



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

EFEKT TREMOLO S VYSOKÝM ROZSAHEM MODULAČNÍ FREKVENCE

TREMOLO EFFECT WITH HIGH MODULATION FREQUENCY RANGE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Michal Pazdera

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Kubánek, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

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

Student: Michal Pazdera

ID: 212572

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Efekt tremolo s vysokým rozsahem modulační frekvence

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte princip, vlastnosti a parametry zvukových efektů tremolo. Zaměřte se na řešení s vysokým rozsahem modulační frekvence, tedy frekvence nízkofrekvenčního oscilátoru. Tato frekvence by měla být plynule nastavitelná přibližně od desetin do desítek hertzů. Vhodně vyřešte dostatečně přesné nastavování a indikaci této frekvence s ohledem na její vysoký rozsah. Vyberte vhodné realizace dílčích bloků a celý efekt navrhnete na obvodové úrovni. Jeho funkci proveďte počítačovou simulací a poté efekt prakticky realizujte a experimentálně ověřte. Zpracujte laboratorní úlohu obsahující měření vlastností tohoto přípravku. K úloze zpracujte návod a vzorový protokol.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SELF, Douglas. Small signal audio design. Burlington, MA: Focal Press, 2010. ISBN 0240521773.

[2] WILSON, Ray. Make: Analog Synthesizers. Sebastopol, CA: Maker Media, 2013. ISBN 1449345220.

Termín zadání: 1.2.2021

Termín odevzdání: 4.8.2021

Vedoucí práce: Ing. David Kubánek, Ph.D.

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

V této práci jsou popsány možnosti návrhu částí dynamického zvukového efektu typu „tremolo“ včetně jeho samotné realizace, a to pro velké rozsahy modulační frekvence, tzn. od několika setin po stovky hertzů, včetně možností jejího plynulého nastavování a indikací.

Tak je zde popsáno vše, co může být ke konstrukci, založené na specifické volbě parametrů, třeba – především výčtem a volbou druhů oscilátorů, u kterých se zaměřujeme na plynule nastavitelný velký rozsah, dále útlumové články, atenuátory, způsoby řízení celého obvodu, indikace (včetně možnosti digitálního frekventoměru) i napájení.

Návrhy a způsoby zapojení doprovázejí vlastní simulace simulátorů Falstad (ideální obvody) a LTspice (reálné obvody), dále tabulky, grafy a výpočty a na závěr je doplněn stručný rozbor dvou tremol výrobců BOSS a Schaller.

Samotný návrh byl posléze realizován na nepájivém poli, proměřen a experimentálně vyzkoušen pomocí zvukové karty. Výsledky měření byly zaneseny do protokolu. Na základě měření přípravku byla sestavena laboratorní úloha.

Klíčová slova

Návrh, dynamický zvukový efekt, tremolo, napětím/odporem řízený oscilátor, napětím řízený zesilovač, nízkofrekvenční oscilátor, velký frekvenční rozsah, indikace, frekventoměr.

Abstract

This work was created while designing the dynamic modulation effect „tremolo“. Because there are certain conditions (wide modulation frequency range, precise input of parameters and precise indication), this work is going to be constructed mainly of searching the right components and schematics, especially wide range frequency oscillator with a period from seconds to the frequency of hundreds of hertz, possible digital frequency counter, which serves as a precise indicator, but we will also talk attenuators, amplifiers, driving circuits or a power circuit.

Possible equations, schematics/circuits and their improvements can be found here through simulators Falstad (ideal circuits) and LTspice (real circuits), also graphs, sheets, calculations. In the end there is also a short description of the two famous tremolo effects from BOSS and Schaller manufacturers.

The design was constructed on breadboard, measured into the protocol and experimentally tested using soundcard. Based on those measurements, a model laboratory task for students has been made.

Keywords

Design, dynamic sound effect, voltage/resistance controlled oscillator (VCO/RCO), voltage controlled amplifier (VCA), low frequency oscillator (LFO), wide frequency range, digital indication, frequency counter.

Bibliografická citace

Citace tištěné práce:

PAZDERA, Michal. Efekt tremolo s vysokým rozsahem modulační frekvence. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/130799>. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce David Kubánek.

Citace elektronického zdroje:

PAZDERA, Michal. Efekt tremolo s vysokým rozsahem modulační frekvence [online]. Brno, 2020 [cit. 2021-04-07]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/130799>. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce David Kubánek.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:

Michal Pazdera

VUT ID studenta: 212572

Typ práce: Bakalářská práce

Akademický rok: 2020/21

Téma závěrečné práce: Ef. tremolo s vys. rozsahem mod. frekv.

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si 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.

V Brně dne:

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ph.D. Ing. Davidu Kubánkovi za velkou trpělivost, odbornou pomoc a cenné rady, které mi poskytl vždy, když bylo třeba.

V Brně dne:

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
ÚVOD	10
1. TEORETICKÁ ČÁST (OBECNÁ).....	11
1.1 ZVUKOVÉ EFEKTY TREMOLO	11
1.2 VNITŘNÍ STRUKTURA TREMOL.....	13
1.2.1 Oscilátor	13
1.2.2 Útlumový článek.....	19
1.2.3 Zadávání parametrů.....	19
1.2.4 Indikace parametrů.....	21
1.2.5 Vstup, výstup a obcházení (bypass).....	21
2. TEORETICKÁ ČÁST (KONKRÉTNÍ).....	24
2.1 VÝČET KONKRÉTNÍCH OSCILÁTORŮ	24
2.1.1 Oscilátor s využitím žebříčkového filtru.....	24
2.1.2 Oscilátor s využitím Wienova článku	30
2.1.3 Jednoduchý astabilní multivibrátor	32
2.1.4 Relaxační oscilátor	38
2.1.5 Funkční generátor typu I/K.....	42
2.1.6 VCO typu I/K se spínačem	49
2.1.7 Oscilátor s IO 555.....	55
2.1.8 LC a krystalové oscilátory	56
2.1.9 IO LTC699X.....	57
2.1.10 DCO	59
2.2 VÝČET KONKRÉTNÍCH ÚTLUMOVÝCH ČLÁNKŮ.....	59
2.2.1 JFET.....	60
2.2.2 BJT.....	63
2.2.3 Optočlen.....	64
2.2.4 OTA.....	68
2.3 RŮZNÉ ZPŮSOBY ZADÁVÁNÍ PARAMETRŮ.....	69
2.3.1 Modelování log./exp. průběhů odporu RCO	71
2.3.2 Modelování log./exp. průběhů napětí VCO.....	72
2.3.3 Rozšíření potenciometrů ve stylu „fine/coarse“	75
2.4 RŮZNÉ ZPŮSOBY INDIKACE	78
2.5 STRUČNÝ ROZBOR DVOU SVĚTOZNÁMÝCH TREMOL	82
2.5.1 BOSS TR-2.....	82
2.5.2 Schaller TR-68‘	83
3. KONSTRUKČNÍ ČÁST	86
3.1 OŠETŘENÍ VSTUPU A VÝSTUPU	86
3.2 ŘÍDÍCÍ OBVOD.....	86
3.2.1 LFO.....	86
3.2.2 Atenuátory – přizpůsobovače signálů	87
3.2.3 Útlumový článek.....	89
3.3 INDIKAČNÍ OBVOD.....	89

3.3.1	Čítač.....	90
3.3.2	Registr, dekodér.....	90
3.3.3	Displej.....	90
3.4	NAPÁJENÍ.....	91
3.5	VLASTNÍ NÁVRH.....	CHYBA! ZÁLOŽKA NENÍ DEFINOVÁNA.
4.	ZÁVĚR.....	93
	LITERATURA.....	94
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	97
	SEZNAM PŘÍLOH.....	CHYBA! ZÁLOŽKA NENÍ DEFINOVÁNA.

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1	Tři běžně komerčně dostupná tremola	12
Obr. 2	Zapojení efektu stylem „send/return“ v mixážním pultu s mikrofonním signálem jako u_{IN}	12
Obr. 3	Upravení rozsahu f_o VCO pomocí kondenzátoru C_{ext} [A.9].	15
Obr. 4	Závislost rozdílu frekvence na hudebních oktávách.	16
Obr. 5	Weber-Fechnerův zákon	17
Obr. 6	Způsoby „obcházení“ efektu (bypass)	22
Obr. 7	Simulace RC phase-shift lead/lag oscilátorů s OZ.....	25
Obr. 8	Schéma RC oscilátoru s BJT ([5]; p.935).....	27
Obr. 9	RC oscilátor, realizovaný za pomoci Wienova článku.	30
Obr. 10	Případ utlumení kmitů (vlevo) a jejich zesilování, vedoucí k saturaci (vpravo).	32
Obr. 11	Schéma astabilního multivibrátoru [7].	33
Obr. 12	Bipolární průběh astabilního multivibrátoru.	33
Obr. 12	Zavedení modelového spínače $S_{1,2}$ namísto BJT tranzistorů $Q_{1,2}$	34
Obr. 14	Chybový průběh s DC v kondenzátoru při $R_{3,4} > 1000 \cdot R_{1,2}$	37
Obr. 15	Chybový průběh s DC v kondenzátoru při $R_{3,4} > 1000 \cdot R_{1,2}$; bipolární.....	37
Obr. 15	Relaxační oscilátor s OZ	39
Obr. 16	Zavedení rezistoru R' ve zpětné vazbě pro řízenou změnu středy.	40
Obr. 17	Jev <i>loadingu</i> v simulaci relaxačního oscilátoru.	41
Obr. 18	Simulace I/K LFO, řízeného jako RCO pomocí P.	42
Obr. 19	Porovnání napěťových průběhů I/K oscilátoru v simulaci LTspice.....	43
Obr. 20	Pozorování jevu tzv. „loadingu“ v simulaci při velmi nízké f_o	43
Obr. 21	Simulace ideální $f_{MAX} = 3\text{GHz}$	46
Obr. 23	Vynesení závislosti frekvence na odporu RCO.	47
Obr. 24	Vynesení závislosti frekvence na kapacitě C.	47
Obr. 23	Vlastní zapojení I/K s VCO.	48
Obr. 25	Vynesení závislosti f_o na U_{cv} experimentálního RCO/VCO do grafu.....	49
Obr. 24	Unipolární I/K VCO, realizovaný za pomoci OZ v zapojení I/K s BJT.	50
Obr. 25	Odporový dělič u komparátoru, určující U_{MAX}	51
Obr. 26	Odporový dělič u komparátoru, určující U_{MIN}	52
Obr. 27	Ověření výpočtu U_{MIN} na simulaci.....	52
Obr. 28	Ověření výpočtu U_{MIN} při $U_{(komp)MIN} \neq 0\text{V}$ na simulaci.	53
Obr. 29	Doporučené zapojení NE555 jako multivibrátoru.	56
Obr. 30	Princip tlumení/spínání JFET	61
Obr. 32	Princip řízeného zesilovače s JFET jako VCA [13].	62

Obr. 31 Princip tlumení/spínání BJT.	63
Obr. 32 Závislost citlivosti foto-členu v % na příchozí vlnové délce světla λ [nm]	65
Obr. 33 Zesílení LED pomocí BJT.	65
Obr. 35 (vlevo) Průchozí proud (Osa Y; I_{CE}), způsobující proud LED (Osa X; I_F)	66
Obr. 36 (vpravo) Zmenšující se odpor (Osa Y; $O.R.$) za svitu LED (Osa X; $I.C.$)	67
Obr. 37 (vlevo) Záv. světla LED (Osa Y; $R.L.I$) na proudu I (Osa X; $F. C.$)	67
Obr. 38 (vpravo) Závislosti fotodiody (Osy Y; IP; V_0) na světle (Osa X; E_e)	67
Obr. 40 Závislost napětí na fotorezistoru (u_{LFO} ; modré) na modulovaném signálu (u_{OUT} ; žlutý) [13].	67
Obr. 38 Zapojení OTA LM13700 jako VCA [A.2].	68
Obr. 41 Simulace tlumení VCA THAT2180 [13].	69
Obr. 39 Různé průběhy potenciometrických drah v závislosti na úhlu otočení	70
Obr. 40 Logaritmizace potenciometru pomocí metody „taping“ – zapojení [8].	72
Obr. 41 Logaritmizace potenciometru pomocí metody „taping“ – průběhy v závislosti na R_3/R [8].	72
Obr. 42 Simulace exponenciálního převodníku	73
Obr. 43 Řízení CV (VCO) za pomoci potenciometru R_C a stabilního napětí U_{stat}	74
Obr. 44 Simulace logaritmického převodníku.	74
Obr. 45 Způsob zapojení potenciometrů ve stylu fine/coarse.	75
Obr. 51 Charakteristika R_{coarse} při různém nastavení R_{fine} [9].	76
Obr. 47 Způsob zapojení stereo- R_{fine} ve stylu fine/coarse.	77
Obr. 48 Charakteristika R_{coarse} při různém nastavení stereo- R_{fine} [9].	77
Obr. 54 Schéma 20-ti bitového frekvenčního čítače ms.	80
Obr. 55 Schéma 20-ti bitového frekvenčního čítače Hz.	81
Obr. 51 Schéma 20-ti bitového frekvenčního čítače BPM.	81
Obr. 57 Simulace I/K RCO podle schématu tremola TR-2 (BOSS) [14].	83
Obr. 58 Schéma oscilátoru tremola typu Schaller 68' se specifickým průběhem.	84
Obr. 59 Schéma tremola Schaller 68', dostupné volně na internetu [13].	85
Obr. 54 Neinvertující OZ jako atenuátor.	88
Obr. 55 Invertující OZ jako atenuátor.	88
Obr. 56 Vnitřní zapojení více cifer 7-segmentového displeje.	91

ÚVOD

Zvukové efektové procesory, lidově nazývané „krabičky“ nebo také „pedály“, jsou jako elektrotechnické zařízení nedílnou součástí výbavy velké řady muzikantů. Jedná se sice převážně o hráče na el. kytaru, ale své využití mají i mezi příznivci syntetizérů pro realizaci elektronické i elektroakustické hudby.

Díky úzké provázanosti elektrotechniky se zvukem (el. kytara, syntetizéry) se jedná se o poměrně rozšířené téma především mezi amatéry, čímž se ale profesionální přístup nevylučuje, což dokazují ti nejprestižnější výrobci těchto efektů.

Ve své původní integrované formě jsou tedy tyto efekty (jako tzv. bloky) nedílnou součástí syntetizérů, mixážních pultů i dalších zařízení hudební/audio elektroniky. Tyto bloky najdeme v blokových schématech obvykle pod označením FX.

Pokud jde o stejný typ, tyto efekty nám mohou připadat na první pohled/poslech velmi podobné. To se však může změnit, jakmile je začneme více užívat, čímž postupně přicházíme na jejich odlišnosti i limitace (převážně v nastavovaných parametrech). V případě tremola bývá takovými omezeními např. malý rozsah nebo nepřítomnost indikace, příjemnými funkčními doplňky může být S&H obvod nebo připojení expression pedálu a mnoho dalších způsobů úprav zapojení, které budou probrány dále.

Efektové procesory obecně nabízejí celou řadu takových tzv. „vychytávek“, nepochybně za účelem odlišit se od konkurence a možná se ještě více přiblížit požadavkům a představám náročných muzikantů. Obvykle bývají uživatelé vítáni, ale je pouze na konstruktérovi, jak k návrhu přistoupí a zdali nebude jeho řešení pro spotřebitele příliš komplikované.

V první (obecné) teoretické části jde o rychlé seznámení se s principem fungování jednotlivých částí efektu (oscilátoru a útlumového článku), s jeho (elektronickými) parametry, způsoby jejich indikace, jejich řízení a případně obcházení (bypass).

Ve druhé (konkrétní) teoretické části se práce zabývá různými typy (ideálních) součástek, zapojeními a výpočty, vhodnými právě pro funkce popsané v části první, abychom mohli efekt snáze navrhnout a zkonstruovat.

V poslední, konstrukční části, se bude věnovat vlastnímu návrhu takového efektu – finálnímu způsobu zapojení, výběru reálných součástek s ohledem na velký frekvenční rozsah, digitálním i jednoduchým obvodem pro indikaci a plynulý způsob řízení frekvence v takovém rozsahu.

Na závěr jsou v rámci přílohy vypracovány simulace, měření, laboratorní úloha a zvukové ukázky experimentálního prověření efektu.

V příloze práci dále doplňují katalogové listy a manuály, využívané v průběhu návrhu.

1. TEORETICKÁ ČÁST (OBECNÁ)

1.1 Zvukové efekty tremolo

Dynamické efektové procesory obecně mají za cíl jakkoliv modulovat nebo měnit hlasitost (dynamiku) příchozího signálu u_{IN} . Tremola obecně modulují hlasitost ¹ u_{IN} podle různých vzorců průběhů pomaloběžného oscilátoru, u_{LFO} .

Zde uvedeme základní parametry, typy a způsoby zapojení efektu mezi ostatní části tzv. audio řetězce.

Effektu se používá jak v kytarových pedálech, kde je charakteristické mechanicky odolné, většinou kovové provedení v podobě malé krabičky s nožním přepínačem (angl. *footswitch*) pro vypínání a zapínání (tzv. „obcházení“; angl. *bypass*) efektu (**Obr. 1**), tak v syntetizérech a tzv. euro-rackových modulech. Rozdíl mezi kytarovým efektem a takovým efektem v syntetizéru je spíš v mechanickém provedení, tedy pokud je obvod navrhnut tak, aby šel relativně snadno elektronicky přizpůsobit, tj. napět'ově, proudově nebo impedančně, lze jej integrovat prakticky kamkoliv ². Lze jej tak využít i jako např. stavební blok syntetizéru (jako celek nebo jeho část, např. výstupy LFO generátoru).

Zvukové efekty obecně jsou k dostání jak v analogovém, tak v digitálním nebo hybridním provedení, kde každé takové provedení má své výhody a nevýhody. Výhodou „analogu“ bývá věrnější zvuk, zatímco „digitál“ poskytuje nad efektem větší kontrolu. **Hybridní** provedení se většinou snaží zachovat věrný zvuk analogového provedení, kde digitální sféru používáme k řízení těchto analogových prvků nebo k jejich kontrole.

Parametry efektů se ovládají převážně kruhovými potenciometry (frekvence, hloubka modulace), přepínači (průběh, rozsah), tlačítky (on/off, tap tempo) (**Obr. 1**), případně s využitím digitálních rozhraní – klávesnic, rotačních enkodérů a dotykových displejů.

Další možností jak pedál ještě více přizpůsobit hře na kytaru (a dalším nástrojům, které je třeba, narozdíl např. od klaviatury, obsluhovat oběma rukama) je uvažovat o možnosti zapojení a ovládání pomocí systémů nohou např. pomocí „tap tempo“ nebo pomocí tzv. „expression“ pedálu.

¹ Mimo amplitudovou modulaci se dále můžeme setkat s modulací frekvence, známé jako efekt „vibrato“ [BOSS VB-2W; [obchod](#)]. Jako „tremola“ jsou také označeny speciální mechanické kobylky el. kytary s charakteristickou „páčkou“, které však svým mechanickým působením mění délku strun, čímž by se opět jednalo spíše o vibrato.

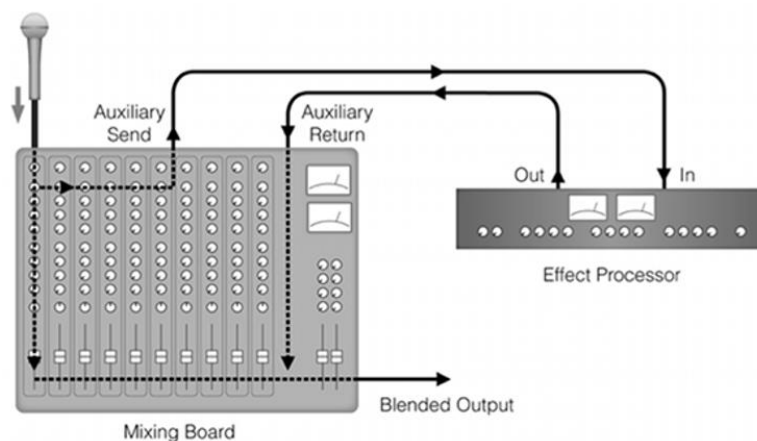
² Taková kompatibilita je složitější, pokud v konstrukci uvažujeme digitální elektroniku, i přesto lze ale s tzv. hodinovým (vzorkovacím; angl. *clock*) signálem rozumně pracovat, jak bude ukázáno v [indikační části](#).



Obr. 1 Tři běžně komerčně dostupná tremola³.

Pro kytarové externí efekty je typické „kaskádní“ zapojení typu **insert** (sériově) – za sebou tak, aby byl výstup OUT 1. efektu připojen na vstup IN 2. efektu (výstup OUT 2. na vstup IN 3. atd.).

Dále je možné připojení např. do mixážního pultu do vstupů **send** a **return** (Obr. 2). Lze využít i tzv. „Y kabel“, který vyžaduje unifikovaný send/return vstup (např. na mixážním pultu).



Obr. 2 Zapojení efektu stylem „send/return“ v mixážním pultu s mikrofonním signálem jako u_{IN} ⁴.

³ Zleva odshora: a) BOSS „TR-2“; b) Thrilltone „The Great Escape“; c) DawnerPrince „Starla™“. Obrázky byly převzaty z oficiálních stránek prodejců [boss.info][dawnerprince.com][thrilltone.fr].

⁴ Ilustrační schéma převzato z [tutspus.com].

Zapojení takového typu pak umožňuje měnit výstupní poměr DRY a WET signálu díky přimíchávání WET stopy k DRY, což může být zvlášť užitečné, pokud samotný efekt takovým nastavením nedisponuje. V takovém zapojení se efektu může využít nejen pro modulaci např. vokálů a syntetizérů, ale i akustických a elektroakustických nástrojů, které jsou do mixážního pultu přivedeny.

Efekty lze zapojit i kombinovaně. Zapotřebí jsou ale efektové procesory s více vstupy/výstupy IN/OUT (např. stereo). Tak lze docílit např. signálu s ozvěnou, následně modulovaného amplitudou tremola, paralelně sečteného s větví kompresoru nebo zkreslením.

1.2 Vnitřní struktura tremol

Tremola jako taková pracují díky dvěma základním spolu pracujícím dílčím blokům. Těmi jsou pomaloběžný oscilátor (angl. *low-frequency oscillator*; **LFO/VCO**) a útlumový článek (např. **VCA**; angl. *voltage-controlled amplifier*), který určitým způsobem zeslabuje/moduluje hudební signál a je řízen právě pomocí (napětového) signálu LFO.

1.2.1 Oscilátor

Mezi škálou oscilátorů a způsobem jejich řízení je zkrátka velký výběr. Oproti oscilátorům se stabilní frekvencí jsou ale ty, jejichž frekvenci by bylo možné řídit (VCO, RCO, DCO), pochopitelně méně dostupné a specifitější. Takové oscilátory mají obvykle velmi omezený nebo přepínatelný rozsah.

Může se tak jednat o **rezonanční obvody** (sériové či paralelní), produkující tlumené kmity, jejichž tlumení kompenzujeme doplňováním energie, čímž způsobujeme splnění kritéria pro oscilaci/kmitání ([5]; str. 925).

Toto „doplňování“ můžeme realizovat např. za pomoci OZ nebo jakéhokoliv takto adekvátně ovládaného elektronického spínače/zesilovače na principu např. BJT, MOSFET, JFET. Sem řadíme např. RC oscilátory s [žebříčkovým filtrem](#) nebo [Wienovým článkem](#), ale i různé typy [RC/RLC oscilátorů](#), např. Colpittsův nebo Hartleyho oscilátor. Takové obvody lze také najít také pod označením „tank circuits“⁵.

Jako „oscilátory“ můžeme dále shledat zapojení, využívající komparátor nebo I/K, fungující jako **funkční generátory**. Zde najdeme různé druhy [astabilních multivibrátorů](#) nebo tzv. [relaxační oscilátory](#) a jejich linearizované varianty např. pomocí integračního článku. Ty se vyznačují produkcí méně lineárních (např. pseudo-trojúhelníkových/relaxačních) kmitů nebo produkcí takto podobných funkcí (a to i současně). Pomocí integračního článku lze z relaxačního průběhu získat průběh lineárně trojúhelníkový.

⁵ Odvozeno od schematického zapojení typu RLC, které vizuálně připomíná jakousi „nádrž/zásobárnu“ pro oscilace / tlumené kmity [\[allaboutcircuits.com\]](http://allaboutcircuits.com).

Bez nutnosti vlastního návrhu lze využít integrované [VCO](#) [17], v případě znalosti digitální elektroniky [DCO](#) [21] nebo softwarový (virtuální) oscilátor ⁶. V neposlední řadě také experimentální, např. motor v případě opticky-rotačního [Optical Tremolo 2.0; [makezine.com](#)] či elektro-magnetového oscilátoru [Anasounds Spinner; [anasounds.com](#)].

Možné způsoby zapojení a schémata těchto oscilátorů jsou uvedeny v kapitole [\(2.1\)](#).

1.2.1.1 Řízení oscilátoru

Frekvenci oscilátoru můžeme řídit buď napětím (VCO), odporem (RCO; resp. proudem i ; např. u OZ) nebo pomocí digitální informace (DCO). To bývá realizováno nejčastěji za pomoci kruhových uhlíkových potenciometrů ⁷.

