou metodou při kmitočtu 1kHz naměřeny tyto hodnoty indukčnosti:

- $L1 = 501,3\mu\text{H}$
- $L2 = 59,8\mu\text{H}$
- $L3 = 7,96\mu\text{H}$
- $L4 = 2,1\mu\text{H}$

Induktor L1, který je součástí nízkofrekvenční výkonové části, byl zhotoven podle návodu [9]. Společně s kondenzátorem o hodnotě 680nF tvoří filtr typu dolní propust pro zesilovač třídy D. Další induktory jsou již součástí zesilovače ve třídě E. Jedná se o vícevrstvý induktor L2 spojující nízkofrekvenční a vf součásti obvodu. Induktorem protéká veškerá energie, která vede ke vzniku požadovaného průběhu na výstupu vysílače. Je tedy důležité jej zhotovit z vodiče o adekvátním průřezu. Současně blokuje vysokofrekvenční produkty, vzniklé v koncovém tranzistoru. Dále se jedná o jednovrstvé induktory L3, L4, jež jsou součástí laděných obvodů zesilovače třídy E.

4.2 Zapojení a oživení obvodu na nepájivém poli

Ještě před samotným návrhem a výrobou plošného spoje byl celý obvod podroben zkoušce na nepájivém poli, k odhalení případných nedostatků, či k možnosti pohodlněji vyměnit nevyhovující součástky. Jedním z úskalí nepájivých polí je přechodový odpor a kapacita mezi jednotlivými řadami. Následkem těchto parazitních jevů může nastat mírné zkreslení naměřených průběhů (viz příloha B). První fáze, podle teoretického návrhu, ověřila oscilátor a budič. Oscilátor, skládající se z krystalového rezonátoru a předděličky ve formě integrovaného obvodu, vykazoval stabilní kmitočty. K budiči (rovněž pracujícího dle předpokladů) byl následně zapojen koncový tranzistor zesilovače třídy E, společně s rezonančními obvody. V blízkosti budiče byl po předchozích měřeních doplněn elektrolytický kondenzátor, sloužící jako lokální zdroj energie. Ještě před použitím samotných modulačních zesilovačů tříd AB a D měl obvod koncového tranzistoru napájení konstantním napětím dle předešlého návrhu, tj. 12 V. Vyladění rezonančních obvodů zesilovače třídy E společně s impedančním přizpůsobením probíhalo dále za pomoci osciloskopu a umělé zátěže 50 Ω . K dostavení kondenzátorové baterie na přesnou hodnotu byl využit proměnný kondenzátor se vzduchovým dielektrikem o kapacitě přibližně 1 - 1000 pF. Shodou okolností se obvody podařilo vyladit, při použití kondenzátorů z běžně dostupných řad.

Následně došlo ke změně zdroje napájení koncového stupně za modulační zesilovač třídy AB. Obvod LM1875 není primárně tvořen pro vysokofrekvenční účely. Již z

principu zapojení se počítalo s malou účinností. Při testování signálem 1kHz v různých úrovních bylo bez závažného zkreslení dosaženo hloubky modulace přibližně 70%. Původně uvažovaný a navržený mikrokontrolér Arduino bohužel nedostačoval daným účelům. Vzhledem k nedokonalosti zobrazovacích a měřících metod, při tvorbě semestrální práce, nebyl dokonale stanoven maximální možný použitelný kmitočet pro modulaci. Ve zdrojovém kódu umístěném v návrhu se předpokládá použití režimu "FastPWM". Vyšší frekvence PWM má za následek nižší rozlišení převodu. Mimo tuto skutečnost docházelo, při modulačních kmitočtech nad 80Hz, k poměrně značnému aliasingu (zjištěno na nepájivém poli při zapojení modulačního zesilovače třídy D s dolní propustí na výstupu a následném zobrazení průběhu na osciloskopu). Řešení se naskytlo ve formě výkonnějšího mikrokontroléru s čipem ESP32. Níže se nachází modifikovaný kód doplněný o funkce určené přímo pro ESP32:

Výpis 4.1: Kód v modifikovaném jazyce C pro účely mikrokontroléru ESP32:

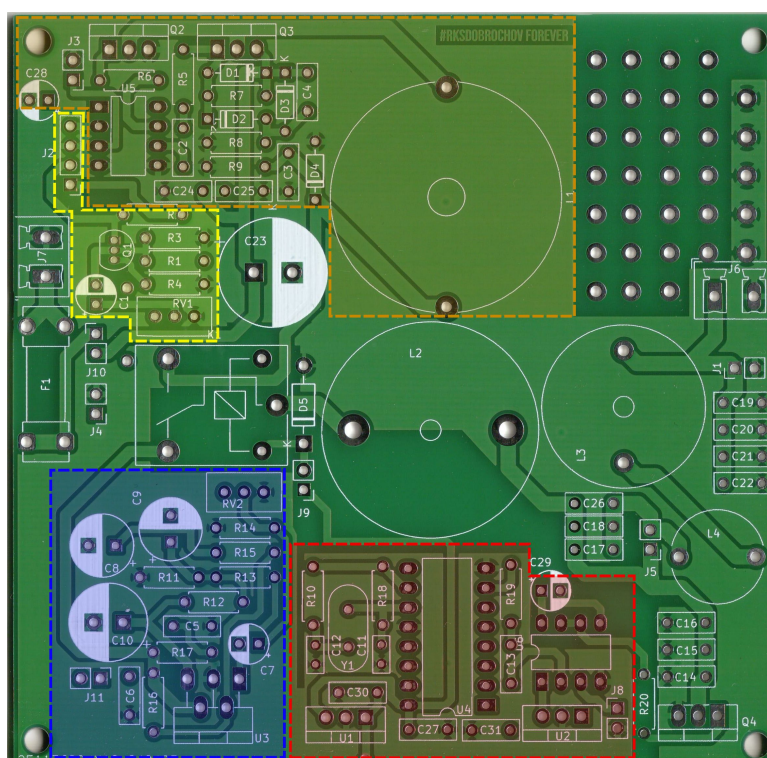
```

1
2 const int analogInputPin = 36; // Připojení analogového signálu
3 const int pwmOutputPin = 2; // Výstup PWM
4
5 void setup() {
6     // Nastavení pinů
7     pinMode(analogInputPin, INPUT);
8     ledcSetup(0, 125000, 9); //frekvence 125 kHz, rozlišení 9 bit
9     ledcAttachPin(pwmOutputPin, 0);
10    // Připojení pinu k LEDC kanálu 0
11
12
13    analogReadResolution(9);
14    // analogSetCycles(1);
15 }
16 void loop() {
17     // Přečtení hodnoty analogového signálu
18     int analogValue = analogRead(analogInputPin);
19     ledcWrite(0, analogValue);
20     // Nastavení PWM hodnoty na LEDC kanálu 0
21 }

```

4.3 Návrh a výroba plošného spoje

Plošný spoj vychází ze schématu uvedeného v příloze C a je navržen jako oboustranný. K návrhu byl využit volně dostupný software KiCad verze 8.0. Celá deska je navržena s použitím součástek THT (Through-hole technology). Tloušťka vodičových cest je volena na základě výkonových parametrů komponent v daných částech obvodu. Horní i spodní vrstva desky plošného spoje obsahuje polygon zajišťující propojení země k potřebným komponentům. Snahou bylo jej po povrchu rozmístit takovým způsobem, aby došlo k rozdělení výkonové a signálové země. Zejména obvody oscilátoru by mohly být afektovány v modulačních špičkách. Na níže uvedeném obrázku je znázorněn scan horní vrstvy zakázkově vyrobeného plošného spoje s popisem rozvržení jednotlivých bloků.



