

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING

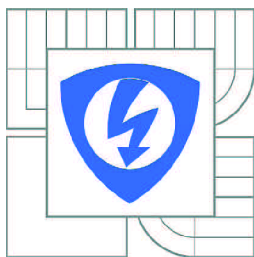
ULTRAZVUKOVÝ DRTIČ KONKREMENTŮ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR STRAKA

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav biomedicínského inženýrství

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Biomedicínské a ekologické inženýrství

Student: Bc. Petr Straka

ID: 97919

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Ultrazvukový drtič konkrementů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy metod destrukce konkrementů a zaměřte se na využití ultrazvuku. Pro vypracovaný systémový návrh drtiče navrhnete obvodové řešení. Pro drtič má být využíván vrstvený ultrazvukový měnič pracující na frekvenci 27 kHz s intenzitou ultrazvuku do 10 W/cm². Napájení ze sítě. Práce musí obsahovat : schéma zapojení, soupisku součástí, výkres plošného spoje.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] ROZMAN J.: Ultrazvuková technika v lékařství. VUT FE, Brno, 1979
- [2] SEIFART M.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitých signálov. Alfa, Bratislava, 1988

Termín zadání: 15.10.2010

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Rozman, CSc.

prof. Ing. Ivo Provazník, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce je zaměřena na metody drcení ledvinových konkrementů a systémový návrh ultrazvukového drtiče konkrementů s kontinuální vlnou pro kmitočet 27 kHz a intenzitu ultrazvuku maximálně do 10 W/cm². Cílem je navržení ultrazvukové hlavice s vrstveným měničem a návrh obvodového řešení.

Teoretická část práce popisuje fyzikální princip ultrazvuku, ultrazvukového vlnění a metody, kterými lze odstranit ledvinové konkrementy. Praktická část práce je zaměřena na komplexní návrh ultrazvukového drtícího systému. V úvodu je rozebrán návrh aplikátoru a následně je popsán návrh budícího generátoru.

Práce obsahuje výsledky simulací prováděné na navrženém obvodu, dále výkresy schémat, seznam součástek a výkres plošného spoje.

Klíčová slova

Ultrazvuk, piezokeramický měnič, ledvinové konkrementy, vlnovod, výkonový stupeň, zesilovač, impedanční přizpůsobení

Abstract

This thesis is focused on the methods of crushing kidney's concretions with continual wave for the frequency 27 kHz and the intensity of ultrasound 10 W/cm². The main aim is design of the ultrasound head with layer converter and design circuitry.

First part of this work describes physical principle of ultrasound, ultrasound waves and methods by which could be remove kidney's concretions. Practical part of this work is focused on comprehensive design of ultrasound crushing system. In the introduction is analyzed the proposal of applicator and the next step describing proposal excitation generator.

The work contains results of simulation which was done on proposal circuit, drawings of scheme, list of components and drawing of PCB.

Keywords

Ultrasound, piezoceramic converter, renal concretions, waveguide, power grade, amplifier, impedance adjustment

Bibliografická citace

STRAKA, Petr. *Ultrazvukový drtič konkrémentů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 57 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jiří Rozman, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že tato práce je mým původním autorským dílem, které jsem vypracoval samostatně. Všechny zdroje, prameny a literaturu, které jsem při vypracování používal nebo z nich čerpal, v práci řádně cituji s uvedením úplného odkazu na příslušný zdroj.

Dále prohlašuji, že psaním této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob a nezasáhl jsem především nedovoleným způsobem do cizích autorských osobních práv. Jsem si plně vědom následků plynoucích z porušení ustanovení §11 a následujícího autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků plynoucích z ustanovení §152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 20. května 2011

.....

podpis autora

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval doc. Ing. Jiřímu Rozmanovi, CSc. za cenné připomínky a odborné rady, kterými přispěl k vypracování této diplomové práce.

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Ultrazvuk	2
2.1	Poznatky z ultraakustiky.....	2
2.1.1	Šíření ultrazvuku v pevném prostředí.....	2
2.2	Základní veličiny	3
2.3	Odraz a lom ultrazvukových vln	4
3	Zdroje ultrazvukového vlnění.....	4
3.1	Magnetostrikční měniče	5
3.2	Piezoelektrické měniče.....	5
3.2.1	Náhradní schéma piezokeramického měniče	6
3.2.2	Parametry piezoelektrického měniče.....	6
3.3	Měnič typu sandwich.....	7
4	Ledvinové konkrementy a jejich odstranění.....	8
4.1	Příčiny vzniku ledvinových kamenů	9
4.2	Aplikace rázové vlny	9
4.3	Invazivní metoda drcení konkrementů	10
4.3.1	Metoda PEK	10
4.3.2	Metoda URS	12
4.4	Neinvazivní metoda drcení konkrementů.....	12
4.4.1	Metoda ESWL.....	12
5	Komplexní návrh systému PEK	14
5.1	Technické parametry pro PEK	14
5.2	Funkční schéma UZV drtiče konkrementů.....	15
5.3	Blokové schéma uzv drtiče konkrementů.....	18
5.4	Výběr vhodného piezoelektrického měniče	19
5.5	Návrh a výpočet aplikátoru	20
5.6	Výpočet impedančního přizpůsobení	20
5.7	Výpočet přídavných ploch.....	21
5.8	Návrh akustického vlnovodu.....	23
6	Návrh budícího generátoru.....	31
6.1	Oscilátor	31
6.2	Výkonový zesilovací stupeň.....	37

6.2.1	Návrh předzesilovače	37
6.2.2	Návrh koncového stupně	39
6.2.3	Výpočet chladiče pro koncový stupeň.....	44
6.3	Přizpůsobovací obvod	46
7	Napájecí zdroje.....	51
8	Zhodnocení dosažených výsledků.....	52
	Literatura	53
	Seznam zkratk.....	55
	Seznam tabulek.....	55
	Seznam obrázků	56
	Seznam příloh	57

1 Úvod

V dřívějších dobách bylo odstraňování ledvinových a žlučových kamenů vysoce invazivní metodou, kdy kameny byly vyjmuty z těla pacienta chirurgicky. V dnešní době je využíváno metod méně invazivních či neinvazivních, které pracují s ultrazvukovou technologií.

Samotné ledvinové kameny vznikají ze soli a minerálů, které jsou běžně v moči obsaženy. Působením určitých faktorů může dojít ke krystalizaci látek obsažených v moči a postupně proměně v nerozpustný konkrement, který pak brání odtoku moči, proto je nutné jej odstranit.

V dnešní době se proces, který toto umožňuje, nazývá PEK. Tato metoda je invazivní a spočívá v okamžitém odstranění konkrementu z těla pacienta. Při aplikaci dojde k rozdrčení ledvinového kamene sonotrodou na menší části, které jsou odstraněny pomocí pracovního kanálu nefroskopu. Intenzita, která je použita pro drcení konkrementů musí splňovat jistá kritéria, tj. maximální hodnotu intenzity, při níž nebude porušena okolní tkáň.

K drcení (nebo rozpuštění) ledvinových konkrementů mohou být použity i jiné metody, které budou uvedeny v této práci, nebudou však popsány podrobně, protože se nejedná o hlavní problematiku.

Cílem této diplomové práce, je vypracovat obvodové řešení ultrazvukového drtiče konkrementů, který bude napájen ze sítě.

2 Ultrazvuk

2.1 Poznatky z ultraakustiky

Ultrazvukové (dále jen uzv) vlnění je formou mechanického vlnění, které se může šířit v látkách všech tří skupenství (plynné, kapalně a pevné) v rozsahu frekvencí 16 kHz až 1 GHz. Vlnění, které přesahuje frekvenci 1 GHz, je označováno jako hyperzvuk a vlnění nižší jak 16 Hz jako infrazvuk.

Mechanické vlnění je zvláštním případem pohybu pružného prostředí. V tomto prostředí jsou částice navzájem vázány pružnými vazebními silami. Při vychýlení částic v tomto prostředí dojde k porušení rovnováhy sil. Kmitající částice poté rozkmitávají částice sousední a tak dochází k přenosu energie mezi jednotlivými částicemi daného prostředí. Vlnění se z místa rozruchu šíří na všechny strany, a to nejen v tělese samém, ale přenáší se i na přiléhající prostředí. Vlnění je charakterizováno tím, že se šíří a přenáší energii.

Šíření vlnění:

- Postupné – přenos energie v tělese samém a na přiléhající prostředí
- Vyzařování uzv vlnění – přenos energie na jiné prostředí (vyzařená energie je absorbována prostředím a mění se v teplo)

2.1.1 Šíření ultrazvuku v pevném prostředí

Na rozdíl od plynů a kapalin existují v pevných materiálech mnohem větší meziatomární vazební síly a proto mohou přenášet všechny druhy ultrazvukového vlnění. Při vyšetřování rychlosti šíření uzv vlny v pevném prostředí je nutné rozlišovat, zda se jedná o látku izotropní či anizotropní, tedy zda bude sledovaná rychlost závislá na orientaci a dále se uvažují tvar a rozměry tělesa vzhledem k vlnové délce uzv vlnění [4].

V neohrazeném prostředí se vlna šíří rychlostí:

$$v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho} \cdot \left[\frac{(1-\mu)}{(1+\mu) \cdot (1-2\mu)} \right]} \quad (2.1)$$

kde E je Youngův modul pružnosti v tahu a μ je Poissonovo číslo. Toto číslo vyjadřuje poměr příčné a podélné deformace.

V prostředí, kde jsou jeden nebo dva rozměry ohraničeny (např. deska) platí:

$$v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho} \cdot \left[\frac{1}{(1-\mu^2)} \right]} \quad (2.2)$$

2.2 Základní veličiny

Intenzita vlnění

Při postupném šíření vlny obecným prostředím, dochází vždy k přenosu energie mezi jednotlivými částicemi. Tato energie se šíří stejnou rychlostí jako vlnění.

Intenzitu vlnění lze popsat jako střední hodnotu energie, která projde za jednotku času jednotkovou plochou orientovanou kolmo na směr ve kterém je vlnění šířeno. Jednotkou je $W \cdot m^{-2}$ (popř. $W \cdot cm^{-2}$).

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{T} \int_0^T N_s dt = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot v \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T \rho c \cdot \omega^2 U^2 \cdot \cos^2 \omega \cdot \left(t - \frac{x}{c} \right) dt \\ &= \frac{1}{T} \rho c \cdot \omega^2 U^2 \cdot \frac{T}{2} = \frac{1}{2} \rho c \cdot \omega^2 U^2 = \frac{1}{2} \rho c \cdot V^2 \end{aligned} \quad (2.3)$$

Toto odvození platí za předpokladu, že se jednalo o šíření harmonicky vybuzečné rovinné vlny.

Akustický výkon

Akustický výkon je stanoven z výrazu:

$$N = \oint I \cdot ds \quad [W] \quad (2.4)$$

Jedná se o plošný integrál intenzity ultrazvuku na ploše, která je vymezena ultrazvukovým měničem.

Akustická impedance

Akustická impedance je obdobou impedance elektrické, tzn., že se jedná o veličinu komplexní, což je podmíněno posuvem mezi tlakem p a rychlostí v uzv vlny v daném místě. Akustická impedance je definována jako součin hustoty a rychlosti šíření zvuku. Lze ji popsat pomocí analogie k elektrickým veličinám:

$$Z = U_{ef} / I_{ef} \rightarrow Z = p_{ef} / v_{ef} \quad (2.5)$$

Pro akustickou impedanci platí:

$$Z = c \cdot \rho \quad [Pa \cdot s \cdot m^{-1}] \quad (2.6)$$

kde c [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$], je rychlost šíření uzv vlny v použitém materiálu a ρ [$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$] je hustota. Akustická impedance je tedy pro každé prostředí veličina charakteristická.

Akustická impedance má význam:

- zjištění odrazu a průchodu signálu na hranici dvou prostředí s rozdílnou akust. impedancí
- návrh akustických snímačů
- absorpce zvuku v prostředí

Postupné šíření vlny je provázeno vždy přenosem energie, která se šíří stejnou rychlostí. Měřítkem energie je přenášený výkon uzv vlny N nebo intenzita uzv [4][6].

2.3 Odraz a lom ultrazvukových vln

Lidské tělo představuje pro ultrazvukové vlnění vrstevnaté, nehomogenní prostředí, které klade odpor jeho dalšímu šíření. Lidské tělo lze rozdělit na jednotlivé vrstvy, které se liší svou impedancí. Právě na rozhraních prostředí o různé impedanci dochází k deformaci (odrazu, lomu) uzv vlny. Tohoto jevu se využívá v diagnostice.

V homogenním prostředí se uzv vlnění šíří přímočaře. Dopadne – li paprsek na rozhraní dvou prostředí o různých impedancích, projde z části do druhého prostředí a z části se odrazí. Při přechodu z jednoho prostředí do druhého se vlnění láme, ale pouze tehdy je – li rozměr překážky větší než vlnová délka vlnění. Je – li vlnová délka srovnatelná s rozměrem překážky, tak dochází k ohybu vlnění. Tohoto jevu se využívá při ultrazvukovém drcení konkrementů, kdy rozměr kamene je menší jak vlnová délka vlnění [2].

3 Zdroje ultrazvukového vlnění

Zdrojem uzv vlnění jsou ultrazvukové měniče, které bývají umístěny v uzv hlavici. Zdroje tohoto vlnění jsou použity v diagnostice, terapii a experimentálním výzkumu na biologických materiálech. V ultrazvukové technice využívané v lékařství je použito měničů magnetostrikčních a piezoelektrických.

Rozdělení uzv měničů:

- Magnetostrikční:
- čisté kovy: Ni, Co
 - Slitiny skládající se z chemických prvků: Fe, Ni, Co, Al,
 - ferity
- Piezoelektrické:
- krystalické: SiO_2 , EDT, KDP, TGS, LSH
 - keramické: PBT, PZT, PSN
 - polovodičové: CdS, ZnO
 - polymerové: PVDF

Ve zdravotnictví, se většinou využívá piezoelektrických měničů. Velkou výhodou piezokeramických měničů je možnost výroby libovolných tvarů, které se liší dle použití. Horní hranice frekvence keramických měničů je v nynější době 15 MHz [4].

3.1 Magnetostrikční měniče

Magnetostrikční měniče využívají jevu, při kterém dochází k deformaci feromagnetických látek v magnetickém poli (přímý magnetostrikční jev). Síla, která deformuje materiál, je přímo úměrná proudu, kterým se budí magnetické pole. Oproti piezoelektrickým měničům je nutný rozměrově větší zdroj buzení, z důvodu magnetického pole. Magnetostrikční měniče se využívají ve frekvenčním rozsahu 16 kHz až 100 kHz.

Nevýhodami těchto měničů je nízká mechanická kvalita, úzký frekvenční rozsah a především závislost měniče na teplotě. Tento typ měniče se vyrábí většinou ve formě válečku a převážně se využívá k měřicím účelům.

3.2 Piezoelektrické měniče

Tento typ měničů je používán při pracovních frekvencích vyšších jak 100 kHz. Piezoelektrické měniče pracují na principu přímého a nepřímého piezoelektrického jevu.

Pomocí přímého piezoelektrického jevu je popisován jev, kdy působení deformační síly (tah, tlak, ohyb, krut) na krystal vyvolá na jeho plochách elektrický náboj. Deformační síly způsobí, že se ionty opačných nábojů začnou posouvat v krystalové mřížce tak, že elektrická těžiště kladných a záporných iontů, která jsou před deformací totožná, se od sebe vzdalují. Díky tomuto posuvu se objevují právě místa na povrchu, kde vzniká elektrický náboj. Polarita elektrického náboje je závislá na směru působení deformační síly.

Jevem obráceným (nepřímý piezoelektrický jev) je popsán vznik mechanické deformace, která vznikne působením elektrického pole. Výbrus se periodicky zkracuje a roztahuje ve směru osy, přičemž se zkracování děje v rytmu frekvence střídavého napětí. Tzn., že výbrus měniče bude vložen mezi dvě elektrody, na něž přivedeme náboj. Elektrody na výbrusu se tvoří jeho pokovením. Přičemž pokovená vrstva by měla být co nejtenčí, jinak by mohlo dojít k ovlivnění mechanických vlastností samotného výbrusu.

Piezoelektrické látky jsou zvláštní skupinou dielektrik a piezoelektrický jev představuje druh jejich elektrické polarizace. S polarizací je spojena deformace dielektrika, která nezávisí na smyslu přiloženého vnějšího pole – elektrostrikce. Elektrostrikční jev se projevuje u všech dielektrik.

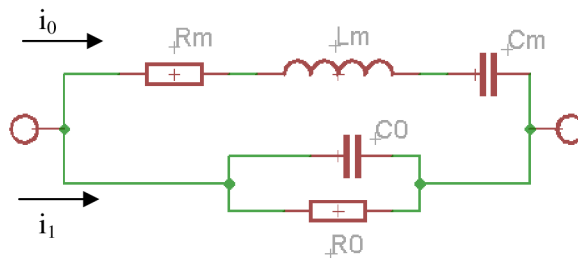
Při zvýšené teplotě ztrácí materiál své piezoelektrické vlastnosti. Je to důsledek narušení uspořádání iontů v krystalové mřížce daného materiálu. Teplota, kdy dochází ke ztrátě vlastností, se nazývá Curieova teplota. Tato teplota je pro každý materiál různá [8].

3.2.1 Náhradní schéma piezokeramického měniče

Pokud na elektrody měniče bude přivedeno střídavé napětí, bude se s časem měnit i náboj q a přes elektrody bude protékat proud i , který je dán rovnicí:

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq_0}{dt} + \frac{dq_1}{dt} = i_0 + i_1 \quad (3.1)$$

Protékající proud i se skládá ze dvou složek. První složka (i_0) je čistě závislá na parametrech elektrických, druhá (i_1) je závislá na parametrech elektrických i mechanických. Na základě rovnice (3.1) lze nakreslit elektrické náhradní schéma měniče.



Obr. 1 Elektrické schéma piezokeramického měniče

kde odpor R_m představuje v obvodu ztráty měniče (skládá se ze dvou složek – ztráty měniče a tlumící vliv okolního prostředí), indukčnost L odpovídá hmotnosti a kapacita C_m je brána jako poddajnost. Odpor R_0 představuje dielektrické ztráty. Velikost odporu R_m se mění v závislosti na mechanickém zatížení vlivem měřené zatěžovací síly. Amplituda kmitů piezorezonátoru tedy závisí nepřímo úměrně na velikosti R_m (i nepřímo na zatížení). Platí tedy, čím více rezonátor zatěžíme, tím horší je činitel jakosti Q a zvětšuje se i útlum oscilátoru. Na amplitudu kmitů má rovněž vliv uchycení piezokeramického měniče [4].

3.2.2 Parametry piezoelektrického měniče

Parametry měničů popisují jejich dynamické vlastnosti, tj. jak se chovají při zatížení. Parametry jsou následující:

Činitel elektromechanické vazby k – vyjadřuje poměr vstupní mechanické energie a výstupní energie elektrické

$$k = \sqrt{\frac{E_{mvst}}{E_{elvst}}} \quad (3.2)$$

kde E_{mvst} je energie mechanická výstupní a E_{elvst} je energie elektrická výstupní.

Piezelektrický modul d – udává poměr mechanického napětí k elektrické indukci působícího elektrického pole, nebo poměr elektrického napětí k působící mechanické deformaci. Tento parametr se používá k hodnocení nepřímého piezelektrického jevu a označujeme jej jako vysílací konstanta měniče.

Piezelektrická konstanta g – je popsána jako poměr vybuzené intenzity elektrického pole k působícímu elastickému napětí nebo vyvolané deformace k působící elektrické indukci. Tato tlaková konstanta slouží k hodnocení přímého piezelektrického jevu a bývá označována jako přijíací konstanta měniče.

Frekvenční konstanta N – nazývána také jako koeficient kmitání se počítá dle vztahu:

$$N_i = f_r \cdot d_i \quad [\text{Hz} \cdot \text{m}] \quad (3.3)$$

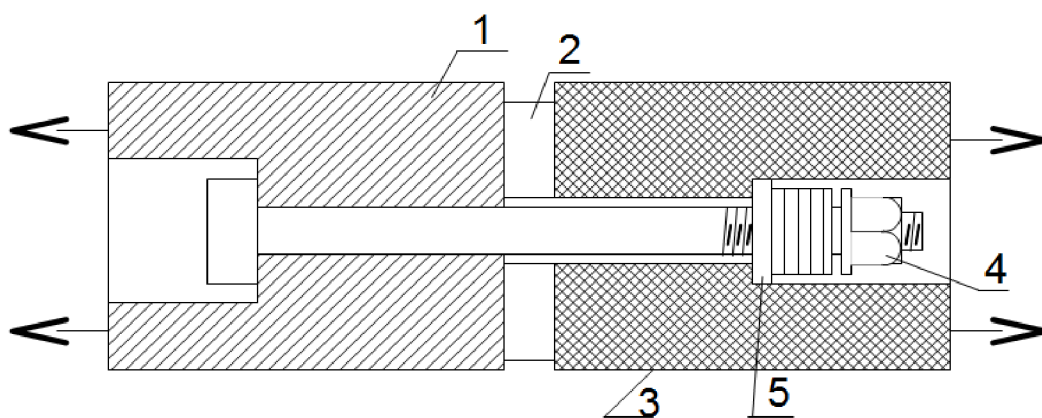
kde f_r je rezonanční frekvence a d_i je piezelektrický modul. Fyzikálně je tato konstanta rovna polovině rychlosti uzv v materiálu.

U těchto parametrů bývají uvedeny indexy. Jeden index značí směr přivedené elektrické energie a druhý index určuje směr (rovinu) působení mechanické energie [6].

3.3 Měnič typu sandwich

Pro většinu výkonových aplikací, především ve stomatologii je optimální pracovní frekvence 20 – 50 kHz. Použitím piezelektrických materiálů jsme nuceni transformovat pracovní frekvenci směrem dolů. Tato úprava je umožněna systémem vrstvených měničů označovaných jako sandwich, který je na Obr. 2 Měnič typu sandwich. Piezelektrický měnič s vlastním rezonančním kmitočtem nad 100 kHz je upnut mezi dvě přídavné hmoty. Dle volby obou přídavných vrstev je získána nová rezonanční frekvence systému pod 100 kHz.

Systémy vrstvených měničů mají nízkou elektrickou impedanci, vysoký činitel jakosti. Vrstvené měniče se používají pro buzení vyšších intenzit uzv, nehodí se však pro přenos krátkých impulzů.