Kmitočet oscilátoru je obvykle plynule nastavitelný pomocí parametru s označením „RATE“ nebo „SPEED“ (Obr. 1).

Jiným případem je změna celého kmitočtového rozsahu, kdy dochází ke změně frekvence skokově. Zde je řízení realizováno přepínáním („vyměňováním“) kondenzátorů oscilátoru např. pomocí multiplexeru, nebo „skokového“ potenciometru.

Problematika řízení a způsoby zapojení oscilátorů i útlumových článků je konkrétně rozebrána v kapitole [\(2.3\)](#).

1.2.1.2 Frekvenční rozsah a Weber-Fechnerův zákon

Rozsah frekvence oscilátoru je často udáván v poměru nejnižší a nejvyšší frekvence.

Obvykle okolo 1:16 [17], ale může být např. i 1:10 000 000 [27].

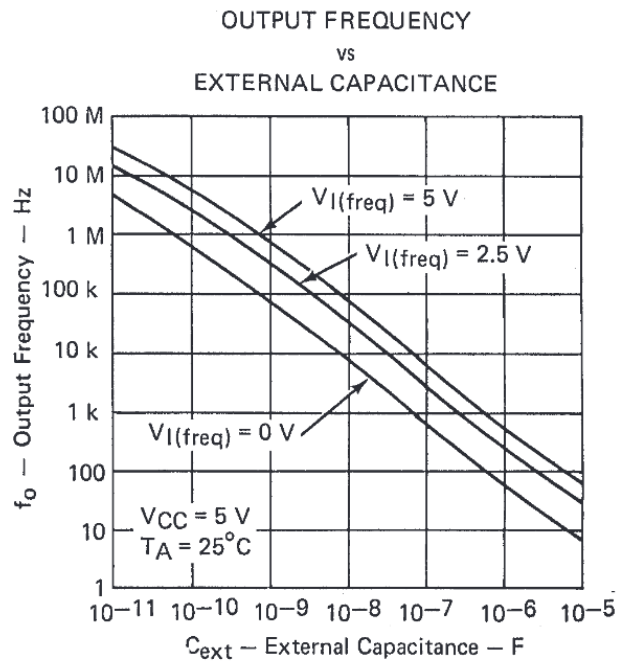
Jak již bylo řečeno výše, rozsah lze **přepínat** pomocí spínače, pro což se může využít procesu násobení frekvence výměnou kondenzátoru, označovaného RATIO, STEP, symboly násobícího poměru (např. $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$...) nebo ekvivalentně k poměru také pomocí symbolů délky not (♩, ♪ ...) (Obr. 1) [23]. Také se lze ale setkat s ovládním rozsahu pomocí odporového trimru bez viditelného označení [29].

Hodnota tohoto kondenzátoru C_F je nepřímo úměrná frekvenci (čím větší kondenzátor, tím menší frekvence) (Obr. 3) ⁸.

⁶ Např. ve virtuálním rozhraní DAW nebo v samostatných (*angl. stand-alone*) aplikacích, VST apod. Pro provázání „virtuálního“ oscilátoru s VCA je zapotřebí D/A převodník (např. zvuková karta v počítači).

⁷ V případě digitálního provedení pomocí tzv. „rotačních enkodérů“, jejichž průběh lze pozorovat na displeji [30]. Digitálně bývají dále využity tlačítka [26] nebo dotykový displej [33].

⁸ Osa x i y jsou logaritmické, závislost je lineární.



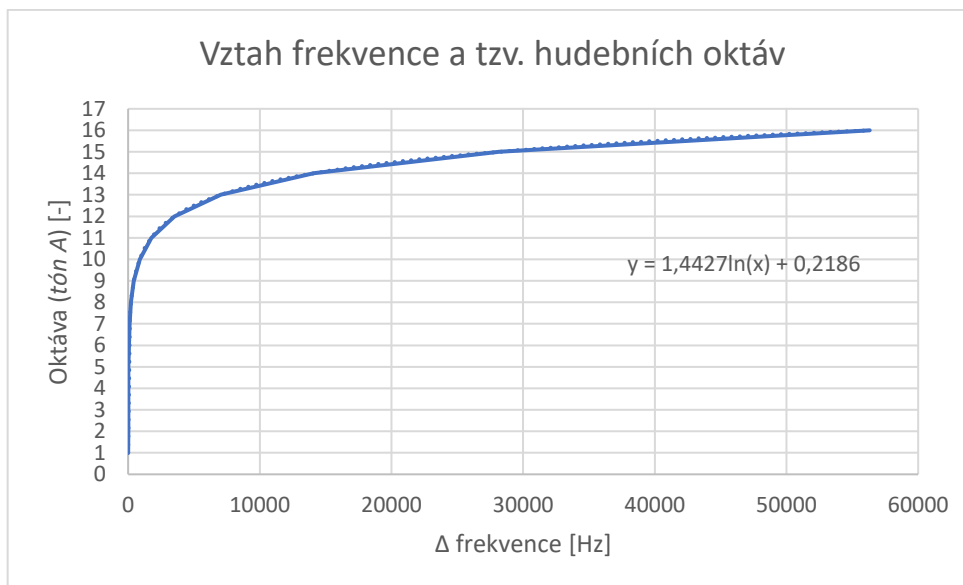
Obr. 3 Upravení rozsahu f_o VCO pomocí kondenzátoru C_{ext} [22].

Upravení rozsahu odečítáme jako („Output Frequency – Hz“) v závislosti na velikosti kondenzátoru C_{ext} („External Capacitance – F“) [22; fig.6].

Problematika značení/zadávání frekvence a rozsahu – Weber-Fechnerův zákon:

Spočívá v tom, jak jako lidé vnímáme změny frekvence, kdy na rozeznatelnou změnu malé frekvence potřebujeme násobně většího rozsahu, než na rozeznání změny na velké frekvenci.

To můžeme pozorovat mj. na způsobu značení hudebních stupnic ($C_1 D_1 E_1 F_1 \dots C_2 D_2 \dots C_3 D_3 \dots$), kdy hodnota tzv. „oktávy“, konvenčně zavedené jako rozdíl frekvence mezi dvěma stejně takto písmenově označenými frekvencemi Δf , exponenciálně narůstá jako $A_3=220\text{Hz}$, $A_4=440\text{Hz}$, $A_5=880\text{Hz}$, $A_6=1760\text{Hz}$ [...] (Obr. 4).



Obr. 4 Závislost rozdílu frekvence na hudebních oktávách.

Tento fenomén popsal E. H. Weber pomocí tzv. Weberova kontrastu, kde Δ označuje derivaci/změnu, p měnící se podnět (tedy frekvenci f) a S označuje to, jak jej subjektivně vnímáme, tedy po jakých částech jsou členěny tzv. hudební oktávy *oct*, což lze matematicky vyjádřit jako derivace Δp podle S , tedy dS . Protože čím více se podnět liší, tím méně změnu vnímáme, výsledný vjem S je rozdílu podnětů Δp nepřímo úměrný jakožto $\Delta p = 1/S$ (1.1):

$$\frac{\Delta p}{dS} = S; \Delta p = S dS; \Delta p = \frac{1}{S} dS. \quad (1.1)$$

Jeho žák G. T. Fechner dále zákon modifikoval a pomocí integrace odvodil vztah přímo pro lidské vnímání. Lidské vnímání lze tedy vůči podnětům vyjádřit jako vztah (přirozeného) logaritmu, známé již jako Weber-Fechnerův zákon (1.2). Pro naše potřeby nahradíme podnět p frekvencí f a vnímání S jako klasifikované oktávy *oct*⁹:

$$\int \Delta p = \int \frac{1}{S} dS; \int \frac{1}{\Delta p} = \int S dS; \int S = \int \frac{1}{\Delta p} dS, \quad (1.2)$$

$$\int \text{oct} = \int \frac{1}{\Delta f} d\text{oct}. \quad (1.3)$$

Prakticky f_1 např. 440Hz = A_4 , f_2 pak 880Hz = A_5 .

$$(1.4)$$

$$\text{oct} = \log_2(f_1) + C; 0 = \ln(f_2) + C; C = -\log_2(f_2),$$

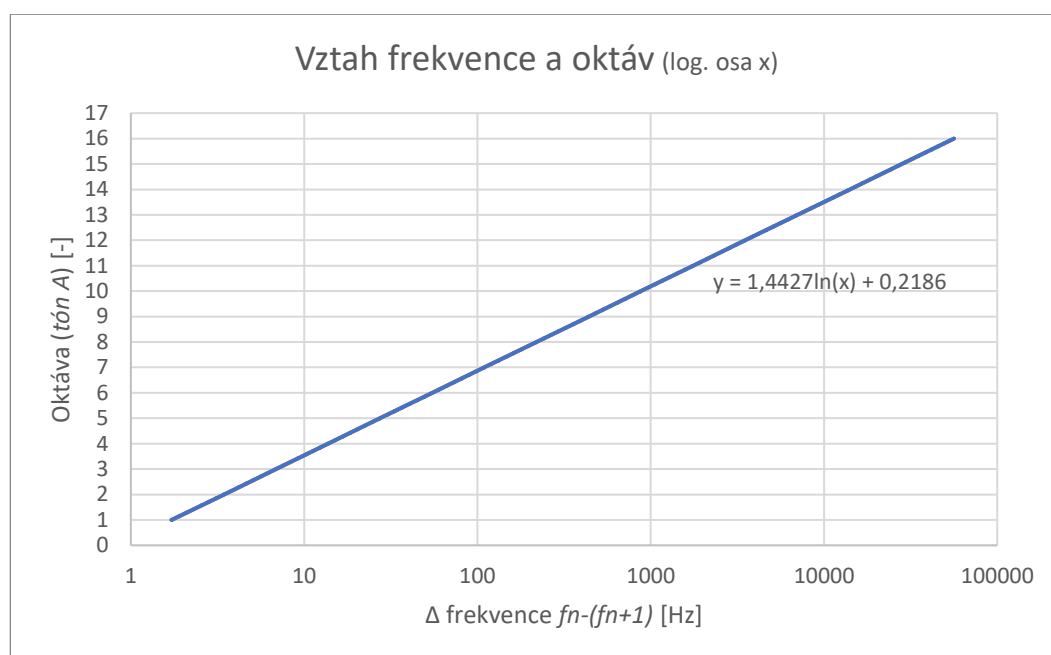
⁹ Při zavedení $\ln(S)$ zavést koeficient k , který vzniká integrací $1/S$ současně s $\ln(S)$. Ten můžeme odečíst z grafu na (Obr. 4), tedy $k = 1,4427$. Pokud však budeme uvažovat jako produkt integrace $d/dx 1/x = \log_2(x)$, tak ten již přesně vystihuje povahu oktáv a není nutné zavádět koeficient k .

$$\text{oct} = \log_2(f_1) - \log_2(f_2) = \log_2\left(\frac{f_2}{f_1}\right), \quad (1.5)$$

obecně pak

$$\text{oct} = \log_2\left(\frac{f_{n+1}}{f_n}\right). \quad (1.6)$$

Pokud tedy pro osu x použijeme logaritmické měřítko, získáme funkci lidského vnímání ve vztahu k těmto oktávám (**Obr. 5**).



Obr. 5 Weber-Fechnerův zákon ¹⁰.

Ve skutečnosti je tedy rozsah 10Hz až 20Hz námi vnímán jako 1:2, zatímco rozsah 1000Hz až 1010Hz pouze jako 1:1.01, přestože v obou případech činí rozdíl frekvence 10Hz. Rozsah 0.1Hz až 1Hz je naopak 1:10, přestože rozdíl činí necelý 1Hz.

Tuto skutečnost uvažujeme při návrhu.

Extrémní rozsahy tak zpravidla indikují dostupnost extrémně nízkých frekvencí, řídicích útlumový články (řádově desetiny až setiny hertzů, časově minuty).

Tyto informace budou využity v kapitole [\(1.2.3\)](#).

¹⁰ Graf popisuje závislost frekvence na tzv. hudebních oktávách s logaritmickým měřítkem na ose X, popisujících lidské vnímání frekvence.

1.2.1.3 Průběhy

U oscilátorů se dále můžeme setkat s různým provedením jejich průběhů. Typický je průběh harmonický (sinus), trojúhelníkový, obdélníkový a pilový (angl. *sine/triangle/square/saw*), můžeme se ale setkat i s průběhy typu superpilový (angl. *supersaw*)¹¹, bipolárně pilový¹² (angl. *bi-saw/bipolar saw; d-saw/double/dual-saw*), impulsní (angl. *pulse*) nebo se zvláštními průběhy a průběhy typu šum/náhodný (angl. *noise/random*)¹³. Tento parametr je obvykle značený symbolem daného průběhu nebo popiskem „WAVE“, „SHAPE“ aj. (Obr. 1).

Oscilátory typu integrátor/komparátor (dále „I/K“) produkují trojúhelníkový (int.) a čtvercový (komp.) průběh ([5]; str. 984), mezi integrátorem a komparátorem se může rovněž nacházet třetí průběh bipolárně-pilový díky sumaci trojúhelníkového a čtvercového signálu. VCO většinou produkují signály pilové/rampové nebo trojúhelníkové ([2]; str. 43), které jsou posléze modifikovány/filtrovány do různých, např. harmonických tvarů. Astabilní multivibrátory generují průběhy čtvercové a nelineární pseudo-trojúhelníkové/exponenciální ([5]; str. 980), oscilátory typu RLC přibližně harmonický signál ([4]; str. 125). Pro účely použití současně s útlumovým článkem typu VCA lze teoreticky navrhnout komplexní obvod, který produkuje specifickou tzv. obálku (angl. *envelope*), což je využíváno pro modelování tzv. ADSR průběhů v syntetizérech ([2]; str. 49).

1.2.1.4 Střída/symetrie

Průběh lze také charakterizovat střídou, která se např. při čtvercovém signálu projevuje jako délka pulzů (rozdíl mezi délkou trvání hladin U_{LOW} a U_{HIGH}), u triangle/sine signálu jako poměr délky vzestupné a sestupné hrany t_1 a t_2 . Z trojúhelníkového signálu tak lze získat signál rampový.

Při využití IO se střída může měnit obtížněji, někdy to však bývá přímo umožněno výrobcem. Např. u IO typu NE555 měníme střidu pomocí poměrů R_1 a R_2 podle vzorců (2.68) (2.69) [14].

Pokud lze parametr střidy v efektu měnit, lze očekávat označení „PULSE LENGTH“ v případě, že se střída týká square signálu, nebo „SLOPE“ či „SYMMETRY“ (Obr. 1), jde-li o triangle/sine průběh¹⁴.

Při volbě konkrétního oscilátoru je určující právě jeho rozsah, průběh, způsob řízení, výkonové parametry, v neposlední řadě také dostupnost součástek / IO a jejich cena.

¹¹ Indikuje přítomnost dalších, případně fázově či frekvenčně rozladěných pilových průběhů.

¹² Vyskytující se ve funkčním generátoru typu I/K (RCO) mezi integrátorem a komparátorem jako specifická syntéza troj. a čtver. průběhu na rezistoru R .

¹³ Šumové generátory ale nejspíš nemají mezi dynamickými efekty využití, jsou tedy uvedeny pouze pro doplnění (generátorů).

¹⁴ Logické, leč méně intuitivní, je označit střidu jako poměr vzestupné (nízké) a sestupné (vysoké) hrany, tedy „X/Y“, „X:Y“, „X-Y“.

Různé rozsahy, průběhy a poměry střídání jsou zastoupeny v jednotlivých podkapitolách z kapitoly (2.1).

1.2.2 Útlumový článek

Jak již bylo řečeno, útlumový článek má v tremolech za úkol „přijímat“ signál z oscilátoru a na základě tohoto průběhu amplitudově modulovat signál vstupní.

Jako útlumový článek lze použít řízený zesilovač (VCA/RCA), např. JFET, BJT (OZ) nebo optočlen, popř. digitální IO pro řízení hlasitosti.

Při volbě útlumového článku je důležité uvědomit si konkrétní hodnoty (napětí) na výstupu LFO, tedy u_{LFO} , které máme k dispozici a případně je upravit pomocí atenuátorů (různé zesilovače, utlumovače/děliče, filtry, úprava DC složky; k úpravě hladiny lze využít atenuátory (nebo pouze děliče napětí) nebo tzv. upínací obvody [angl. *clamping circuits*]_[13]).

Útlumové články typu JFET tlumí vstupní signál při detekci závěrného napětí na své gate (G), značeného U_{GS} , naopak BJT tranzistory propouští vstupní signál v závislosti na průchodu proudu do jeho báze, což je dáno napětím mezi bází a emitorem u_{BE} . U optočlenů je obecnou podmínkou rozsvícení LED diody, což má za následek propouštění vstupního signálu v závislosti na průchodu proudu touto diodou. Dále lze využít OTA nebo přímo IO s OTA, např. THAT2181 (VCA), který tlumí signál jako reakci na příchozí pozitivní nebo negativní napěťový signál, podle uživatelské konfigurace IO [16]. Dalším využívaným OTA v roli VCA je LM13700.

Průběh tlumení, tedy odezva tlumícího signálu na tlumený, může být buď lineární (lineární oblast tranzistorů/diod; OTA), exponenciální/logaritmický (IO OTA THAT2181), nebo zkrátka nelineární (nelineární oblast, tzv. „koleno“ převodní charakteristiky tranzistorů/diod). Můžeme jej vyčíst buď z grafů v katalogových listech _[16] nebo dedukovat z tabulkových hodnot – ve voltech (V) je značen lineární [15] a v decibelech (dB) logaritmický útlum _[16]. Často je také udáván odpor R (Ω) nebo vodivost g (S), závislý na proudu i (Obr. 40; fotorezistor) nebo proud i_D , závislý na napětí U_{DS} _[19], kdy menší proměnlivý odpor více „odebírá“ signál (obvykle svedený na zem), čímž více tlumí. Naopak velký odpor JFETu znamená jeho zavření a signál může procházet.

Míra útlumu útlumového článku bývá na efektu označována parametrem „DEPTH“ (Obr. 1), který lze v rozhraní efektu obvykle měnit z nulové hodnoty (žádný útlum, 100% DRY) na hodnotu maximálního útlumu (útlum zhruba 60dB _[16]).

Konkrétními způsoby zapojení těchto útlumových článků se zabývá kapitola (2.2).

1.2.3 Zadávání parametrů

Způsob zadávání parametrů se odvíjí od typu efektu ¹⁵.

¹⁵ Při hře na kytaru je uživatel omezen využíváním obou rukou, narozdíl např. od klaviatury, kdy lze využívat jen jednu. Hru na nástroj je proto vhodné důmyslně přerušovat nebo modulovat již nahanou stopu

Na malé rozsahy obvykle dostačuje jeden ovládací prvek / potenciometr, na větší rozsahy se využívá např. zapojení potenciometrů ve stylu **fine/coarse** (**Obr. 52**) ([2]; str. 46) [8] [27], kdy potenciometrem „coarse“ (čes. „hrubý“) provádíme velké a potenciometrem „fine“ malé (čes. „jemný“) změny frekvence ¹⁶.

Řízení potenciometry je více využíváno v rackových modulech, ale i cenově dostupnějších tremolech. Nevýhodou je obtížnost takového řízení současně při hře na efektovaný nástroj ¹⁵.

Pak je možné obvod řídit systémem **tap-tempo**, kdy je f_{LFO} výsledkem prodlevy Δt_{tap} mezi dvěma stisknutími, doslova „řuknutími“ (angl. tap) spínače ¹⁷. Dále je možné využít nožní spínač, tzv. footswitch (**Obr. 1**). Tato metoda je oblíbená a využívaná zejména v kytarových efektech právě ve spojení s footswitchem, četnost zastoupení v syntetizérech se tím však nemusí zmenšovat. Tap-tempo je dále hojně zastoupené v tzv. DJ konzolích, jak v analogové nebo digitální podobě, v digitální (virtuální) podobě je pak tento systém součástí většiny DAW. Pro tuto metodu je využíván např. obvod „sample and hold“ (také „S/H“; „S&H“) ([2]; p. 52) ([5]; p.1055).

Pro ještě flexibilnější možnost řízení můžeme uvažovat tzv. nožní spínač – pedál (angl. *expression pedal*), který mění parametry tremola v závislosti na relativní poloze spínače. To se může dít např. pomocí optického mechanismu, kdy se vlivem manipulace spínače mění vzdálenost přijímače od světelného zdroje, což tlumí příchozí napětí $U_{CV} \approx 0$ až 5V, žádné standardy zde ale nejsou [10]. Návrhem takto integrovaného pedálu se sice práce nebude zabývat pro svoji náročnost mechanického provedení, lze však uvažovat tzv. EXP vstup právě pro tyto komerčně dostupné pedály. Tomu je třeba vhodně přizpůsobit impedanci EXP vstupu (obvykle desítky k Ω).

Pokud však sladíme impedance, můžeme použít expression pedál nejen jako řídicí napětí pro VCA oscilátor (tedy měnit frekvenci), ale i útlumový článek nebo samozřejmě pro celkovou hlasitost tak, jak je tomu u většiny EXP vstupů různých zesilovačů/komb [10] [BOSS Katana MKII; boss.info].

Posledním typem řízení je digitálně řízený oscilátor (DCO). Využívá se k řízení jak analogového, tak digitálního průběhu a je teoreticky vhodný na jakékoliv rozsahy. V případě digitálně řízených a digitálních oscilátorů se lze běžně setkat s číslicovým zadáváním, pro ovládání v reálném čase jsou však v zařízeních, využívajících digitální oscilátory, více využívány potenciometry [Roland JUNO-DS; roland.com]. Samozřejmě není vyloučeno použít všechny metody zadávání zároveň [BOSS DD-500; boss.info].

pomocí tzv. smyčkového efektového procesoru (angl. „*looper*“) abychom se mohli více/lépe věnovat nastavení parametrů, bylo-li by to potřebné.

¹⁶ Tato metoda lze dobře využít pro styl ovládání tzv. „*single-sweep*“, kdy se jedná o průchod/průsmyk (angl. *sweep*) frekvenčním rozsahem pomocí jediného kontrolního prvku/potenciometru. Opakem ovládání je nutnost přepínání rozsahu.

¹⁷ V tomto typu zadávání bývá kladen důraz na uživatelskou „preciznost“ z hlediska rytmického citění.

Konkrétní řešení problematiky zadávání parametrů (pro naše vysokorozsahové tremolo) poskytuje kapitola [\(2.3\)](#).

1.2.4 Indikace parametrů

Tremola a efekty obecně se také liší způsobem indikace, jejíž přítomnost obvykle značí přítomnost LED diod (**Obr. 1**), displejů apod. ¹⁸.

Tyto indikace (např. vizualizace rychlosti kmitání LFO, míry útlumu článku nebo „obyčejné“ přítomnosti signálu na vstupu) nejsou samozřejmostí, v efektech často jakákoliv indikace chybí ¹⁸.

Problematika indikace je přitom relativně jednoduchá, pokud máme k dispozici vhodné řídicí signály ¹⁹ pro indikátory (např. LED diody / 7-segmentový displej / LCD displej).

Možnými konkrétními způsoby indikací se zabývá kapitola [\(2.4\)](#), konkrétním návrhem/zapojení frekventoměru v roli indikační části pak [\(3.3\)](#).

1.2.5 Vstup, výstup a obcházení (bypass)

V řetězci před a za efektem se může nacházet nejen nástroj ²⁰ a předzesilovač, ale i další efekty, mixpult aj.

Vstupní a výstupní signál efektových procesorů je tedy přizpůsoben tzv. „linkové úrovni“, která se pohybuje v rozmezích zhruba $U_{lineRMS} \approx -10\text{dBV}$ až $+6\text{dBu} = 0,316\text{V}$ až $1,546\text{V}$ ([1]; p.339).

Impedančně je vhodné přizpůsobit **vstup** co nejvyšší impedanci Z_{IN} („Hi-Z“) ([1]; p.340), zatímco **výstup** by měl mít impedanci co nejnižší, abychom zajistili stabilitu na vyšších frekvencích. Pokud bychom chtěli impedanci Z_{OUT} a Z_{IN} nastavit přesně, používá se rezistorový dělič napětí, kdy Z_{OUT} a Z_{IN} je výsledkem součtu rezistorů v děliči $R_1 + R_2$ ([1]; p.341). Na výstupu můžeme očekávat zařízení s linkovou úrovní (sluchátka, mixpult), běžně impedančně charakterizovanou jako $Z_{LOAD} = 10\text{-}600\Omega$ ([1]; str.10) a vyšší. Je tedy vhodné poskytnout co nejnižší impedanci Z_{OUT} ([1]; str.340).

S ošetřením vstupu a výstupu úzce souvisí i způsob kompletního vyřazení efektu z řetězce, aniž by došlo k přerušení signálové cesty. Tuto funkci označujeme jako **bypass** (čes. obcházení).

To lze provést buď čistě mechanicky (mechanický spínač) nebo např. pomocí logického spínače s pomocí bistabilního multivibrátoru [\[BOSS TR-2: 31\]](#) a JFET či jiných

¹⁸ Na (**Obr. 1** *Tři běžně komerčně dostupná tremola* .) efektu BOSS sice pozorujeme LED diodu s označením „check“, ta ale pouze indikuje stav efektu on/bypass, indikace parametrů zde není.