Obr. 4.1: Deska plošného spoje se znázorněnými oblastmi obvodu

Oranžově zbarvená oblast představuje modulační zesilovač ve třídě D, pod ní žlutá oblast reprezentuje obvod pro úpravu vstupního modulačního signálu pro mikroprocesor. V modré části se nalézá obvod modulačního zesilovače ve třídě AB. Oscilátor nosné vlny společně s budičem se nachází v červené oblasti. Samotné obvody zesilovače třídy E představují, společně s napájecími obvody, zbylou část plošného spoje. Vstupní napětí je přivedeno na svorku J7, přes pojistku F1 následuje do lineárních regulátorů LM7805 (napájení oscilátoru, relé a mikrokontroléru) a LM7808 (napájení budičů pro koncové tranzistory tříd D a E). Lineární regulátory a další

části obvodu jsou doplněny elektrolytickými a keramickými kondenzátory sloužícími jako lokální zdroje energie nebo pro filtraci nežádoucích vysokofrekvenčních složek. Napájení k modulačním zesilovačům je provedeno pomocí jumperů J10 a J11. Nabízí se tedy možnost odstavit napájení v případě potřeby hlubších testů, přesnějšího měření spotřeby, či shledávání závady. Vstup modulačního signálu z modulačních zesilovačů je možné přepínat pomocí relé. V oblasti laděných obvodů koncového stupně se nacházejí volné prokovené otvory pro možnost přidání dalších komponentů v případě potřeby přeladění, či filtrace. Mikrokontrolér je do plošného spoje zapojen pomocí pinů J2. Ty zprostředkovávají (směrem dolů) výstup signálu, zem, vstup signálu a napájení 5V.

4.4 Osazení a ožívování plošného spoje

Osazení plošného spoje probíhalo tradičním postupem, počínaje pasivními prvky. Aktivní prvky a rozměrově náročnější komponenty byly osazeny v závěru. Součástky, u nichž se počítá se zvýšenou teplotní emisí, jsou doplněny o pasivní hliníkové chlazení. Ožívování probíhalo v několika fázích za použití laboratorního zdroje s proudovým omezením, multimetru Owon HDS1021M, dvoukanálového osciloskopu Tektronix TDS1002 a nízkofrekvenčního generátoru Tesla NFG-21. Před usazením integrovaných obvodů do pouzder k tomu určených proběhla kontrola napětí na výstupech lineárních regulátorů LM7805 a LM7808. Následovalo změření průběhu výstupu oscilátoru/budiče a dále změření parametrů zesilovače třídy E. I přes skutečnost, že rezonanční obvody byly osazeny identickými setrvačnými prvky, změřené parametry neodpovídaly těm z nepájivého pole. Postupně byl tedy k trojici kapacitních baterií připojen přeladitelný vzduchový kondenzátor. Jeho adjustací se zjistila požadovaná (v tomto případě chybějící) kapacita 470nF, opět shodou okolností v běžně dostupné řadě. Kapacita tří paralelních kombinací po nastavení a doplnění je:

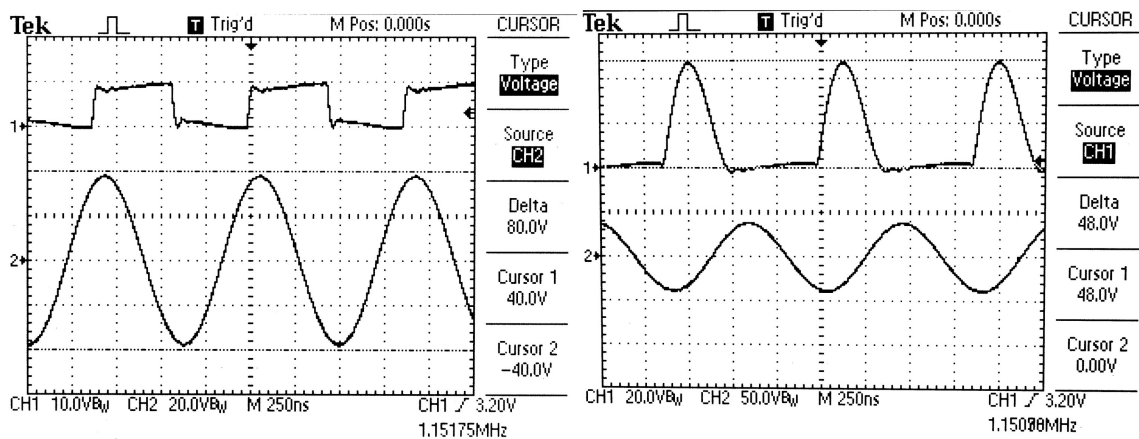
- *Baterie C14,15,16 = 3,67 nF*
- *Baterie C17,18,26 = 2,2nF*
- *Baterie C19,20,21,22 = 8,8 nF*

Během vyladování koncového vysokofrekvenčního stupně ve třídě E byla snaha se co nejvíce přiblížit parametru vysoké účinnosti, vypočtené podle simulace. V režimu napájení konstantním napětím bylo dosaženo těchto hodnot:

U_{DC}	I_{DC}	I_{CONT}	I_E	P_{EIN}	P_{EOUT}	η
V	A	A	A	W	W	%
12	1,445	0,065	1,38	16,56	13,62	82,25

Obr. 4.2: Parametry vysokofrekvenčního koncového stupně

Kde I_{dc} a U_{dc} jsou parametry zdroje, I_{CONT} značí odběr proudu řídicí části vysílače, z něž vychází korekce popisující proud pouze pro zesilovač třídy E - I_E . Spotřeba tedy činí 16,56 W při dodaném výkonu 13,62W do umělé zátěže 50Ω. Dále byly zobrazeny výstupní průběhy napětí podstatných uzlů v koncovém stupni:

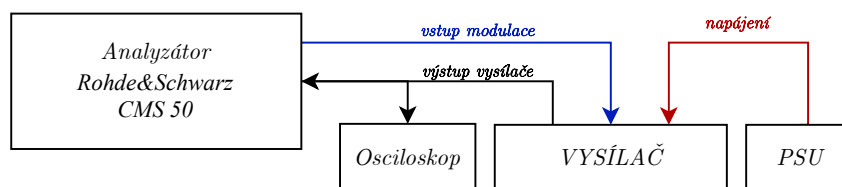


Obr. 4.3: Průběh oscilátoru (vlevo), průběh kolektorového napětí (vpravo)

Po tomto ověření následovalo měření již se samotnými modulačními zesilovači.