Obr. 2 Měnič typu sandwich

1. Přídavná hmota
2. Piezoelektrický měnič
3. Přídavná hmota
4. Svorník
5. Elektroda

Úprava měničů je často uváděna při výrobě čistících ultrazvukových zařízení. Kruhový výbrus měniče (2) s otvorem uprostřed je pevně sevřen mezi dvě přídavné plochy pomocí svorníku. Při návrhu takové soustavy je nutná úvaha, že se jedná o soustavu elektromechanickou. Elektromechanická soustava má vliv na nastavení rezonanční frekvence, která je nastavena přídavnými plochami. Důležitou roli hraje také předeprnutí systému (tj. mechanické ztažení) a použitý tmel (cement).

Návrh samotného systému je tedy pouze orientační a je nutné si vlastnosti zkonstruované soustavy proměřit. Měnič typu sandwich může být řešen jedním či více měniči. Vhodný je sudý počet měničů s ohledem na možnost zemnění přídavných hmot [4][6].

4 Ledvinové konkrementy a jejich odstranění

Kameny mohou vzniknout kdekoli v močovém ústrojí, nejčastěji však vznikají v ledvinách, kde způsobují neprůchodnost močových cest. Jednotlivé konkrementy jsou tvořeny z minerálů a solí. Látky, které tvoří ledvinový kámen, jsou normálně v ledvinách přítomny a jsou běžně rozpustné v moči, ale za určitých okolností může dojít ke krystalizaci a následné nerozpustnosti. Tzn., že dochází v moči k přesycení kmenotvornými látkami. Hlavním faktorem je nedostatečný příjem tekutin, hlavně čisté vody.

Ledvinové kameny mohou obsahovat různé kombinace chemických látek. Nejběžnější typy ledvinových kamenů jsou:

- oxalátové (vznikají ze solí kyseliny šťavelové)
- fosfátové (vznik při infekcích močových cest)
- karbonátové
- cystinové (tento typ ledvinových kamenů je vzácný, často jsou kameny smíšené – již vytvořené krystaly fungují jako krystalizační jádra)
- urátové (vznikají ze solí kyseliny močové)

Kameny mohou mít nejrůznější velikosti, tvary i chemické složení. Nejčastější velikost kamenů je v rozsahu průměrů 5 – 25 mm.

4.1 Příčiny vzniku ledvinových kamenů

Příčinou vzniku ledvinových kamenů je kombinace více faktorů najednou. Dochází k tomu při přesycení moči kamenotvornými látkami. Kamenotvorné látky se vyskytují za sníženého příjmu tekutin, práci v horku nebo nadměrného vylučování kamenotvorných látek.

Močové kameny mohou být v ledvinách, a nemusí vyvolávat bolesti při močení. Tento případ je zjištěl výskytem krve v moči (většinou množství krve v moči je prokazatelné pouze mikroskopem). Bolest nastává tehdy, když konkrement dosáhne určité velikosti nebo se dostane do močové trubice, tak pacient začne pociťovat pichlavou bolest [7].

4.2 Aplikace rázové vlny

Obor zabývající se drcením ledvinových kamenů (konkrementů), bývá označován jako litotripsie. V odborné terminologii bývá vznik močových kamenů v ledvinách označován jako **urolitiasa**.

Terapeuticky lze konkrementy odstranit třemi způsoby:

- farmakologicky, disolucí (rozpuštěním)
- drcením
- chirurgicky

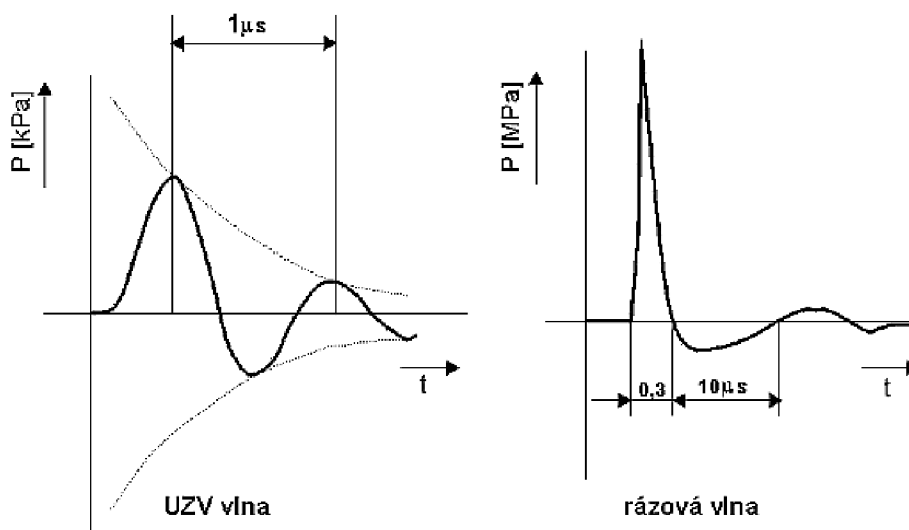
Metoda, pomocí které bude konkrement odstraněn, je volena dle velikosti a uložení konkrementu. Jednotlivé formy terapie se podle velikosti a uložení konkrementu zpravidla kombinují.

Drcení konkrementů je tedy rozděleno dle přístupu ke konkrementu. Rozlišujeme:

- invazivní
- neinvazivní

Snahou ošetřujícího lékaře je vždy hledat co nejméně invazivní metodu. Proto, pokud není známo přesné látkové složení konkrementu, se nejdříve používají farmaka, která slouží pro disoluci konkrementu. Pokud farmaka nepomohou, tak se přistupuje k drcení kamenu některým ze systému, které budou uvedeny v následující kapitole.

Klasická akustická vlna má pravidelný, sinusoidální tvar křivky a známou vlnovou délku, danou její frekvencí, tedy rychlostí, s jako se mění fáze komprese s fází podtlaku. Ne každá akustická vlna musí být vlnou rázovou. Akustická vlna, která vzniká vlivem vysokoenergetického impulzu, ztrácí svoji linearitu (dochází ke změně tvaru křivky), šíří se médii vysokou rychlostí a po dosažení specifické vzdálenosti, která je určena vlastnostmi prostředí se konečně transformuje na rázovou vlnu [3].



Obr. 3 Tvar rázové a ultrazvukové vlny

Vytvořená rázová vlna Obr. 3, trvá kolem jedné mikrosekundy a dosahuje vysokých hodnot kladného okamžitého akustického tlaku. Rychlý náběh křivky se označuje jako „šok“. Vznik šoku je velmi rychlý a netrvá déle než 50 ns a dosahuje od 40 – 110 MPa v závislosti na druhu přístroje. Tlak v průběhu 1 μ s klesne na nulovou hodnotu a přechází do negativní fáze, která je oproti kladné tlakové půlvlně mělká. Rázové vlny působí nejen přímo mechanickým stresem, ale také nepřímo prostřednictvím kavitace [12][14].

4.3 Invazivní metoda drcení konkrementů

4.3.1 Metoda PEK

Metoda PEK (perkutánní extrakce konkrementů) patří mezi moderní invazivní metody, při nichž je odstraněn konkrement z močových cest. Jedná se o metodu drcení konkrementů, která je aplikována invazivně. Při tomto výkonu, je do dutého systému ledviny zavedena tenká jehla. Po dilataci punkčního kanálu následuje zavedení vlastního přístroje - nefroskopu. Pomocí nefroskopu a dezintegračního přístroje je konkrement odstraněn. Dezintegrační přístroj bývá zaveden pracovním kanálem nefroskopu.

Menší kameny jsou vcelku uchopeny a vytaženy přes plášť nefroskopu pomocí malých kleštíček. U větších kamenů je nutné narušení fragmentace. Narušit fragmentaci můžeme mechanicky nebo speciální drticí hlavicí. Je požadován přímý kontakt konkrementu a pracovního nástroje.

Tento systém drcení kamenů je použitelný pouze do určité velikosti kamenů (předpokládá se velká tvrdost kamene) a bývá často kombinován s jiným typem drtiče kamenů (nejčastěji LERV). LERV (jedná o české označení metody ESWL) je metoda, kdy je rázová vlna generována mimo tělo pacienta. Prostupuje tkáněmi a je usměrňována do ohniska kde je kámen.

Kontrolní zaměření konkrementů je prováděno pomocí ultrazvuku a rentgenu.

Principy odstranění:

1. **Mechanický princip** – tento systém využívá rychle otáčejících se břitů uvnitř ochranného koše (tzv. rozrušení konkrementu pomocí rotoru)
2. **Elektro – hydraulický princip** – využívá hydraulického systému, pomocí něhož je vytvořena rázová vlna, která je aplikována na konkrement. Impulsy vysokého napětí (2 kV), se formou jiskření v kapalině vytváří plasma a tím rázová vlna působí přímo na povrch kamene.
3. **Destrukce laserovým svazkem** – využívá se zde laserových svazků, které disponují dostatečným výkonem a které lze vést optickým vláknem. Přímý přístup ke konkrementu je možný přes močovou trubici až do ledviny. Nejúčinnější je holmiový YAG laser, který produkuje světlo o vlnové délce 2100 nm.
4. **Ultrazvukový princip** - u tohoto principu dochází k přeměně elektrické energie na mechanickou za vzniku vibrací (tzv. obrácený piezoelektrický jev). Mechanické vibrace jsou přenášeny kovovou hlavicí, jejíž konec se přikládá na povrch konkrementu. Pracovní frekvence ultrazvukového systému je 20 – 30 kHz.
5. **Balistický princip** – tohoto principu využívají přístroje Litoklasty a elektrokinetické sondy (využívají elektromagnetické indukce). Jsou to přístroje, která pracují na principu pneumatické sbíječky. Vlivem přiváděného stlačeného vzduchu dojde k rozkmitání projektilu, který je uvnitř kovového válce. Mechanické kmity jsou pak přenášeny na kovový hrot, který je přiložen na kámen [11][3].



Obr. 4 Přístroje pro perkutánní extrakci konkrementů

4.3.2 Metoda URS

Metoda URS (ureterorenoskopická extrakce litiázy) je endoskopická metoda založena na využívání rigidních, semirigidních a flexibilních nástrojů. Nástroje jsou zavedeny přes močový měchýř až do močovodu ke konkrementu. Jako u metody PEK je i zde možné přímé odstranění nebo narušení struktury konkrementu.

4.4 Neinvazivní metoda drcení konkrementů

4.4.1 Metoda ESWL

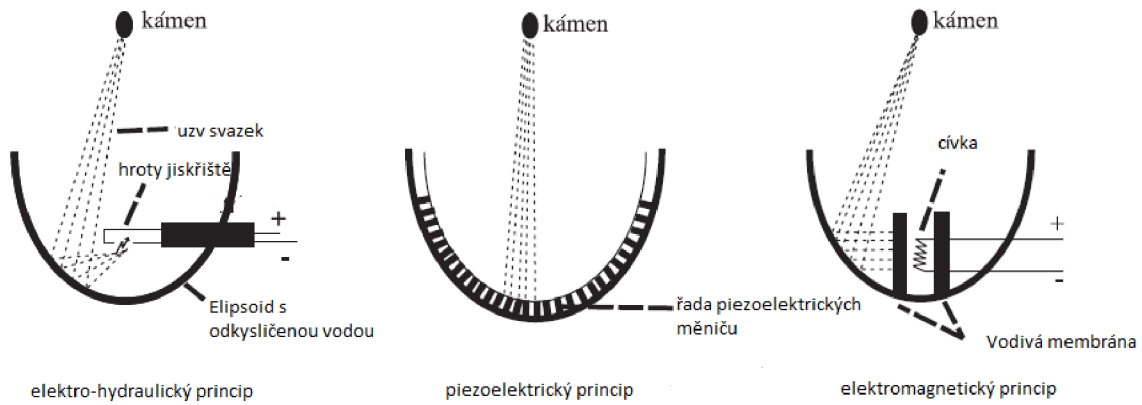
Podstatou této metody je rozrušení kamene mechanickým účinkem vícečetných rázových vln, které konkrement rozdrťí na menší části. Tyto části jsou z těla odvedeny přirozenou cestou. Rázové vlny jsou generovány mimo tělo pacienta. Energie těchto vln je za pomoci fokusačních systémů soustředěna do kamene.

Z povrchu konkrementu je část energie odražena, přesto však vzniknou na jeho povrchu síly, jež pevnost konkrementu naruší. K deformaci tedy dochází bez přímého kontaktu pracovního nástroje a konkrementu. Dříve byl pacient umístěn ve vaně s vodou, nyní se přikládá k pokožce pacienta pouze samotný aplikátor, který tvoří jedno ohnisko a konkrement druhé ohnisko. Přechod mezi prostředím voda – tkáň – orgán je velmi účinný, bez jakékoli redukce amplitudy rázové vlny.

Principy využívající neinvazivního přístupu při odstraňování konkrementů jsou následující:

1. **Elektro – hydraulický princip** – generování vlny je tvořeno jiskřištěm, které je umístěno v odplyněné vodě. Mezi hroty jiskřiště dochází k ionizaci molekul vody. Plasma, která vznikne díky této reakci, má vysokou teplotu, to způsobí vysoký tlak. Přenos energie využívá odrazů od vnitřních stěn nádoby tvaru rotačního elipsoidu. Optimální přenos je zajištěn ve vodním prostředí. Nádoba tvaru elipsoidu bude naplněna vodou.
2. **Piezelektrický princip** – u takového systému může být rázová vlna generována jedním či více (stovky) měniči. V případě více měničů, musí být zajištěno synchronizované buzení, které vytvoří rázovou vlnu, která pomocí fokusační soustavy bude směřovat do ohniska. Tlak v ohnisku dosahuje hodnot 50 – 100 MPa. Opakovací frekvence u tohoto systému může být až 20 Hz. Prakticky je možné tvar rázové vlny měnit pomocí individuálního natavení jednotlivých měničů.
3. **Elektromagnetický princip** – proud s vysokou voltáží vznikající v kondenzátoru probíhá plochou elektromagnetickou cívkou, čímž

vzniká kolem cívky magnetické pole. To způsobuje protisměrnou deformaci protilehlé, opačně nabitě metalické membrány, která vede ke vzniku rázové vlny. Rázová vlna se odráží od reflektoru tvaru paraboloidu do ohniska. Opakovací frekvence uzv vln je dána frekvencí budícího elektrického signálu[3][5].



Obr. 5 Principy metody ESWL

Po použití některé z těchto metod je nutné kontrolní zobrazení konkrémentu (jeho velikost, tvar, uložení) a okolních tkání. Pro kontrolní zobrazení je použito RTG nebo UZV zobrazovacího systému, které jsou již v dnešní době součástí systému ESWL.



Obr. 6 Systém ESWL

Častým řešením je použití RTG skenovacího systému ve formě ramena C, který je uveden na Obr. 6. Velkým přínosem v indikaci ESWL bylo použití nativního spirálního CT, protože umožňuje změřit vzdálenost mezi konkrementem a povrchem těla a tím selektovat konkrementy, které nelze zaměřit, a současně změřením denzity konkrementu odhadnout složení konkrementu [1][5][11].

5 Komplexní návrh systému PEK

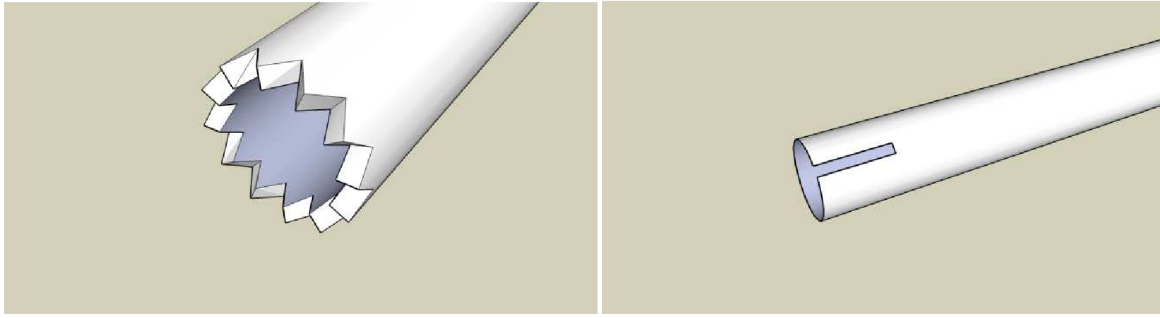
V této kapitole bude popsán kompletní návrh ultrazvukového drtiče konkrementů. Bude zde uvedeno funkční schéma, u kterého budou detailně popsány jednotlivé bloky a jejich funkce, dále pak kompletní blokové schéma. Součástí této kapitoly je návrh vrstveného měniče a výpočet napěťových poměrů mezi jednotlivými bloky PEK systémového návrhu.

5.1 Technické parametry pro PEK

Technické údaje charakterizují základní vlastnosti PEK systému. Znalost základních parametrů je důležitým aspektem pro návrh jednotlivých součástí celého přístroje. Pokud by došlo k nedodržení základních vlastností při návrhu, nemusel by PEK systém pracovat správně. Mezi základní technické parametry patří:

- pracovní frekvence 23 – 28 kHz
- budící výkon generátoru 50 – 100 W
- vlastní sonotroda musí mít minimální hmotnost, zpravidla do 400 g
- průměr zaváděné části musí být v rozmezí 1,9 – 4 mm, délka 400 mm
- amplituda kmitů sonotrody dosahuje velikosti 20 – 70 μm
- pro buzení uzv kmitů se používá piezokeramických měničů v systému sandwich
- vlnovody neboli koncentrátoři se realizují z titanu, jeho slitin nebo antikorozivních ocelí
- středem vlnovodu je přiváděn zpravidla fyziologický roztok umožňující odsávání menších rozdrcených částí

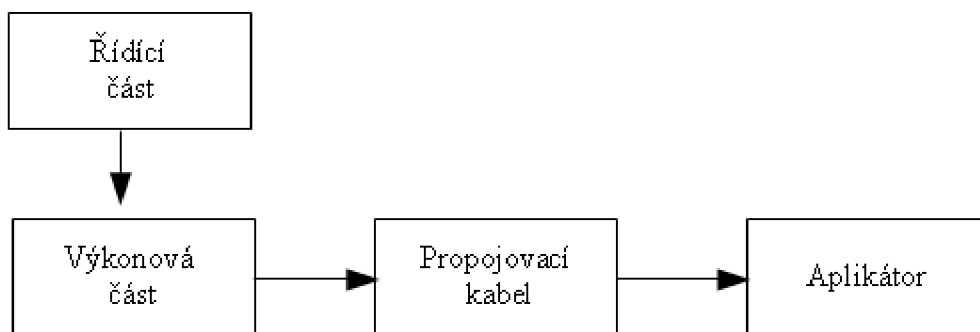
Pokud by konec vlnovodu, který je v přímém kontaktu s konkrementu neměl zakončení upraveno dle Obr. 7, mohlo by dojít k ucpaní větším rozdrceným kouskem konkrementu [14].



Obr. 7 Koncové části vlnovodu

Malý průměr a velká délka koncentrátoru je z důvodu zavádění sonotrody nefoskopem až k samotnému kamenu[14].

5.2 Funkční schéma UZV drtiče konkrementů



Obr. 8 Funkční blokové schéma

Funkční blokové schéma obsahuje bloky, které popisují jednotlivé části ultrazvukového drtiče konkrementů systému PEK. Tento systém tvoří:

Řídící část – která je důležitou součástí přístroje. Řídící část tvoří hlavní funkční jednotku, pomocí které nastavujeme parametry přístroje. Pod tímto blokem si lze představit řídicí mikroprocesor a spínač (resp. jiné nastavovací prvky), který přístroj aktivuje. Součástí novějších typů přístrojů je i nastavení podtlaku pro odsávání.

Výkonová část – uzv vlnění je mechanické vlnění, které je generováno piezoelektrickými měniči. Měníče musí být vybudeny do rezonance a k tomuto slouží výkonová část. Součástí tohoto bloku je oscilátor, výkonový stupeň a zdroj napájení.

Přizpůsobovací obvod – jedná se o důležitou část obvodu, vzhledem k přenosu energie. Přizpůsobuje impedanci budící části, tj. výstup výkonového zesilovače ke vstupní části

aplikátoru. Pokud by přizpůsobovací obvod nebyl rezonančně naladěný, nedocházelo by k ideálnímu přenosu energie mezi výkonovým zesilovačem a aplikátorem.

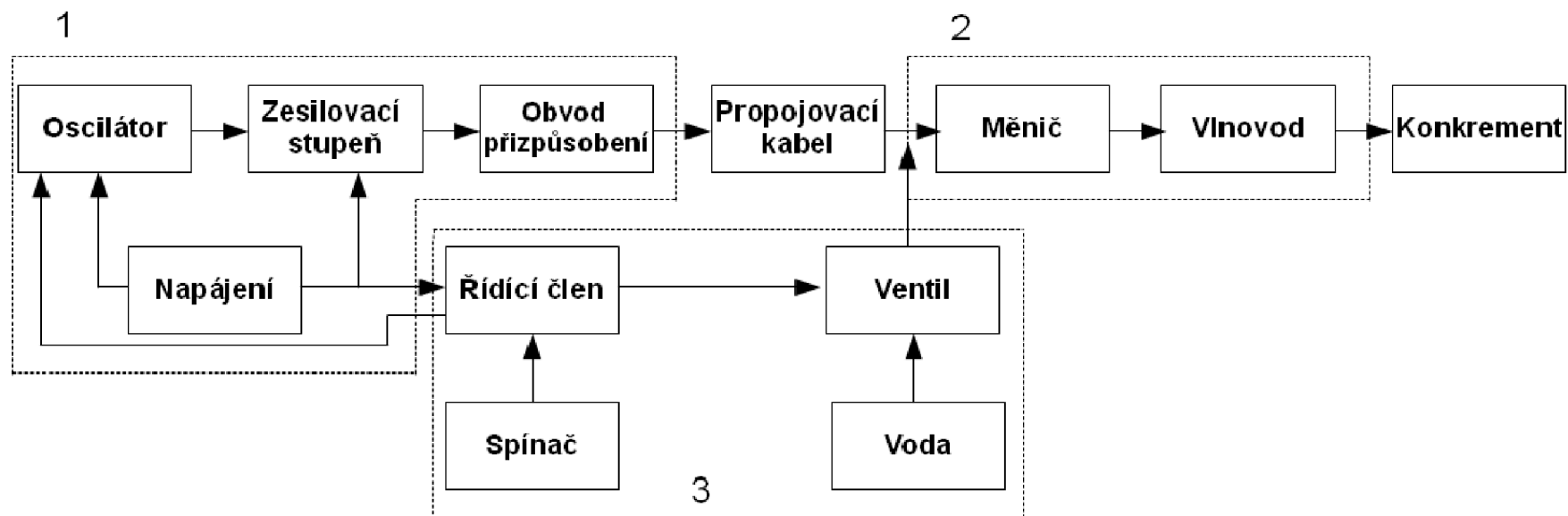
Aplikátor – do aplikátoru je přes propojovací kabel přiveden budící signál. Aplikátor je složen z měniče a katenoidálního vlnovodu, který je v přímém kontaktu s ledvinovým konkrementem.