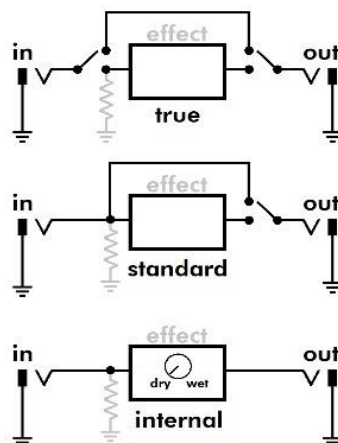
¹⁹ Např. čtvercový u_{LFO} pro realizaci tzv. hodinového signálu se dvěma napěťovými hladinami $U_{HIGH/LOW} \approx 0$ až 5V (*angl. clock*; CLK), hojně využívaném právě v digitální elektronice.

²⁰ Obvykle s vysokoimpedačním, tzv. Hi-Z vstupem, implikujícím vysokou impedanci pasivního kytarového snímače (řádově stovky $k\Omega$).

tranzistorů nebo (operačních) zesilovačů²¹. Většina efektů disponuje z hlediska praktické ovladatelnosti možností takového vyřazení pomocí nožního spínače (Obr. 1).

Podle způsobů obcházení/vyřazení efektu lze rozlišovat zapojení true/standard/buffered/internal, kdy *true* bypass (čes. pravý) tvoří absolutní výhybku, zatímco *standard* bypass pouze odpojuje WET signál od DRY²². *Internal* (a *buffered*) bypass ze signálové cesty nevyřazují vstupní a výstupní zesilovač (Obr. 6).

Konkrétní řešení bude provedeno v konstrukční části (3.1).



Obr. 6 Způsoby „obcházení“ efektu (bypass)²³.

*Internal*²⁴ (vnitřní) a *buffered* bypass využívají vstupní a výstupní zesilovače jednotkového zesílení typu *buffer* (čes. jednotkový zesilovač), kterými signál prochází, zatímco je pomocí signálových výhybek (např. zmíněným bistabilním JFET obvodem [BOSS TR-2; 33]) odveden z efektové cesty.

Buffered/internal zapojení se používá především z důvodu vyrovnání napět'ových ztrát signálu vlivem parazitní kapacity kabelů (např. dlouhých, nekvalitních nebo poškozených), kdy může vlivem této kapacity a impedance na vstupu elektronického nástroje dojít k vytvoření závadného filtru typu RC, obecně omezující vyšší kmitočty a tím i „brysknost“ nástroje.

²¹ Samozřejmě je možné, byť muzikálně docela nepraktické, efekt „neobcházet“ vůbec.

²² U standard bypass hudební signál tedy neprochází efektem, ale je stále ovlivňován impedancí ze vstupní cesty efektu, což může být problém v případě menší vstupní impedance efektu, která by tak nepříznivě ovlivnila prvky s Hi-Z výstupem, zapojené v řetězci před ním.

²³ Obrázek převzat ze [sweetwater.com].

²⁴ „Internal“ může narozdíl od „buffered“ značit, že namísto DRY/WET poměru měníme takový parametr efektu, který v určitých hodnotách způsobí, že efekt nepracuje. V případě tremol je tomu tak u parametru DEPTH, kdy by teoreticky při jeho nulové parametrické hodnotě nemělo docházet k žádnému tlumení a signál na výstupu by měl být stejný, jako na vstupu. Tato metoda je využívána u jednodušších efektů a je snadno identifikovatelná nepřítomností „bypass“ přepínače/footswitche.

Šance na vznik parazitní kapacity se logicky zvětšuje s počtem takto obcházených efektů a délkou a kvalitou použitých kabelů. Zapojení je ale samozřejmě vlivem nutnosti konfigurace zesilovačů náročnější na realizaci, než „obyčejný“ true-bypass ²⁵.

²⁵ Výrobci, kteří jsou si pravděpodobně vědomi výhod těchto zapojení, inzerují buffered a internal zapojení jako např. „*buffer switch for 100% real true bypass*“ [inzerce thomann.de]. Buffered bypasssem disponuje celá řada efektů společnosti BOSS.

2. TEORETICKÁ ČÁST (KONKRÉTNÍ)

Zde probereme možné, konkrétní [typy oscilátorů](#) a jejich zapojení, dále pak možné návrhy a zapojení [útlumových článků](#) jako diskretních součástek (dále „DS“) i integrovaných obvodů (dále „IO“), a v neposlední řadě [možné způsoby indikace](#) i [obvody, přizpůsobující](#) signály ke správnému řízení ostatních bloků ²⁶.

V této části tedy uvedeme množství schémat a výpočtů, potřebných pro správnou funkci dílčích stavebních bloků ²⁷.

Na závěr zde budou teoreticky rozebrány dvě konkrétní zapojení dvou světoznámých tremol značek [Schaller](#) a [BOSS](#), volně dostupná na internetu.

2.1 Výčet konkrétních oscilátorů

K volbě oscilátoru se lze postavit dvojím způsobem – vhodný oscilátor lze buď najít v katalogových listech jako IO, nebo jej navrhnout a sestrojít. To záleží především na zmiňovaných požadovaných parametrech – frekvenčním **rozsahu**, **průběhu** (průbězích) a způsobu **řízení**.

Oscilátory lze také hledat pod pojmem nízkofrekvenční oscilátor (LFO ²⁸), napětím/odporem řízený oscilátor (VCO/RCO), popř. RLC obvody s referenčním krystalem (VCXO), využívaným především v RF aplikacích [[4]; p.128].

Jeho funkcí v modulačních zvukových efektech obecně je tedy řízení/modulace určitého prvku, v tomto případě útlumového článku.

Abychom zvolili nebo navrhli oscilátor s co nejvyšším možným rozsahem a co nejprůhodnějším způsobem řízení podle (1.2.1.2), ale také s vhodným průběhem, je nutné pochopit jeho princip, který se však u jednotlivých typů oscilátorů, zvláště typu RC, typu I/K, popř. typu multivibrátoru, liší. Některé oscilátory proto budou rozebrány dopodrobna včetně odvození možných vzorců a výpočtů.

2.1.1 Oscilátor s využitím žebříčkového filtru

Snad nejznámější z používaných obvodů oscilátorů může být oscilátor na bázi žebříčkového filtru typu RC (Obr. 7), známý také jako RC oscilátor nebo tzv. „*phase-shift*“ oscilátor (čes. fázový posun). Je oblíbený pro svou nenáročnost na komponenty a harmonický průběh ([5]; p.930).

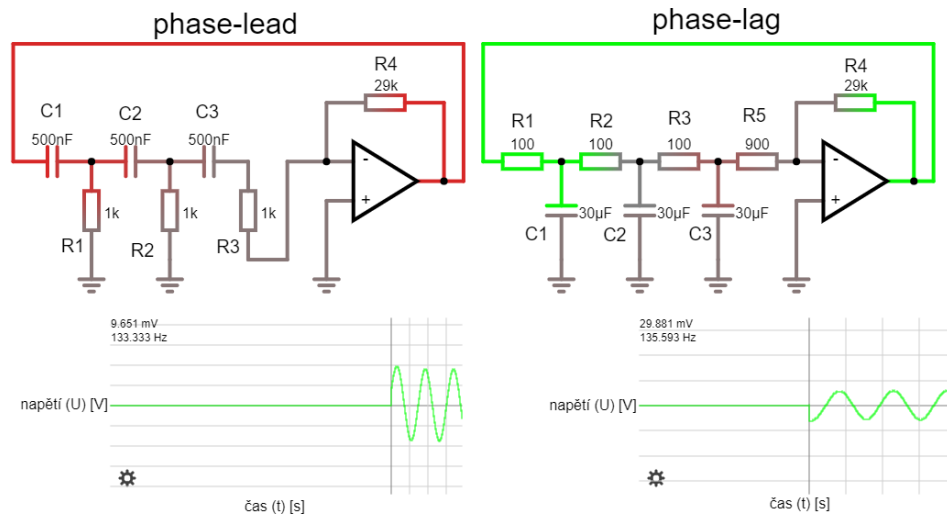
²⁶ Např. sladění napětíových úrovní oscilátoru a útlumového článku.

²⁷ Možné způsoby realizace napájení efektu budou probrány až ve třetí, konstrukční části.

²⁸ Protože chceme produkovat nízké frekvence, které nemají za účel samy o sobě přenášet zvukový vjem ve slyšitelném spektru, hledáme právě oscilátory s pomalým průběhem (LFO). Takto pomalý průběh lze ale vyprodukovat i za pomoci VCO, přísné terminologické konvence zde nehledíme.

Můžeme jej zapojit buď jako tzv. „*phase-lag network*“ (čes. systém se zpožděnou fází), nebo „*phase-lead network*“ (čes. systém s vedoucí fází). V simulaci lze systémy jednoduše rozlišit díky jejich počátku v $t=0s$ – *lead* poskytuje sinusový a *lag* cosinový průběh (Obr. 7).

Tento oscilátor zároveň poslouží jako modelový příklad pro hlubší pochopení principu oscilátorů s využitím Barkhausenových podmínek pro oscilaci.



Obr. 7 Simulace RC phase-shift lead/lag oscilátorů s OZ.

Dole napěťové průběhy sinus (vlevo) a cosinus (vpravo) na výstupech jednotlivých OZ.

2.1.1.1 Teorie: Barkhausenovy podmínky pro oscilaci

Oscilaci si v zapojení můžeme analogicky představit jako „kooperaci“ dvou fázově posunutých bloků – invertující zesilovač²⁹, značen zesílením „A“ vždy s invertovaným průběhem napětí na svém výstupu, projevujícím se v důsledku stejně jako posun fáze o 180° (π), a „zeslabovač“, indikovaný zesílením zpětnovazební větve „ β “ a posunem fáze o 180° (π) podle typu zapojení³⁰ (Obr. 7) díky čemuž systém, ať v jednom či druhém případě, poskytuje fázové zpoždění 360° (0°), jakožto 2π ($180^\circ + \pm 180^\circ$ ³¹). Tak splňuje jednu z tzv. Barkhausenových podmínek pro oscilaci (2.1).

$$1a) A = -1 = 1 \angle 180^\circ = \cos(-\pi)$$

$$1b) \beta = 1 \angle \pm 180^\circ = \cos(\pm\pi) = -1 \quad (2.1)$$

²⁹ V zapojení na Obr. 7 realizovaný pomocí OZ, na Obr. 8 pomocí BJT.

³⁰ V zapojení výše realizován žebříčkem třech filtrů typu RC (angl. *RC ladder*).

³¹ U žebříčkového filtru typu CR by fáze o $3 \times 60^\circ$ vedla, tedy $+180^\circ$, u RC se o -180° zpožďuje.

Pokud dále zesilovač „A“ a „zeslabovací“ větev žebříčkového filtru „β“ dohromady poskytnou jednotkové zesílení typu *buffer*, splní se i druhá Barkhausenova podmínka (2.2) a dochází k oscilacím.

$$2) A\beta = 1 \angle 360^\circ = 1 \angle 0^\circ = \cos(2\pi) = \cos(0\pi) = 1. \quad (2.2)$$

Barkhausenovy podmínky lze tedy opět chápat jako zesilovač (např. OZ) a „zeslabovač“ (např. RC filtr) ve vzájemné fázové (2.1) a „zesilovací“ (2.2) rovnováze, tedy vždy o tolik a v daný čas t , o kolik zpětnovazební větve β zeslabuje, tolik musí zesilovač A zesílit.

To zapíšeme společně s rovnicí pro zpětnovazební členek jako (2.3), kde Z_o značí výstupní a Z_i vstupní impedanci, zastoupenou impedancí zpětnovazební větve ([4]; p.126):

$$Z_o = \frac{A}{1+A\beta} Z_i. \quad (2.3)$$

Impedance Z_o a Z_i , které jsme zavedli rovnicí (2.3), charakterizované v obvodu jako (reaktivní) proměnlivý odpor zpětnovazební a zesilovací větve X_C a X_R , tedy značí impedance, které svojí činnou složkou udávají zesílení a imaginární složkou posun fáze dohromady v celém obvodu.

Obvod si můžeme představit i jako tzv. shunt-shunt topologii. Pokud zahrneme imaginární složky odporu, závislé na frekvenci, jednotkové zesílení je $A = 1$. Pak můžeme psát, že celkové zesílení v konstantním čase je $A = R_M = -R_f$ ([5]; p. 930). Systém takto poskytuje pouze jalový výkon.

Takovým navržením systému oscilaci vyvoláme.

2.1.1.2 Teorie: Praktické odvození vztahu pro oscilační kmitočty

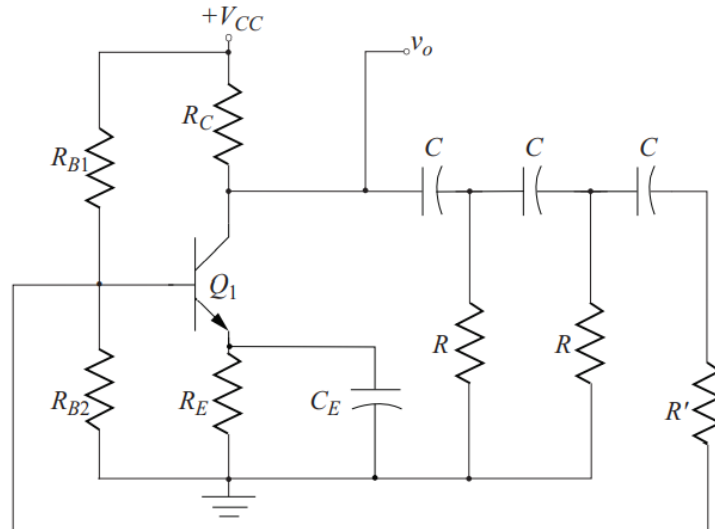
Pro pochopení těchto dynamických systémů si lze prakticky představit, že za každé specifické frekvence f_o se z reaktivních bloků stávají obyčejné rezistory. Prakticky, tato jedna konkrétní frekvence f_o způsobí, že jednotlivé rezistory budou klást např. 90Ω a 80Ω odporu, čímž zrovna v tomto případě nejsou dodrženy podmínky a systém neosciluje – odpor zpětnovazební větve a filtru není při této frekvenci stejný, reálně tedy dojde k saturaci OZ nebo utlumení kmitů. Aby systém osciloval, musel by být odpor rezistorů v jednotlivých „protichůdných“ větvích stejný, tedy např. 90Ω a 90Ω .

Frekvence, při které by se tyto odpory rovnaly, čímž by se vyrovnalo zesílení jednotlivých bloků, se nazývá právě frekvence oscilací, neboli **oscilační kmitočty** $\omega_o = 2\pi \cdot f_o$. Celý systém je tedy na této frekvenci závislý (2.4):

$$Z_o(\omega_o) = \frac{A}{1+A\beta} Z_i(\omega_o). \quad (2.4)$$

2.1.1.3 Způsob návrhu (výpočet zisku zesilovače)

Obvod je tedy tvořen třemi kondenzátory C_1 , C_2 a C_3 a třemi rezistory R_1 , R_2 a R_3 v žebříčkovém zapojení (angl. *ladder*) typu LP, a zesilovačem, např. OZ ([5]; p.932), BJT ([5]; p.934), MOSFETem ([5]; p.937) či elektronkou ([11]).



Obr. 8 Schéma RC oscilátoru s BJT ([5]; p.935).

System se zpožděnou fází lze řídit tak, že odpory $R_{1..3}$ lze realizujeme pomocí potenciometru s trojitou drahou (angl. slang. *triple-gang pot*), díky čemuž můžeme měnit frekvenci, což jinak nelze skrz impedanční povahu obvodu, jinak by došlo k porušení Barkhausenových podmínek. Tím by došlo buď k saturaci, nebo ustálení kmitů.

Odvození výpočtu:

V případě zesilovačů je známo, že jejich napěťový zisk A vypočítáme jako poměr vstupního u_i a výstupního napětí u_o , kde $u_o = i_3 R$, přičemž i_3 je proud hlavní zesilované větve (2.5). Řídit se budeme veličinami na **Obr. 8**, tedy zapojením s OZ.

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{i_3 R}{u_i} \quad (2.5)$$

Proud i_3 vyjádříme pomocí úbytků napětí ze vzorce pro proudové jednotlivých RC článků smyčky i_1 a i_2 např. metodou MSP, uvedené ve vzorcích (2.6), (2.7) a (2.8), které můžeme za pomoci (2.9) přepsat na vzorce (2.10), (2.11) a (2.12):

$$u_o = (X_R + X_C)i_1 - X_R i_2, \quad (2.6)$$

$$0 = -X_R i_1 + (2X_R + X_C) i_2 - X_R i_3, \quad (2.7)$$

$$0 = -X_R i_2 + (2X_R + X_C) i_3. \quad (2.8)$$

$$X_R \triangleq R; \quad X_C \triangleq \frac{1}{j\omega_o C}; \quad (2.9)$$

$$0 = u_o - \frac{i_1}{j\omega_o C} - (i_1 - i_2)R, \quad (2.10)$$

$$0 = (i_1 - i_2)R - \frac{i_2}{j\omega_o C} - (i_2 - i_3), \quad (2.11)$$

$$0 = (i_2 - i_3)R + \frac{i_3}{j\omega_o C} - i_3 R. \quad (2.12)$$

Protože z principu tohoto obvodu jsou $C_{1..3}$ a $R_{1..3}$ stejné, vzorec lze řešit dosazováním do rovnic nebo soustavou matic pomocí tzv. Cramerových pravidel [11].

My potřebujeme najít závislost u_o a u_i na proudu i_3 (2.12), tedy

$$i_3 = \frac{u_o}{R \left[1 - \frac{5}{\omega_o^2 C^2 R^2} + \frac{1}{j\omega_o RC} \left(6 - \frac{1}{\omega_o^2 C^2 R^2} \right) \right]}. \quad (2.13)$$

Vyjádřením i_3 můžeme díky jeho závislosti na u_o a R vyjádřit u_o (2.14), celkový zisk A (2.17) a tak i zisk zpětnovazební větve β (2.22). Jde o jednoduchou úpravu rovnic:

$$u_o = i_3 \left(R + \frac{1}{j\omega_o C} \right) \left(\left(2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \right)^2 - 1 \right) - i_3 R \left(2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \right), \quad (2.14)$$

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{\left(2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \right)^2 + \frac{1}{j\omega_o C} \left(2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \right)^2 - 3R - 2 \frac{1}{j\omega_o C}}{R}, \quad (2.15)$$

$$\frac{u_o}{u_i} = \left(2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \right)^2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \left(2 + \frac{1}{j\omega_o CR} \right)^2 - 3 - 2 \frac{1}{j\omega_o CR}, \quad (2.16)$$

$$\frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{6}{j\omega_o CR} + \frac{5}{\omega_o^2 C^2 R^2} - \frac{1}{j\omega_o^3 C^3 R^3}. \quad (2.17)$$

V takové rovnici očekáváme, že zvlášť imaginární části a reálné části budou mít ve výsledku s opačnou fází velikost 0, tedy že v obrácené fázi se rovnají (2.18):

$$\frac{6}{j\omega_o CR} - \frac{1}{j\omega_o^3 C^3 R^3} = 0; \quad \frac{6}{j\omega_o CR} = \frac{1}{j\omega_o^3 C^3 R^3}. \quad (2.18)$$

Z imaginární části do již známý vzorec pro rezonanční kmitočet (2.19):

$$\omega_o = \frac{1}{RC\sqrt{6}}; f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (2.19)$$

Z reálných částí pomocí získaného kmitočtu dopočítáme potřebné zesílení, kompenzující tlumení RC článků, rovnicemi (2.20), (2.21) a (2.22):

$$\frac{u_o}{u_i} = 1 - \frac{5}{\omega^2 C^2 R^2} = A, \quad (2.20)$$

$$A = 1 - \frac{5}{\frac{1}{6R^2 C^2} R^2 C^2}, \quad (2.21)$$

$$A = 1 - 5 \cdot 6 = -29. \quad (2.22)$$

Pro praxi jsme tedy vypočítali, že filtrační obvod tlumí vstupní frekvenci 29x. Jakmile tedy zesilovací obvod dosáhne zisku $A = 29$, splní se kritéria pro oscilaci. Z toho důvodu musí být zesilovací článek navržen tak, aby zesiloval minimálně 29x, jinak obvod nezačne oscilovat. Harmoničnost frekvence je taktéž závislá na A – čím více se vzdálí od 29, tím většího **zkreslení** původně harmonický průběh nabývá.

Tento zesilovací faktor $A = 29$ je obecně známý a vypočítaný pro 3 články typu RC (dolní propust), lze ale vypočítat i pro články typu horní nebo pásmovou propust ([3]; p.330).

K řízení jeho frekvence je využíváno buď jednoduchých potenciometrů ([Schaller Tremolo 68'](#) [32]; obecný návrh VCR ([5]; p.1056)), nebo tzv. „*dual-gang*“ či „*triple-gang*“ potenciometrů, kdy měníme rovnoměrně odpor celé větve a tím i jeho rezonanční frekvenci ω_o .

Díky závislosti na potenciometrech je teoreticky schopen dosáhnout enormního rozsahu, limitovaného až dobou přeběhu zesilovače t_{slew} a velikostí odporu potenciometru P , kterým bychom obvod mohli řídit jako **RCO**. Např. při maximálním odporu potenciometru o velikosti $P_{max} = 10M\Omega$, kterým lze takto obvod plynule řídit, poskytuje frekvenci $f_o = 0,160Hz$, což při uvažování horní hranice frekvence OZ $16V/\mu s$ [18] činí rozsah minimálně **1:6250 000**, uvažujeme-li maximální rozkmit $U_{pp} = 16V$. Podle rovnice $\omega_o = 1/RC$ lze obvod lineárně řídit také hodnotou kondenzátoru C . To se běžně provádí pomocí spínače (mechanický, multiplexer) a na něj více hodnot paralelně připojených kondenzátorů C , obvykle logaritmicky se odlišujícími – např. 10nF, 100nF, 1 μ F, 10 μ F. Takové řízení může být vhodné jako řízení oktáv

Tento typ oscilátoru může být použit jako řídicí obvod, ale je zde kladen důraz na (ne)zkreslení/harmonicitu kmitů ([3]; p.332), je tedy spíše vhodný pro syntetizéry jako tónový generátor. Vlivem reálné povahy součástek navíc dochází k saturaci nebo (u)tlumení, jak

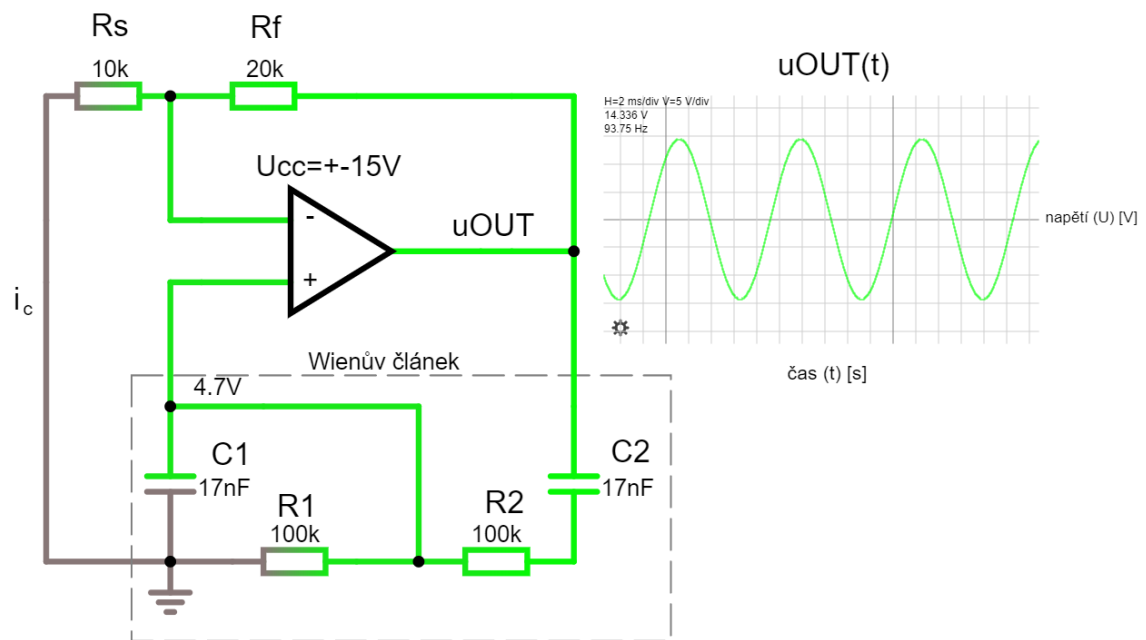
bylo zmíněno výše, je proto vhodné jej „budit“ (zapínat/vypínat), což opět evokuje tónový generátor (klávesu syntetizéru).

Výhodou je tedy harmonický průběh a relativně snadná dostupnost (diskrétních) součástek, nevýhodou je případná nestabilita – aby se splnily podmínky pro oscilaci, odchylka od (2.1) (2.2) musí být z hlediska povahy reálných součástek (rezistory, kondenzátory, zesilovač) co nejmenší.