4.5 Měření parametrů vysílače

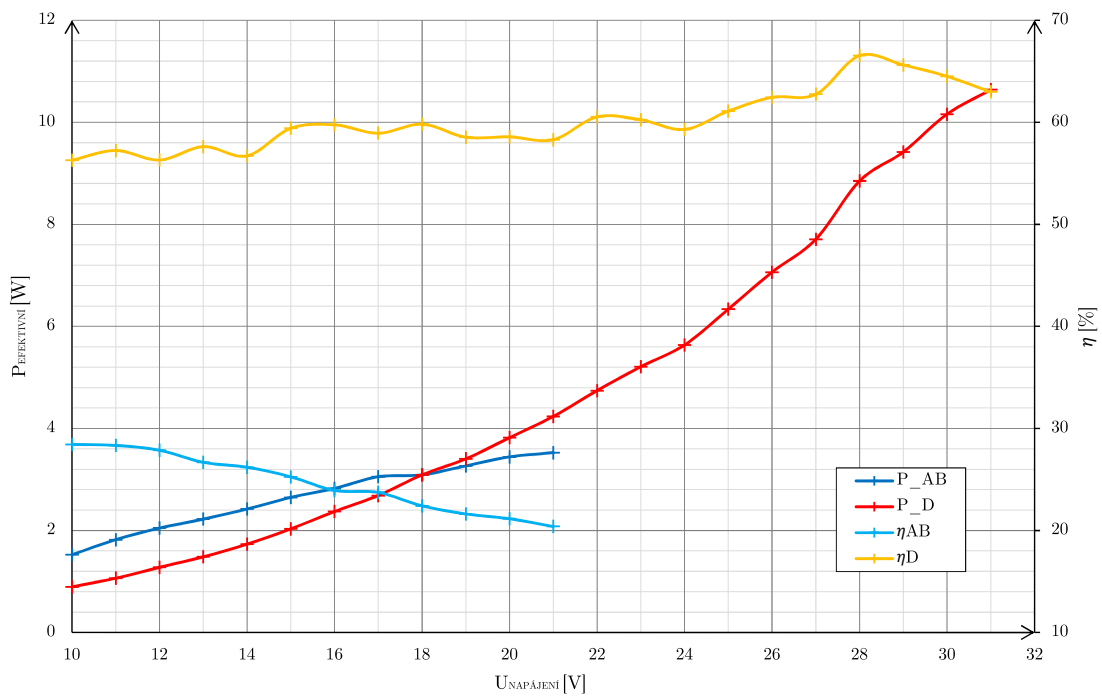
Porovnání výsledků praktické realizace s návrhem by se neobešlo bez náležitě změřených parametrů. **Měření výkonu vysílače** PEP (Peak envelope power) probíhalo bez modulační - měřily se parametry nosné vlny s konstantním kmitočtem pomocí analyzátoru Rohde&Schwarz CMS50.



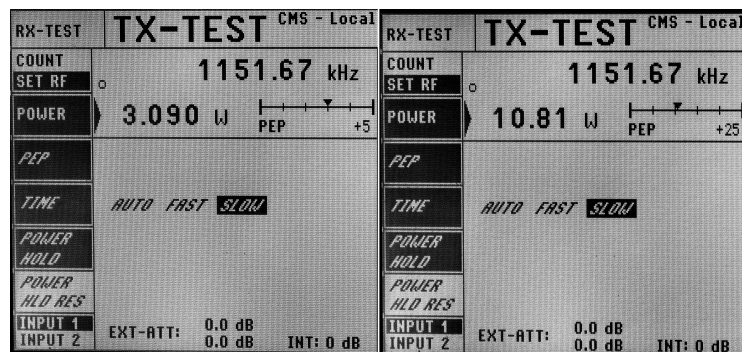
Obr. 4.4: Blokové schéma měření výkonu a účinnosti

Horní limit napájecího napětí je dán maximálním dovoleným vstupním napětím lineárních regulátorů LM78xx a budičů, tudíž je výstupní měřený výkon vztažen s rezervou právě k této hranici. Proud odebíraný lineárními regulátory, potažmo mikrokontrolérem, je téměř konstantní. Do výpočtu účinnosti je po proudové korekci tedy zahrnuta pouze spotřeba samotného modulačního zesilovače, včetně koncového stupně.

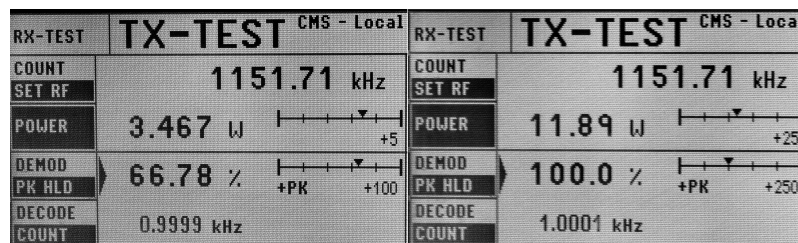
Během měření hloubky modulační analyzátořem CMS50 proběhlo doladění trimrů RV1 a RV2 tak, aby nedocházelo k nežádoucímu přemodulování.



Obr. 4.5: Graf závislosti výstupního výkonu a účinnosti na napájecím napětí



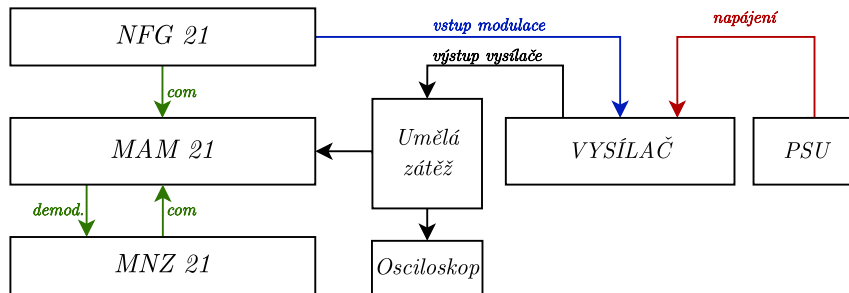
Obr. 4.6: Měření výkonu (vlevo zesilovač AB, vpravo zesilovač D)



Obr. 4.7: Měření hloubky modulace m (vlevo zesilovač AB, vpravo zesilovač D)

Měření harmonického zkreslení (THD) a zobrazení výstupního spektra probíhalo opět na analyzátoru CMS50 a také pomocí sady laboratorních přístrojů Tesla, určených pro měření a kontrolu parametrů AM vysílačů:

- NFG 21 - nízkofrekvenční generátor
- MAM 21 - měřič amplitudové modulace
- MNZ 21 - měřič úrovně a nelineárního zkreslení