V popisu řídicí části je uveden řídicí spínač, který zapne přístroj, a umožní tak nastavení intenzity ultrazvuku a dalších parametrů. I když je sonotroda rezonančně naladěna po přiložení na konkrement může dojít k nepatrnému rozladění soustavy. Tento problém by se dal řešit zpětnou vazbou u zesilovacího stupně. V případě PEK systému jsou používány velké výkony, proto není nutné zpětnou vazbu do systému zavádět.

Při drcení pomocí PEK systému se využívá vody jako chladícího a zároveň transportního média. Při spuštění přístroje se spouští také ventil, který vpouští vodu do kanálu sonotrody. Systém, který vpouští vodu do sonotrody funguje jako samostatná funkční jednotka, která je připojena na sonotrodu. Je důležité, aby voda byla vstříkována ventilem pod stálým tlakem. K tomuto účelu je použito čerpadla se selenoidovým ventilem. Tyto speciální ventily slouží pro regulaci průtoku kapalin a plynů (např. voda, inertní oleje, pára, vzduch). Tyto ventily pracují tak, že pokud je na ně přivedeno napětí tak jsou v otevřeném stavu, jakmile dojde k poklesu napětí, tak se ventil uzavře. Teplota média, která protéká ventilem, může být v rozsahu $-20 \div 180$ °C. Pro obecný přehled bude uvedena tabulka, v které budou porovnány různé typy ventilů použitelné pro řízení toku vody v PEK systému (jejich uplatnění je možné i v jiných lékařských aplikacích).

Tab. 1: Typy selenoidových ventilů

Typ	Závit	Tlaková diference [kPa]				
		min	Max			
			vzduch/plyn		Voda	
			~	=	~	=
SC E210C093	Rp 1/2"	0	900	300	900	300
SC E210D095	Rp 3/4"	0	900	300	900	300
SC E210B154	Rp 1"	0	900	300	900	300
SC E210B155	Rp 1 1/4"	0	900	700	900	700



Obr. 9 Blokové schéma systému PEK

5.3 Blokové schéma uzv drtiče konkrementů

Návrh blokového schématu vychází z modelu funkčního schéma, které popisuje funkci jednotlivých bloků. Jednotlivé části blokového schéma jsou odděleny očíslovanými obdélníky, které označují jednotlivé funkční části.

V bloku č. 1, který je ve funkčním schématu označen, jako výkonová část je Oscilátor, zesilovací stupeň, přizpůsobovací obvod a napájení. Oscilátor je zdrojem harmonického signálu, který je potřebný pro buzení piezoelektrického měniče. Harmonický signál generovaný z oscilátoru bude mít hodnotu nosné frekvence 27 kHz. Výstupní hodnota napětí nebude velká, a proto bude nutné ji zesílit.

Úkolem výkonového zesilovače je zesílit signál na požadovanou úroveň. Důležité při návrhu zesilovače je uvažovat, že signál nestačí zesílit pouze napětově, ale důležité je, aby výstup zesilovače byl schopen dodávat do zátěže potřebný příkon. Hodnotu příkonu získáme při výpočtu napětových a výkonových poměrů aplikátoru.

Obvod přizpůsobení zajišťuje bezeztrátový přenos energie ze zesilovače do aplikátoru (obvod musí být rezonančně naladěn). Obvod je napájen ze stejnosměrného zdroje napětí. Jedná se o klasický síťový zdroj, kdy transformujeme ~230 na požadovanou hodnotu střídavého napětí, kterou poté usměrníme na stejnosměrnou hodnotu.

Výkonová část je spojena s měničem pomocí kabelu. Na tento kabel nejsou kladeny žádné vyšší požadavky. Měl by být pouze odolnější vůči mechanickému namáhání, protože při aplikacích s ním bude pohybováno.

V oddíle č. 2, blokového schématu je aplikátor. Skládá se z měniče a vlnovou. Výběr samotného měniče se provádí na základě oblasti použití (v datasheetu jsou uvedeny konstanty podle, kterých můžeme měnič vybírat). Rozměry a velikost si lze zvolit. Měnič převádí elektrickou energii, kterou jej budíme, na mechanické kmity, které se šíří do okolí. Piezokeramické měniče jsou dimenzovány pro kmitočty vyšší jak 100 kHz. Tuto skutečnost lze ovlivnit použitím struktury typu sandwich. Tzn., že pro snížení rezonančního kmitočtu měniče použijeme přídavné plochy, které sníží kmitočet na požadovaných 27 kHz. Při rezonanci budeme uvažovat, že se měnič chová jako sériový kmitavý obvod.

Vlnovod neboli koncentrátor se zhotovuje z titanu nebo nějaké slitiny titanu (kvůli jeho nízké hmotnosti a odolnosti vůči korozi). Jeho úkolem je přenos uzv energie z měniče do konkrementu. U vlnovodu se provádí tzv. bezeztrátové uchycení.

Posledním popisovaným blokem bude řídicí část. Pod řídicí částí si lze představit spínací prvek, který aktivuje přístroj do chodu. Toho lze nejlépe dosáhnout zařazením integrovaného obvodu, kdy by bylo možné ještě nastavovat velikost intenzity a sílu nasávání (neboli podtlak) rozdrčených kousků. U nových typů přístrojů bývají až 4 možnosti nastavení odsávání. Jedná se např. o přístroj od firmy Olympus, typ LUS – 2.

Celý návrh bude proveden po jednotlivých částech. Nejprve bude vypočítán návrh aplikátoru a v další části bude uveden praktický návrh budícího generátoru.

5.4 Výběr vhodného piezoelektrického měniče

Už v roce 1956 byla objevena slitina olova, zirkonu a titanu = PZT. Tato keramika nahradila starší keramiku BaTiO₃. PZT má oproti keramice BaTiO₃ mnohem vyšší citlivost a vyšší pracovní teplotu. Tyto materiály patří mezi nejvýznamnější průmyslově vyráběnou piezoelektrickou keramiku.

Keramické materiály mají oproti samostatným krystalům řadu výhod. Např. vyšší hodnoty permitivity a piezoelektrických konstant a to řádově až 100 krát. Výhodou je také poměrně jednoduchý výrobní proces s velkou škálou různých tvarů a velikostí (samostatné krystaly mohou být děleny pouze podél krystalografických směrů). Obecně platí, že pokud není piezokeramický materiál polarizován, tak se chová jako izotropní materiál (koeficienty elektromechanických vlastností jsou ve všech směrech stejné). Při polarizaci materiálu dojde k orientování dipólů v doménových oblastech (materiálové koeficienty mají v různých směrech rozdílnou velikost) a piezoelektrikum se chová jako anizotropní materiál. Elektrická pole k polarizaci PZT keramiky mají typicky 2 – 4 kV/mm. Polarizace je také možná zahřátím materiálu.

PZT keramika je polykrystalický materiál se zrnky o typické velikosti několika mikrometrů. Domény jsou v podstatě útvary uvnitř zrn, které tvoří lamely. Doménovou strukturu lze měnit mechanickou silou nebo elektrickým polem. Tento proces je popsán přímým a nepřímým piezoelektrickým jevem [13].

Tab. 2: Piezoelektrické konstanty měniče

Symbol	Jednotka	PCM - 80	P – 6E
ϵ_{33}^T	-	1000	1380
k_{33}	[%]	64	60
d_{33}	[10 ⁻¹² V/m]	250	235
N_{33}	[Hz/m]	1800	1670
g_{33}	[10 ⁻³ V·m/N]	25.4	19
S_{33}^E	[10 ⁻¹² m ² /N]	13.5	12.7

5.5 Návrh a výpočet aplikátoru

Prvním krokem při návrhu hlavice drtiče konkrementu je volba vhodného piezokeramického měniče. Piezokeramické měniče patří v dnešní době mezi nejpoužívanější. Výhodou těchto měničů je možnost realizace nejrůznějších tvarů. Typy měničů se liší dle vhodnosti použití pro různé aplikace. Pro přehlednost je v předchozí kapitole uvedena tabulka parametru dvou různých typů měničů.

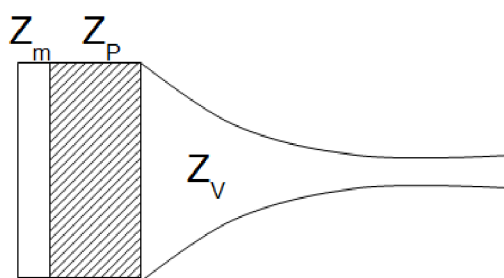
Pro tuto aplikaci byl vybrán měnič od firmy Piezoceram, typ PCM – 80. Důležitým parametrem je elektromechanický faktor k , ten u námi vybraného měniče je vyšší. Tento parametr určuje míru převedení elektrické energie na mechanickou.

5.6 Výpočet impedančního přizpůsobení

V homogenním prostředí se uzv vlnění šíří přímočaře. Dopadne-li pak uzv svazek na rozhraní dvou prostředí o různé impedanci dojde z části k pohlcení energie a z části odrazu zpět. Může dojít i k lomu uzv svazku, toto nastává, pokud má překážka větší rozměry než je vlnová délka vlnění (při shodě rozměrů vlnové délky a překážky je navíc vlnění ohýbáno).

Předpokládáme – li, že nemá na rozhraní dvou rozdílných materiálů dojít k odrazu, musí být impedance vlnovodu a přídavné hmoty stejné, tak bude zajištěn 100% přenos uzv energie z měniče do vlnovodu.

Pro praktické aplikace, obzvláště pak při konstrukci terapeutických hlavice má důležitý význam kolmý dopad uzv vlny na tenkou planoparalelní vrstvu, vloženou mezi dvě prostředí s rozlišnou akustickou impedancí.



Obr. 10 Impedanční přizpůsobení měniče a vlnovodu

Na Obr. 10 je zobrazen návrh uzv hlavice, pro kterou bude počítáno impedanční přizpůsobení jednotlivých částí. Z_p představuje impedanci přídavné plochy, Z_m je impedance měniče a Z_v je impedance vlnovodu.

Měnič bude keramický a vlnovod bude zhotoven z titanu. Materiál vlnovodu volíme s ohledem na váhu materiálu (uzv hlavice by měla být co nejlehčí). Impedance přídavné plochy bude vypočítána z impedance měniče a vlnovodu [4].

Parametry měniče

$$N = 1800$$

$$\rho_m = 7,6 \cdot 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$$

$$c_m = 3600 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$$

N je frekvenční konstanta měniče, která je uvedena v katalogovém listu.

Výpočet impedance měniče

$$Z_m = \rho_m \cdot c_m \quad [\text{kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (5.1)$$

$$Z_m = 7,6 \cdot 10^3 \cdot 3600 = 27,4 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$$

$$Z_m = 27,4 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$$

Parametry vlnovodu

Hodnota impedance titanu byla převzata z tabulek.

$$Z_v = 22,6 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$$

Výpočet impedančního přizpůsobení měniče a vlnovodu

Bude – li podmínka $Z_p = \sqrt{Z_m \cdot Z_v}$, bude odraz na uzv paprsku nulový a přenos naopak přenos vrstvou 100%.

Dosazením impedancí do tohoto vztahu získáme impedanci přídavné hmoty. Dle výsledné hodnoty poté v tabulkách nalezneme vhodný materiál.

$$Z_p = \sqrt{Z_m \cdot Z_v} = \sqrt{27,4 \cdot 10^6 \cdot 22,6 \cdot 10^6} = 24,9 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1} \quad (5.2)$$

$$Z_p = 24,9 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$$

Vypočtené hodnotě nejbližší odpovídá titan, jehož impedance je $22,6 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$.

5.7 Výpočet přídavných ploch

Při návrhu měniče typu sandwich je nutné vypočítat rozměry přídavných ploch, které nám sníží rezonanční frekvenci pod 100 kHz. Pro obecný případ byly při analýze těchto měničů odvozeny vztahy, které nejsou použitelné při praktickém návrhu. Proto je zvolena

šířka přední vrstva je volena jako $\lambda/4$, kde λ je vlnová délka (jedná se o zjednodušený návrh s optimální účinností) [4].

Obecně platí, že pokud zatížíme systém prostředím, které má mnohem menší vlnový odpor, tak můžeme pro podmínku rezonance dle Langevina psát:

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi d_m}{\lambda_m} \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi d_b}{\lambda_b} = \frac{\rho_m \cdot c_m}{\rho_b \cdot c_b} \quad (5.3)$$

Tento vztah dle Langevina nazýváme poměr vlnových odporů.

Výpočet vlnové délky

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{4980}{25 \cdot 10^3} = 19,92 \text{ cm} \quad (5.4)$$

$$\lambda = 19,92 \text{ cm}$$

Určení tloušťky přední vrstvy d_a

$$d_a = \frac{\lambda}{4} = \frac{19,92}{4} = 4,98 \text{ cm} \quad (5.5)$$

$$d_a = 4,98 \text{ cm}$$

Poměr vlnových odporů

$$m = \frac{Z_p}{Z_m} = \frac{22,6 \cdot 10^6}{27,4 \cdot 10^6} = 0,82 \quad (5.6)$$

Výpočet tloušťky měniče

$$d_m = \frac{N}{f} = \frac{1800}{250 \cdot 10^3} = 0,72 \text{ cm} \quad (5.7)$$

$$d_m = 0,72 \text{ cm}$$

Vlastní rezonanční kmitočet měniče f byl volen 250 kHz.

Výpočet parametru γ_m

$$\gamma_m = \frac{\omega_s \cdot d_m}{c_m} = \frac{2\pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 7,2 \cdot 10^{-3}}{3600} = 0,314 \quad (5.8)$$

$$\gamma_m = 0,314$$

ω_s – požadovaný rezonanční kmitočet měniče, c_m – rychlost šíření

Výpočet parametru β_b

$$\beta_b + \gamma_m = (2n-1) \cdot \frac{\pi}{2} \quad n=1,2,3 \dots \quad (5.9)$$

$$\beta_b = (2n-1) \cdot \frac{\pi}{2} - \gamma_m$$

$$\beta_b = (2 \cdot 1 - 1) \cdot \frac{\pi}{2} - 0,314 = 1,256 \quad n=1(\text{počet měničů})$$

$$\beta_b = 1,256$$

Vypočtení parametru γ_b

$$\text{tg} \cdot \gamma_b = \frac{\text{tg} \beta_b}{m} = \text{arctg} \left(\text{tg} \frac{1,256}{0,82} \right) = \text{arctg}(0,024) = 1,53 \quad (5.10)$$

$$\gamma_b = 1,53$$

Výpočet tloušťky zadní vrstvy

$$d_b = \frac{\gamma_b \cdot c_b}{\omega_s} = \frac{1,53 \cdot 4980}{2\pi \cdot 25 \cdot 10^3} = 4,85 \text{ cm} \quad (5.11)$$

$$d_b = 4,85 \text{ cm}$$

5.8 Návrh akustického vlnovodu

Akustické vlnovody jsou používány jak u piezoelektrických tak i u jiných (např. magnetostrikčních) typů měničů,

V praxi jsou zhotoveny různé druhy vlnodů, např. stupňovitý, kuželový, katenoidální či exponenciální. Nejjednoduššími akustickými transformátory jsou stupňovité, které jsou také spolu s exponenciálními nejvíce používány. Exponenciální a stupňovité vlnovody mají velké zesílení a velkou výhodou je jejich stabilita i při malém rozladění.

Katenoidální vlnovody mají oproti stupňovitým menší zesílení, ale oproti exponenciálnímu vlnovodu je jeho zesílení větší. Mezi vypočteným a skutečným zesílením vlnovodu je shoda s přesností několika procent. Kdyby ze sílení bylo mnohonásobně větší než bylo uvaženo, mohlo by dojít k mechanickému poškození (přetržení) vlnovodu.

Zesílení pro různé typy vlnodů používaných v praxi:

Kuželový vlnovod – u tohoto typu vlnovodu je klesání pozvolné a teoretický činitel zesílení je závislý na délce vlnovodu. Je dán vztahem:

$$K = \sqrt{1 + (k \cdot l)^2} \quad (5.12)$$

kde k , je vlnové číslo a l je délka vlnovodu.

Exponenciální vlnovod – průřez exponenciálního vlnovodu klesá dle průběhu exponenciální křivky. Teoretický činitel zesílení u tohoto typu je dán poměrem ploch [4].

$$K = \frac{D_1}{D_2} \quad (5.13)$$

kde D_1 je průměr začátku vlnovodu a D_2 je průměr konce vlnovodu.

Katenoidální vlnovod – jedná se o vlnovod, který bývá použit pro výrobu sonotrod u nichž požadujeme, aby změna průřezu po určitou délku byla konstantní. Změna průřezu toho vlnovodu je charakterizována funkcí cosinu hyperbolického. Na začátku se průřez rychle zmenšuje a pak zůstává konstantní. Konstantní průřez je nutný, protože sonotroda je z větší části zasouvána do nefroskopu [4][6].

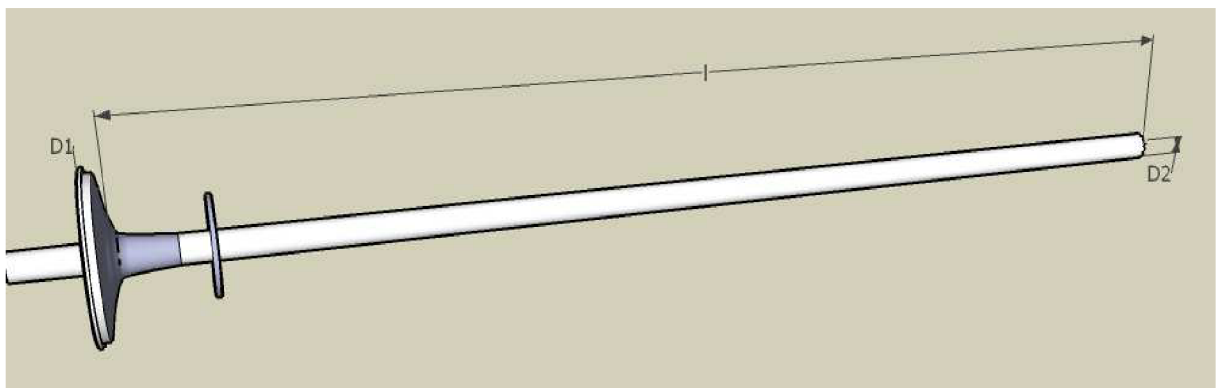
Teoretický činitel zesílení je dán vztahem:

$$K = \frac{D_1}{D_2} \cdot \frac{1}{\cosh kl} \quad (5.14)$$

kde $k = \sqrt{k^2 - \gamma^2}$, k je vlnové číslo a γ je konstanta.

Konstanta γ je popsána funkcí cosinus hyperbolický a je to hlavní parametr určující změnu průřezu.

$$\gamma = \frac{1}{l} \cdot \operatorname{arccosh} \frac{D_1}{D_2} \quad (5.15)$$



Obr. 11 Návrh akustického vlnovodu

Na Obr. 11 je nenakreslen katenoidální vlnovod, jehož rozměry jsou dány průměry D_1 a D_2 . Ze známých průměrů lze vypočítat parametr D .

$$D = \frac{D_1}{D_2} = \frac{21}{4} = 5,25 \quad (5.16)$$

Pro výpočet délky vlnovodu je nutné znát jeho vlnovou délku λ .

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{4980}{25 \cdot 10^3} = 19,92 \text{ cm} \quad (5.17)$$

$$\lambda = 19,92 \text{ cm}$$

kde c je rychlost šíření v titanu a f je rezonanční kmitočet vlnovodu.

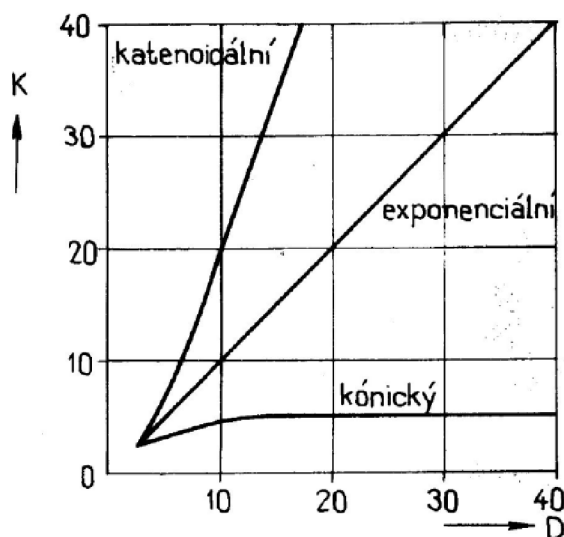
Výpočet délky vlnovodu

Pomocí parametru D odečteme z grafu Obr. 12 zesílení K pro katenoidální typ vlnovodu. Z grafu Obr. 13, pomocí parametru D odečteme hodnotu poměru $2l/\lambda$. Z tohoto poměru a odečtené hodnoty vypočteme délku katenoidálního vlnovodu.

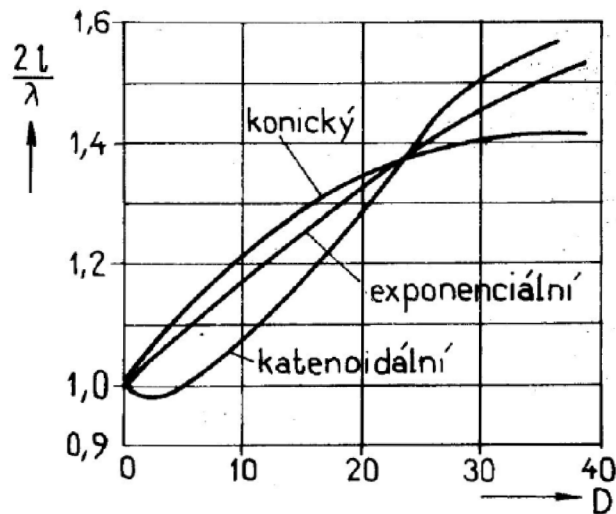
Pomocí parametru D , který byl určen z průměrů koncových ploch vlnovodu, můžeme z grafu odečíst parametr zesílení K . Pro katenoidální typ vlnovodu platí že,

$$K > \frac{D_1}{D_2} \quad (5.18)$$

Pro samotné zesílení vlnovodu platí vztah 5.14. Teoretický činitel zesílení K vyšel po odečtení 7,02. Čímž je splněna podmínka, že zesílení musí být větší jak poměr koncových ploch vlnovodu [6].