2.1.2 Oscilátor s využitím Wienova článku

Další oscilátor je principem i funkcí velmi podobný předchozímu RC oscilátoru. Místo žebříčkového filtru se zde ale nachází tzv. Wienův článek.

Ten je tvořený pouze dvěma rezistory R_1 , R_2 a dvěma kondenzátory C_1 , C_2 (Obr. 9) (180°) poskytující se zesilovačem posun fáze o 360° , přesně kompenzujícím tlumené kmity, indikující splnění obou Barkhausenových podmínek (2.1) (2.2). Ve zpětnovazební větvi jsou opět rezistory R_3 a R_4 po vzoru zapojení klasického invertujícího zesilovače.



Obr. 9 RC oscilátor, realizovaný za pomoci Wienova článku.

Výpočet:

Smyčku nejdříve „otevřeme“ rozpojením uzlu u_{OUT} , čímž vzniká otevřená smyčka A_{OT} , díky čemuž si uvědomíme a vyjádříme napětí této smyčky na výstupu zesilovače u_{OT} , působící úbytky napětí na R_f a C_2 , díky čemuž vyjádříme vstupní a výstupní napětí u_i a u_o , což vyjádříme jako zisk zpětnovazební a otevřené smyčky β a A_{OT} ($u_i = u_o \cdot A_{OT}$) (2.19):

$$\beta = -\frac{u_o}{u_{OT}} = -\frac{u_i}{u_{OT}} A_{OT}. \quad (2.23)$$

Pomocí rovnice (2.20) vyjádříme napět'ový zisk zpětnovazební smyčky β pomocí odporu reálné a imaginární části, zastoupený odporovým děličem a Wienovým článkem:

$$\beta = -\frac{u_i}{u_{OT}} = \frac{u_{imag} - u_{real}}{u_{OT}} = -\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_s}{R_s + R_f}. \quad (2.24)$$

Vyjádřením sériové Z_1 a paralelní Z_2 , kde $\omega_o = 1/RC$, použitím Barkhausenových podmínek $\beta = -1$, úvahou $A_{OT} = \infty$ a matematické úpravě získáváme (2.21):

$$\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 - 1 = j \frac{\omega}{\omega_o} \left(3 - \frac{A_{OT}(R_s + R_f)}{R_s(1 + A_{OT}) + R_f}\right). \quad (2.25)$$

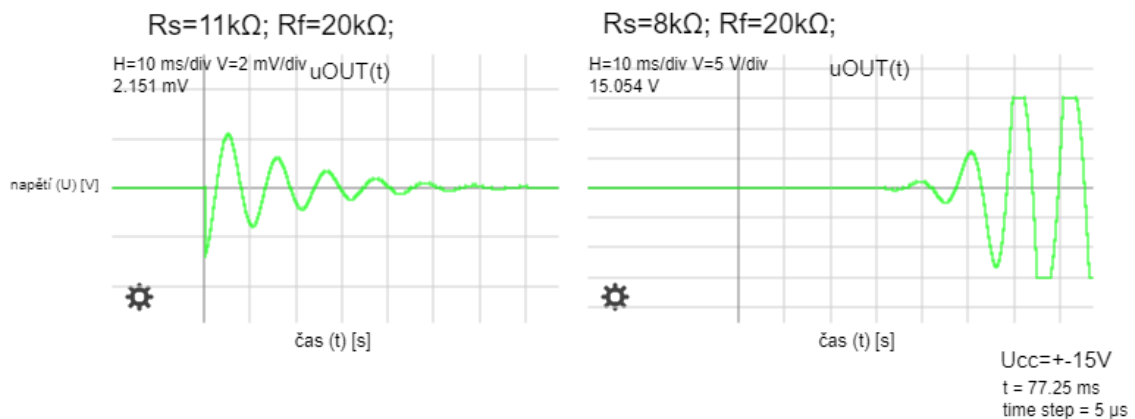
Postavením imaginární a reálné části zvlášť do rovnosti s 0 zjišťujeme, že $\omega = \omega_o$ (2.26), kde $R = R_1 = R_2$, $C = C_1 = C_2$.

$$\omega_o = \frac{1}{RC}; f_o = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (2.26)$$

$R_f + R_s$ slouží jako odporový dělič pro „vyrovnání“ kmitání. Aby obvod kmital ustáleně, pro zisk zpětnovazební smyčky ve vztahu k otevřené musí platit $A \approx A_{OT}$, což dokážeme pomocí adekvátního zeslabení ($\approx 2x$) A_{OT} právě odporovým děličem $R_f + R_s$ (2.22):

$$\beta = \frac{R_f}{R_s} = \frac{2A_{OT} + 3}{A_{OT} - 3} \approx 2. \quad (2.27)$$

Tak jsme vypočítali potřebný poměr odporového děliče, aby nedošlo k saturaci nebo ustálení kmitů, rezistor R_f by měl být $2x$ větší, než R_s . Pokud $R_s > R_f/2$, pak dochází k ustálení kmitů. Pokud $R_s < R_f/2$, pak k saturaci ([5]; p. 940). Oba případy vidíme na **Obr. 10**.



Obr. 10 Příklad utlumení kmitů (vlevo) a jejich zesilování, vedoucí k saturaci (vpravo).

Správnost výpočtů jsme ověřili na simulaci, kde $f_o = 1/2\pi RC = \underline{93,6\text{Hz}}$ a $R_f/R_s = 20\text{k}\Omega/10\text{k}\Omega = 2$; díky čemuž vidíme harmonické ustálené kmity (**Obr. 9**).

Stejně jako u předchozího zapojení, pokud chceme frekvenci řídit odporem jako RCO, je nutná změna R_1 a R_2 současně. Lze tedy využít potenciometr P s dvojitou drahou, který je více dostupný, než onen s trojitou, využívaný v RC žebříčkovém oscilátoru.

Lze využít skokové manipulace s rozsahem pomocí současné výměny (přepnutí) dvou kondenzátorů C_1 a C_2 obvykle exponenciálně větší hodnoty, tedy např. $C_{3..4} = 2C_{1..2}$ a $C_{5..6} = 2C_{3..4}$. Tak docílíme frekvencí $f_{o1} = f_o/2 = \underline{46,8\text{Hz}}$ a $f_{o2} = f_o/3 = \underline{24,3\text{Hz}}$. Takové rozsahy odpovídají značení hudebních stupnic po tzv. oktávách, což vyhovuje Weber-Fechnerovu zákonu z kap. (1.2.1.2). Rozsah je tak z hlediska lidského vnímání upravován lineárně.

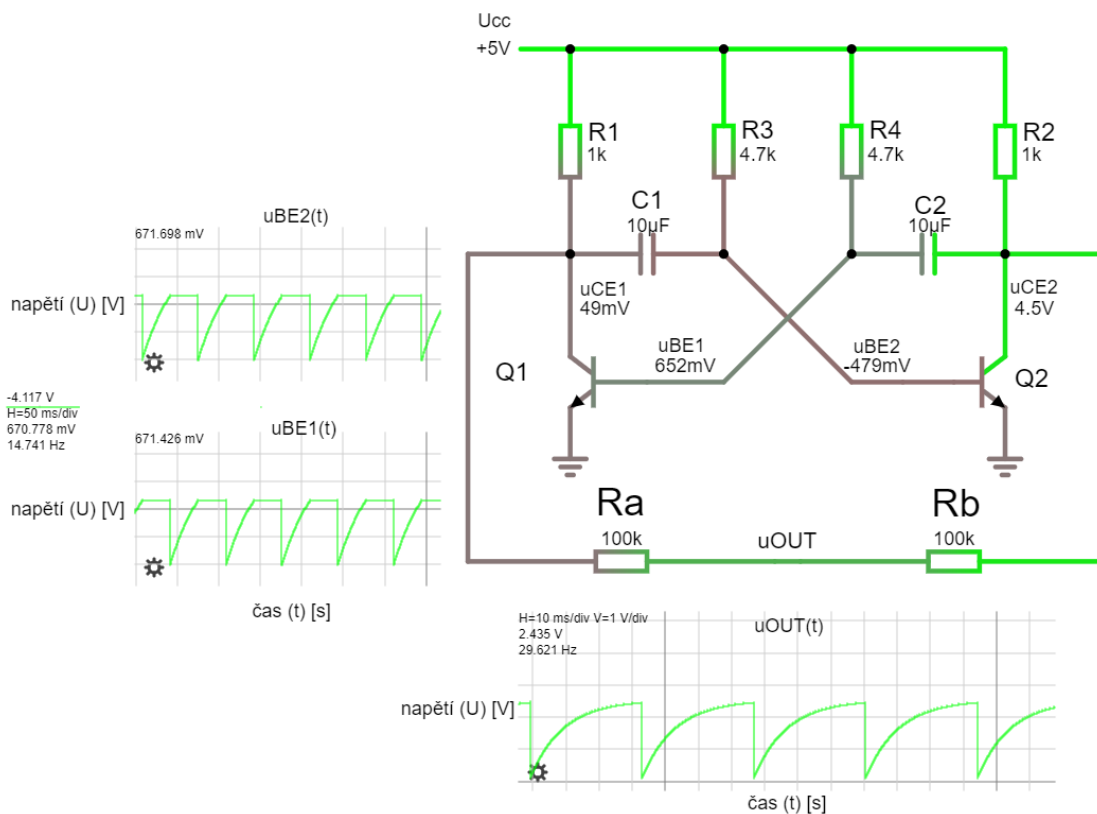
Rozsah tohoto oscilátoru je stejný, jako u předchozího RC žebříčkového oscilátoru, tedy **velmi velký**. Při $P_{1..2\text{MIN}} = 1\Omega$, $P_{1..2\text{MAX}} = 10\text{M}\Omega$ ³² a $C_{1..2} = 100\text{nF}$ je podle vzorce (2.22) $f_{\text{MIN}} = 159\text{mHz}$ a $f_{\text{MAX}} = 1,59\text{MHz}$, což činí rozsah $f_{\text{MAX}}/f_{\text{MIN}} = \mathbf{1:10\,000\,000}$.

2.1.3 Jednoduchý astabilní multivibrátor

Je typ oscilátoru, který funguje na principu střídavého nabíjení a vybíjení kondenzátorů C_1 a C_2 v čase t . Protože zde nedochází k rovnoměrným oscilacím kolem časové osy x , nejedná se o „oscilátor“ jako v předchozích kapitolách, nýbrž o jakýsi funkční generátor, produkující tzv. „relaxační kmitý“ jako součet tohoto střídavého nabíjení a vybíjení kondenzátorů (**Obr. 11**; průběh $u_{\text{OUT}}(t)$).

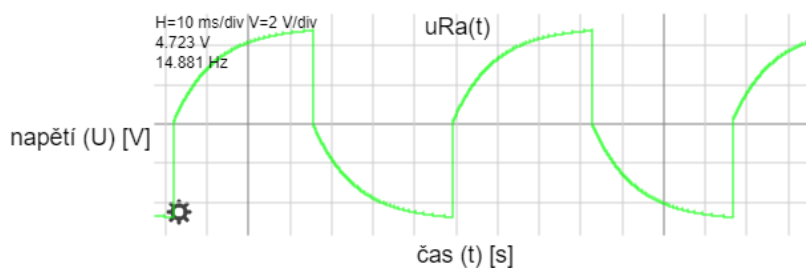
Na (**Obr. 11**) také vidíme průběhy $u_{\text{BE1}}(t)$ a $u_{\text{BE2}}(t)$ s jejich minimálními ($U_{\text{BE1..2min}} = -4,118\text{V}$) a maximálními ($U_{\text{BE1..2max}} = 672,6\text{mV}$) hladinami, které plynou právě z U_{cc} a u_{CE} .

³² P zastupuje dvojitý potenciometr namísto rezistorů.



Obr. 11 Schéma astabilního multivibrátoru [7].

Pokud k sumaci u_{CE1} a u_{CE2} využijeme pouze jeden rezistor (R_a , nebo R_b) namísto děliče $R_a + R_b$, dojde k opačnému sečtení s posunutou fází o 180° , čímž vzniká průběh bipolární (Obr. 12).

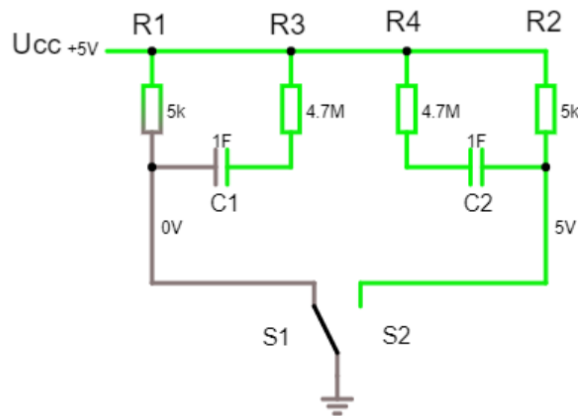


Obr. 12 Bipolární průběh astabilního multivibrátoru.

Statický popis systému ³³:

Namísto tranzistorů $Q_{1..2}$ lze pro modelový příklad zavést spínač S v polohách $S_{1..2}$, z nichž S_1 indikuje stav sepnutého Q_1 a S_2 sepnutého Q_2 (a vypnutého Q_1) (Obr. 13).

³³ Ve dvou polohách spínače S_1 a S_2 , indikujícím krajní polohy Q_1 a Q_2 bez přechodných průběhů.



Obr. 13 Zavedení modelového spínače $S_{1,2}$ namísto BJT tranzistorů $Q_{1,2}$.

Z takové simulace je ještě více patrné, že na pravé větvi, která kvůli vypnuté poloze S_2 (Q_2) nemůže vést proud i , je na obou pólech kondenzátoru C_2 stejné napětí $U_{CC} = +5V$. Prakticky je tedy obvod ustálen, zatímco v první větvi teče konstantní proud I_c od U_{CC} přes rezistor R_1 k zemnímu potenciálu $0V$ ($I_c = U_{CC} / R_1 = 0$), čímž se na kondenzátoru C_1 po určitém čase t vytváří rozdíl potenciálů (náboj), a kondenzátor je po určitém čase zcela nabit na hladinu $U_{cMAX} = -U_{CC} = -5V$. Vypnutím polohy S_1 (= sepnutím S_2) dochází k vyrovnání potenciálů C_1 a tím k jeho vybití, zatímco v C_2 současně dochází k nabíjení.

Popis dynamického systému:

Při „dynamickém“ zapojení s BJT takové průběhy $u_{1c(t)}$ a $u_{2c(t)}$ opravdu současně pozorujeme na (Obr. 12), kdy se na bázi vypnutého tranzistoru objevuje záporné napětí $u_{BE} = -(U_{CC} - u_{CE})$ oproti zemnímu potenciálu, čímž se kondenzátor nabíjí až do hladiny $u_{BE} \approx 0.68V$, čímž sepne tranzistor Q a umožní sám sobě se vybit. Zapojení s BJT tedy jako by ovládalo SPDT spínač automaticky na základě proudu, procházejícího bázemi $i_{B1,2}$.

Počáteční podmínky jsou dány napájecím napětím U_{CC} a prahovou hladinou tranzistoru $U_{BE(0.68V)}$, při které PN přechod mezi bází a emitorem začíná vést proud, kdy $u_{C(t=0)} = -(U_{CC} - u_{BE})$.

Jakmile na jedné z větví na bázích tranzistorů, např. Q_2 , naroste vlivem nabíjení kondenzátoru C_2 napětí na $u_{2BC} = \pm 0.68V = u_{2CE}$, PN přechod tranzistoru se „otevře“ a dovolí příslušnému kondenzátoru vybit se. Následně naroste napětí na druhém kondenzátoru C_1 , $u_{1BC} = \pm 0.68V = u_{1CE}$, tedy na druhé bázi. Napětí na bázi tedy vždy odpovídá (periodicky vzrůstajícímu) napětí na přilehlém kondenzátoru $u_{nBE(t)} = u_{nC(t)}$.

Díky tomuto principu neustálého nabíjení/vybíjení kondenzátorů a spínání tranzistorů dochází ke kmitání obvodu, které si dále matematicky popíšeme, abychom oscilační kmitočet dokázali vyjádřit.

Výpočet oscilačního kmitočtu:

Jedna pólperioda těchto kmitů je analogická k matematickému popisu vzrůstajícího napětí $u_{C(t)}$ na kondenzátoru C, který je roven integraci proudu $i_{C(t)}$, přičemž je dále nepřímou úměrou závislý na velikosti čili kapacitě kondenzátoru C (2.28). Takovou rovnicí popisujeme exponenciální průběhy tohoto oscilátoru:

$$u_{C(t)} = \int \frac{i_{C(t)}}{C} dt. \quad (2.28)$$

Protože je obvod „symetrický“ ($C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$), můžeme uvažovat pouze jednu větev, vybereme tedy levou – proud směřuje z napájecího uzlu U_{CC} kondenzátorem C (C_1) přes rezistor R (R_3) a tranzistor Q_1 až k zemnímu potenciálu, přičemž rezistor R_1 slouží k nastavení pracovního bodu tranzistoru.

Abychom z rovnice vyjádřili čas t a tím $i_{C(t)}$, použijeme zápis diferenciální rovnice 1. řádu (2.29) s diferenciálními proměnnými $u_{C(t)}$ a $i_{C(t)}$, kdy $u_{C(t)} = u_{BE(t)}$:

$$\frac{du_{C(t)}}{dt} = \frac{i_{C(t)}}{C} = \frac{U_{CC} - u_{CE(t)}}{RC}, \quad (2.29)$$

kde pokud (2.33)

$$\frac{RC}{U_{CC} - u_{CE(t)}} \cdot \frac{du_{C(t)}}{dt} = 1; \quad RC \frac{du_{C(t)}}{U_{CC} - u_{CE(t)}} = dt, \quad (2.30)$$

pak integrací obou stran dostáváme (2.34)

$$-RC \cdot \ln(U_{CC} - u_{CE(t)}) = t + c \quad (2.31)$$

a můžeme vyjádřit $u_{C(t)}$ (2.32) za vzniku konstanty K, značící počáteční podmínky:

$$u_{C(t)} = U_{CC} - Ke^{\frac{-t-c}{CR}}. \quad (2.32)$$

Konstantu K následně vyjádříme za pomoci znalosti počátečních podmínek (2.34). Ty jsou dány inverzním napájecím napětím U_{CC} , od kterého odečítáme napětí, při kterém tranzistor začíná vést proud u_{CE} jako $u_{C(t=0)} = - (U_{CC} - u_{CE})$, tedy (2.33):

$$U_{C(t=0)} = U_{CC} - Ke^{\frac{0}{CR}} = U_{CC} - K, \quad (2.33)$$

a tedy

$$K = U_{CC} - U_{C(t=0)} = U_{CC} - (-(U_{CC} - u_{CE})) = 2U_{CC} - u_{CE}. \quad (2.34)$$

Dosažením počátečních podmínek $K=(2U_{CC}-u_{CE})$ do vzorce (2.33) dostáváme (2.35) a (2.36):

$$u_{C(t)} = U_{CC} - (2U_{CC} - u_{CE}) e^{\frac{-t}{CR}}, \quad (2.35)$$

$$\frac{U_{CC}-u_{C(t)}}{2U_{CC}-u_{CE}} = e^{\frac{-t}{CR}}. \quad (2.36)$$

Logaritmováním obou stran rovnice (2.37) vyjádříme t (2.38):

$$\ln \frac{U_{CC}-u_{C(t)}}{2U_{CC}-u_{CE}} = \frac{-t}{CR}, \quad (2.37)$$

$$t = -\ln \frac{U_{CC}-u_{C(t)}}{2U_{CC}-u_{CE}} CR. \quad (2.38)$$

Prakticky dosadíme hodnoty např. z (Obr. 11), kde $U_{CC} = 5V$, $u_{C(t)} = 0V$ a $u_{CE}=0,68V$:

$$t = -\ln \frac{5-0}{10-0,68} CR = \mathbf{0,623CR}. \quad (2.39)$$

Každá větev se tedy ve výsledku nabíjí podle triviální rovnice $t_1 = 0,623C_1R_3$ do doby, než na $u_{1BE} \approx 0,68V$, kdy se téměř okamžitě vybije a proces se opakuje pro druhou větev $t_2 = 0,623C_2R_4$, než $u_{2BE} \approx 0,68V$. Celková perioda t_0 je tedy výsledkem součtu t_1 a t_2 jako (2.40) ³⁴.

$$t_c = t_1 + t_2 = 0,623(C_1R_3 + C_2R_4) \quad (2.40)$$

Užitečný napěťový výstupní signál u_{o1} a u_{o2} s exponenciálními průběhy je snímán z obou větví kolektorů tranzistorů Q_1 a Q_2 jako $u_{1CE(t)}$ a $u_{2CE(t)}$, přičemž jsou tyto dva průběhy navzájem v „protifázi“ (ale nikoliv inverzní). Abychom dosáhli součtu těchto průběhů v jedné větvi, spojíme větve pomocí jednoho rezistoru pro bipolární průběh (Obr.

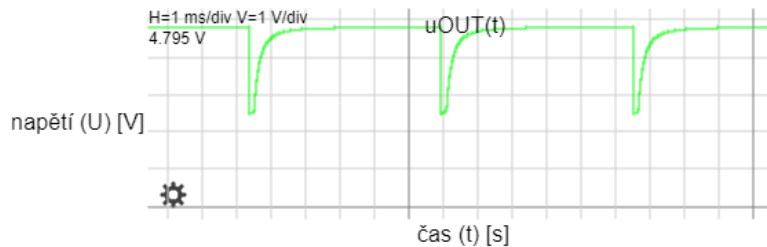
³⁴Obvod můžeme také pochopit prakticky jako nabíjení kondenzátorů $C_{1,2}$ „z každé strany“ díky odlišně procházejícímu proudu rezistory $R_{1,2}$ a $R_{3,4}$, kdy se logicky nabije rychleji ten pól kondenzátoru C_2 , k němuž je připojen právě menší rezistor $R_{1,2}$. Takto jsou „větší“ rezistory $R_{3,4} > R_{1,2}$ připojeny na kolektory $Q_{1,2}$, díky čemuž se kondenzátor $C_{1,2}$ nabíjí a dochází k lineárnímu zvětšování $u_{1,2BC}$, které bylo původně záporné díky záporně nabitému $C_{1,2}$. Jakmile dosáhne zmíněné hladiny $u_{1,2BC} = \pm 0,68V = u_{CE}$, dochází k otevření $Q_{1,2}$, vybití $C_{1,2}$, opakování jevu v protilehlé větvi s $Q_{2,1}$ s kondenzátorem $C_{2,1}$, a tím ke zmiňovaným kmitům.

³⁵ Pokud sčítáme bipolární průběh u_{OUT} jakožto t_{bi} pomocí jediného rezistoru R_a , pak $t_{bi} = t_c \cdot 2$.

12), nebo dvěma rezistory R_a a R_b pro průběh, kde dochází k jednoduché sumaci a dělení napětí (Obr. 11).

Chybovost systému v závislosti na poměru rezistorů:

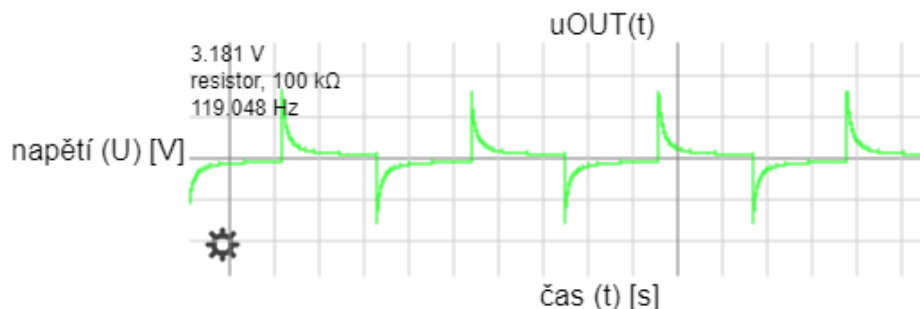
Podmínkou pro správnou funkci tohoto oscilátoru, která byla experimentálně objevena za účelem prověření velkého rozsahu, je, že „páry“ rezistorů $R_{3..4}$ a $R_{1..2}$, připojené na pólech kondenzátorů $C_{1..2}$, se musí výrazně lišit, jakožto $R_{3..4} \gg R_{1..2}$. Pokud ale $R_{3..4} \gg \gg R_{1..2}$ (např. 1000X, kdy $R_{1..2} = 100\Omega$; $R_{3..4} = 100k\Omega$; $R_{3..4} > 1000 \cdot R_{1..2}$), obvod bude vykazovat chybu, kdy se kondenzátory C_1 a C_2 nestíhají naplno vybit, napětí na u_{BE} se pohybuje v těsné blízkosti pracovního bodu $Q_{1..2}$ a průběhy $u_{CE1..2}$, společně tvořící u_{OUT} , tak trpí výrazným pozitivním offsetem. (Obr. 14).



Obr. 14 Chybový průběh s DC v kondenzátoru při $R_{3..4} > 1000 \cdot R_{1..2}$

Konkrétní simulované hodnoty jsou $R_{1..2}=100\Omega$, $R_{3..4}=100k\Omega$, $C_{1..2}=1\mu F$.