Obr. 4.8: Blokové schéma měření THD

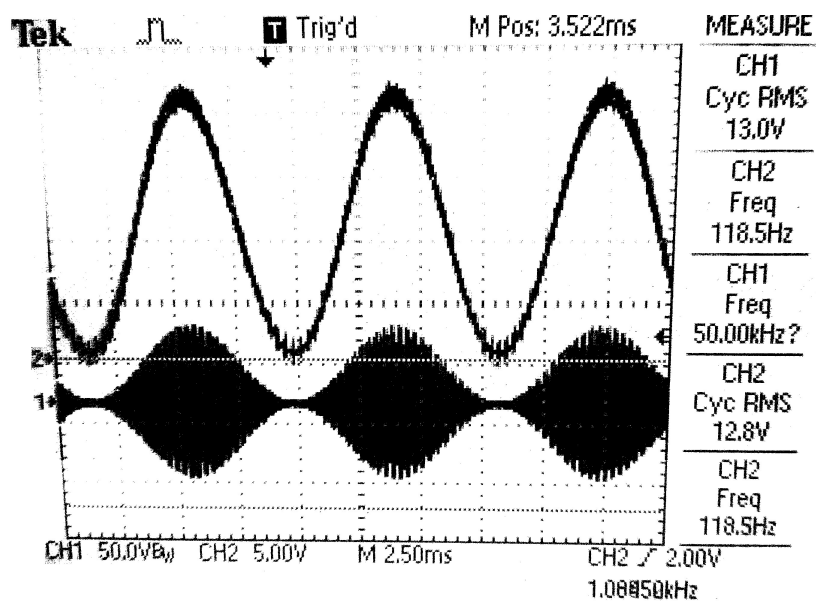
Modulační signál generovaný v NFG21 měl nastavenou konstantní amplitudu 0,775V_{ef}. Dále došlo k zatížení vysílače umělou zátěží s paralelně zapojenou sondou do MAM21. Tento přístroj, kromě kontrolní obrazovky, měřidla úrovně signálu a hloubky modulace, obsahuje rovněž demodulátor s přímým propojením do MNZ21. Po kalibraci MNZ21 interním "1kHz 0dB" generátorem bylo zahájeno měření na kmitočtech dle postupu v dokumentaci k měřícím přístrojům. Výsledky jsou v níže uvedené tabulce:

f	Hz	60	90	120	533	800	1000	4000	10000
AB (2,5W)	%	0,25	0,2	0,18	0,175	0,2	0,2	1,4	1,55
D (5W)	%	9	8,5	8	8	8	8	9	-

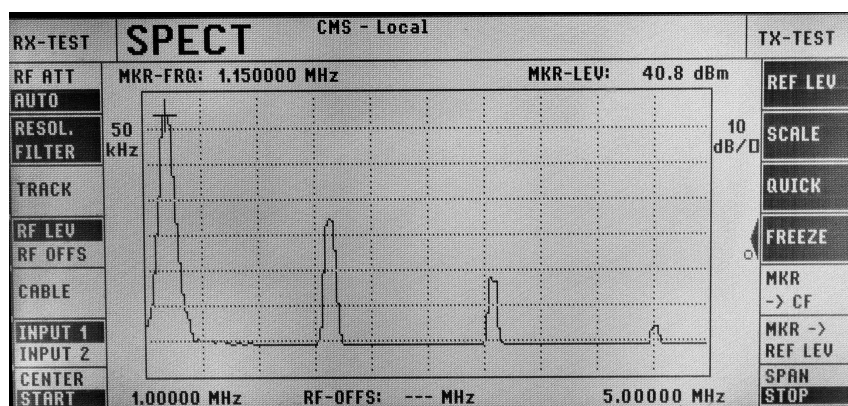
Tab. 4.1: Měření harmonického zkreslení modulačních zesilovačů

Jak si můžeme všimnout, lineární modulační zesilovač (i přes nezvyklý způsob zapojení) vykazoval relativně malé hodnoty zkreslení, v porovnání s monoblokovými sálovými vysílači, jejichž zkreslení v závislosti na hloubce modulace a kmitočtu dosahuje běžně hodnot 2-3%. [12]. Třída D na tom byla, z hlediska naměřených hodnot harmonického zkreslení hůře. Na vině jsou zřejmě parazitní elementy, vzniklé vlivem převodu analogového signálu na PWM. Tyto nelinearity byly patrné i na kontrolní obrazovce MAM21 v režimu zobrazování průběhu zkresleného signálu z MNZ21. Níže je také přiložen snímek z osciloskopu při modulaci nosné harmonickým signálem o kmitočtu 120Hz.

Druhá harmonická nosného kmitočtu byla naměřena s útlumem přibližně 30dB.



Obr. 4.9: CH2- výstup modulačního zesilovače tř. D, CH1 - modulační obrazec



Obr. 4.10: Zobrazení výstupního spektra vysílače

Při porovnání naměřených hodnot bylo dosaženo výkonu nosné vlny 10W, v případě modulačního zesilovače třídy AB je zajištěna i linearita. Účinnost dílčích zesilovačů je znázorněna v grafu 4.5. V případě zesilovače AB má účinnost klesající tendenci, naopak třída D má rostoucí tendenci.

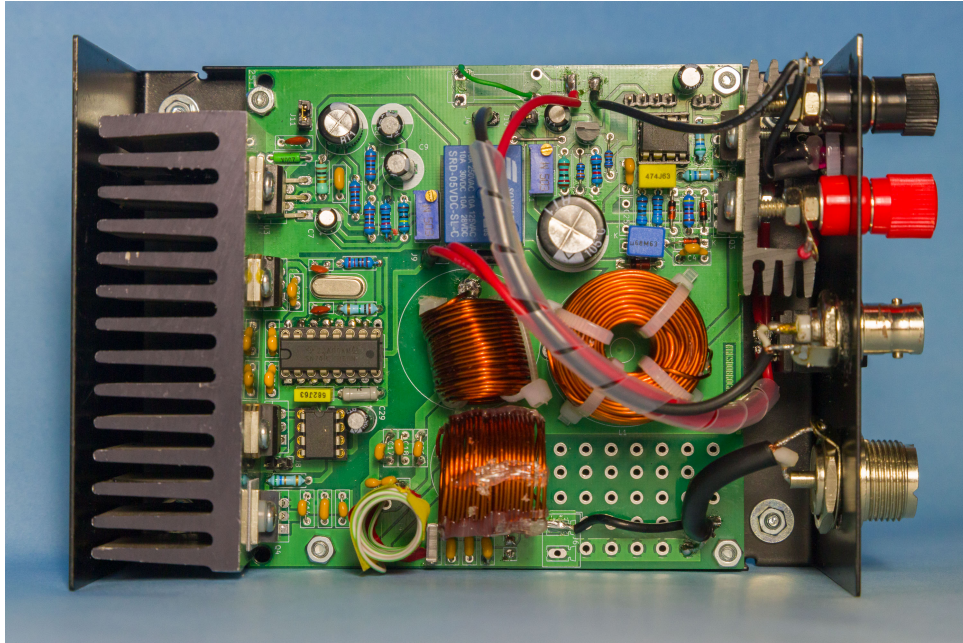
4.6 Mechanická konstrukce zařízení, popis ovládání

Po osazení a oživení následovala příprava modulu přístrojové skříně ze železného plechu (typ AH311). Skříň sestává ze dvou dílů, spojených čtyřmi vruty. Těmito díly je vytvořen nosný systém pro připevnění plošného spoje a dalších mechanických prvků. Spodní díl byl doplněn potřebnými otvory pro metrické šrouby, sloužící k uchycení plošného spoje a gumových ochranných nožek. Potisk předního panelu je navržen v programu InkScape a realizován pomocí samolepícího papíru pro laserové tiskárny s nepravidelně nanášeným bezbarvým lakem.