Obr. 12 Závislost zesílení K na parametru D



Obr. 13 Závislost délky vlnovodu na parametru D

Pomocí parametru D jsme odečetli zesílení $K = 8,2$. Hodnota poměru $2l/\lambda$ byla 0,95.

$$\frac{2l}{\lambda} = 0,98 \rightarrow l = \frac{0,98 \cdot \lambda}{2} = 9,46 \text{ cm} \quad (5.19)$$

Délka vlnovodu je 9,46 cm. Délka vlnovodu, která vychází z výpočtu, by nestačila pro aplikaci drcení konkrementů. Bude vzata čtyřnásobná délka vlnovodu. Potom $l \approx 40 \text{ cm}$.

Souřadnice uzlu kmitů

Při určování souřadnic uzlu kmitů je snaha nalézt místo pro bezztrátové uchycení vlnovodu. V místě uchycení je amplituda kmitů v každém časovém okamžiku minimální. Tato rovina je pro katenoidální vlnovody určena následující rovnicí:

$$x_0 = \frac{1}{k'} \cdot \text{arctg}\left(\frac{k'}{\gamma} \cotgh \gamma \cdot l\right) \quad (5.20)$$

Pro výpočet souřadnic uzlu kmitů bude nejprve nutné vypočítat konstantu γ .

$$\gamma = \frac{1}{l} \cdot \text{arccosh} \frac{D_1}{D_0} \quad (5.21)$$

$$\gamma = \frac{1}{0,3784} \cdot \text{arccosh} \frac{0,0004}{0,0021} = 3,64$$

Dále je nutné vypočítat k'

$$k' = \sqrt{k^2 - \gamma^2} \quad (5.22)$$

kde k , je vlnové číslo, které se počítá dle vztahu

$$k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \quad (5.23)$$

$$k = \frac{2 \cdot \pi}{0,1992} = 31,5$$

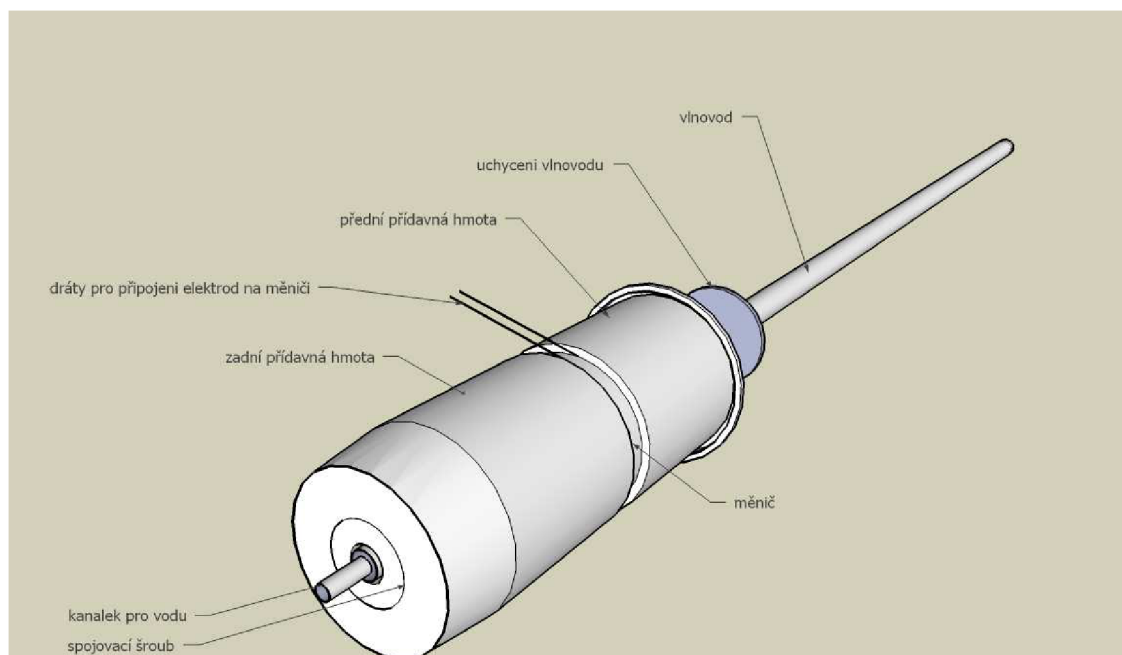
pak

$$k' = \sqrt{31,29^2 - 3,64^2} = 31,29$$

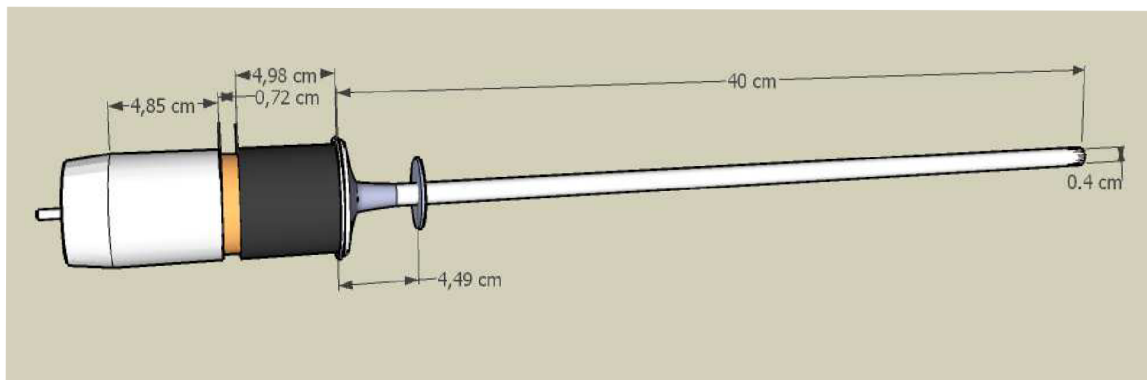
Souřadnice uzlu kmitů tedy jsou:

$$x_0 = \frac{1}{31,29} \cdot \operatorname{arctg} \left(\frac{31,29}{3,64} \operatorname{cotgh} 3,64 \cdot 0,3784 \right) = 0,0449 \text{m} = 4,49 \text{cm}$$

Vlnovod je upevněn 4,49 cm od vstupní části.



Obr. 14 Popis aplikační hlavice



Obr. 15 Rozměry jednotlivých částí aplikační hlavičky

Výpočet plochy měniče

Zadané parametry:

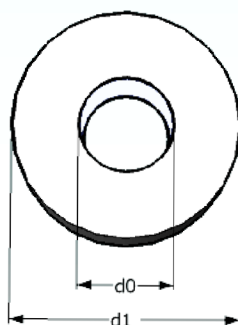
$$f = 27 \text{ kHz}$$

$$I = 10 \text{ W/cm}^2$$

$$d_1 = 2,1 \text{ cm}$$

$$d_0 = 1 \text{ cm}$$

} Zvolené parametry



Obr. 16 Cylindrický měnič

Po výpočtu a návrhu aplikátoru je třeba vypočítat napěťové a výkonové poměry od aplikátoru směrem ke zdroji buzení tj. generátoru. Maximální dovolená intenzita je 10 W/m^2 . Stejná hodnota intenzita je uvažována jak na začátku vlnovodu, tak na jeho konci.

Intenzita je definována střední hodnotou energie, která projde za jednotku času jednotkovou plochou orientovanou kolmo na směr, ve kterém se vlnění šíří. A je popsána vztahem:

$$I = \frac{1}{2} \rho c \cdot \omega^2 U^2 \quad (5.24)$$

kde ρ je hustota prostředí, kterým vlnění prochází, c je rychlost šíření vlnění, ω je úhlová rychlost (kterou lze vypočítat jako $2 \cdot \pi \cdot f$) a U je amplituda kmitů ultrazvukového vlnění [4].

Amplitudu kmitů ultrazvukového vlnění na začátku vlnovodu určíme tak, že nejprve bude vypočítána amplituda kmitů na konci vlnovodu.

$$U = \sqrt{\frac{2 \cdot I}{\rho \cdot v \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 100000}{7600 \cdot 4980 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 27000)^2}} = 4,285 \cdot 10^{-7} =$$

$$= 0,4285 \mu\text{m}$$

Činitel zesílení K , který byl vypočten při návrhu aplikátoru, bude použit pro výpočet amplitudy kmitů na začátku vlnovodu. Činitel zesílení K říká, kolikanásobně bylo vlnění zesíleno při průchodu vlnovodem.

$$K = \frac{U_{\text{vyst}}}{U_{\text{vst}}} \rightarrow U_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{vyst}}}{K} \rightarrow U_{\text{vst}} = \frac{0,4285}{7,02} = 61,04 \text{ nm} \quad (5.25)$$

Plocha měniče pro vysílání ultrazvukové vlny je zobrazena na Obr. 16, kde d značí rozměry měniče. Měnič bude vykonávat kmity podélné.

$$S = \pi \cdot r_1^2 - \pi \cdot r_0^2 \quad (5.26)$$

$$S = 3,14 \cdot 10,5^2 - 3,14 \cdot 5^2 = 267,82 \text{ mm}^2 \approx 2,68 \text{ cm}^2$$

Výpočet akustického výkonu

$$N = I \cdot S \quad [\text{mW}, \text{mW} \cdot \text{cm}^{-2}, \text{cm}^2] \quad (5.27)$$

$$I = \frac{N}{S} \rightarrow N = I \cdot S = 10 \cdot 2,68 = 26,8 \text{ W}$$

$$N = 26,8 \text{ W}$$

Výpočet střední hodnoty příkonu

Při návrhu vf budícího generátoru napájecího měnič musíme znát jeho vf výkon. Tuto hodnotu získáme z již vypočteného akustického výkonu a elektromechanického činitele vazby, který je uveden od výrobce tohoto měniče (viz. příloha). V podstatě je převeden mechanický (akustický výkon) účinek měniče na elektrický (příkon měniče). Samotný elektromechanický činitel k_v je významným ukazatelem účinnosti měniče [4].

$$P_{\sim} = \frac{I \cdot S}{k_v^2} = \frac{N}{k_v^2} \quad \left[\text{W}, \frac{\text{W}}{\text{m}^2}, \text{m}^2, - \right] \quad (5.28)$$

$$P_{\sim} = \frac{N}{k_v^2} = \frac{26,8}{0,64^2} = 65,4 \text{ W}$$

$$P_{\sim} = 65,4 \text{ W}$$

Při návrhu budícího generátoru je nutné počítat s hodnotou účinnosti 78 – 80 %. Tato hodnota je převzata z literatury. Pro výpočet střední hodnoty výkonu platí:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{\text{vyst}}} \quad (5.29)$$

kde P_{vyst} bude hodnota výkonu, která bude zahrnovat 80% účinnost budícího generátoru.

$$P_{\text{vyst}} = \frac{P_{\sim}}{\eta} \rightarrow \frac{65,4}{0,80} = 81,8 \text{ W}$$

$$P_{\text{vyst}} = 81,8 \text{ W}$$

Napětí na měniči

$$u^2 = P_{\text{vyst}} \cdot Z \quad [\text{V}] \quad (5.30)$$

$$u = \sqrt{P_{\sim} \cdot Z} = \sqrt{81,8 \cdot 100} = 90,4 \text{ V}$$

$$u = 90,4 \text{ V}$$

Parametr Z , je impedance měniče při rezonanci a má charakter sériového rezonančního obvodu. Z vypočtených hodnot vyplývá, že pro vybudování měniče do rezonance, bude potřeba hodnota efektivního napětí 90 V. Pro tuto hodnotu, bude navržen budící generátor, který bude generovat maximální hodnotu efektivního napětí 90 V.

Díky výpočtu tloušťky měniče v předešlé kapitole lze vypočítat statickou kapacitu měniče C_0 , která bude potřebná při výpočtu přizpůsobovacího obvodu v další kapitole.

$$C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{S}{d_m} \quad (5.31)$$

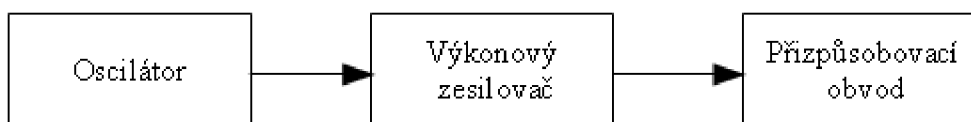
kde d_m je tloušťka měniče, S je plocha měniče, ϵ_r je permitivita dielektrika (v tomto případě měniče) a ϵ_0 je permitivita vakua což je fyzikální konstanta.

$$C_0 = 1000 \cdot 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{0,000268}{0,0072} = 329,6 \text{ pF}$$

Těmito výpočty je uzavřen kompletně návrh samotného aplikátoru. V následující kapitole bude popsán návrh budícího generátoru pro piezokeramický měnič [6].

6 Návrh budícího generátoru

V návrhu budícího generátoru budou popsány jednotlivé bloky, z kterých se skládá budící generátor. Budeme se zabývat principem činnosti jednotlivých bloků a popíšeme návrhy řešení pro tyto bloky.



Obr. 17 Blokové schéma generátoru

Při návrhu budícího generátoru budeme vycházet z vypočtených napěťových a výkonových poměrů, které jsme počítali při návrhu aplikátoru. U každé části bude uveden výpis součástek, které byly vypočítány (výběr z internetového katalogu). Jednotlivé bloky budou simulovány v programu MULTISIM do firmy National Instruments.

Důležitou úvahou zde je, že se jedná pouze o simulace. Tzn., že při samotné realizaci se dané obvody musí doladit.

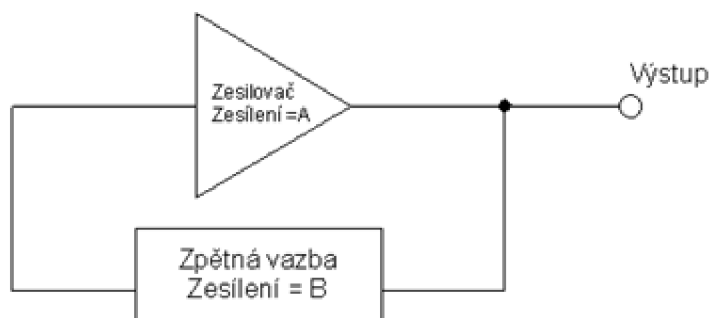
Energie, která je, potřebná buzení piezoelektrických měničů odebíráme z vysokofrekvenčních generátorů. Buzení je možné krátkými strmými impulzy (s danou opakovací frekvencí). Nebo harmonickým signálem. U měničů typu sandwich je doporučeno buzení měniče spojitě vysílanou nosnou vlnou. Impulsní režim je vhodný pro terapeutické hlavice.

6.1 Oscilátor

Oscilátory jsou všechna zařízení, která generují periodicky proměnné průběhy fyzikálních veličin. Jsou to zařízení, která dokážou generovat elektrický signál sinusového průběhu. Bude navržen nízkofrekvenční oscilátor sinusového průběhu, jehož aktivním prvkem bude operační zesilovač [15].

Než začneme rozebírat vlastní zapojení oscilátoru, tak bude popsána zpětná vazba, která tvoří základ celého oscilátoru.

Zpětnovazební oscilátor se skládá, z 2 základních funkčních bloků – zesilovače a zpětné vazby. Oscilátor pracuje na principu kladné zpětné vazby.



Obr. 18 Bloková struktura zpětnovazebního oscilátoru

Abychom rozkmitali operační zesilovač, musíme při nastavení zpětné vazby dodržet určité podmínky. Podmínky oscilace jsou následující:

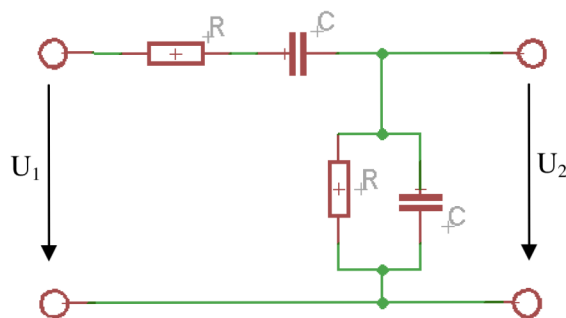
- Fázová podmínka – která říká, že celková fáze otevřené smyčky musí být násobkem 2π (360°). Vlastně říká, že se musí jednat o kladnou zpětnou vazbu. Např. Jestliže má Wienův člen při f_0 fázi 0 je třeba použít zesilovač také s fází 0, tedy takový, který neobrací fázi.
- Zesílení zesilovače a ZV musí být shodné, blízké 1 (pak celkové zesílení musí být $A \cdot B \geq 1$). Tato podmínka je většinou zajištěna použitím vhodného operačního zesilovače.

Pokud bychom nespĺnili podmínku pro zesílení, tak při $A \cdot B < 1$ by se stalo, že by vzniklé kmity byly postupně utlumeny. Naopak pokud by zesílení bylo výrazně větší jak 1, tak by kmity oscilátoru vzrůstaly až na úroveň, kde by byly omezeny limitními vlastnostmi OZ.

Z předchozí kapitoly byly vypočítány výstupní hodnoty výkonu generátoru. U návrhu samotného oscilátoru tyto hodnoty nemají větší význam. Oscilátor bude použit jen ke generování sinusového průběhu, který pak v dalších obvodech zesílíme [16].

Pro konstrukci generátoru systému PEK byl vybrán oscilátor s Wienovým členem zapojeným ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Při konstrukci oscilátoru sinusového průběhu budeme uvažovat, že nelinearita může způsobit nežádoucí jev, jako je kmitání na více frekvencích nebo změna rezonančního kmitočtu. Pro větší stabilitu využijeme zapojení se dvěma zpětnými vazbami, tj. frekvenčně závislá zpětná vazba je podpořena frekvenčně nezávislou nelineární zpětnou vazbou, která závisí na amplitudě $U_{\text{výst}}$.

Wienův člen je dvojbran, který je sestavený ze dvojice stejných kondenzátorů a odporů:



Obr. 19 Wienův člen

Pro napěťový přenos tohoto členu platí

$$F(j\omega) = \frac{u_2(j\omega)}{u_1(j\omega)} \quad (6.1)$$

V dalším postupu, bychom uvažovali nezatížený stav a vyjádřili bychom napětí u_1 a u_2 . Úkolem této práce není však rozbor komplexních dvojbranů, proto jen uvedeme výsledný napěťový přenos vyjádřený prvky R a C. Výsledný napěťový přenos bude poté použit pro výpočet prvků oscilátoru [18].

$$F(j\omega) = \frac{1}{3 + j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}} \quad (6.2)$$

Víme, že pokud chceme, aby obvod kmital, musí být splněna fázová i amplitudová podmínka.

$$\varphi = \frac{\text{Im}\{F(j\omega)\}}{\text{Re}\{F(j\omega)\}} \quad (6.3)$$

Pro splnění fázové podmínky musí platit $\text{Im}\{F(j\omega)\} = 0$. Z přenosu je zřejmé, že rovnost bude splněna pokud

$$j\omega RC = -\frac{1}{j\omega RC} \rightarrow \omega = \frac{1}{R \cdot C} \quad (6.4)$$

Fázová podmínka vzniku oscilací je tedy splněna na kmitočtu:

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (6.5)$$

Je-li fázová podmínka splněna, tak výsledný napěťový přenos Wienova článku je:

$$F(j\omega) = \frac{1}{3} \quad (6.6)$$

Pro splnění amplitudové podmínky musíme zajistit, aby zesilovač měl zesílení $A = 3$.

Na Obr. 23, je náhradní schéma oscilátoru, pro který budeme nyní určovat hodnoty jednotlivých součástí. Pro zadanou frekvenci 27 kHz jsme schopni z předchozího odvození určit hodnoty prvků zpětné vazby s wienovým členem [17][18].

Z kmitočtu, na kterém, bude obvod oscilovat, si jeden z prvků zvolíme a druhý dopočítáme. Zvolili jsme kapacitu $C_1=C_2 = 220$ pF. Nyní si vypočteme hodnotu R :

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \rightarrow R = R = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{osc}} \cdot C} \quad (6.7)$$

Pak

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{osc}} \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 27000 \cdot 220 \cdot 10^{-12}} = 26,8 \text{ k}\Omega$$

Hodnotu vybereme z normované řady E 24 (1%), nejbližší je 27 k Ω . Platí, že $R_1 = R_2$.

Aby byl Wienův člen při frekvenci f_{osc} vyvážený, musí být splněna podmínka:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_{23}} = \frac{1}{3} \quad (6.8)$$

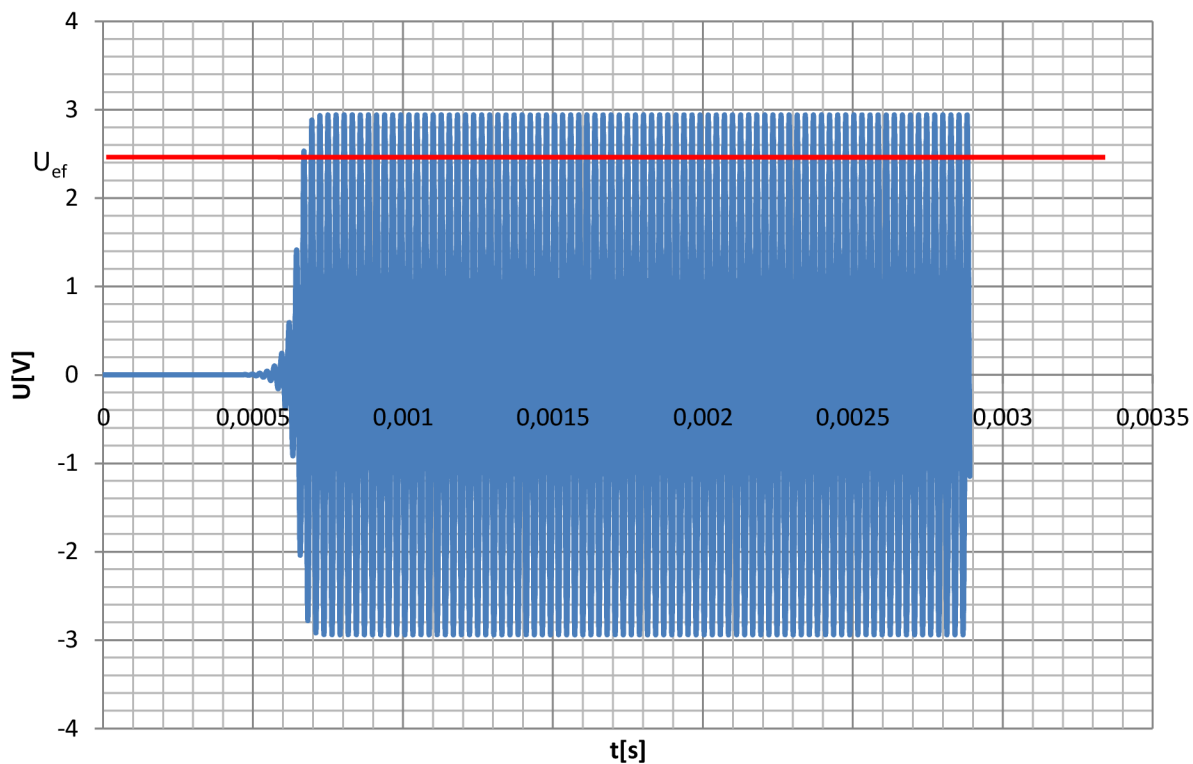
Kde poměr odporů značí zesilovací činitel zpětné vazby β . Z toho vztahu si vyjádříme hodnoty odporů R_1 a R_{23} .

$$\begin{aligned} 3 \cdot R_1 &= R_1 + R_{23} \\ R_{23} &= 2 \cdot R_1 \end{aligned}$$

Odpor R_1 volíme 8 k Ω , pak:

$$R_{23} = 2 \cdot 8000 = 16 \text{ k}\Omega$$

Hodnota odporu R_2 bude 12 k Ω a hodnota odporu R_3 bude 4 k Ω . Při vlastní simulaci byla hodnota odporu R_3 upravena na hodnotu 6,8 k Ω . Operační zesilovač byl použit LM 258N. Jeho parametry budou popsány v následující kapitole.