I s DC průběhy však můžeme docílit snad užitečnějšího bipolárního průběhu jejich sečtením na rezistoru R_a (Obr. 15), rozumně využitelného např. jako generátor bipolárních pulzů.



Obr. 15 Chybový průběh s DC v kondenzátoru při $R_{3..4} > 1000 \cdot R_{1..2}$; bipolární.

Navíc, při $R_{3..4} > 1000 \cdot R_{1..2}$ bylo experimentálně zjištěno, že frekvence od určitého „zlomu“ namísto očekávaného klesání se zvyšujícím se odporem $R_{3..4}$ začne narůstat. Takový experiment implikuje, že přestože $R_{1..2}$ nejsou součástí vzorce (2.40), je třeba je v nějakých případech ve výpočtu uvažovat. Takové narůstání je totiž způsobeno změnou pracovního bodu u_{CE} , který už ve vzorci figuruje (2.38). Vzorec (2.40) je proto třeba touto experimentálně stanovenou podmínkou, kdy $R_{3..4} < 1000 \cdot R_{1..2}$, pomyslně omezit.

Střída a „symetričnost“ obvodu:

Dále pokud $C_1 \neq C_2$ nebo $R_3 \neq R_4$, pak $t_1 \neq t_2$. Střidu lze ale jednoduše dopočítat podle vzorce $t_C = t_1 + t_2$. Při $R_1 \neq R_2$ dochází k rozdílnému maximálnímu napětí $u_{c1..2MAX}$ na $C_{1..2}$, ke změně střidy tedy nedochází, což můžeme opět dedukovat ze (2.40), kde R_1 a R_2 přímo nefigurují. V předchozím vzorci (2.38) ale zjišťujeme, že frekvence f_o je ovlivňována nastavením pracovních bodů $u_{CE1..2}$, který je na R_1 a R_2 závislý, f_o tedy v tomto smyslu závisí na všech rezistorech $R_{1..4}$, rezistory $R_{3..4}$ ale ovlivňují f_o markantněji.

Pokud $R_3 \neq R_4$, dochází ke změně střidy při zachování / nezávisle na u_{MAX} .

Protože z principu zapojení nedochází k přepólování $C_{1..2}$, reálně lze využít i **polarizované** kondenzátory. Ty jsou obecně méně nákladné a dosahují větších kapacit, díky čemuž lze dosáhnout extrémních rozsahů pro LFO. Bezproblémově lze simulovat např. $C_{1..2} = 1F$; $R_{1..2} = 4,7M\Omega$; $R_{3..4} = 1M\Omega$, kdy $t = 0,623RC = 0,623 \cdot 4,7 \cdot 10^6 \cdot 1 = 34,2nHz \approx 34 \text{ dnů}$.

Výhodou je unipolární napájení, nenáročná konstrukce a poměrně intuitivní provedení, popř. specifický průběh.

Nevýhodou je atypická manipulace s periodou, proto musíme měnit oba potenciometry současně, aby byla zachována periodicitu a oscilace. Jako řešení se jeví použít stereo potenciometr $P_{3..4}$ s dvěma totožnými uhlíkovými drahami (angl. slang. *dual-gang pot* ⁽⁹⁾) nebo odpor $R_{3..4}$ řídit napětím např. pomocí 2x J-FET tranzistorů, zapojených jako napětím řízené regulátory proudu, jak je naznačeno v (2.2.1).

Experimentálně bylo ověřeno, že oscilátor po uvažování výše zmíněného omezení hodnot odporů, kdy $R_{3..4} < 1000 \cdot R_{1..2}$, dosahuje rozsahu cca 1:8 a prakticky se tedy nejeví jako vhodný pro účely vysokorozsahového tremola.

2.1.4 Relaxační oscilátor

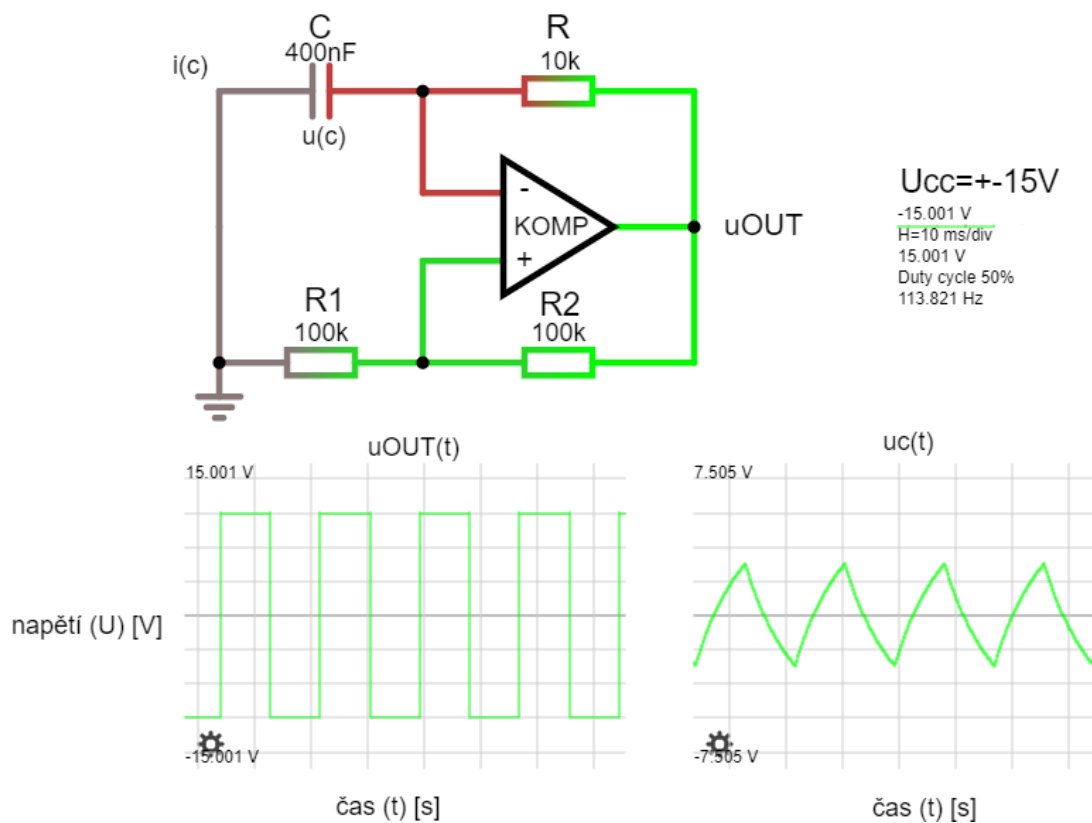
Vychází z principu multivibrátoru, vyznačujícího se specifickými průběhy i principem. Pro svůj čtvercový průběh bývá označován i jako zjednodušený funkční generátor ^([3]; p.339) nebo precizní čtvercový generátor ^([5]; p.979). Modelovou simulaci lze najít zde ^{([7]; falstad.com/circuit)}.

Mimo čtvercový průběh se vyznačuje produkcí zkresleného exponenciálního a inverzního průběhů $u_{C(t)}$ podle vzorce nabíjení (2.41) a vybíjení (2.42) kondenzátoru, závislého na jeho kapacitě C_F , maximálním napětí U_{MAX} , které na kondenzátor přivedeme, a odporu R_C , v čase t :

$$u_c = U_{MAX} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_3 C_1}} \right), \quad (2.41)$$

$$u_c = U_{MAX} \left(e^{-\frac{t}{R_3 C_1}} \right). \quad (2.42)$$

Důsledkem principu pracujícího komparátoru získáváme čtvercový průběh na jeho výstupu (**Obr. 16**) ([3]; p.339) ([5]; p.980).



Obr. 16 Relaxační oscilátor s OZ ³⁶.

Pro určení periody t_c vyjděme ze vzorce (2.43) ([5]; p.979), což odpovídá právě jednomu nabití a vybití kondenzátoru C_1 (**Obr. 16**).

$$t_1 = RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (2.43)$$

Pokud $R_1 = R_2$, pak $\ln(3) \cdot 2 \approx 2,2$ a pro celý systém lze dedukovat vzorec (2.44):

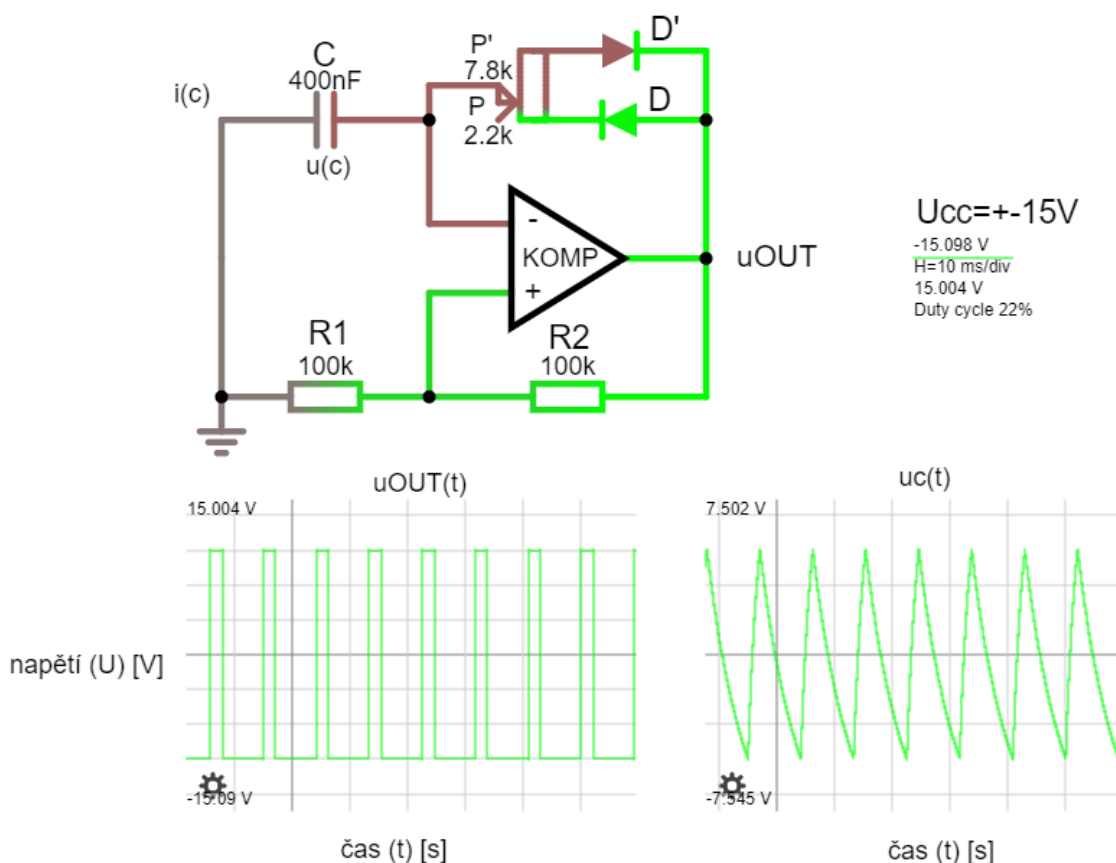
$$t_c = t_1 + t_2 = \frac{1}{f_0} \approx \frac{1}{2,2RC}. \quad (2.44)$$

Pokud $R_1 \neq R_2$, pak je střída nerovnoměrná. Pomocí takto upraveného zapojení (**Obr. 17**), kdy jsme zavedli druhý rezistor R' (resp. potenciometrický dělič o odporu P a

³⁶ Vlevo dole vidíme napěťový výstup komparátoru u_{OUT} , vpravo napěťový průběh na kondenzátoru $u_{C(t)}$.

P') ke zpětné vazbě OZ, společně s usměrňujícími diodami D a D', ji však můžeme vypočítat a adekvátně měnit pomocí vzorce (2.45) ([5]; p.981)³⁷:

$$\text{střída [\%]} = \frac{t_1}{t_1+t_2} * 100 = \frac{P}{P+P'} * 100. \quad (2.45)$$



Obr. 17 Zavedení rezistoru R' ve zpětné vazbě pro řízenou změnu střída.

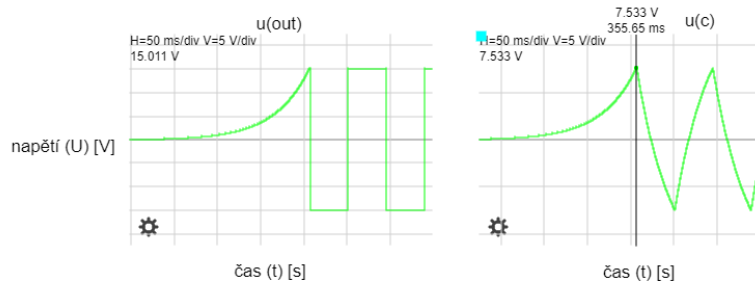
Vlevo dole vidíme napěťový výstup komparátoru u_{OUT} ; vpravo dole průběh na kondenzátoru $u_C(t)$; $\text{střída} = P'/(P+P') \cdot 100 = 22\%$.

Na úplném počátku simulací pozorujeme jev tzv. „loadingu“ (Obr. 18), který obvykle reálně zanedbáváme³⁸. V simulacích se ale vlivem většího rozlišení časové základny H může prodloužit reálně až na několik desítek sekund a oscilátor se zdá být

³⁷ Úbytek napětí na diodách zanedbáváme. Větší úbytek napětí ve zpětné vazbě $u_{f(t)}$ jinak indikuje více procházejícího proudu $i_{f(t)}$ a tím i rychlejší nabíjení kondenzátoru C, proto frekvence f_o ze (2.44) vyjde vždy nepatrně méně, než simulovaná.

³⁸ Reálně se totiž nějaký ze vstupů komparátoru vnějšími vlivy dostane nepatrně, např. kladné napětí (např. vlivem neideálního biasingu nebo díky indukci), a proces načítání je tímto, oproti simulacím, urychlen. V simulátorech tak pozorujeme rozdíl napětí ΔU_{IN} s větším napětím na neinvertujícím vstupu, vyúsťující v zesílení tohoto signálu na výstupu u_{OUT} , který je zpětnou vazbou zesílen jak na U_{IN+} , tak na U_{IN-} , což vnímáme jako exponenciální, zprvu velmi pomalý nárůst napětí (Obr. 18).

nefunkční (Obr. 21). Jednoduchým řešením je přivést na příslušné kondenzátory RC článků prvotní napětí $u_{C(t=0s)} \neq 0V$.



Obr. 18 Jev *loadingu* v simulaci relaxačního oscilátoru.

Popis principu obvodu:

Opět zde nacházíme Barkhausenovy podmínky v přítomnosti OZ jako zesilovače/komparátoru, díky kterému je napěťový signál na jeho výstupu u_o vždy v protifázi s napěťovým signálem u_C kondenzátoru C_1 , na kterém tímto vlivem pozorujeme vzájemný posun fáze napětí $u_{C(t)}$ a proudu $i_{C(t)}$, který jím střídavě prochází, o 180° , tedy jednu periodu π (2.1).

Díky rozdílu potenciálů mezi výstupem komparátoru u_{OUT} a nulovým potenciálem země $U_{ref} = 0V = GND$ se na kondenzátoru C_1 vytváří napětí $u_{C(t)}$, čímž se (procházejícím proudem $i_{C(t)}$) C_1 nabíjí a napětí $u_{C(t)}$ se zvětšuje až do hodnoty U_{MAX} , dané děličem napětí, tvořeným rezistory R_1 a R_2 podle vzorce (2.46), kde U_{SAT} indikuje reálnou saturační hladinu komparátoru a U_{MAX} maximální hladinu, na kterou je schopen kondenzátor C_1 nabít se:

$$U_{MAX} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * U_{SAT}. \quad (2.46)$$

Obvod lze tedy řídit pomocí odporů R jakožto RCO, kdy na výstupu zesilovače/komparátoru u_{OUT} pozorujeme čtvercový signál a na invertujícím vstupu komparátoru $u_{IN-komp}$ nelineární trojúhelníkový, tzv. „relaxační“, složený z průběhů exponenciál.

Tato exponenciální povaha průběhu lze dále pro potřeby LFO linearizovat např. integrací čtvercové vlny nebo ustálením (tzv. linearizováním) proudového průběhu rezistorem R v záporné zpětné vazbě ([5]; p.982). Toho se využívá v tzv. (komplexnějších) funkčních generátorech, které budou probrány dále.

Tohoto zapojení je v tremolech poměrně často využíváno pro generaci řízeného čtvercového signálu, lze tedy využít jako tzv. hodinový (angl. clock) obvod, ale i jako „znějící“ oscilátor, a to zvláště v kombinaci s případným zařazením filtrů, které mohou čtvercovému signálu např. odebrat část lichých i sudých harmonických složek a tím jej „zakulatit“.

Na počátku simulací pozorujeme jev tzv. „loading“, který obvykle reálně zanedbáváme³⁹. V simulacích se ale vlivem většího rozlišení časové základny H může prodloužit reálně až na několik desítek sekund a oscilátor se zdá být nefunkční (Obr. 18). Jednoduchým řešením je přivést na kondenzátory prvotní napětí $u_{C(t=0s)} \neq 0V$.

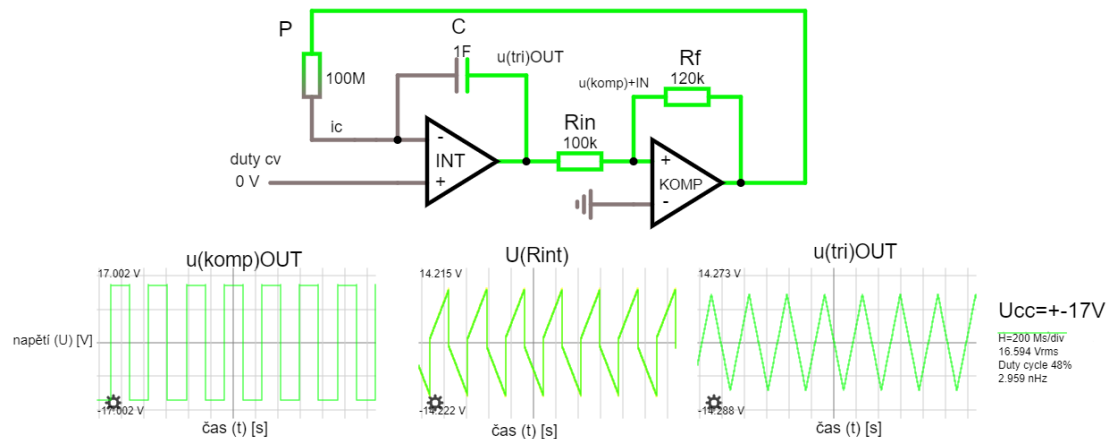
Oproti předchozímu typu je ještě jednodušší na realizaci z pohledu DS, kdy si vystačíme pouze s jedním kondenzátorem.

Zapojení předpokládá tzv. duální napájení OZ nebo využití konceptu virtuální země.

2.1.5 Funkční generátor typu I/K

Zapojení opět vychází z multivibrátoru, kdy je pseudo-trojúhelníkové napětí na vstupu komparátoru $u_{IN+komp}$ díky integraci výstupu komparátoru $u_{OUTkomp}$ linearizováno do lineárně-trojúhelníkového signálu na výstupu integrátoru u_{INTout} ([5]; p.983) ([3]; p.334).

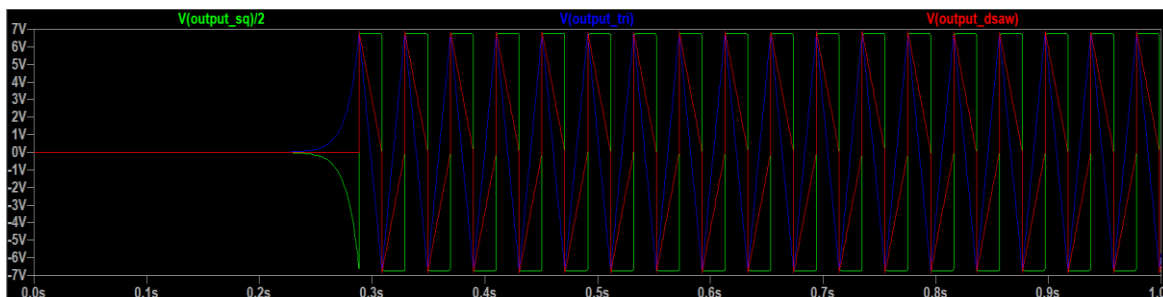
Řídicí člen, tedy faktor ovlivňující velikost proudu procházejícího kondenzátorem C, je zde realizován rezistorem/potenciometrem P, jedná se tedy o RCO – řízení frekvence oscilátoru pomocí změny odporu potenciometru P.



Obr. 19 Simulace I/K LFO, řízeného jako RCO pomocí P.

Průběhy napětí a proudu vidíme v simulaci reálných součástek LTspice s využitím TL071 v roli I/K (Obr. 20).

³⁹ Reálně se totiž nějaký ze vstupů komparátoru vnějšími vlivy dostane nepatrně, např. kladné napětí (např. vlivem neideálního biasingu nebo díky indukci), a proces načítání je tímto, oproti simulacím, urychlen. V simulátorech tak pozorujeme rozdíl napětí ΔU_{IN} s větším napětím na neinvertujícím vstupu, vyúsťující v zesílení tohoto signálu na výstupu u_{OUT} , který je zpětnou vazbou zesílen jak na U_{IN+} , tak na U_{IN-} , což vnímáme jako exponenciální, zprvu velmi pomalý nárůst napětí (Obr. 18).

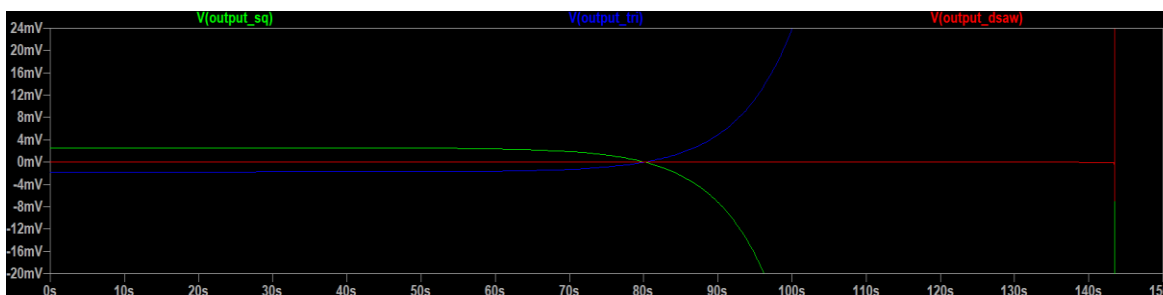


Obr. 20 Porovnání napěťových průběhů I/K oscilátoru v simulaci LTspice.

Osa X – čas (t) [s]; Osa Y – napětí (U) [V]. Zelený výstup komparátoru $V(\text{output_sq})/2$, modrý výstup integrátoru $V(\text{output_tri})$ a červený neinvertující vstup komparátoru $V(\text{output_dsaw})$. Pozn.: Pro přehlednost je $V(\text{output_sq})$ zobrazen jako $V(\text{output_sq})/2$.

Popis systému:

Na úplném počátku simulace opět pozorujeme jev (nyní extrémně dlouhého) *loadingu* **Obr. 21**⁴⁰, který z povahy reálných součástek, jak již bylo řečeno v (2.1.4), můžeme reálně zanedbat.



Obr. 21 Pozorování jevu tzv. „loadingu“ v simulaci při velmi nízké f_o .

Osa X – čas (t) [s]; Osa Y – napětí (U) [V].

Představme si komparátor jako spínač S v polohách S_1 a S_2 , značícími $U_{\text{OUTkompMAX}}$ (U_{MAX}) a $U_{\text{OUTkompMIN}}$ (U_{MIN}), kdy pokud $U_{\text{IN+komp}} > U_{\text{IN-komp}}$, komparátor vyhodnotí stav jako „pravdivý (1)“ a sepne U_{MAX} , zatímco při $U_{\text{IN+komp}} < U_{\text{IN-komp}}$ vyhodnotí událost jako „nepravdivou (0)“, čímž poskytne U_{MIN} . To platí i v případě integrátoru, kdy při logické 1 (pravda) u_{intOUT} stoupá k U_{MAX} a při logické 0 (nepravda) u_{intOUT} klesá k hladině U_{MIN} .

⁴⁰ Podobně jako u [relaxačního oscilátoru](#) není na vstupech u_{INint} a u_{INkomp} zprvu teoreticky žádné napětí a oba OZ neposkytují žádné napětí na výstupech u_{OUTkomp} ani u_{OUTint} – systém je statický nebo ve stavu tzv. *loadingu*, kdy $u_{\text{OUTint}(t=0s)} = 0V$; $u_{\text{OUTkomp}(t=0s)} = 0V$. Při mírném vychýlení hodnoty napětí $U_{\text{IN+komp}} \neq 0V$ (např. do kladných hodnot) oproti $U_{\text{IN-komp}} = 0V$ se na výstupu začne objevovat hodnota napětí u_{OUTkomp} . Tu rezistor P přemění na proud i_C , který teče sériovým C , čímž se na vstupech integrátoru vytváří rozdíl potenciálů Δu_{intIN} , což v čase t vytváří (v tomto případě kladné) napětí na $U_{\text{IN-int}} > 0V$, a které se z principu zapojení rezistoru R_{in} přenesou opačně na výstup $U_{\text{OUTint}} < 0V$, tedy jako záporné napětí.