Obr. 4.11: Pohled na čelní panel zkompletovaného vysílače

Vstupní stejnosměrné napětí se přivádí pomocí dvojice banánek. Před spuštěním je již důležité mít připojenou zátěž na UHF konektoru o impedanci 50 ohm. Po přepnutí vypínače do polohy "ON" je přítomnost napětí indikována červenou LED diodou a na výstupu vysílače již lze měřit přítomnost nosné vlny s konstantní amplitudou a kmitočtem. Pro přívod modulace je na panelu umístěn BNC konektor. Následně je možné dle potřeby zvolit třídu modulačního zesilovače, a to pomocí přepínače "AMP. SELECT". Nejvyšší možné hloubky modulace (liší se od použitého mod. zesilovače v závislosti na vzniklém harmonickém zkreslení) je možno dosáhnout modulačním signálem o úrovni $0\text{dB} = 0,775V_{\text{eff}}$. Pro případnou kalibraci hloubky modulace slouží víceotáčkové trimry, umístěné na plošném spoji. Vzhledem k uspořádání otvorů pro vruty ke spojení obou dílů skříně musely být dva otvory v plošném spoji převrtány na jiné místo.



Obr. 4.12: Pohled na plošný spoj umístěný v chassis

Vevnitř se nachází dvojice pasivních hliníkový chladičů, na nichž jsou uchyceny výkonové tranzistory, integrovaný zesilovač a lineární regulátory. Vnitřní část horního krytu je vybavena nosným systémem pro mikrokontrolér ESP32. Kabeláž napájecí části je zajištěna laněným vodičem se silikonovou izolací o průřezu $0,5 \text{ mm}^2$, přívod modulace je proveden stíněným nf kabelem. Propoj mezi plošným spojem a výstupním vf konektorem zajišťuje koaxiální kabel typu RG58. Po uvolnění šroubů je možné plošný spoj vyklopit směrem k přednímu panelu. Fotodokumentace je pořízena v době před umístěním pojistky F1 o hodnotě 2A.

Závěr

V rámci semestrální práce byl proveden rozbor problematiky týkající se přenosu informací, pomocí amplitudové modulace. V druhé kapitole byly nastíněny základní principy jednotlivých bloků obvodu, načež jsem provedl detailnější průzkum zesilovačů třídy E. Výsledkem jsou vypočtené hodnoty obvodových prvků, pomocí návrhového software. Cíl je s dosažením nejvyšší účinnosti tohoto koncového stupně dle dat ze simulací splněný. Bloky obvodu, mezi něž patří modulátor, či modulační zesilovač, vycházejí z otestovaných zapojení, které jsou upraveny speciálně pro tento účel.

Bakalářská práce navázala na problematiku návrhu z praktického hlediska. Po testování dílčích částí obvodu na nepájivém poli proběhl návrh, osazení a zprovoznění plošného spoje. Následně při měření po optimalizaci rezonančních obvodů bylo dosaženo účinnosti vysokofrekvenčního stupně 82,25%. U modulačního zesilovače třídy D byla naměřená účinnost v očekávaných mezích, naopak vlivem zapojení třídy AB vznikla velká tepelná emise, přičemž bylo zachováno zkreslení. Mimo měření výkonu pomocí analyzátoru CMS50 proběhla analýza THD zkreslení. Vysílač, jako hotový výrobek, je konstruován s ohledem na experimentální použití v rámci laboratorní výuky, a to zejména kompaktní velikostí, jednoduchou obsluhou a umístěním konektorů na jediném panelu.

Literatura

- [1] KRAUSS, Herbert L.; BOSTIAN, Charles W. a RAAB, Frederick H.
Solid state radio engineering. 1. vydání, New York: John Wiley& Sons, 1980.
ISBN 04-710-3018-X.
- [2] DOBEŠ, Josef a ŽALUD, Václav.
Moderní radiotechnika. 1. vydání, Praha: BEN - technická literatura, 2006.
ISBN 80-730-0132-2.
- [3] PROKEŠ, Aleš.
Rádiové přijímače a vysílače: přednášky. Dotisk. Brno: Vysoké učení technické,
2002.
ISBN 80-214-2263-7.
- [4] KENINGTON, Peter B.
High-linearity RF amplifier design. Boston: Artech House, 2000.
ISBN 1-58053-143-1.
- [5] SOKAL, N.O. a SOKAL, A.D. Class E-A new class of high-efficiency tuned
single-ended switching power amplifiers. Online. *IEEE Journal of Solid-State
Circuits*. 1975, roč. 10, č. 3, s. 168-176. ISSN 0018-9200. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/JSSC.1975.1050582>. [cit. 2023-11-08].
- [6] SOKAL, N.O. Class-E RF Power Amplifiers. *QEZ*. 2001, roč. 2001, č. 1, s. 9-20.
ISSN 0886-8093.
- [7] GREGORA, Pavel. *Devadesát let rozhlasu – něco z historie českých a mo-
ravských vysílačů*. Online. 2013. Dostupné z: https://www.konferadio.cz/files/prezentace/sborniky/Radiokomunikace-2013-Gregora_90let-rozhlasu.pdf. [cit. 2023-11-11].
- [8] SHENOY, Manoj. *AM Generation using Matlab*. Online. 2014. Dostupné z: <https://electrosome.com/am-generation-matlab/>. [cit. 2023-11-11].
- [9] *AM vysílač 25 W PLL 530-1800 kHz*. Online. Pira.cz. 2009. Dostupné z: <https://pira.cz/amttx.htm>. [cit. 2023-11-08].
- [10] *A simple AM modulator*. Online. 2011, 2021. Dostupné z: <https://www.giangrandi.org/electronics/am-mod/am-mod.shtml>. [cit. 2023-11-08].
- [11] TONNE SOFTWARE. *The Windows® program for designing Class E am-
plifiers*. Online. Dostupné z: <http://www.tonnesoftware.com/classe.html>.
[cit. 2023-11-28].