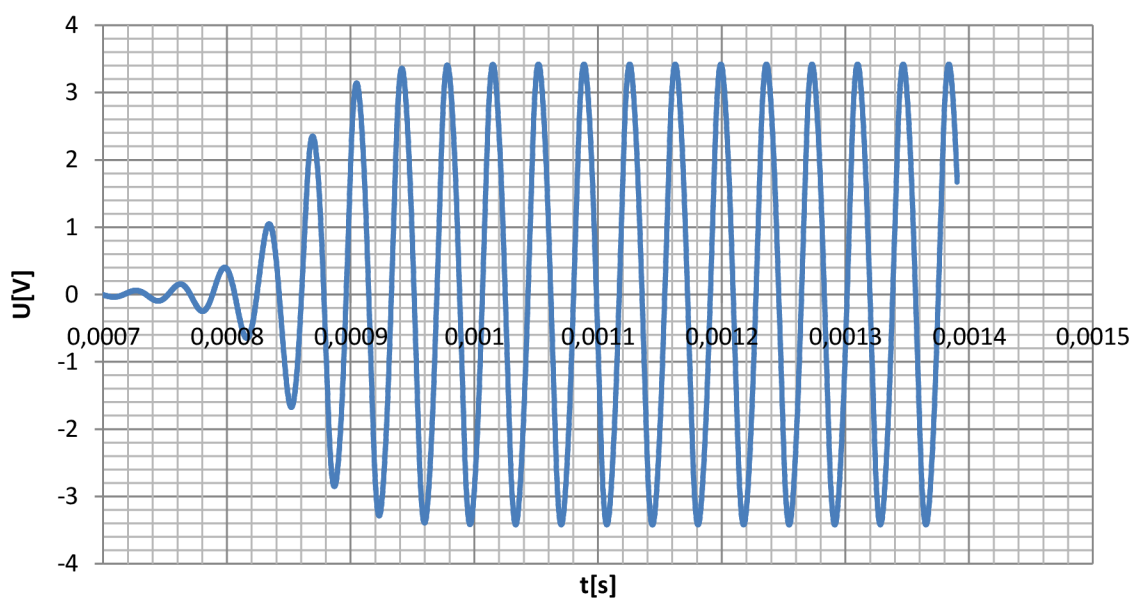


Obr. 20 Simulace oscilátoru - napětí oscilátoru v závislosti na čase

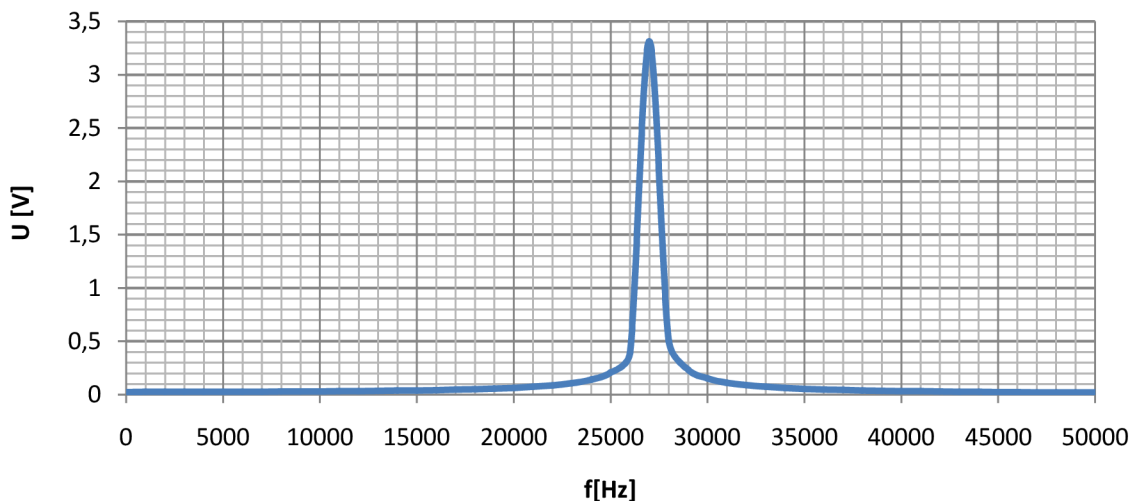
Doba náběhu neboli čas od zapnutí oscilátoru, kdy se ustálí odchylování frekvence je 1ms.

Doba zpoždění je dána zavedením zpětnovazební smyčky.

Špičková hodnota napětí oscilátoru je 6,84V. Efektivní hodnota napětí je 2,41V.

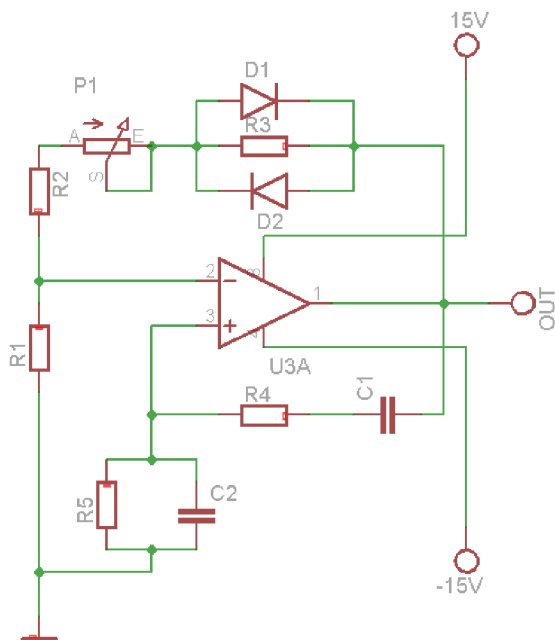


Obr. 21 Náběh oscilátoru s následným ustálením



Obr. 22 Simulace oscilátoru – frekvenční spektrum

Při generování kmitů s konstantní amplitudou vyžadujeme přesně nastavený přenos operačního zesilovače, který je dán poměrem odporů ve ZV, což není lehké zajistit. Proto v generátorech tohoto typu používáme obvody pro automatické řízení zesílení (a tím zajistíme stabilitu amplitudy kmitů). K automatickému řízení zesílení se používají dvě diody zapojené proti sobě ve zpětnovazební větvi OZ. Počáteční přenos se volí o něco málo větší, aby se obvod rozkmital. K odporům ve zpětné vazbě se může do série přidat trimmer pro lepší nastavení (v zapojení trimmer P1 = 5 k Ω).



Obr. 23 Funkční schéma oscilátoru s Wienovým členem

Zvětšuje – li se amplituda výstupního napětí, zvětšuje se také proud procházející diodou v propustném směru. Úbytek napětí na diodě se pak také zvětšuje, ale jen úměrně s logaritmem proudu. Odpor diody v propustném směru se zmenšuje. Kvůli poklesu odporu

diody se výsledný odpor ve zpětné vazbě (mezi invertujícím vstupem a výstupem) zmenšuje, záporná zpětná vazba se zvětšuje a zesílení zesilovače klesá. Obdobný proces následuje, i pokud amplituda vlivem malého přenosu klesá. Odpor R_3 je využit ve zpětné vazbě tehdy, pokud napětí nepřekročilo minimální hodnotu a dioda v propustném směru by byla zavřená.

Oscilátor je napájen symetrickým napětím 15. Abychom zajistili spolehlivost napájení, tak k napájecím pinům řadí paralelně kondenzátor (pro odstranění vyšších harmonických), ale není to nutná podmínka[16].

6.2 Výkonový zesilovací stupeň

Úkolem této části obvodu je zesílit signál na požadovanou úroveň a zajistit, aby byl do zátěže dodáván potřebný výkon. V úvodu kapitoly si popíšeme, jak lze teoreticky problém řešit a následně bude uvedeno praktické řešení tohoto problému. Samotný zesilovací stupeň se skládá ze dvou částí, první část tvoří předzesilovač a druhou samotný výkonový stupeň.

Předzesilovač se používá obecně ke dvěma účelům a to:

- Sejmутí signálu z čidel
- Zesílení vstupních signálů na úroveň schopnou pro další zpracování

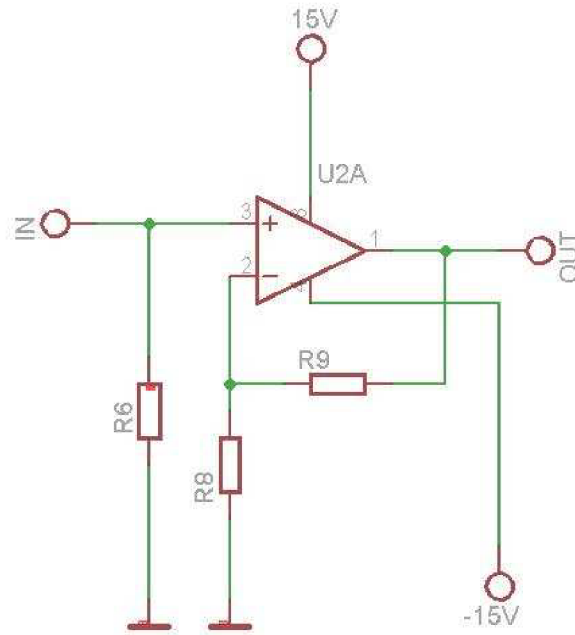
Jako předzesilovač (označován jako budící stupeň) je možné použít buď klasický tranzistorový stupeň, nebo operační zesilovač. Pokud děláme předzesilovač z více stupňů, tak je nutné dbát na dobré provedení prvních stupňů, protože ty nám pak nejvíce ovlivňují šumové vlastnosti zesilovače.

Výkonové zesilovače řadíme do korektní třídy, podle umístění jeho klidového pracovního bodu na dynamické převodní charakteristice. Převodní charakteristika je závislost kolektorového proudu na proudu do báze.

Vybraný zesilovač bude pracovat ve třídě B, kdy budeme každou půlvlnu zesilovat zvlášť. S výkonovými zesilovači nelze zacházet jako se zesilovači napětí, vyžadují jiné zapojení. Hlavní důvod je ten, že tranzistorem nesmí trvale procházet velký proud, který by tranzistor nadměrně zahříval a musel by být zhotoven zbytečně velký pasivní chladič. Spotřeba by byla velká i v době, kdy by zesilovačem signál neprocházel.

6.2.1 Návrh předzesilovače

Jako budící část bude použit operační zesilovač v neinvertujícím zapojení. I v tomto případě platí základní pravidlo, kdy hodnota zesíleného napětí nesmí přesahovat hodnotu napájecího napětí tj. 15V.



Obr. 24 Předzesilovač

Na předzesilovač, bude přiveden, vstupní signál o efektivní hodnotě 2,4 V. Operační zesilovač byl vybrán LM 258N. Jedná se o stejný typ, který byl použit pro realizaci oscilátoru.

Operační zesilovač nebude sloužit pouze jako předzesilovací stupeň, ale také jako obvod, který oddělí výstupní část oscilátoru od vstupní části výkonového zesilovače. Kdyby toto oddělení nebylo provedeno a došlo by ke změně velikosti impedance, tak by došlo k rozladění oscilátoru a tudíž i k rozladění celého oscilátoru a ke změně rezonančního kmitočtu [15].

Tab. 3: Parametry operačního zesilovače LM 258N

Parametr	Hodnota
Šířka pásma pro nastavený zisk	1MHz
Rychlost přeběhu (SR)	0.5 V/ μ s
Napájecí napětí (min)	3V
Napájecí napětí (max.)	32V
maximální vstupní ofsetové napětí	5 mV
Šum	40 nV/Hz ⁻¹
Klidový vstupní proud	300 nA
Maximální výstupní proud	20 mA

Vybraný zesilovač se vyznačuje nízkým příkonem a možností symetrického nebo nesymetrického napájení. Zesílení neinvertujícího zapojení je stejné jako zesílení invertujícího zapojení jen se liší polaritou. Zesílení předzesilovače je:

$$U_0 = U_1 \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right) \quad (6.9)$$

$$U_0 = 2,4 \cdot \left(1 + \frac{1,5}{1}\right) = 6 \text{ V}$$

kde napětí U_0 je výstupní napětí a U_1 je vstupní napětí.

Napětí na výstupu OZ bylo vypočítáno 6 V a je zesíleno zhruba 2,5x. Toto předzesílení není nijak výrazné, z důvodu maximální hodnoty, při které nedojde ke zničení přechodu (U_{BE}) tranzistoru. Odpor R_6 upíná neinvertující vstup zesilovače na nulový potenciál, jeho hodnota je dána paralelní kombinací odporů ve zpětné vazbě OZ.

Pro případ ochrany je možné k napájecím pinům OZ přiřadit kapacity, které by odfiltrovaly špičky napájecího napětí ze zdroje.

6.2.2 Návrh koncového stupně

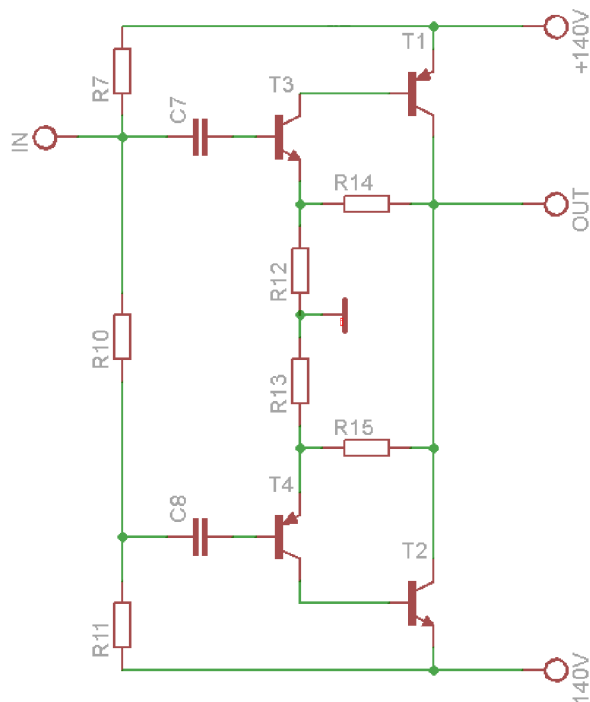
Výkonový zesilovač se skládá z částí, které zesilují napětí i proud. Výkon je dán součinem napětí a proudu, proto tyto zesilovače nazýváme výkonové.

$$A_P = \frac{P_{\text{vyst}}}{P_{\text{vst}}} = A_U \cdot A_I \quad (6.10)$$

kde A_U je napěťové zesílení a A_I je proudové zesílení.

Pro výkonové zesilovače je charakteristické symetrické napájení. Vzhledem k symetrickému napájení není potřeba v obvodu kondenzátorů. V zapojení bude použito pro zesílení signálu komplementární dvojici tranzistorů. Koncovému stupni výkonových tranzistorů se předradí dvojice budících tranzistorů. Každý z nich se otvírá jednou půl vlnou. Pokud se otevře příslušný budící tranzistor, otevře se také koncový stupeň k němu připojený. Koncové stupně se otvírají střídavě, míra otevření je dána velikostí příchozího signálu. V podstatě první stupeň zajišťuje proudové zesílení a druhý stupeň zase napěťové zesílení [19][21].

Na vstup IN je přiveden vstupní signál z předzesilovače. Protože výstupem operačního zesilovače neteče, musí na odporu R_{10} vzniknout úbytek napětí. Pomocí odporového děliče z odporů R_7 , R_{10} a R_{11} pak nastavíme klidové pracovní body pro tranzistory T3 a T4 (představují proudové předzesilovače). Tranzistory se nastaví tak, aby pracovaly ve třídě B, tj. aby pracovní bod byl v místě zániku kolektorového proudu, tak zajistíme co nejvyšší účinnost.



Obr. 25 Zapojení výkonového zesilovače

Pro výpočet odporů R_7 , R_{11} platí:

$$(R_7 + R_{11}) \cdot I_D + 4U_{BE0} = 2 \cdot U_{cc} \quad (6.11)$$

kde proud I_D je proud procházející větví odporového děliče. Jeho hodnota se volí obdobně jako u kolektorového proudu.

Hodnota kolektorového proudu je dána:

$$I_c = \frac{U_{cc}}{R_z} \rightarrow \frac{140}{100} = 1,4 \text{ A} \quad (6.12)$$

Dle stejné analogie, jako když je počítána hodnota proudu, tekoucího do děliče zvolíme proud $I_D = 140 \text{ mA}$. Pak můžeme psát:

$$(R_7 + R_{11}) \cdot I_D + 4U_{BE0} = 2 \cdot U_{cc} \rightarrow (R_1 + R_2) = \frac{2 \cdot U_{cc} - 4 \cdot U_{BE0}}{I_D} \quad (6.13)$$

$$(R_7 + R_{11}) = \frac{2 \cdot 140 - 4 \cdot 0,65}{140 \cdot 10^{-3}} = 1982 \Omega$$

Hodnoty odporu R_7 a R_{11} volíme (z řady E24) $1 \text{ k}\Omega$.

Nyní vypočteme hodnotu odporu R_{10} :

$$R_{10}I_D = 4 \cdot U_{BE0} \rightarrow R_{10} = \frac{U_{BE0}}{I_D} \quad (6.14)$$

$$R_{10} = \frac{2,4}{140 \cdot 10^{-3}} = 17,1 \Omega$$

Hodnotu odporu volíme 18Ω . Alternativním řešením je nahrazení odporu R_{10} obyčejnými usměrňovacími diodami. Na diodách by vznikl potřebný úbytek napětí a připojením diod na chladič jednoho z výkonových tranzistorů bychom teplotně stabilizovali pracovní bod výkonových tranzistorů.

Koncový stupeň je v zapojení SE, které vykazuje dobré jak napěťové, tak i proudové zesílení. Nevýhodou tohoto zapojení je však větší nelineární zkreslení a jeho mnohem menší R_{vst} (zatěžuje výstup OZ mnohem větším proudem). Tento problém vyřešíme zavedením dílčí zpětné vazby přímo v koncovém stupni zesilovače. Tím upravíme napěťové zesílení stupně na optimálních $A_{USE} = 5 - 15$. Kdybychom nezavedli dílčí zpětnou vazbu, tak by zesílení dvojice tranzistorů T1, T3 popř. T2, T4 bylo příliš velké (řádově 10^3). Velké zesílení lze vysvětlit tak, že když máme tranzistory zapojeny za sebou, tak se jejich zesilovací činitele násobí. Dílčí záporná zpětná vazba je zaváděna děličem $R_{13} - R_{15}$ (resp. $R_{12} - R_{14}$) z výstupu zesilovače do emitoru T3 (T4) [22][19].

Přenos tohoto zpětnovazebního členu je:

$$\beta_D = \frac{R_{12}}{R_{14} + R_{12}} \quad (6.15)$$

Při návrhu postupujeme obdobně jako u OZ. Vycházíme buď z volby R_{14} (20x větší než hodnota zátěže), nebo z volby R_{12} (20x menší než R_{vst} tranzistoru T3). Vstup do emitoru T3 má malý odpor, řádově stovky ohmů, tak R_7 volíme v rozmezí 10 – 22 ohmů. Hodnotu druhého odporu dopočítáme podle požadovaného β_D . Pro prvky umístěné v dílčí zpětné vazbě platí, že $R_{14} = R_{15}$ a $R_{12} = R_{13}$.