Pokud je tedy $u_{OUTkomp} > 0V$, integrátor integruje směrem „dolů“ ($u_{IN+int} < u_{IN-int}$). Díky R_{in} je $u_{IN+komp} > u_{IN-komp}$, takže poskytuje $u_{OUTkomp} > 0V$, což značí (exponenciální) nárůst $u_{OUTkomp}$ až do $u_{OUTkomp} = U_{OUTkompMAX} = +15V$, kdy je po chvíli $u_{IN+komp} = u_{IN-komp} = +15V$ a okamžitě (o rychlosti přeběhu OZ) dochází k sepnutí komparátoru $u_{OUTkomp} = U_{OUTkompMIN} = -15V$ (konkrétní hodnota dána napájením OZ $U_{CC} = \pm 15V$), čímž dává najevo svoje uvedení do chodu a započíná se proces samotných oscilací. Pro názornost si ještě popíšeme opakování tohoto cyklu:

Díky $U_{OUTkompMIN} = -15V$ nastává $u_{intIN-} < u_{intIN+}$ a postupně je tak $u_{intOUT} > 0V$. Tím se však $u_{IN-komp} > u_{IN+komp}$ a $u_{OUTkomp} > 0V$. Tak je opět způsobeno, že $u_{OUTkomp} = U_{OUTkompMAX} = +15V$, proces se opakuje. Systém má tedy 2 stavy:

1. $U_{OUTkompMIN} = -15V$; $u_{intIN-} < u_{intIN+}$; $u_{intOUT} \geq 0V$ (integrace z $U_{SS} = U_{OUTkompMIN} = -15V$ „nahoru“).
2. $U_{OUTkompMAX} = +15V$; $u_{intIN-} > u_{intIN+}$; $u_{intOUT} < 0V$ (integrace z $U_{CC} = U_{OUTkompMAX} = +15V$ „dolů“).

Odvození oscilačního kmitočtu:

Celý tento proces je samozřejmě závislý na čase, který do sebe zahrnuje časové vlastnosti kondenzátoru C jakožto $u_{c(t)}$ a rezistorového děliče s odporem R_f v kladné zpětné vazbě komparátoru.

Průběh na vstupu komparátoru má v čase t díky úbytku U_{Rin} opačné znaménko, než u_{intOUT} . Tím získáváme integrační konstantu, kterou použijeme do vzorce (2.47):

$$u_{intOUT(t)} = -\frac{1}{C_P} \int u_{intIN(t)} dt = -\frac{1}{C_P} \cdot (\pm U_{SAT}) \cdot t, \quad (2.47)$$

$u_{intOUT(t)}$ vyjádříme jako (2.48)

$$u_{intOUT(t)} = -\frac{R_{in}}{R_f} \cdot (\pm U_{SAT}), \quad (2.48)$$

čímž dostáváme rovnici (2.49)

$$\frac{R_{in}}{R_f} \cdot (\pm U_{SAT}) = -\frac{1}{C_P} \cdot (\pm U_{SAT}) \cdot t, \quad (2.49)$$

ze které již vyjádříme periodu t nebo frekvenci f_o .

Nezapomeňme, že jsme počítali pro 2 shodné stavy U_{MAX} a U_{MIN} ($\pm U_{SAT} = |2U_{SAT}|$) zároveň a výsledek tedy vychází pro jednu půlperiodu t nebo t_+ . Při rovnoměrné

střídě $t_- = t_+ = t/2$ tedy výsledek vynásobíme $\times 4$ a dostáváme rovnici pro frekvenci f_o (2.50):

$$\frac{1}{t} = f_o = \frac{R_f}{4CPR_{in}}. \quad (2.50)$$

Rozsah, který nás zajímá, pak dopočítáme podle rovnice (2.51):

$$\text{rozsah} = 1: \frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} = 1: \frac{P_{MIN}}{P_{MAX}}, \quad (2.51)$$

kde P_{MIN} a P_{MAX} značí minimální a maximální polohu/odpor potenciometru v Ω , přičemž ze vzorce (2.51) plyne, že $P = P_{MIN}$ způsobuje $f_o = f_{MAX}$ a naopak, tedy $P_{MIN} \rightarrow f_{MAX}$ a $P_{MAX} \rightarrow f_{MIN}$. Frekvenční **rozsah** při potenciometru o velikosti $P = 10M\Omega$ a hodnotě $P_{MIN} = 1\Omega$ je tedy podle (2.52)

$$\text{rozsah} = 1: \frac{P_{MAX}}{P_{MIN}} = 1: \frac{10 \cdot 10^6 \Omega}{1\Omega} = 1: \mathbf{10\ 000\ 000}. \quad (2.52)$$

Parametry, vlastnosti:

Z následujících úvah a výpočtů lze tedy usoudit, že vlivem kondenzátoru C na u_{intOUT} bude probíhat lineární, **trojúhelníkový** průběh, zatímco na výstupu komparátoru $u_{kompOUT}$ vlivem přítomnosti dvou střídajících se hladin U_{MAX} a U_{MIN} průběh **čtvercový**.

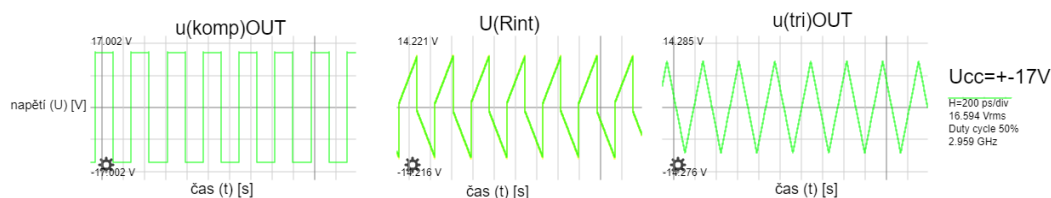
Ten tedy disponuje dvěma hladinami U_{MAX} a U_{MIN} , které mezi sebou oscilují, čímž vyvolávají jednak „střídavé“⁴¹ úbytky napětí na R_f , projevující se jako $\pm u_{Rin} = u_{IN+komp}$, ale vyvolávají také specifický integrační průběh u_{OUTint} díky rezistoru P . Takto se sčítají právě na R_{in} , což způsobuje průběh, který se vždy kvůli $\pm U_{CC} = \pm U_{SAT} = \pm 15V$ snaží vyrovnat opačné napětí na R_f vlivem vždy opačně nabitého kondenzátoru C – tak vzniká průběh **bipolárně-pilový** (také bi-saw / d-saw / double/dvojitě pilový / pseudo-pilový).

Střídu lze měnit pomocí $U_{CV} < \pm 15V$, které přivádíme na neinvertující vstup integrátoru, přičemž když $U_{SAT} = U_{CV}$, dosahujeme maximální střídý 100/0 či 0/100. Taková variabilita může být výhodná, zatímco např. v IO typu [555](#) (zapojeného jako oscilátor) se setkáváme s daleko méně rovnoměrnou konfigurací střídý.

Hladina napětí je dána hladinou U_{SAT} , která ve vzorci pro f_o (2.56) nefiguruje a frekvence je na ní tedy nezávislá.

⁴¹ Bipolární; vždy proti sobě směřující.

Rozsah se nezdá být ničím limitován, než reálnými součástkami ⁴². Ze vzorce (2.55) vyplývá velmi vysoký (1:10 000 000), což bylo ověřeno na simulacích: Vrchní hranice je teoreticky omezena až dobou přeběhu OZ (angl. *slew rate*; *SR*; t_{slew}) (simulováno bylo $P_{MIN} = 1\Omega$; $f_{MAX} = 3\text{GHz}$; (Obr. 22), kdežto spodní hranice velikostí odporu P (simulován byl $P_{MAX} = 100\text{M}\Omega$; $f_{MIN} = 2,95\text{nHz} = 10,73$ roku (Obr. 19).



Obr. 22 Simulace ideální $f_{MAX} = 3\text{GHz}$.

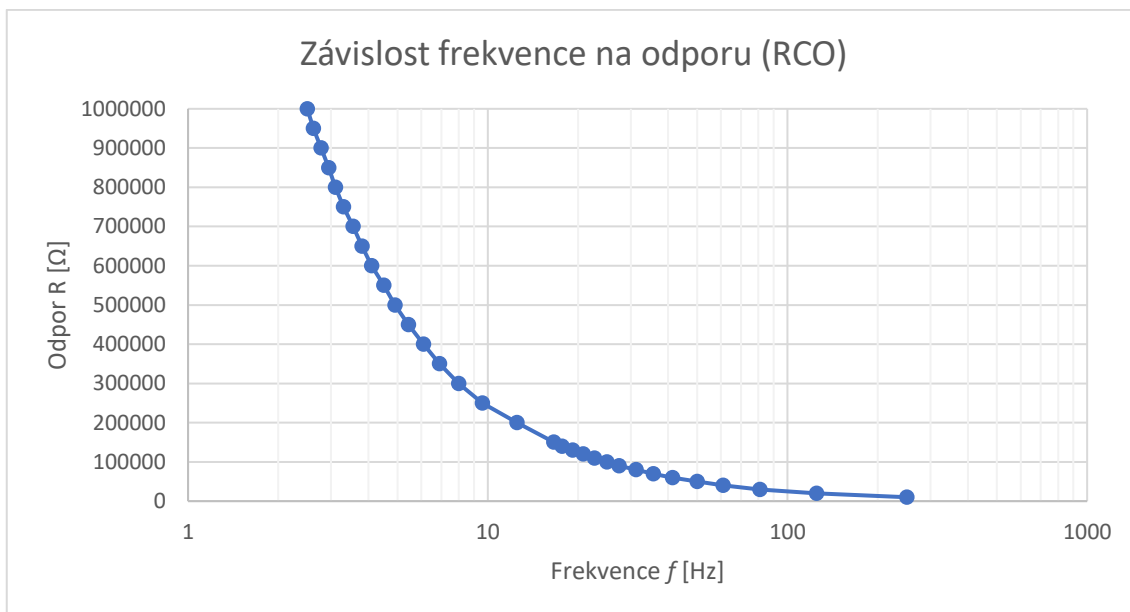
Simulovali jsme hodnoty $P_{MIN} = 1\Omega$; $C = 100\text{pF}$; $R_{in} = 100\text{k}\Omega$; $R_f = 120\text{k}\Omega$.

Další výhodou je, že žádný z průběhů nemění U_{PP} v závislosti na frekvenci, střída je stabilní a máme k dispozici dva až tři současně použitelné průběhy napětí – triangle a square, popř. bipolární pilu.

Tento oscilátor je v lehce modifikované formě použit v tremolu [BOSS TR-2](#). Od uvedeného schématu na (Obr. 19) se odlišuje unipolárním napájením OZ a výsledkem jsou tak unipolární průběhy (čtvercový a trojúhelníkový), které vidíme na (Obr. 59).

Nevýhodou se může stát řízení odporem (RCO), pokud bychom chtěli použít jako řízení např. kontrolní napětí U_{CV} jiného zařízení. Další nevýhodou RCO je přítomnost malých proudů při velkém R, čímž je systém náchylnější k rušení. Lineární charakteristiku závislosti odporu na frekvenci na logaritmické ose vidíme na Obr. 23.

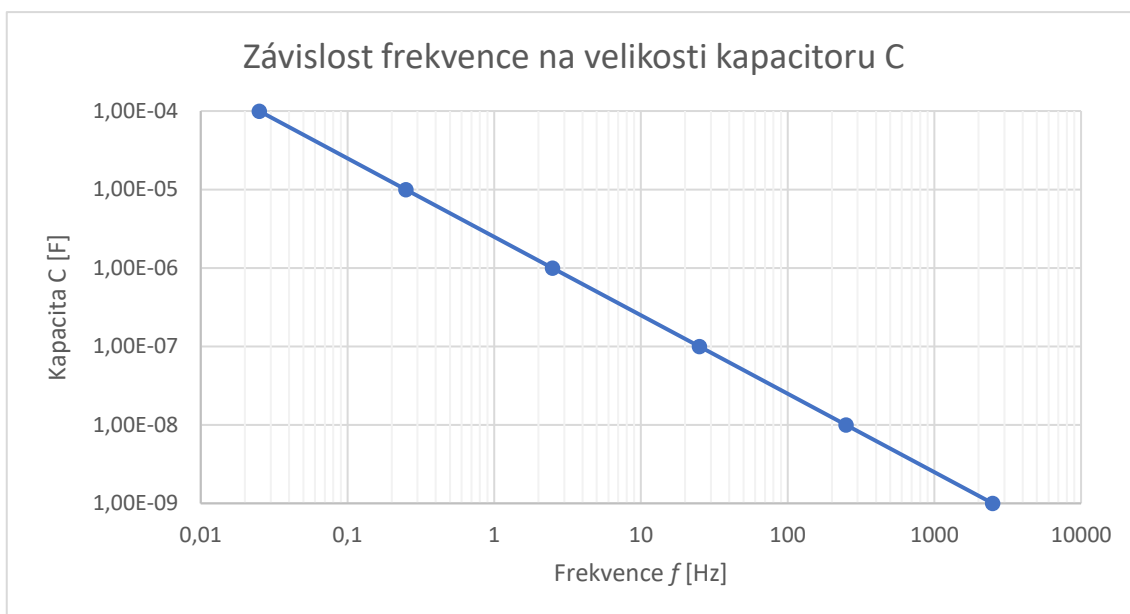
⁴² K dosažení velkých rozsahů / malých frekvencí je třeba využít velké odpory v řádu $M\Omega$, což značí malé proudy a tím malé diferenční napětí na vstupech integrátoru a možnou náchylnost systému k rušení ([1]; str. 197) a nestabilitě frekvence, dále závislou na kvalitě a zapojení dalších součástek.



Obr. 23 Vynesení závislosti frekvence na odporu RCO.

Z grafu je patrná exponenciální, nepřímo úměrná závislost frekvence f_o na odporu R – čím větší je odpor, tím menší je frekvence. Tuto závislost vnímáme podle [Weber-Fechnerova zákona](#) lineárně.

Dále můžeme frekvenci f_o měnit pomocí výměny kondenzátoru (**Obr. 24**):



Obr. 24 Vynesení závislosti frekvence na kapacitě C.

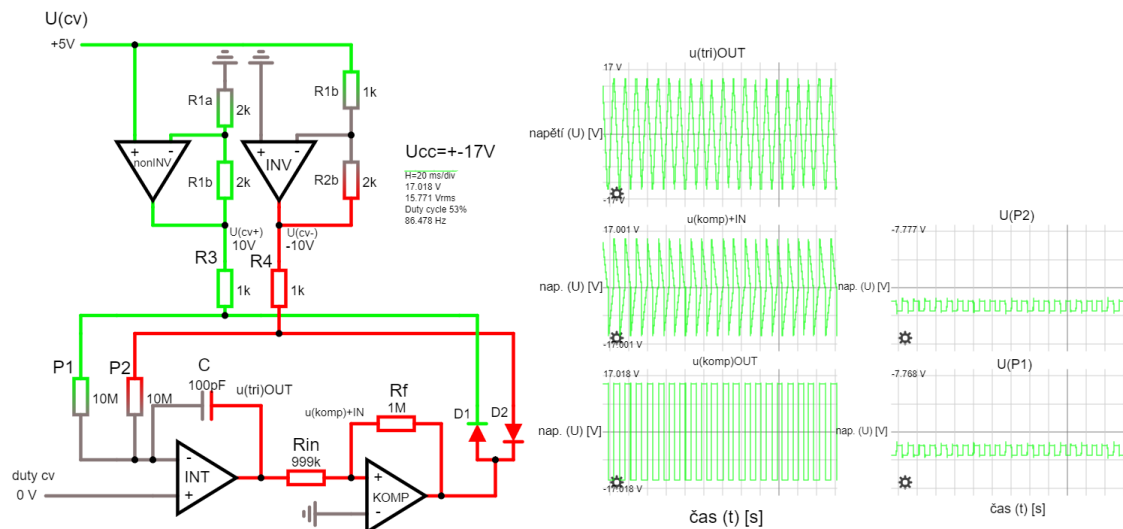
V grafu pozorujeme lineární trend logaritmičsky vyjádřené f_o vůči exponenciální změně hodnoty C , pro nás znamenající (skrz [Weber-Fechnerův zákon](#)) exponenciální změnu – čím menší hodnota kondenzátoru C , tím menší frekvence f_o .

Obvod lze také navrhnout jako VCO a tímto návrhem se budeme ještě zabývat, a to jak zde (experimentální zapojení), tak v další kapitole po vzoru podobného zapojení se spínačem.

Vlastní návrh VCO typu I/K:

Dalším ze způsobů tentokrát vlastního experimentálního zapojení je KO typu I/K, který využívá U_{CV} k řízení f_o (Obr. 25).

Toto zapojení pomocí U_{CV} a diod D_1 a D_2 omezuje proud $i_{C(t)}$, čímž zpomaluje/ovládá dobu integrace integrátoru INT a tím i výslednou f_o .



Obr. 25 Vlastní zapojení I/K s VCO.

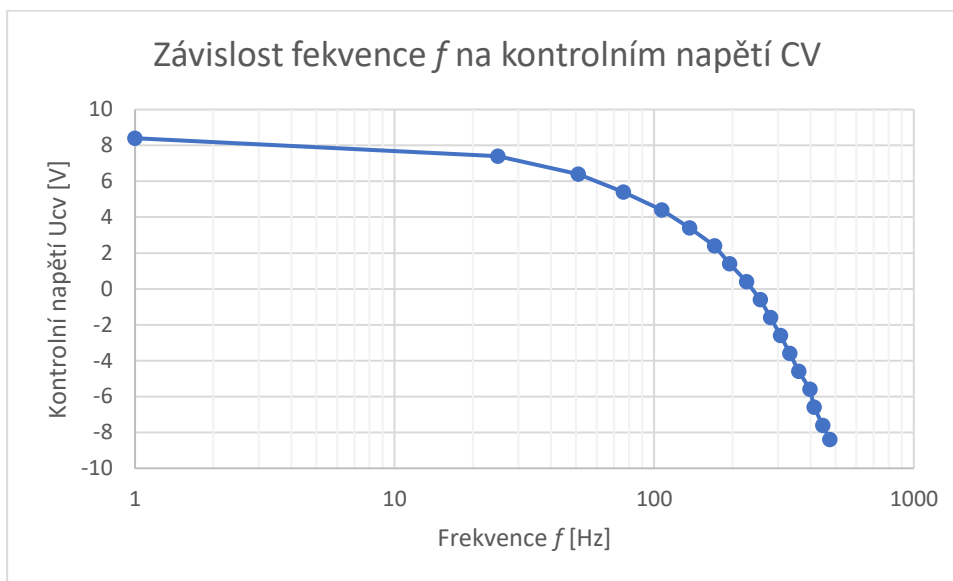
Zapojení bylo tedy navrženo za snahy omezit proud $i_{C(t)}$ do kondenzátoru C za pomoci U_{CV} , abychom tak mohli pomocí napětí U_{CV} ovládat délku integrace t a tím i frekvenci f_o . To je realizováno za pomoci dvou rezistorů R_3 a R_4 , zapojených jako děliče napětí s potenciometrem s dvojitou drahou P_1 a P_2 , na kterém se díky U_{CV} objevuje úbytek napětí U_{P1} a U_{P2} . Tyto průběhy jsou proti sobě inverzní (Obr. 25).

Jak již bylo řečeno, $R_3 + P_1$ a $R_4 + P_2$ tvoří napěťové děliče se vstupním napětím U_{CV} . Mezi P_1 a P_2 tímto vzniká napětí ΔU_P na vstupu integrátoru, což dodatečně ovlivňuje dobu integrace společně s prvky již známými (2.51), a to tak, že čím větší U_{CV} , tím menší f_o , a to v lineárním trendu⁴³, jak můžeme pozorovat v grafu na (Obr. 26). Taková závislost se tedy projevuje jako $1/(2 \cdot U_{CV} - U_{CC})$, zanedbáme-li úbytek napětí na diodách.

Pro výpočet vyjdeme z (2.42), kdy $P = (P_1 + P_2)/2$, kterou doplníme o U_{CV} a úbytek napětí na diodách $U_{D1} = U_{D2} = 2 \cdot U_D$ zanedbáme (2.45):

⁴³ Podle [Weber-Fechnerova zákona](#) takovou změnu frekvence vnímáme **exponenciálně**, proto je třeba osu frekvence změnit na logaritmickou.

$$f_o \approx \frac{R_f}{4CPR_{in}} \cdot \frac{U_{CC} - 2 \cdot U_{CV}}{U_{CC}}. \quad (2.53)$$



Obr. 26 Vynesení závislosti f_o na U_{cv} experimentálního RCO/VCO do grafu.

Toto zapojení tedy disponuje dvěma kontrolními prvky – může být řízeno jednak U_{CV} (platí $2 \cdot |U_{CV}| < |U_{SAT}|$) jako VCO, ale také pomocí potenciometru P s dvojitou drahou na místě rezistorů $P_{1..2}$ jako RCO.

Zapojení dále skýtá zajímavý jev, který plyne jak ze simulací, tak z rovnice (2.53) – pokud se $2 \cdot |U_{CV}| \approx |U_{SAT}|$, pak se celá rovnice $f_o \approx 0\text{Hz}$ a dochází k extrémně dlouhým kmitům. Využití tohoto jevu se však zdá být příliš komplikované, ale za předpokladu, že bychom se dokázali pohybovat na konci rozsahu U_{CV} (tzn. okolo 8V) v opravdu malých hodnotách, by tohoto jevu šlo pravděpodobně využít pro navýšení rozsahu oscilátoru.

Nevýhodou je nutnost polarizovaného U_{CV} na obou větvích s P_1 i P_2 , protože musí být navržen speciální obvod pro U_{CV} , jako např. se dvěma OZ v roli invertujícího a neinvertujícího zesilovače, jak vidíme na (Obr. 25). I tak se ale předpokládá rozsah $U_{CV} \pm U_{CC}$. Pokud bychom chtěli využít „klasické“ $U_{CV} = 0-5\text{V}$, bylo by nutné navrhnout ještě sofistikovanější řídicí obvod, ideálně s logaritmickým řízením, které by se pohybovalo „pomaleji“ ve vyšších hodnotách napětí.

Návrh je však pouze experimentální a jeho vývoj v rámci bakalářské práce, která se přímo nezabývá vývojem oscilátorů, časově náročný a riskantní, navíc vzhledem k již dostupným oscilátorům.

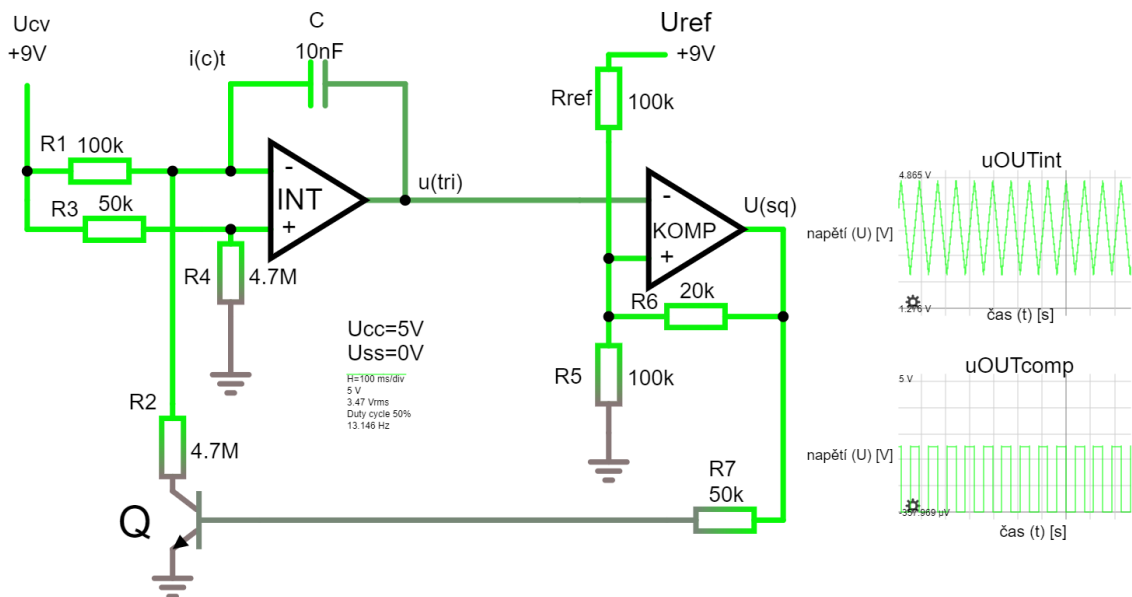
Proto nebude dále využíván. Místo toho si uvedeme další možné, již navržené typy VCO.