- [12] *Vysílací zařízení 2x SRV 201A: Návod k obsluze a údržbě*. Svazek II. Tesla k.p. Praha 9 Hloubětín, 1986.
- [13] STARK, Stefan. *Direct Digital Pulse Width Modulation for Class D Amplifiers*. Diplomová práce. Švédsko: Linköping University, 2007. Dostupné také z: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:23244/FULLTEXT01>.
- [14] *A 200-Watt Push-Pull Class-E AM Transmitter for 1710 kHz*. Online. Max Carter. 2005. Dostupné z: <http://www.maxmcarter.com/classexmtr/circuitdescription.php>. [cit. 2023-11-11].
- [15] *74AHC1G4210: Product data sheet*. 2. Nexperia, 2016. Dostupné také z: <https://www.farnell.com/datasheets/2621295.pdf>. [cit. 2023-12-07].
- [16] SATTERLA, John a YASHAR, Avi. *How to Choose a Class-D Audio Amplifier*. Online. 2020. Licence: Texas Instruments. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/wp/sloa290/sloa290.pdf>. [cit. 2023-12-07].
- [17] *LM1875 20W Audio Power Amplifier: datasheet*. 1. Texas instruments, 2004. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1875.pdf>. [cit. 2023-12-08].
- [18] *IRF630: datasheet*. 10. ST Microelectronics, 2018. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/irf630.pdf>. [cit. 2023-12-08].
- [19] LAKKAS, George. *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency: Analog Applications Journal*. 1Q. Texas Instruments, 2016. Dostupné z: www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf. [cit. 2023-12-12].
- [20] *IXD_609: 9-Ampere Low-Side Ultrafast MOSFET Drivers*. 1. IXYS Integrated Circuits Division, 2014. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/9d33d6f119bd0eb3b3dccebe377af168/IXDD609CI.pdf>. [cit. 2023-12-12].
- [21] Ngo, Minh-Nhut & Unoki, Masashi & Miyauchi, Ryota & Suzuki, Yôiti. *Data Hiding Scheme for Amplitude Modulation Radio Broadcasting Systems*. *Journal of Information Hiding and Multimedia Signal Processing*. 5. 324-341. [cit. 2023-12-13].
- [22] *Měřič amplitudové modulace MAM 21: Návod k obsluze a údržbě*. 1. Tesla k.p. Praha 9 Hloubětín, 1985. [cit. 2024-05-19].
- [23] *Coil32 - The coil inductance calculator*. Online. Dostupné z: <https://coil32.net>. [cit. 2024-05-20].

- [24] WHEELER, H.A. Simple Inductance Formulas for Radio Coils. Online. *Proceedings of the IRE*. 1928, roč. 16, č. 10, s. 1398-1400. ISSN 0096-8390. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1928.221309>. [cit. 2024-05-20].
- [25] *Pracovní třída AB - Elektronická učebnice ELUC*. Online. Dostupné z: <https://eluc.ikap.cz/verejne/lekce/674>. [cit. 2024-05-24].

Seznam symbolů a zkratek

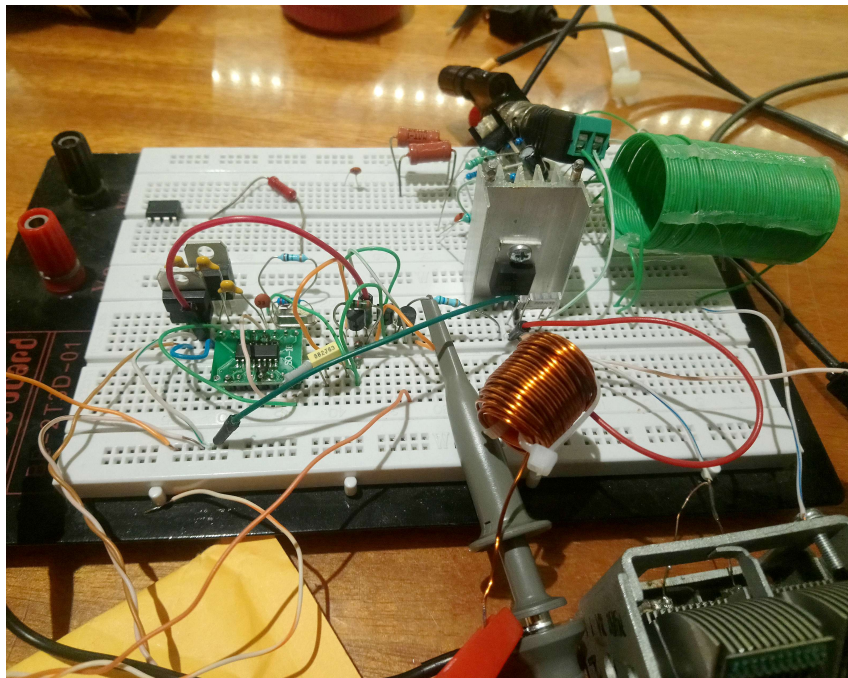
m	index amplitudové modulace
C_L	zatěžovací kapacita krystalového rezonátoru
ESR	ekvivalentní sériový odpor
ppm	parts per million – 1% = 10 000ppm
f_n	frekvence nosného kmitočtu
SSB	Modulace s jedním postranním pásmem – Single side band
DCC	Systém řízení nosné – Dynamic carrier control
AM	Amplitudová modulace – Amplitude modulation
USB	Horní postranní pásmo – Upper side band
LSB	Dolní postranní pásmo – Lower side band
DSB	Obě postranní pásma – Double side band
BJT	Bipolární tranzistor – Bipolar junction transistor
$MOSFET$	Tranzistor řízený polem – Metal-oxide semiconductor field effect transistor

Seznam příloh

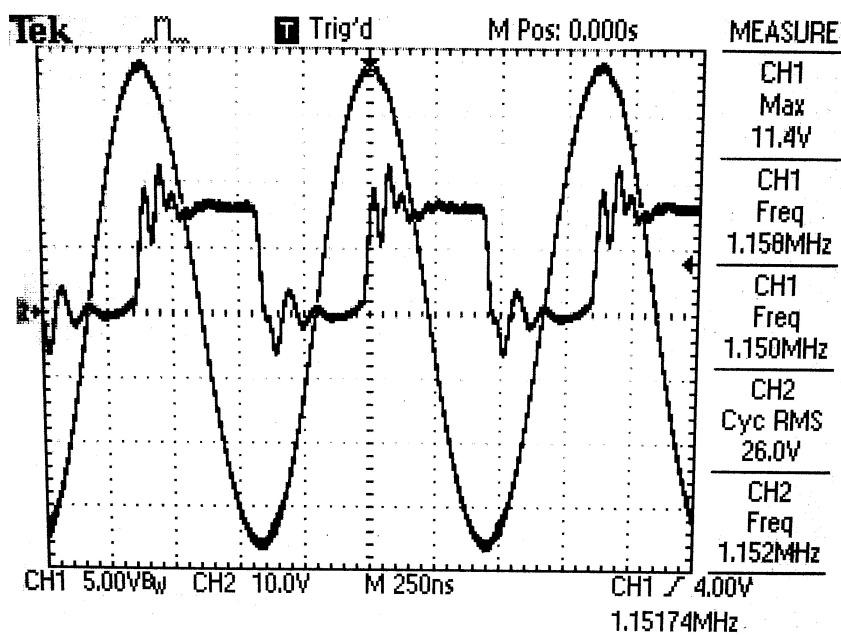
A	Nepájivé pole	54
A.1	Oscilátor a vf koncový stupeň na nepájivém poli	54
A.2	Výstupní průběhy oscilátoru a konc.stupně	54
B	Schéma zapojení	55
B.1	Schéma zapojení v programu KiCad 8.0	55
C	Plošný spoj	56
C.1	Horní strana plošného spoje	56
C.2	Spodní strana plošného spoje	57
C.3	Osazovací plán plošného spoje	58
C.4	Rozpiska součástek	59
D	Obsah elektronické přílohy	60