Uvažujeme – li že napěťové zesílení je pro $SC = 1$, pak pro signál, který je přiveden na tranzistor SE (koncový stupeň) platí:

$$A_{USE+} = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}} \rightarrow \frac{91}{6} = 15 \quad (6.16)$$

Tzn., že výkonový stupeň musí napěťově zesílit signál 15 krát. Přenos dílčí zpětné vazby β_D určíme z požadavku na celkové zesílení:

$$A_{USE+} = \frac{A_{USE}}{1 + \beta_D \cdot A_{USE}} = \frac{1}{\beta_D} \quad (6.17)$$

pak

$$\beta_D = \frac{1}{A_{USE+}} = \frac{1}{15} = 0,06 \quad (6.18)$$

Známe – li přenos zpětnovazební smyčky, můžeme psát:

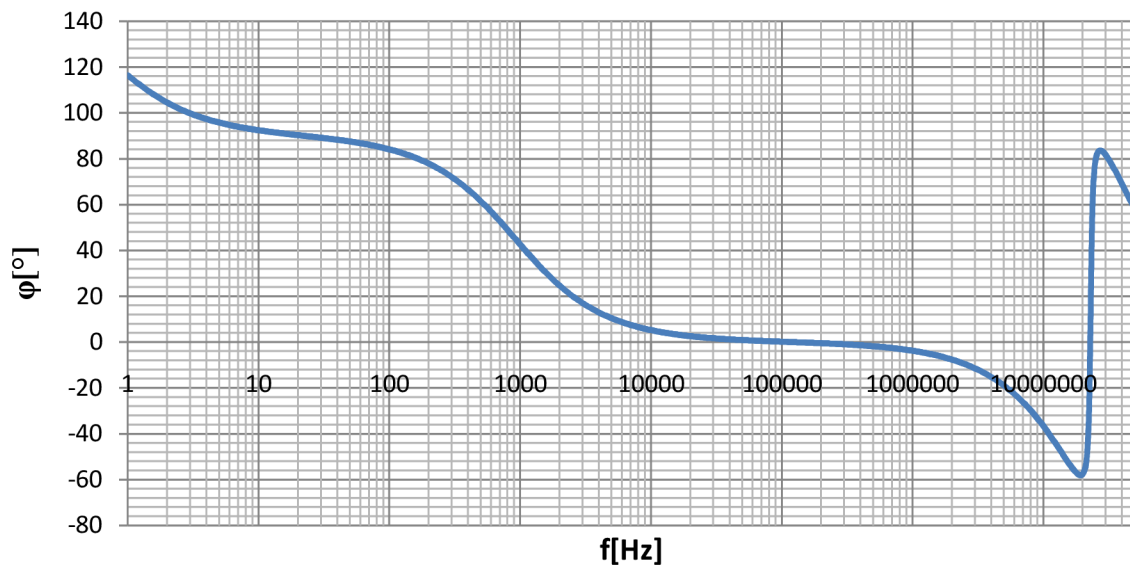
$$\beta_D = \frac{R_{12}}{R_{14} + R_{12}} \rightarrow R_{14} = \frac{R_{12} - \beta_D \cdot R_{12}}{\beta_D} \quad (6.19)$$

Zvolíme $R_{12} = 19 \Omega$, potom:

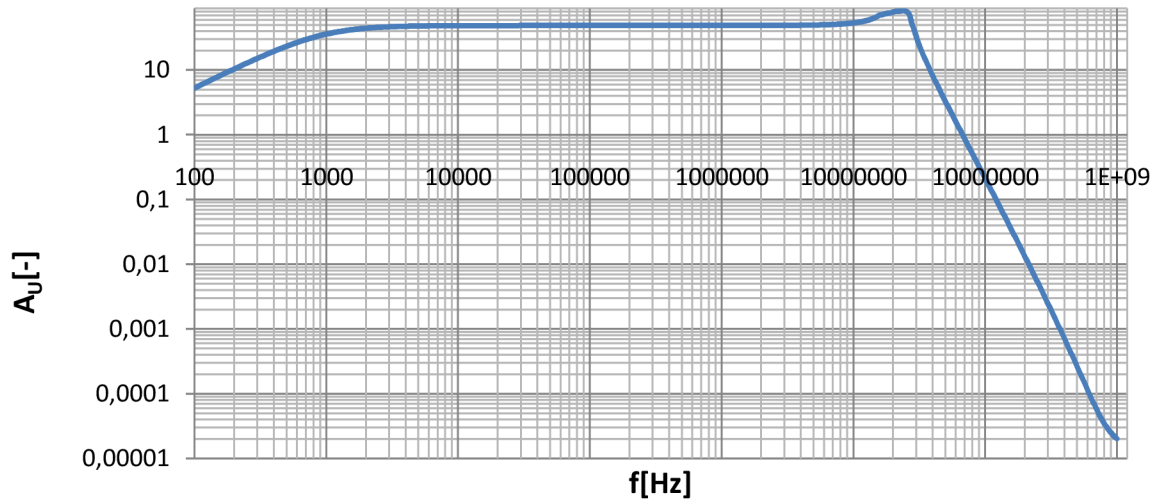
$$R_{14} = \frac{19 - 0,146 \cdot 19}{0,146} = 297 \Omega$$

Vybráno bylo z odporové řady hodnota 300Ω .

V simulátoru byla ověřena správná funkce zesilovače. Byla naměřena amplitudová a i fázová charakteristika celého výkonového stupně, tj. budiče s koncovým stupněm.



Obr. 26 Fázová charakteristika výkonového zesilovače



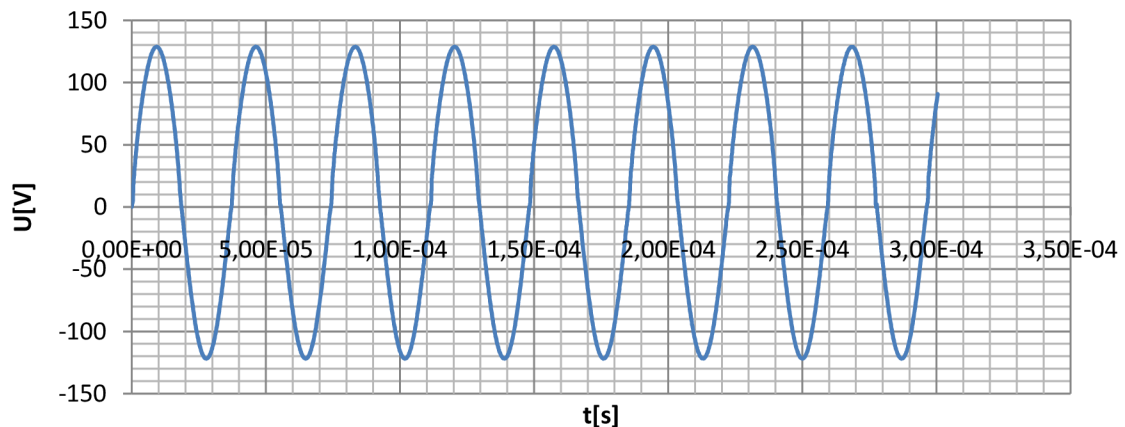
Obr. 27 Přenosová charakteristika výkonového zesilovače

Mírné posunutí fáze může být způsobeno zapojením tranzistorů v SE. V zapojení SE vzniká přechodové zkreslení, které je dané přirozenými vlastnostmi tranzistoru.

Pro přenos zesilovače platí:

$$A_U = \frac{U_{\text{vyst}}}{U_{\text{vst}}} \rightarrow \frac{91}{2,4} = 38 \text{ [-]} \quad (6.20)$$

Ze získané charakteristiky je zřejmé, že zesilovač dokáže na kmitočtu 27 kHz dodat do zátěže potřebné napětí. Hodnoty získané výpočty se mohou mírně lišit od hodnot získaných simulací.



Obr. 28 Napětí na výstupu zesilovače

Charakteristika získaná simulací odpovídá výstupnímu napětí na koncovém stupni zesilovače. Napětí z oscilátoru bylo skutečně zesíleno z 2,4 V_{ef} na požadovaných 91V_{ef}. Signál byl nejdřív zesílen budícím stupněm a poté tranzistorem zapojeným jako SE.

Na bázi bipolárních tranzistorů T3 a T4 jsou umístěny filtrační kondenzátory, které odfiltrávají stejnosměrnou složku napětí. V simulaci byl použit pro oba tranzistorové stupně filtrační kondenzátor o hodnotě 1mF.

6.2.3 Výpočet chladiče pro koncový stupeň

Proud procházející výkonovými zesilovači způsobuje jejich nadměrné zahřívání. Tento jev je nežádoucí. U polovodičových prvků je zdrojem tepla PN přechod a také Jouleovo teplo na ohmických oblastech polovodiče. Abychom tomuto zamezili, přiděláváme k výkonovým zesilovačům pasivní chladičí prvky. Nejčastěji se používají boční žebrované typy. Pro výkon 150 W není třeba aktivního chladiče s ventilátorem, postačí pouze pasivní chlazení. Aktivní forma chlazení se využívá pro výkony vyšší jak 200 W.



Obr. 29 Profily chladičů – a) přirozené chlazení, b) nucené chlazení

U přirozeného chlazení předpokládáme, že vzduch, který se ve styku s chladičem ohřívá, vstoupá vzhůru, přirozeně proudí, kterým je teplo z chladiče odváděno. Pro nucené chlazení je proudění vnuceno ventilátorem.

Teplotní stabilizace je nutná zejména u tranzistorů pracujících s vyšším napětím U_{CE} . Pokud připojíme na tranzistor napětí, má tranzistor určitý ztrátový příkon, který zvyšuje teplotu přechodu tranzistoru nad teplotu okolí, tím se zvýší zbytkový proud, který opět zvýší teplotu přechodu. Ten děj vede ke vzniku lavinového vzrůstu teploty, který potom vede ke zničení tranzistoru (tepelný průraz v důsledku vnitřního vývinu tepla, nebo může dojít k dosažení tzv. druhé aktivační teploty, kdy se např. u germaniových součástek odtaví indiová pájka). Všechny přechody tranzistoru jsou teplotně závislé, tj. vlastnosti se mění s teplotou (lineárně nebo exponenciálně) [23].

Tepelné namáhání tranzistoru závisí, na:

- vnitřním tepelným přechodem mezi přechodem a vlastním pouzdrem
- tepelným odporem mezi pouzdrem a chladičem
- tepelným odporem mezi chladičem a okolím

Vždy je lepší dimenzovat chladič na vyšší teplotu. Nyní bude popsán výpočet plochy chladiče pro koncový stupeň, který bude použit pro zapojení na Obr. 25 a následně bude vybrán z nabídky katalogu.

Chladič bude navržen pro tranzistor NPN 2N3773 a PNP 2N6609. Tyto tranzistory mají pouzdro TO – 204. Ztrátový výkon budeme uvažovat o něco málo vyšší, než bude potřeba pro buzení piezoelektrického měniče. V katalogu je uvedena hodnota celkového tepelného odporu výkonového tranzistoru. Tuto hodnotu lze snadno ověřit dle následujícího vztahu:

$$R_{\theta ja} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_{amax}}{P_{tot}} \quad (6.21)$$

kde ϑ_{jmax}maximální teplota přechodu
 ϑ_{amax}teplota okolí
 P_{tot}Ztrátový výkon

$$R_{\theta ja} = \frac{200 - 25}{150} = 1,166 \left[\frac{^{\circ}C}{W} \right]$$

Tato hodnota přibližně odpovídá hodnotě uvedené v katalogu (v katalogu uvedeno 1,17 °C/W).

Pro výpočet plochy chladiče byl převzat vztah z literatury [20]. Převzatá rovnice byla upravena pro náš případ. V předchozí rovnici byla výpočtem ověřena hodnota tepelného odporu součástky. Tato hodnota bude pozměněna, protože budeme brát v úvahu vyšší teplotu okolí. Běžně se počítá s teplotou do 45 °C.

$$S_{min} = \frac{650 \cdot C}{\frac{\vartheta_p - \vartheta_o}{P_{Tmax}} - \frac{3,3}{\sqrt{\lambda \cdot d}} \cdot C^{0,25}} \left[\text{cm}^2; ; ^{\circ}C; ^{\circ}C; W; \frac{W}{K} \text{cm; mm} \right] \quad (6.22)$$

kde C.....korekční konstanta
 ϑ_pmaximální teplota přechodu
 ϑ_oteplota okolí
 P_{Tmax} ...maximální ztrátový výkon
 λtepelná vodivost hliníku
d.....tloušťka desky

Hodnota korekční konstanty C se pohybuje v rozmezí 0,45 – 1 (záleží na použitém materiálu). Pro výpočet bude volena hodnota konstanty 1, která představuje nejhorší možný stav (nečerný vodorovný chladič). Teplota přechodu ϑ_p je uvedena v katalogu. Pro křemíkové tranzistory bývá 200 °C a pro germaniové 100 °C. Maximální ztrátový výkon P_{Tmax} je volen o

něco málo vyšší než vypočtená hodnota a to 90 W. Teplená vodivost hliníku $\lambda = 2,1\text{W/K}\cdot\text{cm}$. Tloušťka desky byla zvolena $d = 9\text{ mm}$.

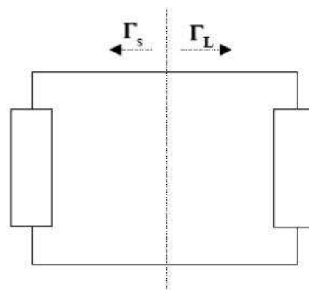
$$S_{min} = \frac{650 \cdot 1}{\frac{200 - 45}{90} - \frac{3,3}{\sqrt{2,1 \cdot 0,9}} \cdot 1^{0,25}} = \frac{650}{1,72 - 0,8} = 581\text{ cm}^2$$

Plocha chladiče byla vypočtena 581 cm^2 . Chladič je dimenzován pro nejhorší možné podmínky. Velikost desky by mohla být např. $21,6 \times 27\text{ cm}$. Pro lepší tepelnou vodivost mezi součástkou a chladičem bude použita silikonová pasta. Chladič je počítán pro celkový ztrátový výkon, který bude dodáván do zátěže, proto postačí pouze jeden chladič pro oba koncové tranzistory. Plocha chladiče je dosti rozměrná, proto chlazení bude muset být umístěno buď na zadní straně DPS (desky plošného spoje) nebo na zadní straně přístroje (generátoru). Pokud bude chladič přidělán na zadní stranu přístroje, tak bude nejdřív přidělán tranzistor k chladiči a nakonec natvarujeme vývody tranzistoru pro usazení do desky plošného spoje.

6.3 Přizpůsobovací obvod

Přizpůsobovací obvod je posledním obvodem ve výkonové části. Jeho úkolem je přizpůsobit impedanci výkonového stupně k sonotrodě tak, aby docházelo k optimálnímu přenosu energie a správnému buzení piezokeramického měniče.

Impedanční přizpůsobení lze chápat jako situaci, při níž činitele odrazu zátěže Γ_L a zdroje (generátoru) Γ_S jsou komplexně sdruženy. Za tohoto stavu nedojde ke vzniku stojatého vlnění. Pojem činitele odrazu lze formulovat takto: Rozdělíme – li přizpůsobovací obvod řezem na dvě části, pak nezávisle na poloze řezu platí, že koeficienty odrazu bran takto vzniklých jsou čísla navzájem komplexně sdružená. Situace je zobrazena na Obr. 30.



Obr. 30 Impedanční přizpůsobení

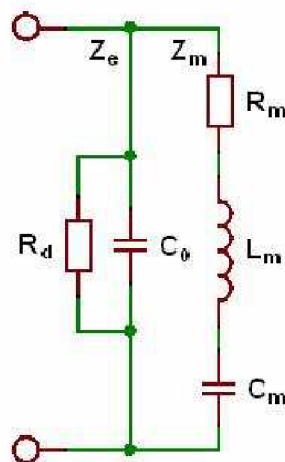
Pro podmínku rezonance platí, že imaginární části koeficientů jsou stejně velké, ale opačného znaménka. Proti tomu podmínka impedančního přizpůsobení v sobě ještě navíc zahrnuje rovnost reálných částí.

Jelikož je impedančně přizpůsobený obvod v rezonanci, je možné dosáhnout dokonalého impedančního přizpůsobení dosáhnout na jedné nebo více frekvencích. U rezonančních obvodů je snaha dosáhnout co největší jakosti Q a tím i selektivity, ale u obvodu přizpůsobovacích se snažíme o co nejširší pásmo frekvencí, v němž je obvod dostatečně přizpůsoben.

Důsledky impedančního nepřizpůsobení mohou být různé:

- V obvodu vzniká stojaté vlnění, které negativně působí na některé části obvodu (často jsou namáhány tranzistory výkonové stupně, což vede k jejich předčasnému zničení)
- Připojením nepřizpůsobeného obvodu může být do přizpůsobených obvodu vnesena jalová složka impedance (jakoby přidání indukčnosti nebo kapacity), tím ho lze rozladit
- Energie odražená od vstupu obvodu se může po dalším odrazu opět na tento vstup vrátit a tím tak znehodnotit původní vstupní signál.
- Dlouhý kousek vedení, který je na obou koncích nepřizpůsobený má charakter rezonátoru. Rezonuje na řadě blízkých frekvencí a může z přenášeného signálu odfiltrout užitečná pásma.
- Nejsou – li obvody, spojeny pomocí vedení, k tomuto vedení impedančně přizpůsobeny, může být funkce obvodu závislá na délce propojovacího kabelu.
- Odrazem energie v místě impedančního nepřizpůsobení se snižuje energie dodávaná do zátěže

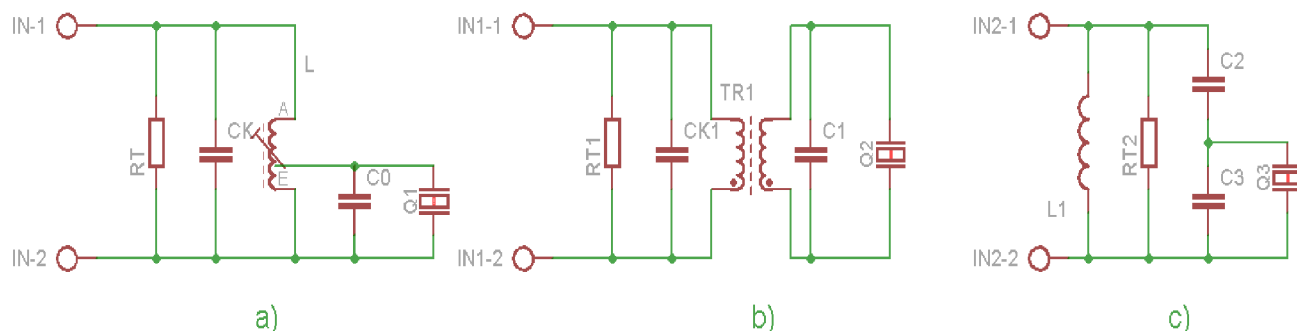
Při vlastní analýze přizpůsobovacího obvodu vycházíme z náhradního schématu piezoelektrického měniče. Z náhradního schéma je zřejmé, že se jedná o paralelní kombinaci impedancí Z_e a Z_m . Impedance Z_e , je impedancí tzv. zabrzděného (upnutého) měniče – elektrické větve. Je tvořena odporem R_d (ztrátový odpor dielektrika) a paralelně k němu je kapacita C_0 . Impedance Z_m je označována jako pohybová impedance, je impedancí měniče v rezonanci.



Obr. 31 Náhradní schéma piezoelektrického měniče

Rezonanční frekvence měniče je závislá na výstupní impedanci budícího generátoru, může dojít k utlumení nebo rozladění obvodu. Aplikátor s uzv měničem se dá k výstupnímu bvodu připojit přes jednoduchý paralelní rezonanční obvod. V takovém obvodu by byla laděna statická kapacita C_0 pomocí cívky L do rezonance [4].

Hlavním důvod, proč se provádí impedanční přizpůsobení je, že požadujeme co nejvyšší přenos výkonu do zátěže. K tomuto účelu se využívá zapojení uvedených na



Obr. 32 Obvody pro impedanční přizpůsobení – a) autotransfórní (induktivní) vazba, b) transformátorová vazba, c) kapacitní vazba

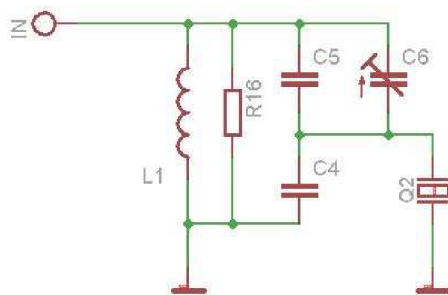
Pro realizaci byla vybrána vazba kapacitní. Důvodem volby je poměrně snadná realizace a není potřeba realizovat cívku s odbočkou nebo transformátor.

Při návrhu součástek pro obvod budeme vycházet ze zadané pracovní frekvence 27 kHz a vypočtené statické kapacity C_0 . Postupuje se tak, že v prvním kroku se zvolí hodnota indukce, která se volí řádově desítky až stovky μH . Dále musí být zvolena hodnota jednoho kapacitoru z kapacitní vazby (řádově stovky nF). Podle zapojení na Obr. 33 byla zvolena hodnota pro kapacitu C_4 .

Základem výpočtu, je Thompsonův vzorec, pomocí kterého vypočteme celkovou kapacitu obvodu.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (6.23)$$

Hodnotu indukčnosti bude zvolena $L_1 = 100\mu\text{H}$. Zvolili jsme hodnotu kapacity $C_4 = 500\text{ nF}$, k této kapacitě je paralelně připojen měnič uzv s vlastní kapacitou $C_0 = 329,6\text{ pF}$. Velikost této paralelní kombinace bude $C_p = 500,329\text{ pF}$.



Obr. 33 Přizpůsobovací obvod

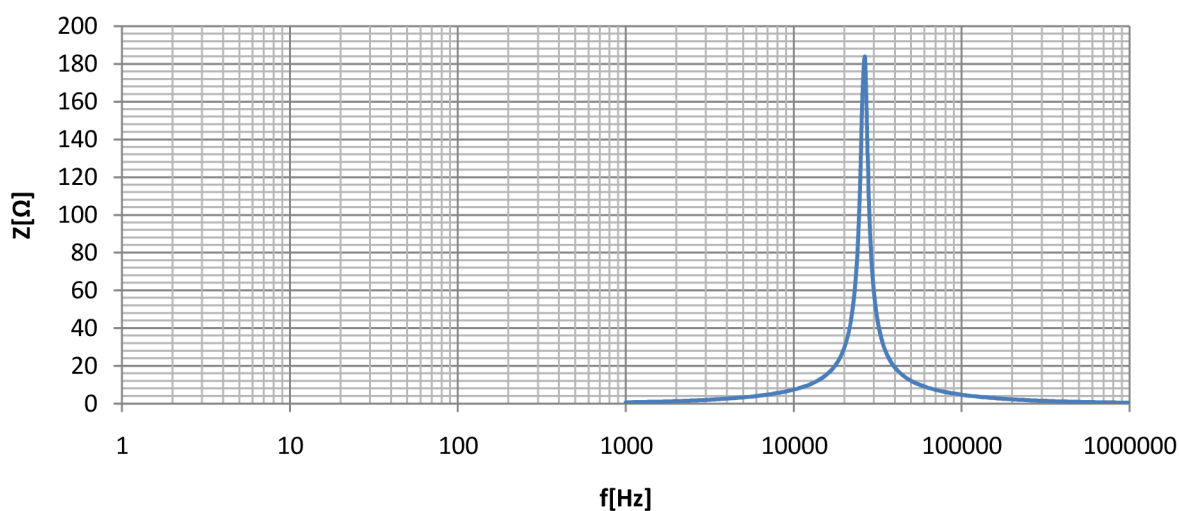
Nyní vypočteme celkovou kapacitu obvodu:

$$C_C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_1} \rightarrow \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_1} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 27000)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{2877976,643} = 347 \text{ nF}$$

Pokud známe celkovou kapacitu obvodu, můžeme vypočítat hodnotu kapacity C_5 , která je vůči paralelní kombinace C_0 a C_4 zařazena sériově, pak lze psát:

$$\frac{1}{C_C} = \frac{1}{C_5} + \frac{1}{C_P} \rightarrow \frac{1}{C_5} = \frac{1}{C_C} - \frac{1}{C_P} \rightarrow \frac{1}{C_5} = \frac{1}{347 \cdot 10^{-9}} - \frac{1}{500,329 \cdot 10^{-9}} \rightarrow C_5 = 1,132 \mu\text{F}$$

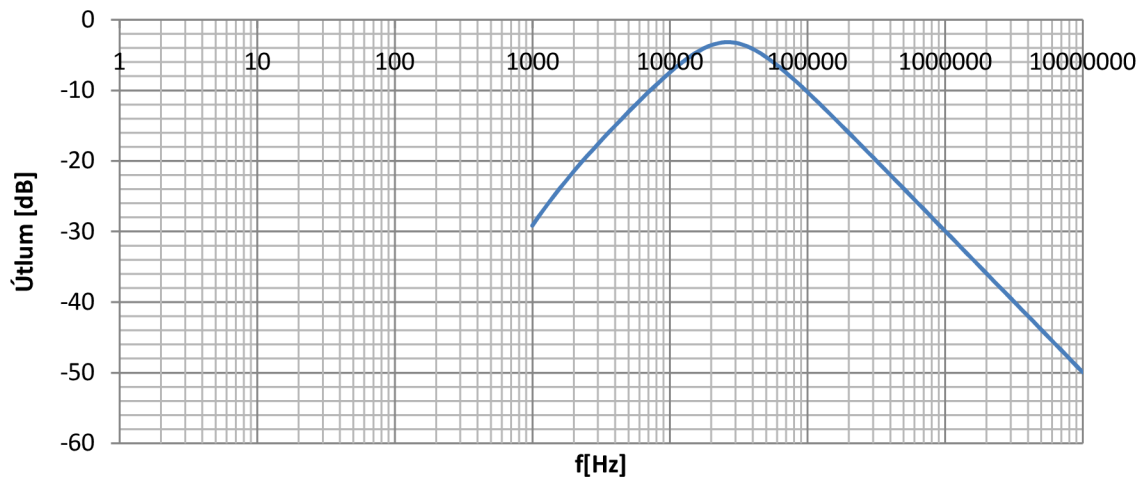
Hodnota kondenzátoru C_5 byla volena z katalogu 2200 nF. Přizpůsobovací obvod je laditelný. Jako přeladitelný prvek můžeme zvolit kapacitní trimr nebo laditelnou indukčnost. V použitém obvodu je nastavitelný kapacitní trimr $C_6 = 50 \text{ nF}$.