2.1.6 VCO typu I/K se spínačem

Jedná se opět o Schmittův KO, speciálně navržený k oscilacím – astabilitě. Princip spočívá, jako v předchozím zapojení, v nabíjení kondenzátoru C proudem $i_{C(t)}$ v čase t ,

který se při překročení vrchní prahové hranice U_{MAX} (také U_{THR} , angl. *threshold*) komparátoru začne rovnoměrně vybíjet ke spodní hranici U_{MIN} , a takto mezi hladinami osciluje, čímž vytváří současně trojúhelníkový (výstup integrátoru; $u_{int(t)}$) i čtvercový (výstup komparátoru; $u_{comp(t)}$) průběh.

Z principu se tedy opět jedná o astabilní multivibrátor, produkující současně čtvercové a trojúhelníkové kmity.



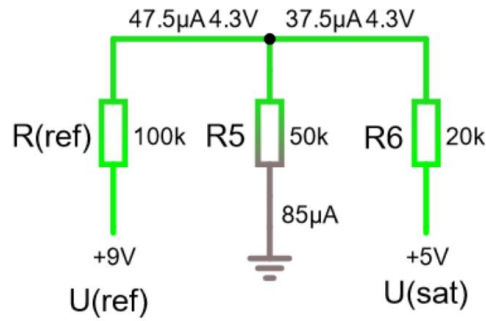
Obr. 27 Unipolární I/K VCO, realizovaný za pomoci OZ v zapojení I/K s BJT.

Vpravo nahoře vidíme výstup integrátoru u_{OUTint} ($u(sq)$), vpravo dole výstup komparátoru $u_{OUTcomp}$ ($u(sq)$).

Narozdíl od předchozího zapojení má komparátor pevné hladiny $U_{MAX|MIN}$, nastavené příslušnými děliči napětí, tvořenými rezistory R_{ref} , R_5 a R_6 . Pokud tyto hladiny dopočítáme, můžeme pak určit rezonanční frekvenci f_o obvodu, abychom odhadli jeho možný rozsah. Konkrétní výpočty uvedeme dále.

Výpočet komparačních hladin:

Horní hladinu $U_{IN+komp(MAX)} = U_{MAX}$ i spodní hladinu $U_{IN+komp(MIN)} = U_{MIN}$ můžeme vypočítat jako napětí mezi R_{ref} , R_5 a R_6 . Stačí, když pomyslně „separujeme“ komparátor a systém děličů napětí překreslíme tak, jak vidíme na (**Obr. 28**):



Obr. 28 Odporový dělič u komparátoru, určující U_{MAX} .

Pomocí MSP dopočítáme potřebnou hladinu napětí. Nejprve pomocí úbytků napětí (2.54)

$$\begin{aligned} 1) -U_{ref} + U_{R_{ref}} + U_{R_5} &= 0, \\ 2) U_{sat} + U_{R_5} + U_{R_6} &= 0, \end{aligned} \quad (2.54)$$

které dále vyjádříme za pomoci Ohmova zákona $R = UI$ jako (2.52)

$$\begin{aligned} 1) (R_{ref} * I_A) + (R_5 * (I_A - I_B)) &= U_{ref}, \\ 2) (R_6 * I_B) + (R_5 * (I_B - I_A)) &= -U_{sat}. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Pak po dosazení $U_{ref} = 9V$, $U_{sat} = 5V$, $R_{ref} = 100k\Omega$, $R_5 = 50k\Omega$, $R_6 = 20k\Omega$, získáváme $U_{MAX} = 4,25V$ (2.56):

$$\begin{aligned} 1) 100I_A + 50I_A - 50I_B &= 9; \quad 150I_A - 50I_B = 9, \\ 2) 20I_B + 50I_B - 50I_A &= -5; \quad 70I_B - 50I_A = -5. \end{aligned} \quad (2.56)$$

Vyřešením rovnice o dvou neznámých I_A a I_B dostáváme (2.57)

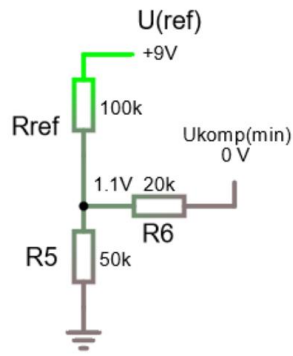
$$I_A = I_{R_{ref}} = 47,5 \mu A; \quad I_B = I_{R_6} = 37,5 \mu A; \quad I_C = I_{R_5} = I_A + I_B = 85 \mu A, \quad (2.57)$$

díky čemuž můžeme dosadit I_{R_5} . Tak vyjádříme U_{MAX} (2.58):

$$U_{MAX} = R_5 I_{R_5} = U_{int(MAX)} = \mathbf{4,25V}. \quad (2.58)$$

Výsledek můžeme porovnat s maximální hladinou trojúhelníkového napětí, jak jej vidíme na (Obr. 30).

Pro spodní hladinu $U_{OUTintMIN} = U_{MIN}$ využijeme obdobný postup, dělič tedy překreslíme jako (Obr. 29).



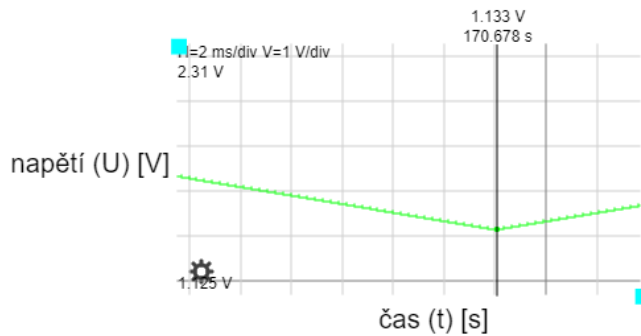
Obr. 29 Odporový dělič u komparátoru, určující U_{MIN} .

Vyjádříme U_{MIN} (2.59):

$$U_{MIN} = U_{ref} - U_{R_{ref}} = U_{ref} - R_{ref} = U_{ref} - R_{ref} \left(\frac{U_{ref}}{R_{ref} + R_5 || R_6} \right) = U_{ref} - R_{ref} \left(\frac{U_{ref}}{R_{ref} + \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}} \right). \quad (2.59)$$

Po dosazení $U_{ref} = 9V$, $R_5 = 50k\Omega$, $R_6 = 20k\Omega$, $R_{ref} = 100k\Omega$, dopočítáme U_{MIN} (2.60):

$$U_{MIN} = 9 - 100 \left(\frac{9}{100 + \frac{50 \cdot 20}{50 + 20}} \right) = 1,125V. \quad (2.60)$$



Obr. 30 Ověření výpočtu U_{MIN} na simulaci.

Pokud však spodní hladina komparátoru $U_{OUTkompMIN} \neq 0V$ (typicky např. $U_{OUTkompMIN} = -15V$ při $U_{CC} = \pm 15V$), výpočet nelze řešit systémem dvou rovnic dvou neznámých a využijeme opět MSP (2.61), kdy

- 1) $U_{ref} = U_{R_{ref}} + U_{R_6} + U_{komp(MIN)},$
- 2) $U_{komp(MIN)} = U_{R_6} + U_{R_5}.$

$$(2.61)$$

Opět použijeme Ohmův zákon a dostáváme (2.62)

$$\begin{aligned}
 1) & U_{\text{ref}} = R_{\text{ref}}I_A + R_6(I_A - I_B) + U_{\text{komp(MIN)}}, \\
 2) & U_{\text{komp(MIN)}} = R_5I_B + R_6(I_B - I_A), \\
 & \hspace{15em} (2.62) \\
 1) & U_{\text{ref}} - U_{\text{komp(MIN)}} = (R_{\text{ref}} + R_6)I_A - R_6I_B, \\
 2) & U_{\text{komp(MIN)}} = -R_6I_A + (R_5 + R_6)I_B.
 \end{aligned}$$

Po dosazení $U_{\text{SAT}} = \pm 15\text{V}$, $U_{\text{ref}} = 9\text{V}$, $R_{\text{ref}} = 10\text{k}\Omega$, $R_6 = 100\text{k}\Omega$, $R_5 = 1\text{k}\Omega$ získáváme (2.63)

$$\begin{aligned}
 1) & 24 = 110000I_A - 100000I_B, \\
 2) & -15 = 101000I_B - 100000I_A.
 \end{aligned}
 \tag{2.63}$$

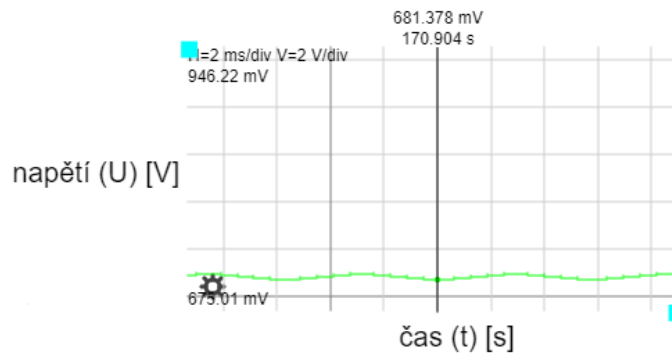
Ve (2.64) vyjádříme proudy I_A a I_B

$$I_A = 832\mu\text{A}; I_B = 675\mu\text{A} \tag{2.64}$$

a dopočítáme minimální hladinu při $U_{\text{komp(MIN)}}$:

$$U_{\text{komp(MIN)}} = R_5 \cdot I_B = 1000 \cdot 675 \cdot 10^{-6} = \mathbf{675\text{mV}}. \tag{2.65}$$

Výpočet ověříme na simulaci (Obr. 31), kde jsme komparátoru nastavili saturační hladiny U_{sat} jako $U_{\text{komp(MAX)}} = 15\text{V}$ a $U_{\text{komp(MIN)}} = -15\text{V}$.



Obr. 31 Ověření výpočtu U_{MIN} při $U_{(\text{komp})\text{MIN}} \neq 0\text{V}$ na simulaci.

Tak jsme zanalyzovali maximální a minimální hodnoty trojúhelníkového průběhu U_{intOUT} jako $U_{\text{int(MIN)}}$ a $U_{\text{int(MAX)}}$ na výstupu integrátoru, indikující vstupní komparační hladiny komparátoru U_{MIN} a U_{MAX} .

Na těchto komparačních hladinách je závislá střída a tím i frekvence f_o systému. Podělíme-li výsledný rozdíl hladin napětí (jakožto vzdálenost, kterou musí integrátor

„urazit“ v daném čase t), který je vyjádřený právě sklonem trojúhelníkového průběhu (vyjádřeného pomocí konstanty $1/RC$), závislého na čase t , získáme právě dobu, za jakou s tímto sklonem hladiny $U_{int(MIN)}$ a $U_{int(MAX)}$ dosáhne. Tuto úvahu zapíšeme jako rovnici (2.66)⁴⁴ a dosadíme hodnoty z (Obr. 27)⁴⁵:

$$f_o = \ln\left(\frac{U_{MAX}}{U_{MIN}}\right) \cdot \frac{1}{RC} = \ln\left(\frac{4,25}{1,25}\right) \cdot \frac{1}{10 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = \mathbf{13,39Hz}, \quad (2.66)$$

kteřou můžeme rozšířit o konstantu řídicího U_{CV} , kterou určíme opět úvahou – klesne-li napětí U_{CV} o polovinu oproti U_{ref} , frekvence f_o také klesne na polovinu, což zapíšeme jako:

$$f_o = \ln\left(\frac{U_{MAX}}{U_{MIN}}\right) \cdot \frac{1}{RC} \cdot \frac{U_{CV}}{U_{ref}}, \quad (2.67)$$

kde R značí odpory, omezující proud kondenzátorem $i_{c(t)}$, čímž zvětšují dobu integrace t a tím i frekvenci f_o .

Na simulacích bylo dále zjištěno, že U_{MIN} a U_{MAX} nejsou závislé ani na U_{CV} , ani na R_2 a R_4 , což je z hlediska oscilátoru pro řídicí obvod velmi výhodné⁴⁶.

Princip:

Jakmile tedy $u_{OUTint(t)}$ dosáhne určité hladiny napětí na invertujícím vstupu komparátoru $U_{IN-komp}$ oproti $U_{IN+komp}$, komparátor „přepne“ hladinu výstupu $u_{OUTkomp}$ ($u_{OUTint(t)}$ je připojeno na $u_{IN-komp(t)}$, tedy $u_{OUTint(t)} = u_{IN-komp(t)}$).

Napětí $u_{IN+komp}$ má přitom 2 střídající se hodnoty, při kterých se spíná, které jsme již vypočítali: Horní hladinu $U_{IN+komp(MAX)}$ a spodní hladinu $U_{IN+komp(MIN)}$. Stejně tak 2 hodnoty na výstupu komparátoru $U_{OUTkomp(MAX)}$ a $U_{OUTkomp(MIN)}$, které jsou dány saturačním napětím U_{SAT} .

Pokud $u_{OUTint(t)}$ přesáhne $U_{IN+komp(MAX)}$ ($U_{MAX} = 4,25V$), na invertujícím vstupu komparátoru bude větší napětí než na neinvertujícím vstupu, komparátor vyhodnotí tento stav logicky jako nepravdivý a hodnota $U_{OUTkomp}$ se změní na $U_{OUTkomp(MIN)}$.

$U_{OUTkomp}$ je zároveň připojené na bázi tranzistoru Q . Pokud je $U_{OUTkomp}$ menší než potřebné napětí na bázi $u_{BE} \approx 0.68V$, Q je zavřený. Zavření tranzistoru způsobí nárůst napětí na U_{IN-int} , které se stane větším oproti U_{IN+int} . Díky tomu dochází k integraci směrem „dolů“ a $u_{OUTint(t)}$, čili $U_{IN+komp(t)}$ klesá až do hodnoty $U_{IN+komp(MIN)}$.

⁴⁴ Vzorec je zjednodušený (např. nepočítá s úbytkem napětí u_{CE} na spínači), pro ověření funkčnosti VCO a prověření rozsahu ale dostačuje.

⁴⁵ R značí odpory, omezující proud kondenzátorem $i_{c(t)}$, čímž zvětšují dobu integrace t a tím i frekvenci f_o . Jedná se o odpory $R_{1..4}$ jakožto $R = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$.

⁴⁶ Dále bylo zjištěno, že manipulace s U_{CV} , tedy ΔU_{CV} , je integrováno integrátorem stejně jako $u_{OUTkomp}$, takže při pohybu ΔU_{CV} směrem do vyšších hodnot integrátor okamžitě poskytuje nejvyšší hodnoty u_{intOUT} , zatímco pohybem U_{CV} k nižším hodnotám napětí nejnížší.

Jakmile je dosaženo hodnoty $U_{IN+komp(MIN)}$, na neinvertujícím vstupu komparátoru bude větší hodnota napětí než na $-$ vstupu, což komparátor vyhodnotí jako logickou pravdu a sepne „nahoru“, tzn. $U_{OUTkomp(MIN)}$ se změní na $U_{OUTkomp(MAX)}$, přičemž toto napětí, připojené na bázi BJT, způsobí jeho otevření směrem k zemi, díky čemuž se invertující vstup integrátoru stane menším oproti neinvertujícím vstupu a integrátor začne integrovat směrem „nahoru“. Tak se proces opakuje a systém osciluje.

Vlastnosti:

Zapojení lze realizovat s jakýmkoliv spínacím článkem namísto BJT, např. s JFET nebo MOSFET [7] – podmínkou je ale upravení využívaného principu napětí u_{BE} BJT na napětí na *gate* (G) JFETu aj.

Výhodou je závislost frekvence na napětí U_{CV} . Tento oscilátor lze navíc řídit jako RCO, pokud využijeme potenciometr s dvojitou drahou namísto R_2 a R_4 .

Rozsah tohoto tremola je podobný I/K integrátoru, tedy enormní, především závislý na R_2 a R_4 a stejně jako v experimentálním zapojení (Obr. 25) doplněn o lineární ovládní U_{CV} . Střída, stejně jako u předchozího zapojení, lze měnit pomocí odchylek R_2 a R_4 na vstupech integrátoru u_{INint+} a u_{INint-} .

Zapojení se tedy jeví jako vhodné pro řídicí obvod.

2.1.7 Oscilátor s IO 555

Využívá IO NE555 od společnosti Texas Instruments ve funkci I/K, opět pracujícího na principu astabilního multivibrátoru. Toto zapojení produkuje periodický čtvercový a pseudo-trojúhelníkový signál.

Z katalogového listu byly vyčteny vzorce pro vypočítání doby napětí na výstupu na hladině HIGH (t_H) (2.68) a na hladině LOW (t_L) (2.69) [14] v závislosti na externích DS R_A , R_B a C:

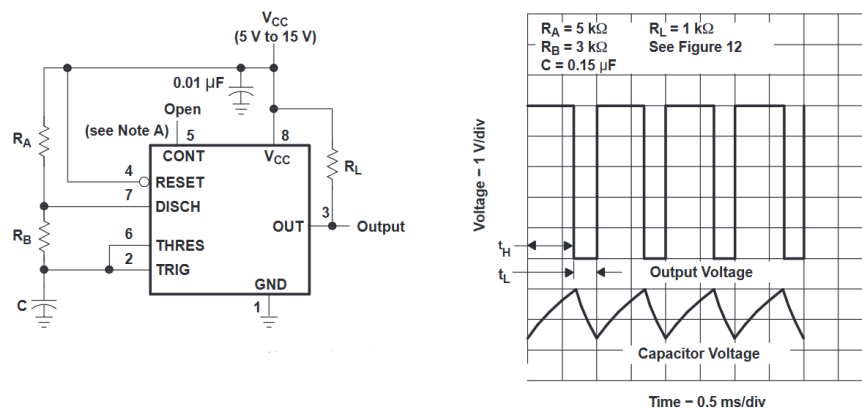
$$t_H = 0,693(R_A + R_B)C. \quad (2.68)$$

$$t_L = 0,693R_B C. \quad (2.69)$$

Z rovnic můžeme dedukovat, že zde dochází k nerovnoměrné střídě, oscilátor typu 555 je tedy vhodný spíše pro stabilní frekvence nebo průběhy, kde chceme měnit střídu.

Pokud chceme rovnoměrnou střídu, vypočítáme $t_H = t_L$, tzn. po zjednodušení $(R_A + R_B) = R_B \rightarrow R_A = 0$, z čehož je patrné, že pro rovnoměrnou střídu odpor R_A musí být minimální (ale $R_A > 0\Omega$ [14]). Rozsah střídy je tímto omezen od 50% do 100% ([5]; p.995) s neurčitým bodem pro precizní nastavení *střída* = 50%.

V katalogovém listu dále můžeme vyčíst doporučené zapojení a hodnoty (Obr. 32).



Obr. 32 Doporučené zapojení NE555 jako multivibrátoru.

Princip a vlastnosti:

IO je zapojen jako astabilní multivibrátor / funkční generátor typu I/K podle katalogového listu [14; fig.12,13]. Namísto komparátoru je zde vložen NE555 a výstup z integrátoru přiveden na vstup THRES (angl. *threshold*, čes. práh), který snímá prahovou hodnotu. Pokaždé, když se napětí na vstupu THRES přiblíží této hodnotě, se otevře kolektor tranzistoru v pinu DISCH a hladina na THRES se vynuluje (= *discharge*, čes. vybití). Poté se proces opakuje znovu, čímž vzniká oscilace.

Napětí na kondenzátoru C tak osciluje mezi dvěma hladinami – prahovou (*threshold*; $0,67 \times V_{CC}$) a počáteční (*trigger*; $0,33 \times V_{CC}$) [14; 8.3.2].

Výhodou může být unipolární napájení, které určuje rozsah amplitudy od 0V po napájecí napětí, a možnost ovládání střídavy pomocí ovládání sestupné a vzestupné hrany.

Nevýhodou může být horší dostupnost IO 555 (oproti DS) a složitější, ne úplně intuitivní konfigurace. Uživatel zde musí pracovat s nerovnoměrnou střídou.

Zapojení je tedy pro řídicí obvody efektivních procesorů v této podobě nejspíš nevhodné a jeví se spíše jako součástka výpočetní techniky.

2.1.8 LC a krystalové oscilátory

Tyto oscilátory jsou kvůli jejich velkému ω_0 , které je doporučeno konfigurovat okolo $f_0 = 5\text{MHz}$ ([4]; p.150), záměrně uvedeny jako poslední z vlastních návrhů oscilátorů z DS.

Z podstaty zapojení induktorů L malých hodnot do těchto obvodů (řádově $L = 100\text{nH}$ až $10\mu\text{H}$) dochází k produkci řádově vyšších frekvencí f_0 . Sem patří již zmíněný Colpittsův a Hartleyho oscilátor ([4]; p.127).

Dále bychom sem mohli zařadit Millerův, Piercův, Butlerův a tzv. „overtone“ oscilátor ([4]; p.147), což jsou oscilátory tzv. krystalové (angl. *crystal oscillators*), pracující na bázi referenční frekvence krystalu f_X a jejího následného dělení ([4]; p.159).

Krystaly samotné vynikají obrovskou stabilitou a přesností ω_X s odchylkou $0,3\text{ppm}$ ([4];134), avšak oscilátory s nimi jako celek je třeba precizně navrhnout, jinak

nejsou tyto systémy nijak výrazně stabilní, naopak jsou ještě více náchylné na stabilitu napájecího napětí, zátěžovou impedanci a teplotu ([4]; p.147).

Z těchto důvodů – vysoká f_o a obtížně dosažitelná stabilita – se těmito oscilátory dále nezabýváme – jsou vhodné především pro radiofrekvenční aplikace nebo výpočetní techniku v podobě precizních vysokofrekvenčních CLOCK generátorů.

2.1.9 IO LTC699X

Je podobně jako NE555 typ oscilátorového IO, kde pomocí externího kondenzátoru C a rezistorů $R_{1..X}$, určujícími rozsah, popř. střidu aj., nastavujeme příslušné parametry.

Oproti NE555 má složitější princip, který je z části digitální a bude popsán dále. Paradoxně tímto nebývá moc variabilní, naopak se typizuje pro konkrétní účely, které si také vyčteme.

Mezi integrované obvody VCO se řadí např. řada LTC699X, známá též jako TimerBlox® společnosti Linear Technology. Z řady oscilátorů jsou pro nás významné LTC6990, LTC6991 a LTC6995. Dalšími typy z této rodiny jsou pulzní modulátory (LTC6992), bistabilní (LTC6993), tzv. paměťové, a astabilní (LTC6994) multivibrátory, tzv. „one-shoty“ [17].

LTC6990 je klasifikován jako VCO s rozsahem $f_{MIN} = 488\text{Hz}$ až $f_{MAX} = 2\text{MHz}$ (rozsah 1:4098), LTC6991 jako LFO s rozsahem $f_{MIN} = 29.1\mu\text{Hz}$ až $f_{MAX} = 977\text{Hz}$ (rozsah 1:33 690 000) a LTC6995, který je totožný s LTC6991, až na nově přidanou možnost inverze polarity výstupu díky pinu POL.

Samozřejmou předností integrovaných VCO je dostupnost informací ohledně jejich zapojení a využití, které lze čerpat z katalogových listů. Pomocí rovnic (2.75) a (2.76), převzatých z katalogového listu LTC6991[17], lze snadno dopočítat potřebnou frekvenci, stejně jako pomocí tabulek dohledat potřebný rozsah a nastavení DIV [17]:

$$t_{MASTER} = \frac{1\mu\text{s}}{50\text{k}\Omega} = \frac{V_{SET}}{I_{SET}}, \quad (2.70)$$

$$t_{OUT} = \frac{N_{DIV} * R_{SET}}{50\text{k}\Omega} * 1.024\text{ms}. \quad (2.71)$$

Manipulace s rozsahem:

Charakteristickým rysem integrovaných obvodů LTC699X je hlavní řídicí frekvence CLOCK, od které se odvíjí další frekvence pomocí programovatelného děliče a dalších připojených rezistorů nebo řídicího napětí. Tento digitální oscilátor tak funguje jako tzv. „generátor horní oktávy“, kdy referenční frekvencí f_x je právě vysoká frekvence krystalu, obvykle generující signál CLK, který je následně dělen pomocí flip-flopů na kmitočty řádově menší.

S tímto tzv. „hodinovým signálem“ souvisí i integrovaný číslicový spínač, tzv. „D flip-flop“, který poskytuje mj. možnost resetu výstupní frekvence.

Tyto oscilátory tedy nabízí frekvenční dělič, jehož hodnota se odvíjí od analogové hladiny napětí (tzv. DIVCODE) na pinu DIV. To nám říká, že není možné využít plný rozsah ve stylu tzv. „*single-sweep*“. V případě obvodů LTC699X se tak specifický rozsah podstatně zmenší, a to až na úroveň RC oscilátoru – ze zdánlivého rozsahu, udávaného výrobcem, tzn. v případě LTC6991 1:33000000, se po rozdělení rozsahu pinem DIV stává rozsah **1:16** [17].

Podle katalogového listu tedy není možné dosáhnout požadovaného velkého rozsahu bez nutnosti jeho přepínání, což by nemuselo být závadné, pokud by oscilátor v jednotlivých „úsecích“ rozsahu poskytoval dostatečný specifický rozsah. Specifický rozsah 1:16 však nedostačuje a zhruba odpovídá většině „klasických“ tremol⁴⁷.