A Nepájivé pole

A.1 Oscilátor a vf koncový stupeň na nepájivém poli

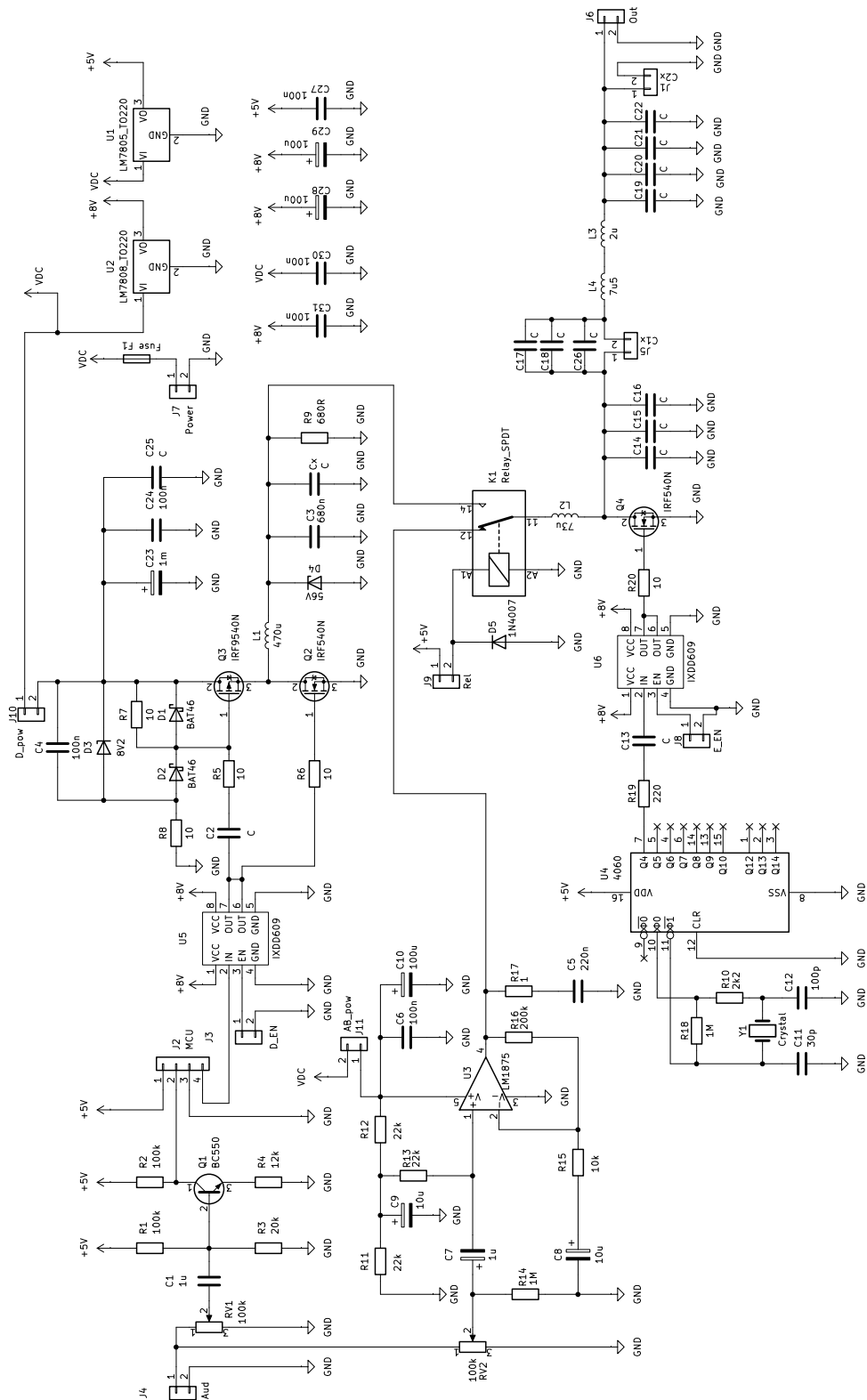


A.2 Výstupní průběhy oscilátoru a konc.stupně



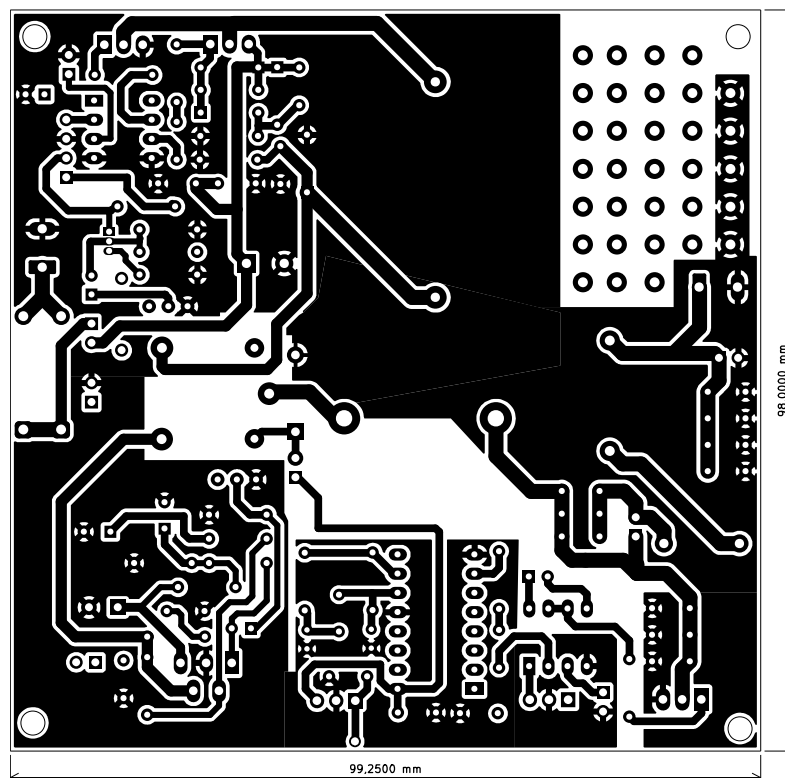
B Schéma zapojení

B.1 Schéma zapojení v programu KiCad 8.0

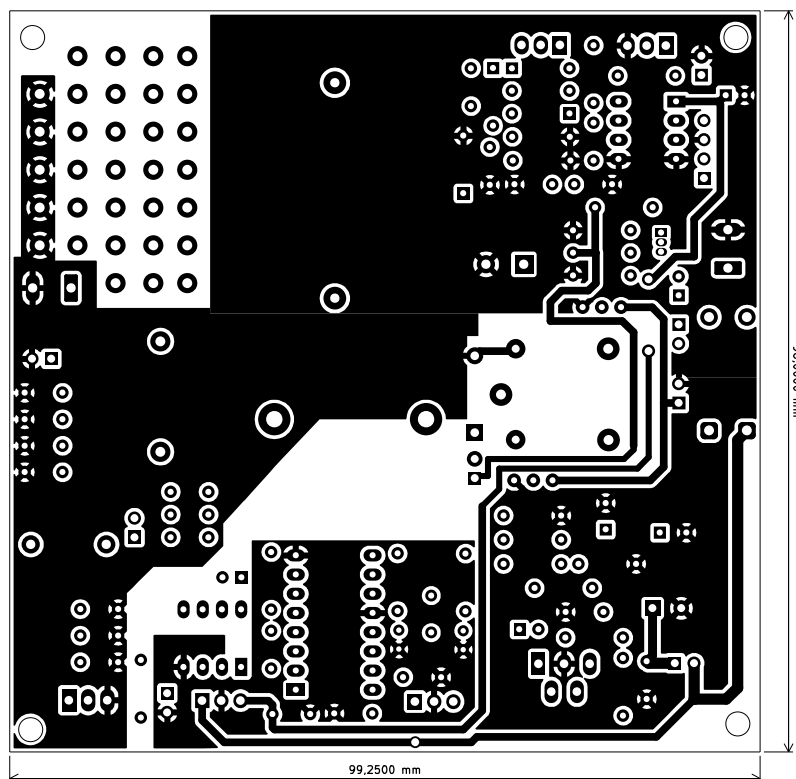


C Plošný spoj

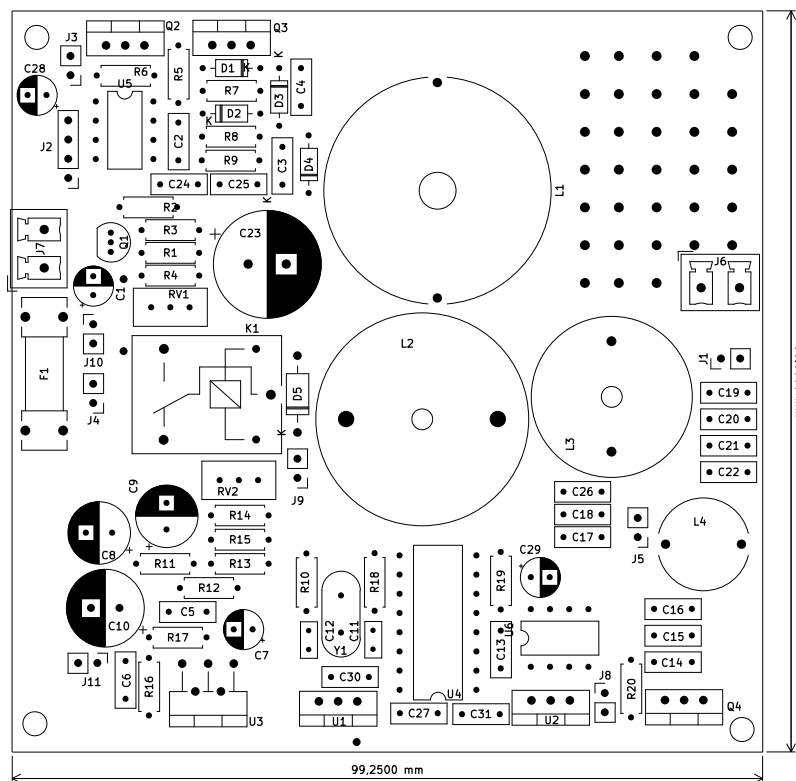
C.1 Horní strana plošného spoje



C.2 Spodní strana plošného spoje



C.3 Osazovací plán plošného spoje



C.4 Rozpiska součástek

R1,R2	100k	1/4W
R3	20k	
R4	13k	
R5,R6,R7,R8,R20	10R	
R9	680R	
R10	2k2	
R11,R12,R13	22k	
R14,R18	1M	
R15	10k	
R16	200k	
R17	1R	
R19	220R	
R20	10R	
RV1,RV2	50k Trimr 3296	
C1,C7	1u	Elektrolytický
C2	470n	Fóliový
C3	680n	Fóliový
C4,C6,C24,C27,C30,C31	100n	Keramický
C5	220n	Keramický
C8,C9	10u	Elektrolytický
C10,C28,C29	100u	Elektrolytický
C11	30p	Keramický
C12	100p	Keramický
C13	6n8	Fóliový
C14	2n2	MLCC
C15	1n	MLCC
C16	470p	MLCC
C17,C18	1n	MLCC
C19,C20,C21,C22	2n2	MLCC
C23	1000u	Elektrolytický
C25	x	Fóliový