Obr. 34 Impedanční charakteristika přizpůsobovacího obvodu

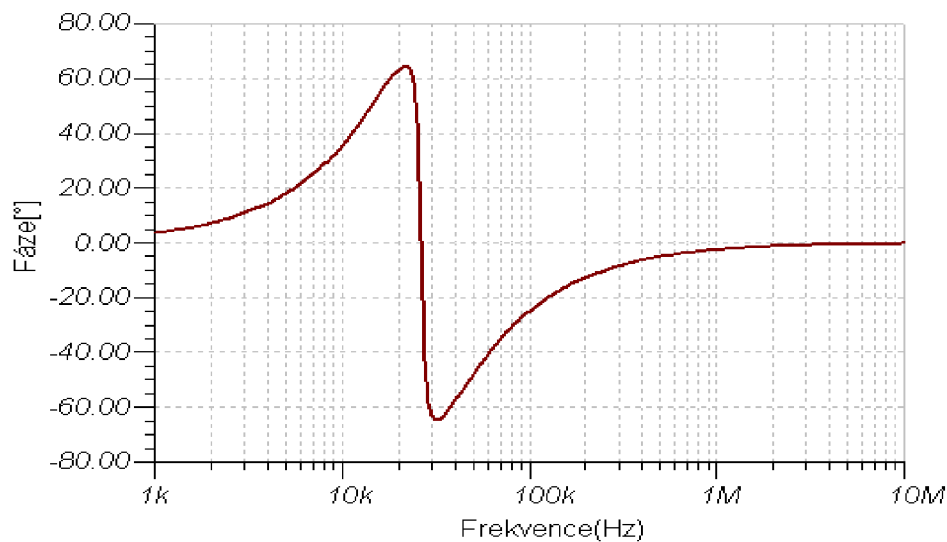
Správnost funkce obvodu byla ověřena v simulačním programu a byla naměřena impedanční charakteristika obvodu a útlumová charakteristika.

Z naměření charakteristiky je zřejmé, že obvod pracuje správně. Impedance vzrůstá na kmitočtu 27 kHz, pro který byl tento obvod nastaven. V případě útlumové charakteristiky na Obr. 35 dochází k nejmenšímu útlumu právě na pracovním kmitočtu. Kdyby byl obvod nastaven nesprávně, docházelo by k většímu útlumu na daném kmitočtu.



Obr. 35 Útlumová charakteristika přizpůsobovacího obvodu

V simulačním programu Tina Professional byla naměřena fázová charakteristika. Na kmitočtu 27 kHz byl fázový posun nulový.



Obr. 36 Fázová charakteristika přizpůsobovacího obvodu

7 Napájecí zdroje

Pro napájení operačních zesilovačů v obvodu bude sestaven symetrický napájecí zdroj 15 V. Pro návrh tohoto zdroje, bylo použito transformátoru s dvojitým sekundárním vinutím 2x 18V/0,45 A. Obě poloviny zdroje jsou stejné, čímž potlačíme případné zvlnění výstupního napětí, které vzniká na zemních smyčkách. Z transformátoru je napětí přivedeno na usměrňovací diodový můstek. Kondenzátory umístěné kolem můstku zajišťují odstínění vř rušení ze sítě. Pro odfiltrování střídavé složky je k můstku paralelně připojen elektrolytický kondenzátor C6. Před vlastním stabilizátorem LM 317 je umístěn kapacitní násobič, který je tvořen tranzistorem T5 (jedná se o darlingtonovo zapojení). Je to z důvodu potlačení zvlnění výstupního napětí (u běžných stabilizátorů bývá běžně potlačení v rozmezí -60 až -80 dB). Výstupní napětí z emitoru tranzistoru je blokováno kondenzátory a přivedeno na vstup stabilizátoru. Jeho výstupní napětí je nastavitelné odporovým děličem. Napětí můžeme nastavit v rozmezí 13,5 až 20 V pro námi uvedené součástky. Dioda, která je zapojena ke stabilizátoru slouží k ochraně obvodu při vzniku náhlého poklesu napětí, které by mohlo obvod poškodit. Za stabilizátorem je umístěna dioda D4, která slouží proti přepólování výstupního napětí. LED diody indikují přítomnost výstupního napětí a současně zajišťují minimální proudový odběr pro stabilizátor (cca 5 mA).

Jedná se pouze o jednoduchý popis síťového napájecího zdroje. Návrh napájecího zdroje je popsán v literatuře [24][25].

Pro návrh symetrického napájecího zdroje 140 V budeme uvažovat stejné zapojení, jen s tím rozdílem, že bude muset být upraveno zapojení stabilizátoru, aby zdroj byl schopen dodávat napájenému obvodu dostatečný příkon. Úprava stabilizátoru je popsána v katalogu součástky. Mimo stabilizátor bude zapojení obsahovat i odolnější součástky pro vyšší napětí. Použité součástky a zapojení budou uvedeny v příloze.

8 Zhodnocení dosažených výsledků

Úkolem této diplomové práce bylo seznámit se s principy drcení ledvinových kamenů a navrhnout obvody řešení pro destrukci ledvinových kamenů pomocí ultrazvukového vlnění. V diplomové práci byly podrobně popsány metody, pomocí kterých lze odstranit ledvinové kameny, jak invazivně tak i neinvazivně. Na základě rozboru problematiky bylo navrženo obvody řešení pro systém PEK.

Při výběru měniče záleží na řešeném problému a uživateli, jaký tvar měniče si zvolí. Pro hlavici byl vybrán cylindrický typ měniče. Důvodem byla konstrukce měniče typu sandwich, kterým bude nastavena hodnota rezonanční frekvenci měniče. Nastavení jsme provedli výpočtem přídavných ploch, které svou tloušťkou ovlivňují rezonanční frekvenci. Vztahy pro výpočet přídavných hmot byly převzaty z doporučené literatury.

K měniči typu sandwich bude připojen akustický vlnovod. Materiál vlnovodu a materiál použitých přídavných ploch musel mít přibližně stejnou akustickou impedanci, aby docházelo co k nejlepšímu přenosu energie, a tak k minimálním ztrátám vlivem útlumu. Volili jsme katenoidální typ nadstavce, který má větší zesílení jak exponenciální. Pro vlnovod byla vypočtena jeho délka pomocí přiloženého nomogramu. Kontrola správnosti výpočtu, byla provedena pomocí podmínky pro zesílení, kdy celkové zesílení katenoidálního typu vlnovodu muselo být větší než zesílení dané poměrem ploch začátku a konce vlnovodu. Pro názornost byl vlnovod namodelován a přiložen k výpočtům. Aplikační hlavice byl zakončen výpočtem napěťových poměrů, které byly použity pro návrh budící části uzv drtiče.

Realizace elektronické části spočívala v návržení generátoru, který generuje harmonický signál sinusového průběhu, jež přivádíme na elektrody piezokeramického měniče. Harmonický signál byl přiveden na vstup neinvertujícího OZ. Úkolem neinvertujícího předzesilovače bylo zesílit signál, ale hlavně oddělit výstupní část oscilátoru od vstupní části koncového stupně tak, aby nedocházelo k rozladování oscilátoru. Velikost zesílení je limitována maximální hodnotou povoleného napětí U_{BE} na bázi tranzistoru výkonového stupně. Výkonový zesilovač se skládá z částí, které zesilují napětí a proud. Část zesilující proud tvoří první stupeň výkonového zesilovače a část zesilující napětí je tvořena druhým neboli koncovým stupněm. Kladnou a záporné půlvlny harmonického signálu jsou zpracovávány samostatně. Kladná půlvlna je zpracována tranzistorem typu PNP a záporná půlvlna tranzistorem NPN. Tranzistory v prvním stupni nemusí být výkonové, ale nutnou podmínkou je, aby vydržely velkou hodnotu napětí na přechodu C-E. Část zesilovače, která zesiluje proud je v zapojení se společným kolektorem (SC). Druhý stupeň byl zapojen se společným emitorem (SE) a slouží pro zesílení napěťové složky. Na výstupu byl zařazen obvod pro přizpůsobení, aby nedocházelo k útlumu energie.

Návrh elektrického schématu a DPS byl realizován programem Eagle 5.11. Funkčnost obvodů byla ověřena v programu MULTISIM 2011. Jednotlivé funkční bloky byly podrobeny podrobné analýze v simulačním softwaru. Na základě výsledku simulací můžeme říci, že navržené elektrické obvody jsou schopny korektně vykonávat svoji funkci, tj. dodávat dostatečný příkon do měniče pro vybuzení uzv vlnění.

Na závěr můžeme říci, že v diplomové práci jsou uvedeny kompletní podklady, které by měly posloužit k realizaci uzv drtiče konkrémentů.

Literatura

- [1] FILLO, Jan, et al. ESWL V LIEČBE UROLITIÁZY. *Česká urologie* [online]. 2003, 3, [cit. 2011-05-09]. Dostupný z WWW: <http://www.czechurol.cz/dwnld/0403_42_45.pdf>.
- [2] KUČKA, J.; ŠVEHLA, Š. *Ultrazvuk a jeho použití v priemysle*. [s.l.] : Slovenské vydavateľstvo technickej literatury Bratislava, 1962. 392 s.
- [3] PENHAKER, Marek, et al. *Lékařské diagnostické přístroje*. VŠB - TU Ostrava : [s.n.], 2004. 332 s.
- [4] ROZMAN, Jiří. *Ultrazvuková technika v lékařství: diagnostické systémy*. Brno : Ediční středisko VUT Brno, 1980. 264 s. ISBN 55-571-80
- [5] SMRKOLJ, T.; TRŠINAR, B. *Zunajtelesno drobljenje kamnov v sečilih* [online]. 2003, [cit. 2011-05-09]. Dostupný z WWW: <http://www.medrazgl.si/e107_files/public/datoteke/mr03_4_03.pdf>
- [6] Taraba, O; *Vybrané stati z fyzikální akustiky I.*, Ultrazvuk, Praha: ČVUT, 1975, 427 s., ISBN 4- 690137
- [7] Vitalion, [online]. 2010, [cit. 2011-05-09]. Dostupný z WWW: <<http://nemoci.vitalion.cz/ledvinove-kameny>>
- [8] KAZELLE, Jiří, et al. *Elektrotechnické materiály a výrobní procesy*. VUT Brno: [s.n.], 2002. 143 s.
- [9] HAVLÍK, Jan. *Ultrazvukové diagnostické přístroje*. ČVUT Praha : Vydala Katedra teorie obvodů, 2008. 43 s. Dostupné z WWW: <http://noel.feld.cvut.cz/vyu/x31zle/Lectures/12_Ultrazvuk.pdf>.
- [10] KAZELLE, Jiří , et al. *Elektrotechnické materiály a výrobní procesy*. VUT Brno : [s.n.], 2003. 273 s.
- [11] KUBÍNEK, Roman. *Aplikace rázové vlny*. [s.l.] : [s.n.], 2007. 10 s. Dostupné z WWW: <http://apfyz.upol.cz/ucebnice/details/aplikace_razove_vlny.pdf>.
- [12] *Razovavlna* [online]. 2007 [cit. 2011-05-06]. Rázová vlna. Dostupné z WWW: <http://www.razovavlna.eu/princip_cs.html>.
- [13] ERHART, Jiří. Piezoelektrické materiály pro elektrotechniku. *Elektro*. 2002, 11, s. 4-7. Dostupný také z WWW: <http://katedry.fp.tul.cz/kfy/katedra/erhart/clanky/Elektro_11-2002_4.pdf>.
- [14] Ultrazvuková chirurgie : Technické parametry PEK. In *Přednáška : Speciální lékařská a ekologická technika* [online]. VUT Brno : [s.n.], 2010 [cit. 2011-05-06]. Dostupné z WWW: <www.vutbr.cz/elearning/MALE>.

- [15] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. *VYSOKOFREKVENČNÍ A MIKROVLNNÁ TECHNIKA*. Brno : [s.n.], 2002. 210 s.
- [16] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. Praha: BEN technická literatura, 2002. 496 s. ISBN 7300-059-8.
- [17] MOHYLOVÁ, Jitka ; PUNČOCHÁŘ, Josef. *Elektrické obvody*. Ostrava : Ediční středisko VŠB-TUO, 2007. 190 s. ISBN 978-80-248-1609-8.
- [18] RONEŠOVÁ, Andrea . Oscilátor s Wienovým článkem. In *Oscilátor s Wienovým článkem* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2005 [cit. 2011-05-09]. Dostupné z WWW: <http://home.zcu.cz/~ronesova/aes/pdf/aes_mwg.pdf>.
- [19] Kolektiv autorů. *Dioda, tranzistor a tyristor nazorně*. Praha : SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1983. 302 s.
- [20] TESLA ELTOS: Katalog elektronických součástek 2. TESLA ELTOS, Rožnov, 1987, str. 31 - 36
- [21] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku*. České Budějovice : Koop, 1998. 221 s. ISBN 80-7232-039-4.
- [22] LÁNÍČEK, Robert. *Elektronika*. Praha : BEN - technická literatura, 1998. 478 s. ISBN 80-86056-25-2.
- [23] KAZDA, Vlastislav. Podrobnější rozvahy o chlazení : Výpočty chlazení elektronických součástí. In *Chlazení* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2001 [cit. 2011-05-13]. Dostupné z WWW: <<http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>>.
- [24] Síťové napájecí zdroje. In *Základní elektronické obvody* [online]. Ostrava : Ediční středisko VŠB-TUO, 2004 [cit. 2011-05-13]. Dostupné z WWW: <<http://homen.vsb.cz/~sla10/Elektronika/Elektronika1.pdf>>.
- [25] BRANDŠTETTER, Pavel, et al. *Elektronika*. první. Ostrava : Ediční středisko VŠB-TUO, 2007. 142 s. ISBN 978-80-248-1481-0.

Seznam zkratek

A_U		napětové zesílení
c	$[m \cdot s^{-1}]$	rychlost šíření ultrazvukové vlny
C		označení kondenzátoru
C	$[F]$	kapacita
D_1	$[m]$	průměr začátku vlnovodu
D_2	$[m]$	průměr konce vlnovodu
ESWL		Extracorporeal ShockWave Lithotripsy
f	$[Hz]$	kmitočet
I	$[W \cdot m^{-2}]$	Intenzita vlnění
I_C	$[A]$	kolektorový proud
k		činitel elektromechanické vazby
k	$[m^{-1}]$	vlnové číslo
K		činitel zesílení
l	$[cm]$	délka vlnovodu
L		označení cívky
L	$[H]$	indukčnost
N	$[Hz \cdot m]$	frekvenční konstanta
N	$[W]$	akustický výkon
η	$[\%]$	účinnost
OZ		označení operačního zesilovače
P	$[W]$	výkon
PEK		perkutánní extrakce komkrementů
PZT		slitina olova, zirkonu a titanu
R		označení odporu
R	$[\Omega]$	odpor
$R_{\delta ja}$	$[^{\circ}C/W]$	celkový tepelný odpor tranzistoru
S	$[m^2]$	plocha
t	$[s]$	čas
T		označení tranzistoru
U	$[m]$	amplituda kmitů
U	$[V]$	napětí
u	$[V]$	napětí na měniči
Z	$[\Omega]$	akustická impedance
ZV		zpětná vazba
ω	$[rad]$	úhlová frekvence
ρ	$[kg \cdot m^{-3}]$	hustota
λ	$[m]$	vlnová délka

Seznam tabulek

Tab. 1: Typy selenidových ventilů	16
Tab. 2: Piezoelektrické konstanty měniče	19
Tab. 3: Parametry operačního zesilovače LM 258N	38

Seznam obrázků

Obr. 1 Elektrické schéma piezokeramického měniče.....	6
Obr. 2 Měnič typu sandwich	7
Obr. 3 Tvar rázové a ultrazvukové vlny	10
Obr. 4 Přístroje pro perkutánní extrakci konkrementů	11
Obr. 5 Principy metody ESWL	13
Obr. 6 Systém ESWL	13
Obr. 7 Koncové části vlnovodu	15
Obr. 8 Funkční blokové schéma.....	15
Obr. 9 Blokové schéma systému PEK.....	17
Obr. 10 Impedanční přizpůsobení měniče a vlnovodu	20
Obr. 11 Návrh akustického vlnovodu.....	24
Obr. 12 Závislost zesílení K na parametru D	25
Obr. 13 Závislost délky vlnovodu na parametru D	26
Obr. 14 Popis aplikační hlavice.....	27
Obr. 15 Rozměry jednotlivých částí aplikační hlavice.....	28
Obr. 16 Cylindrický měnič.....	28
Obr. 17 Blokové schéma generátoru	31
Obr. 18 Bloková struktura zpětnovazebního oscilátoru	32
Obr. 19 Wienův člen	33
Obr. 20 Simulace oscilátoru - napětí oscilátoru v závislosti na čase.....	35
Obr. 21 Náběh oscilátoru s následným ustálením	35
Obr. 22 Simulace oscilátoru – frekvenční spektrum	36
Obr. 23 Funkční schéma oscilátoru s Wienovým členem	36
Obr. 24 Předzesilovač.....	38
Obr. 25 Zapojení výkonového zesilovače	40
Obr. 26 Fázová charakteristika výkonového zesilovače	42
Obr. 27 Přenosová charakteristika výkonového zesilovače	43
Obr. 28 Napětí na výstupu zesilovače	43
Obr. 29 Profily chladičů	44
Obr. 30 Impedanční přizpůsobení	46
Obr. 31 Náhradní schéma piezoelektrického měniče.....	47
Obr. 32 Obvody pro impedanční přizpůsobení	48
Obr. 33 Přizpůsobovací obvod	49
Obr. 34 Impedanční charakteristika přizpůsobovacího obvodu	49
Obr. 35 Útlumová charakteristika přizpůsobovacího obvodu	50
Obr. 36 Fázová charakteristika přizpůsobovacího obvodu	50

Seznam příloh

PŘÍLOHA I – Schéma zapojení budícího generátorů a zdrojů

PŘÍLOHA II – DPS budícího generátoru

PŘÍLOHA III – DPS síťového zdroje symetrické napájení 15V

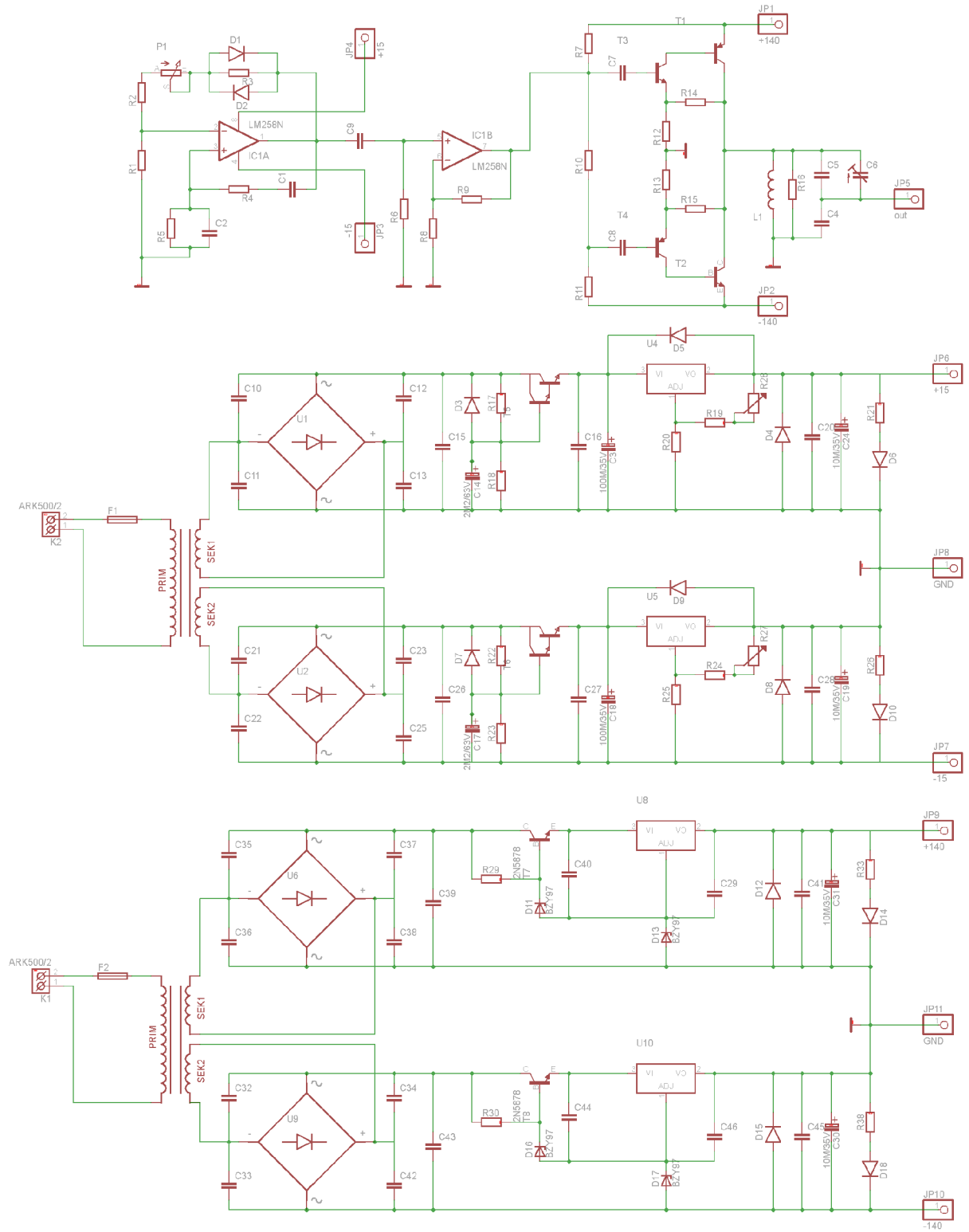
PŘÍLOHA IV – DPS síťového zdroje, symetrické napájení 140V