C26	470p sériově	MLCC
U1	LM7805	TO220
U2	LM7808	TO220
U3	LM1875	TO220
U4	74HC4060	DIP16
U5	IXDD609	DIP8
U6	IXDD609	DIP8
Q1	BC550	TO92
Q2,Q4	IRF630	TO220
Q3	IRF9530	TO220
D1,D2	BAT46	
D3	Zener 8V2	
D4	Zener 56V	
D5	1N4007	
Y1	18,432MHz krystal	
K1	Relé 5V	Songle SRD-05

D Obsah elektronické přílohy

Elektronická příloha obsahuje soubory simulací, k nimž byly využívány programy LTSpice (ver. 17.1.15) a MicroCap (ver.12.2.0.5). Do simulací byly importovány externí součástky, v případě LTSpice - irf630; MicroCap - LM1875. Složka Výroba obsahuje soubory návrhového software KiCad v8.0, soubor potisku vytvořeného v Inkscape 1.2.2. a rozpisku součástek. V samostatném souboru Měření.xlsx je uvedena tabulka a graf z měření výkonu a THD.

```
/. .....kořenový adresář přiloženého archivu
├── Simulace ..... Soubory pro simulační programy
│   ├── LTSpice
│   └── MCap
├── Výroba
│   ├── KiCad_files ..... Soubory schématu a plošného spoje
│   ├── Potisk.svg
│   └── Rozpiska.xlsx
└── Měření.xlsx
```