PŘÍLOHA V – Seznam součástek

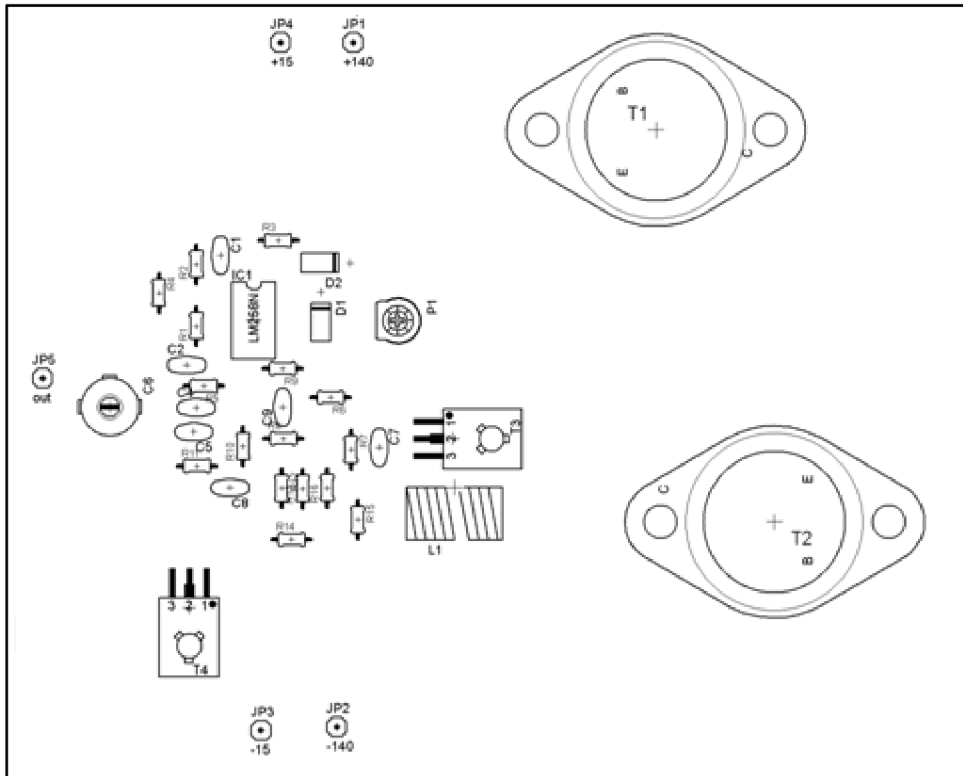
PŘÍLOHA VI – Katalogový list piezokeramických měničů

..

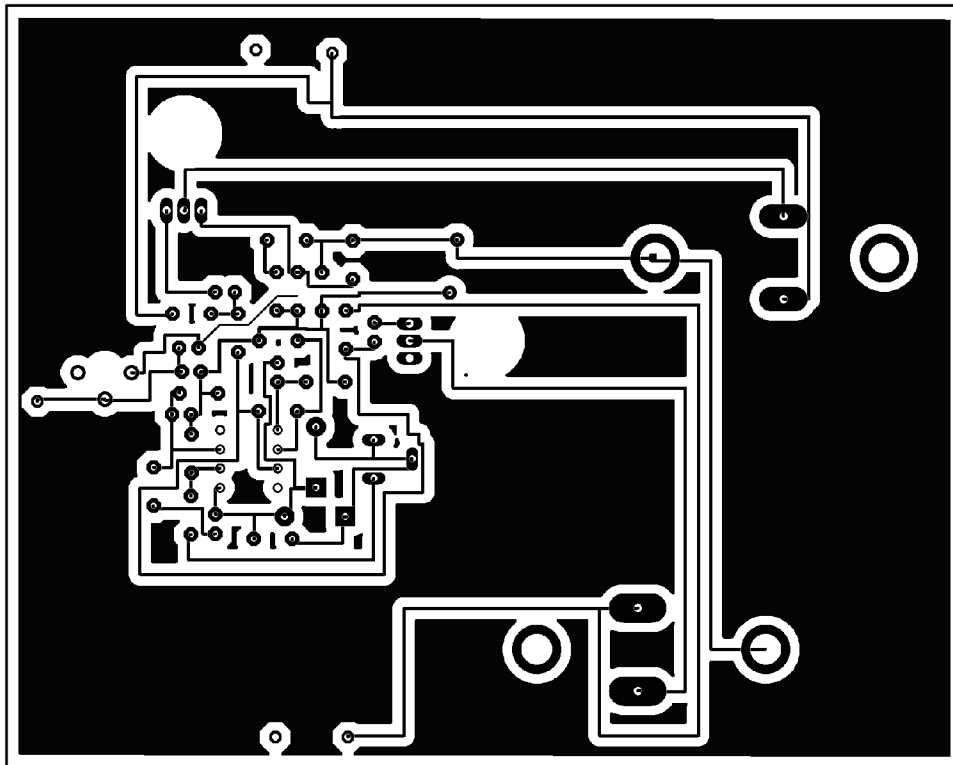
PŘÍLOHA I



PŘÍLOHA II

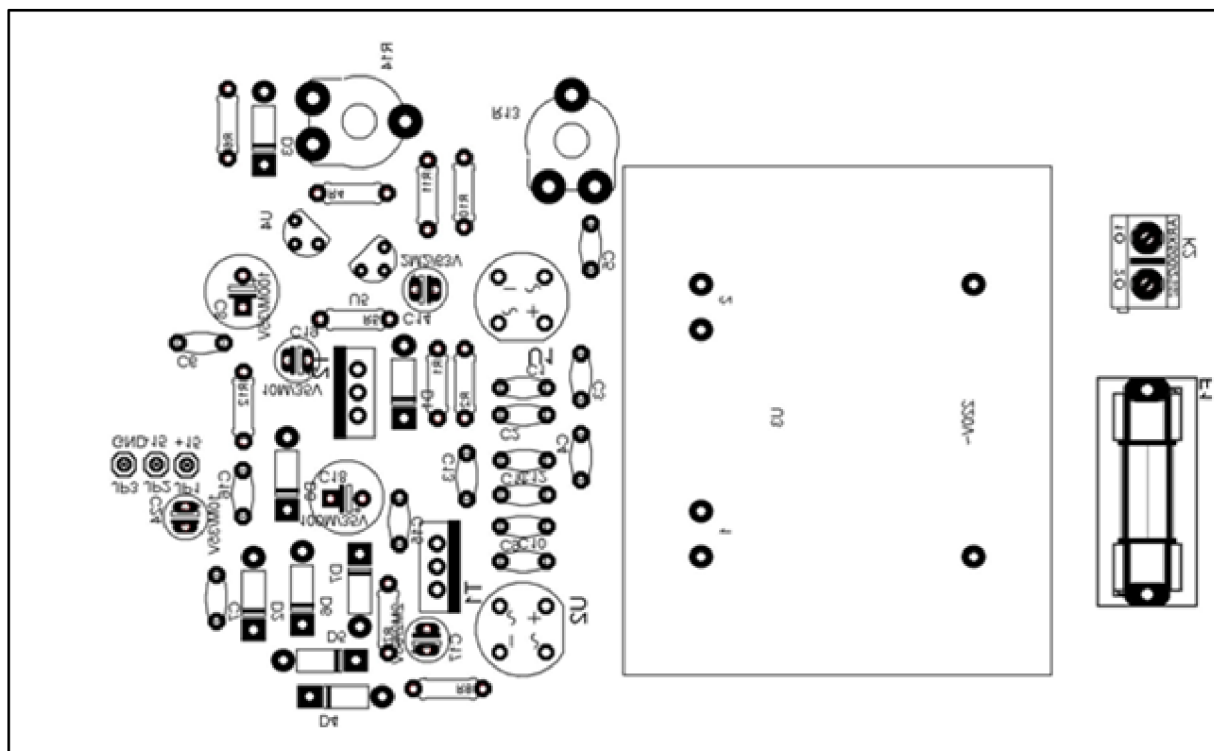


Vrstva TOP

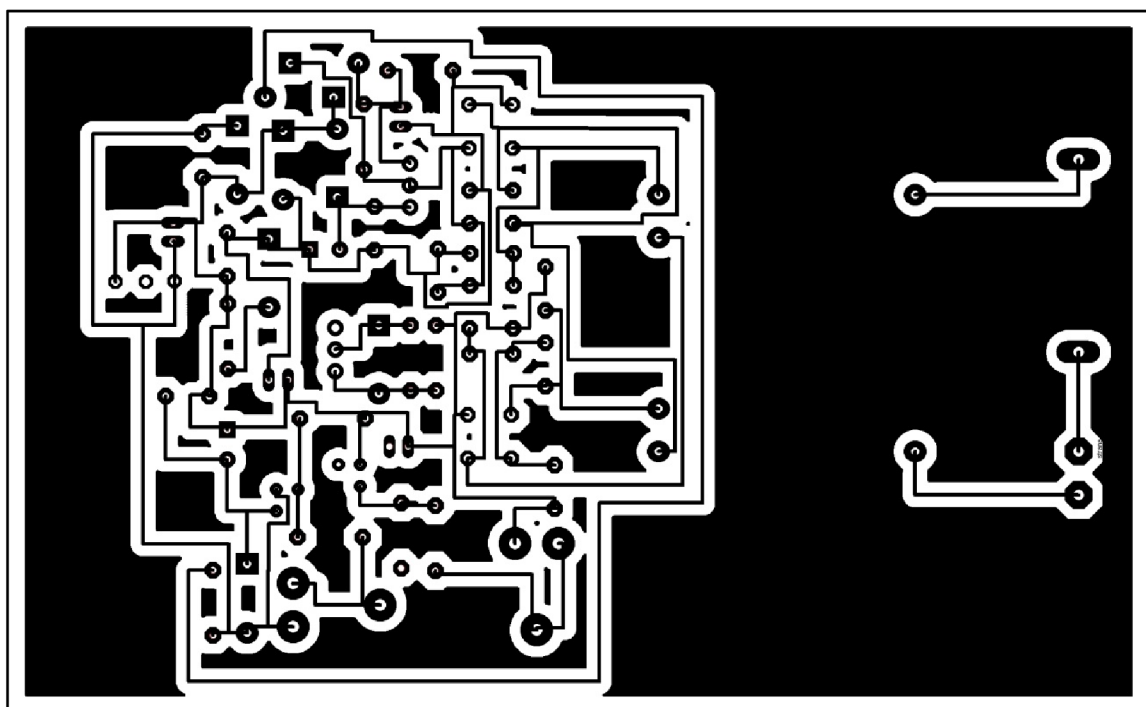


Vrstva BOTTOM

PŘÍLOHA III

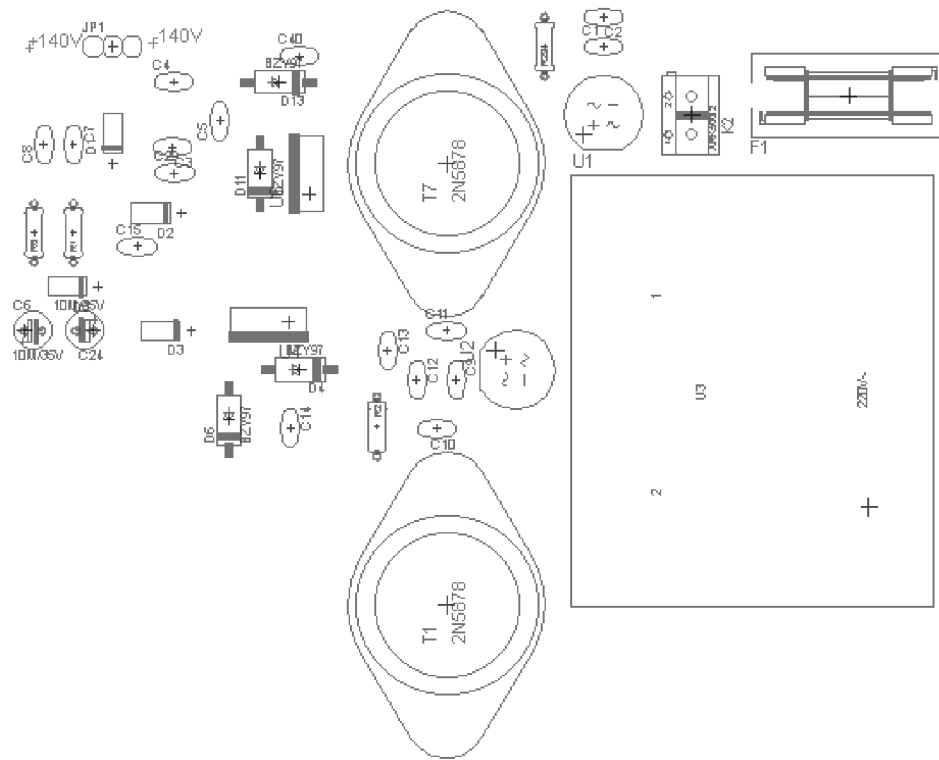


Vrstva TOP

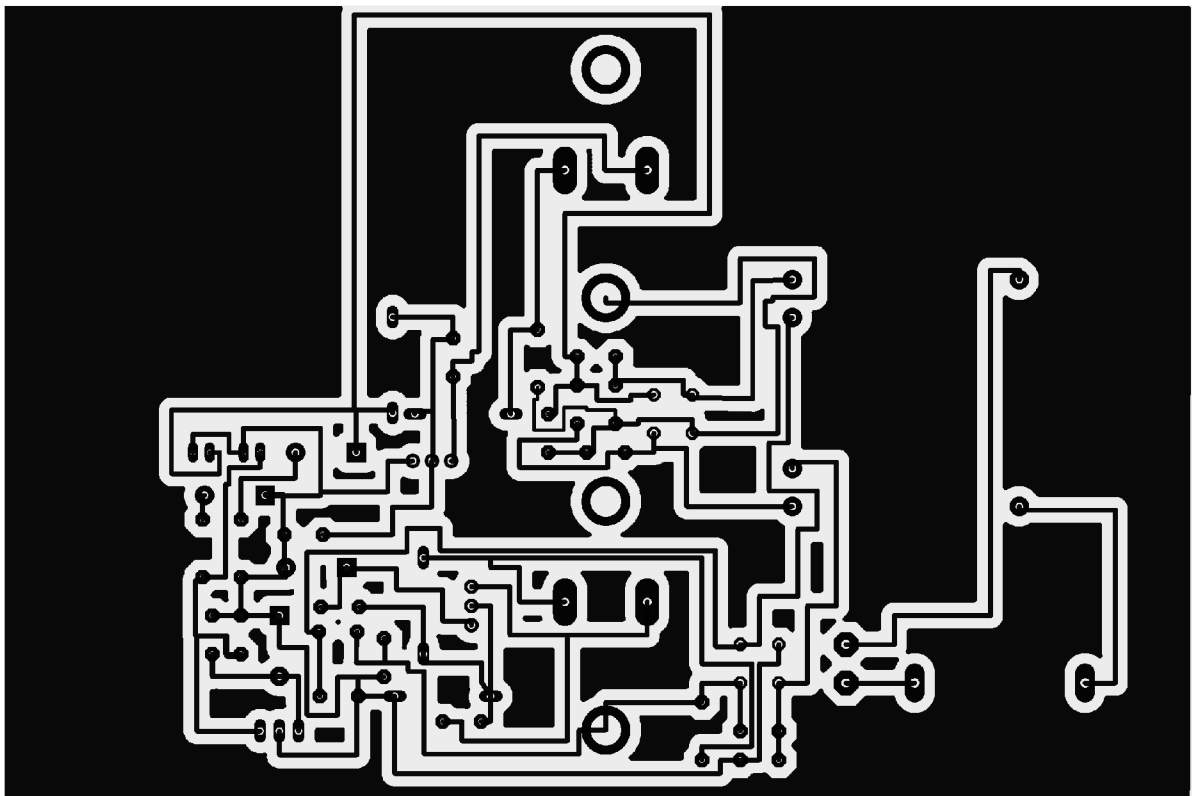


Vrstva BOTTOM

PŘÍLOHA IV



Vrstva TOP



Vrstva BOTTOM

PŘÍLOHA V

Rezistory		
Označení	Hodnota	Pouzdro
R1	8k	0204/5
R2	12k	0204/5
R3	1k	0204/5
R4	27k	0204/5
R5	27k	0204/5
R6	600	0204/5
R7	1k	0204/5
R8	1k	0204/5
R9	1k5	0204/5
R10	18	0204/5
R11	1k	0204/5
R12	18	0204/5
R13	18	0204/5
R14	300	0204/5
R15	300	0204/5
R17	1k8	0204/7
R18	22k	0204/7
R19	180	0204/7
R20	2k7	0204/7
R21	1k2	0204/7
R22	1k8	0204/7
R23	22k	0204/7
R24	180	0204/7
R25	2k7	0204/7
R26	1k2	0204/7
R27	100	TP - 10
R28	100	TP - 10
R29	10k	0204/7
R30	10k	0204/7
R33	10k	0204/7
R38	10k	0204/7

Kondenzátory		
Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	200p	Keramický_RM2
C2	200p	Keramický_RM2
C3	100u/35	Elektrolitický_RM3,5
C4	500n	Keramický_RM2
C5	2,2u	Keramický_RM2
C6	50n	CTRIM808-1
C10	100n	Keramický_RM5
C11	100n	Keramický_RM5
C12	100n	Keramický_RM5
C13	100n	Keramický_RM5
C14	2,2m/35V	Elektrolitický_RM2,5
C15	100n	Keramický_RM5
C16	100n	Keramický_RM5
C17	2,2m/35V	Elektrolitický_RM2,5
C18	100u/35	Elektrolitický_RM3,5
C19	10u/50V	Elektrolitický_RM2
C20	100n	Keramický_RM5
C21	100n	Keramický_RM5
C22	100n	Keramický_RM5
C23	100n	Keramický_RM5
C24	10u/50V	Elektrolitický_RM2
C25	100n	Keramický_RM5
C26	100n	Keramický_RM5
C27	100n	Keramický_RM5
C28	100n	Keramický_RM5
C29	100n	Keramický_RM5
C30	10u/160V	Elektrolitický_RM3,5
C31	10u/160V	Elektrolitický_RM3,5
C32	100n	Keramický_RM5
C33	100n	Keramický_RM5
C34	100n	Keramický_RM5
C35	100n	Keramický_RM5
C36	100n	Keramický_RM5
C37	100n	Keramický_RM5
C38	100n	Keramický_RM5
C39	330n	Keramický_RM5
C40	330n	Keramický_RM5
C41	100n	Keramický_RM5
C42	100n	Keramický_RM5
C43	100n	Keramický_RM5
C44	330n	Keramický_RM5
C45	100n	Keramický_RM5
C46	100n	Keramický_RM5

Ostatní		
Značení	Typ	Pouzdro
T1	2N3773	TO - 204
T2	2N6609	TO - 204
T3	TS13003	TO - 92
T4	BF493F	TO - 92
T5	TIP120	TO - 220S
T6	TIP120	TO - 220S
T7	2N5878	TO - 3
T8	2N5878	TO - 3
U4,U5	LM317	TO-92A
U8,U10	LM7818	TO - 220
L1	SFT52501	SFT52501
U1,U2,U6,U9	B250C1500	STD - 202
F1,F2	Pojistka	SH22,5A
D3,D4,D5,D7, D8,D9,D12,D15	1N4007	DO - 41
D6,D10,D14,D18	LED	LED 3mm
D11,D13,D16,D17	BZY97	F126Z12
U3	Transformátor	2x18V
U7	Transformátor	2x150V

PŘÍLOHA VI

Property	Symbol & Unit	HARD PZT			SOFT PZT		
		PCM40	PCM41	PCM80	PCM51	PCM53	PCM55
DIELECTRIC PROPERTIES							
Relative Dielectric Constant	$\varepsilon_{33}^T / \varepsilon_0$	1250	1350	1000	1850	1600	4900
Dielectric Loss Factor	$\text{tg}\delta [10^{-4}]$	30	40	20	190	130	220
Dielectric Loss Factor at 400V/m	$\text{tg}\delta [10^{-4}]$	150	200	100			
ELECTROMECHANICAL PROPERTIES							
Electromech. Coupling Factors	k_p	0.58	0.58	0.53	0.64	0.53	0.62
	k_{31}	0.32	0.34	0.30	0.37	0.29	0.39
	k_{33}	0.67	0.68	0.64	0.74	0.65	0.70
Piezoelectric Charge Constants	d_{31}	125	135	95	180	135	325
	$[10^{-12} \text{ C/N}]$						
	d_{33}	290	315	250	405	340	630
	$[10^{-12} \text{ C/N}]$						
Piezoelectric Voltage Constants	g_{31}	11.3	10.9	10.7	9.7	8.4	7.5
	$[10^3 \text{ Vm/N}]$						
	g_{33}	26.2	25.4	25.4	21.9	21.2	14.5
	$[10^3 \text{ Vm/N}]$						
Frequency Constants	$N_p^E [\text{m/s}]$	2180	2120	2300	1970	2140	1980
	$N_t^D [\text{m/s}]$	1980	2000	2080	2040		2150
	$N_1^E [\text{m/s}]$	1560	1500	1690	1420		1780
	$N_3^D [\text{m/s}]$	1750	1700	1800	1400		
PHYSICAL PROPERTIES							
Mechanical Quality Factor	Q_m	600	1400	1000	80	70	70
Density	$\rho [10^3 \text{ kg/m}^3]$	7.65	7.85	7.60	7.70	7.70	8.00
Elastic Compliances	S_{11}^E	13.4	14.1	11.5	16.2	15.8	15.8
	$[10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$						
	S_{33}^E	17.0	17.9	13.5	18.7	19.6	18.7
	$[10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$						
Curie Temperature	$T_c [^\circ\text{C}]$	325	290	315	340	350	170