VCO nebo RCO:

Nejspíš se také nejedná se o VCO v pravém slova smyslu, jak výrobce uvádí. Výrobce označuje jako VCO [17, fig. 11] systém, kdy je na pin SET připojen odporový dělič R_{VCO} s R_{SET} , který tak mění kontrolní napětí V_{CTRL} . Rezistor R_{SET} se připojuje na pin SET a frekvenci řídí dle výše zmíněných rovnic pomocí změny proudu, což evokuje RCO. Z katalogového listu bylo dále zjištěno, že pin R_{SET} vede na (S) JFETu společně do invertující větve OZ, jehož napěťový výstup vede na (G) JFETu [17; p.9], čímž jej otevírá a proud I_{SET} , vzniklý z V_{CTRL} a R_{VCO} tak více ovlivňuje hlavní řídicí frekvenci t_{MASTER} podle rovnice (2.70). Jedná se tedy o RCO, jež ovládáme rezistorem R_{VCO} .

Maximální/minimální řídicí napětí i řídicí proud jsou poměrně omezené – napětí se pohybuje od $U_{OUT} = 0$ do 5V, proud od $i_{MAX} = 1.25\mu A$ do $20\mu A$ [17].

Tyto integrované obvody se svojí komplexitou blíží komplexitě mikrokontroleru, mluvíme-li především o částečně digitálním zpracování. Všechny zařízení z rodiny LTC699X obsahují např. 4-bitový A/D převodník s digitálním filtrem, určeným na přesné dělení rozsahu pomocí DIV pinu [17].

Vzhledem k malému rozsahu frekvence po výsledném dělení DIVCODEm však pro konstrukci tohoto typu tremola nejspíš není vhodné žádný obvod z rodiny TimerBlox[®] použít.

Výrobce připouští i jiný rozsah, ale za cenu snížení přesnosti. V tomto případě je pravděpodobně již třeba obvod dodatečně proměřit, protože oficiální simulační součástky LTC699X pro program LTspice při vybočení z tohoto rozsahu přestanou pracovat úplně.

Protože jde o navíc IO, který z podstaty není snadno dostupný, řešením se – zvláště kvůli „obyčejnému“ rozsahu – již nebudeme zabývat.

⁴⁷ U přepínatelného rozsahu navíc hrozí, že námi vyhledávaná frekvence (např. při živé hudební performanci) bude těsně pod zvoleným rozsahem. V tu chvíli by mohlo být přepnutí rozsahu pro potenciální publikum závadné.

2.1.10 DCO

Digitálně řízený oscilátor může být univerzálním řešením jakéhokoliv oscilátoru vůbec. V principu se jedná o VCO nebo RCO, jehož hodnoty jsou řízeny pomocí bitových hodnot.

Může mít teoreticky libovolný rozsah a průběh. Je omezen pouze počtem bitů, což udává počet hodnot, které mohou být uživatelem zadány, podle vzorce (2.72):

$$M \text{ hodnot} = 2^N \text{ bitů} \tag{2.72}$$

Např. 16-bitové mikrokontrolery se tak pyšní 65536 hodnotami, které může uživatel zadat.

Co se týče problematiky a provedení DCO, zběžně řečeno se většinou jedná o programování mikrokontrolerů a ovládání protokolu I²C. Při tomto řešení lze mj. zadávat pomocí klávesnice, dotykového displeje aj., a to prakticky např. za pomoci mikrokontrolerů typu Arduino nebo čipu Atmega88, případně lze vytvořit vlastní DCO, resp. digitální rezistor, který řídí RCO, za pomoci registrů a čítačů [6].

Velkou výhodou DCO je extrémní přesnost v rozlišení tolika hodnot, kolika bitů jsme v soustavě použili (2.72). Zadávat lze pak přesné frekvence jak pro různé řídicí signály (vč. LFO), tak i pro „znějící“ oscilátory. Řešením pomocí takového digitálního zadávání disponuje např. kytarový delay efekt BOSS DD-500 [boss.info] [33] nebo syntetizér Roland Juno [roland.com].

Tento typ oscilátoru, za předpokladu dostatečného bitového rozlišení, je vhodný na velké až extrémní rozsahy modulační frekvence (např. čip Si5351 je schopný rozsahu $f_{\text{MAX}} = 600\text{Hz}$ až $f_{\text{max}} = 900\text{MHz}$; rozsah = 1:1500000 [21]).

Zřejmou nevýhodou DCO může být složitost aplikace takového řešení, potřebná orientace v digitální elektronice a samozřejmě i vyšší cena.

Nenápadnou předností této kapitoly jsou však digitálně řízené odpory, které lze využít jako precizní ovládací prvek pro analogové RCO.

Tento oscilátor by tedy byl možná vhodný, ale jeho řešení se zdá být příliš komplikované a zcela odbočuje do jiného oboru digitální elektroniky a programování.

2.2 Výčet konkrétních útlumových článků

Problematika volby útlumového článku pro konstrukci tremola není tak obsáhlá, jako problematika oscilátorů.

Tato součástka má za úkol tlumit příchozí signál (např. hudební) podle jiného průběhu (např. průběhu oscilátoru).

Jako útlumový článek využíváme nejčastěji JFET, BJT či OZ (v integrovaném provedení VCA). Dále můžeme využít transkonduktanční zesilovač OTA [1; str. 496] [15], optočlen (angl. *vactrol*, také jako (foto)rezistivní opto-izolátor) nebo různé

experimentální techniky jako optočlen, mezi jehož části je vloženo rotující těleso nebo jako elektromagnetický disk s mechanickým zvlněním ⁴⁸.

Důležitými parametry útlumového článku je míra a způsob útlumu a harmonické zkreslení THD, které ovlivňuje hudební signál, i když jej útlumový článek momentálně netlumí. Dalšími vlastnostmi může být jeho reakční doba a doba zotavení (angl. *slew/recovery rate*) ⁴⁹.

U způsobu útlumu je otázkou, zda vyhledávat [logaritmický/exponenciální](#) či lineární průběh v závislosti na řídicím signálu LFO. Pokud je útlum článku v tabulce zadán v decibelech (dB), jedná se v zásadě o průběh logaritmický, zatímco značení ve voltech (V) spíše indikuje průběh lineární ⁵⁰.

Logaritmický/exponenciální průběh útlumu si lze snadno představit tak, že při lineárním průběhu LFO (např. první polovina trojúhelníkového průběhu) tlumený signál exponenciálně klesá. Z [Weber-Fechnerova](#) zákona je patrné, že člověkem je vyhledávanější průběh logaritmický.

Míra útlumu by měla být taková, aby při maximálním útlumu došlo k úplnému potlačení signálu ($\pm 60\text{dB}$) a při minimálním útlumu nedocházelo k nežádoucímu zesílení. Zkreslení bychom měli minimalizovat, a to především správnou konfigurací/seřízením (angl. *biasing*) vůči LFO v závislosti na typu článku, ale i volbou konkrétních součástek.

Míru útlumu je také vhodné uživatelsky regulovat. K tomu obvykle slouží parametr s označením DEPTH, obvykle ovládaný pomocí potenciometru, popř. digitální.

Dále budou probána konkrétní zapojení.

2.2.1 JFET

Útlumový článek lze jednoduše realizovat za pomoci JFET. S takovým řešením se setkáme u většiny DIY tremol.

Při nulových hodnotách napětí u_G , resp. při nulovém rozdílu potenciálů u_{GS} a U_{DS} , je mezi Drain (D) a Source (S) obrovský odpor r_{DS} o hodnotě R_{OFF} v řádu desítek $M\Omega$. Při negativních hodnotách u_{GS} oproti U_{DS} se r_{DS} zmenšuje až do hodnoty R_{ON} o hodnotě několika desítek Ω . U JFET typu P je tomu naopak a odpor r_{DS} se zmenšuje při zvětšujících se kladných hodnotách u_{GS} .

Pokud pak na (D) přivedeme signál u_{IN} pomocí rezistoru R_{IN} , vytvoří se mezi R_{IN} a r_{DS} napěťový dělič, ze kterého odebíráme u_{OUT} . Pokud $r_{DS} = R_{OFF} \approx \infty$, mezi r_{DS} a R_{IN} se

⁴⁸ Těmito „mechaničtějšími“ principy byla vytvořena první „tremola“ v historii [[soundonsound.com](#); odkaz na Hammondovy varhany, vybavené reproduktorem Leslie], ale v nějaké formě se mohou objevit i dnes – [Optical Tremolo 2.0; [makezine.com](#)] [Anasounds Spinner; [anasounds.com](#)]. U reproduktorů typu Leslie se navíc k tremolo efektu přidává tzv. panning/rotary efekt vlivem „rozmíchání“ fáze díky roztočení speciálních ozvučnic.

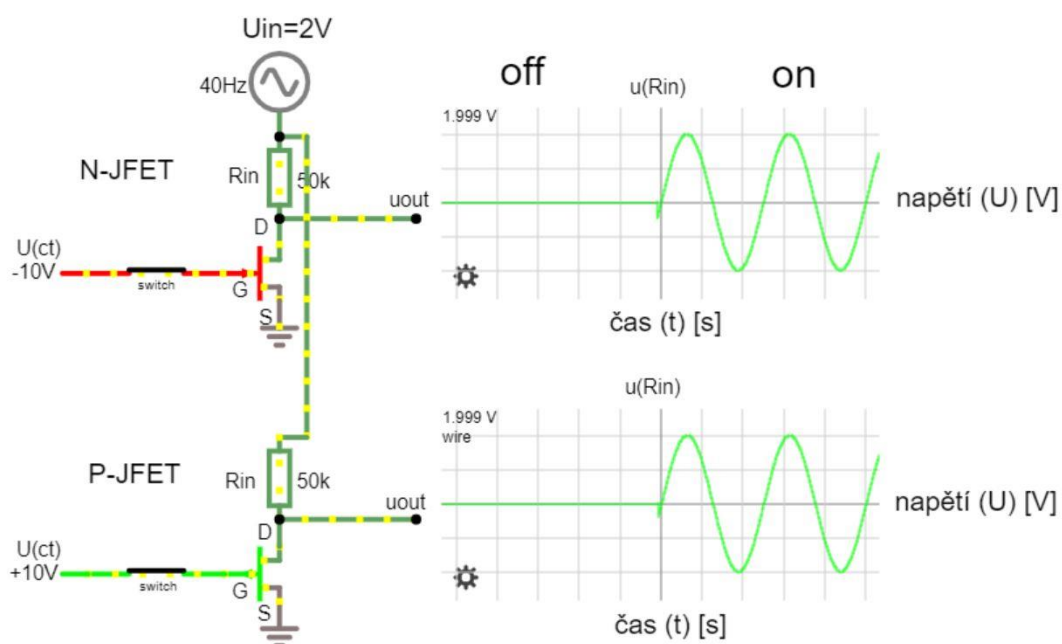
⁴⁹ Reakční dobu a dobu zotavení ale můžeme u OZ a tranzistorů ignorovat, protože je zkrátka příliš malá na to, aby negativně ovlivnila náš výsledek, který má za cíl produkovat f_o řádově menší.

⁵⁰ Nejedná se o přísnou konvenci.

nachází přibližně stejné napětí u_{OUT} , jako na vstupu, tedy $u_{OUT} = u_{IN}$, nepočítáme-li případné zkreslení, pohybující se okolo 3% [12].

Pokud bude naopak odpor JFETU malý v jeho sepnutém stavu, např. $r_{DS} = R_{ON} \approx 10\Omega$, dělič mezi R_{IN} a R_{ON} způsobí útlum, kdy $u_{OUT} < u_{IN}$. Čím menší je tedy odpor R_{ON} oproti R_{IN} , tím více JFET tlumí [1; str. 408] [19].

Princip vidíme na (Obr. 33). Při zavření spínačů se na rezistoru R_{IN} projevuje průběh U_{IN} , při jejich otevření je vzniklým děličem napětí výrazně tlumeno.



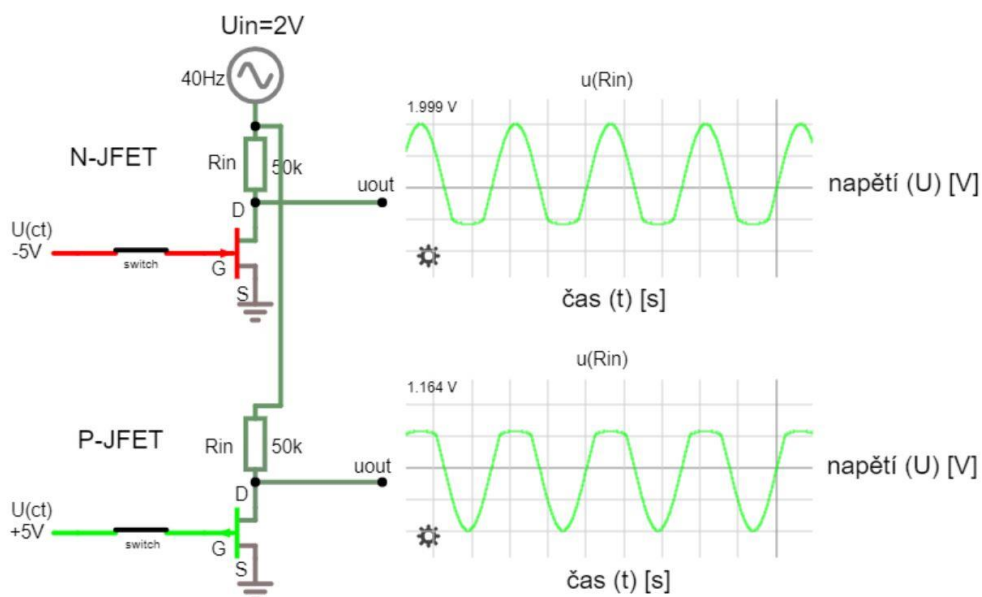
Obr. 33 Princip tlumení/spínání JFET ⁵¹.

Míru útlumu u JFET tedy řídíme napětím na (G). To lze řídit buď pomocí potenciometrického děliče, LFO nebo např. CV či jiným audiosignálem (tzv. „ducking“ efekt).

Tento článek je třeba navrhnout jako zesilovač (zeslabovač) s lineární převodní charakteristikou. JFET jako VCA disponuje dvěma hlavními nelinearitami, způsobenými jednak hodnotami u_G mimo ohmický region (rozsah hodnot potenciálního napětí na (G), při kterých se zkrátka mění odpor r_{DS}) a dále zkreslením vlivem nerovnoměrného zesílení

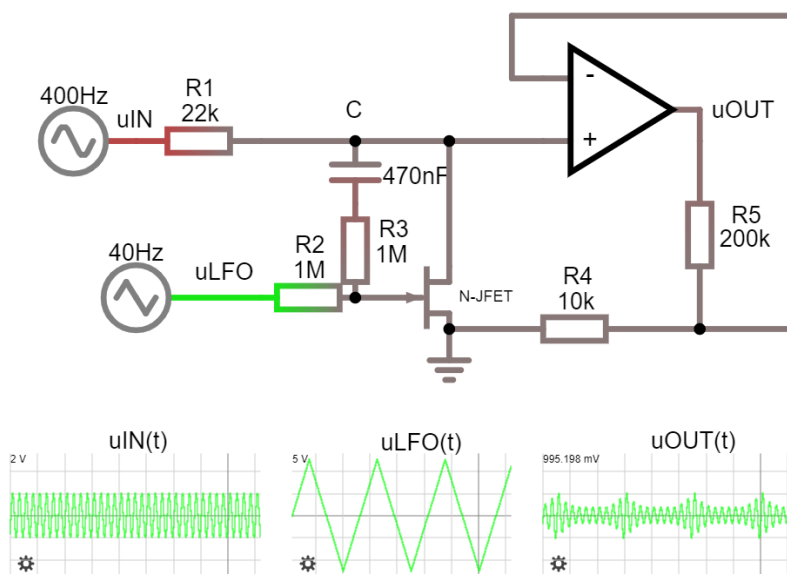
⁵¹ Nahoře P-kanál, dole N-kanál. Vpravo průběhy na výstupním rezistoru R_s s vypnutým a zapnutým spínačem.

kladné a záporné púlperiody U_{IN} (Obr. 34). Ten musí proto zeslaben v závislosti na typu JFETu, řádově až na desítky mV.



Obr. 34 Výrazné zkreslení vlivem nerovnoměrného zesílení kladné a záporné púlperiody.

Komplexní návrh se zesilovačem (OZ) vidíme na Obr. 35. Tento návrh navíc obsahuje zapojení s $R3$ a C , díky čemuž je v uzlu C zmenšeno U_{IN} na požadovanou nízkou úroveň. Vlivem tohoto zapojení však dochází k pronikání LFO do U_{IN} , takže je třeba C navrhnout tak, aby k tomuto jevu nedocházelo [1; str. 495]. Návrhem takového filtru však omezíme frekvenční rozsah LFO, což se zdá být pro návrh vysokorozsahového tremola nevhodné.



Obr. 35 Princip řízeného zesilovače s JFET jako VCA [13].

Nevýhodou využití JFET jako VCA tedy je, že při nesprávném návrhu netlumí úplně, nebo vůbec nebo je jeho výstup zkreslený.

Další nevýhodou může být malý útlum, závislý na minimálním odporu R_{ON} (ve výsledku zhruba -20dB až -30dB). Ten lze však dodatečně zmenšovat (o -6dB, tedy 2x) přidáním dalšího (dalších) JFETů paralelně.

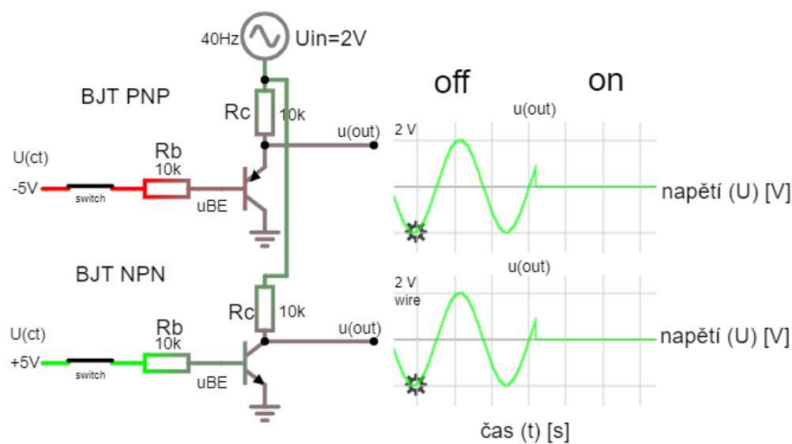
Při správném návrhu by s ním však neměly být potíže, pokud jsme ochotni připustit zkreslení THD 1-3%. Výhodou je jeho relativně dobrá dostupnost a nízká cena.

2.2.2 BJT

Problematika BJT jakožto VCA se podobá JFET, je ale méně rozšířená.

Zapojení chápeme jako řízený odpor (resp. proud i_c), na polovodičovém principu – pokud se na bázi vytvoří napětí u_{BE} větší, než napětí mezi kolektorem a emitorem u_{CE} (obvykle $u_{CE} = 0,7V$ pro tranzistor s diodami křemikového typu či $u_{CE} = 0.3V$ s diodami germaniového typu), tranzistor je průchozí a vede proud i_c . Díky tomu je napětí U_{IN} tlumeno.

V případě BJT typu NPN se jedná o vedení proudem PN přechodem. Návrh BJT typu PNP vede proud přechodem NP, tedy opačným směrem a ke svému otevření potřebuje na u_{BE} záporný potenciál. Rozdíl ve fungování NPN a PNP tranzistorů vidíme na Obr. 36:



Obr. 36 Princip tlumení/spínání BJT.

Nahoře PNP, dole NPN. Vpravo napěťové průběhy na rezistoru R_c s vypnutým a zapnutým spínačem.

Nevýhodou je opět potřeba seřízení vzhledem k U_{IN} a u_{LFO} (zde $U(ct)$), při nesprávném článku nedokáže odebrat dostatek proudu, aby dostatečně tlumil U_{IN} . Je zde ještě více patrné zkreslení vlivem nerovnoměrného zesílení kladné a záporné půlperiody.

Tranzistor tedy musí opět pracovat v lineární oblasti – řídicí napětí na bázi u_{BE} by nemělo zbytečně překračovat napětí, potřebné k jeho otevření (oproti JFET, kdy je možné hranici do určité míry překročit, aniž by docházelo ke zkreslení/saturaci vlivem zesílení),

a napětí U_{LFO} by mělo být dostatečně velké, aby dokázalo odebrat dostatek proudu U_{IN} a nedocházelo tak k nerovnoměrnému tlumení period.

U BJT jako útlumových článků tedy hrozí ještě větší míra zkreslení vinou nedokonalého seřízení a využití jako VCA se nedoporučuje. I přes všechny nedokonalosti je ale BJT v tremolech jako útlumový článek poměrně často vyžíván, nejspíš pro svoji obecnou rozšířenost a dostupnost jakožto DS. Je možné jej použít především, pokud nemáme velké očekávání ohledně malého zkreslení [12].

Najdeme jej především ve starších návrzích tremol, např. [Schaller 68'](#) v kombinaci s [phase-shift RC](#) oscilátorem jako zesilovací článek pro LFO, což můžeme vidět i jako základní zapojení na (**Obr. 8**).

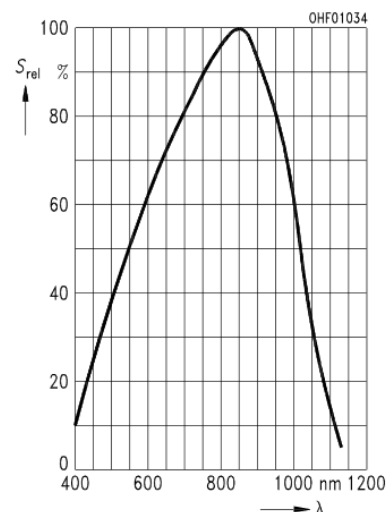
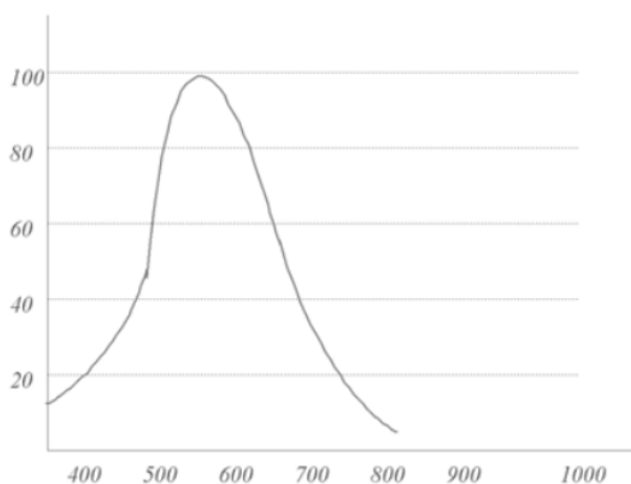
2.2.3 Optočlen

Optočlen neboli vaktrola (z angl. *vactrol*) je součástka, skládající se obvykle ze světelně řízeného rezistoru (nebo jiného foto-přijímače) a LED (nebo jiného foto-vysílače), kdy při zhasnutí LED je jeho odpor takový, aby nepropouštěl žádný proud (v řádu $M\Omega$), zatímco při rozsvícení LED se odpor fotorezistoru snaží být minimální (v řádu stovek Ω).

Takové řešení je efektivní, levné a vyžaduje relativně nenáročný uzpůsobení obvodu pouze pro potřebné rozsvícení LED. Pokud je optočlen správně nastaven, je zde potenciálně **nejmenší THD** ze všech útlumových článků (v řádu tisícín % THD)⁵². I zde je však potřeba systém nastavit tak, aby se LED plně rozsvěcovala (nejmenší odpor fotorezistoru/největší tlumení) a zhasínala (největší odpor fotorezistoru/žádné tlumení), aby nedošlo k nežádoucímu tlumení nebo propouštění U_{IN} . Taková LED pak potřebuje k dispozici napětí okolo 3V podle typu LED a fotorezistoru (např. výkonová bílá, IR nebo IR laser).

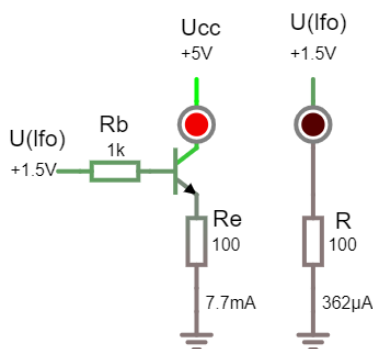
Navíc je možné zvolit fotočlen s ohledem na citlivost na určité světelné spektrum (**Obr. 37**).

⁵² Menší nebo podobné THD poskytují komplexněji zpracované VCA, též nazývané „true-VCA“ [12].



Obr. 37 Závislost citlivosti foto-členu v % na příchozí vlnové délce světla λ [nm]⁵³.

Protože LED bude rozsvěcována signálem oscilátoru nebo jiným řídicím signálem, mohlo by být vhodné využít proudový zesilovač, aby docházelo k plnému rozsvícení jako na **Obr. 38**, jinak by mohlo dojít ke slabému osvětlení fotorezistoru a tím i k nežádoucímu konstantnímu tlumení. Zároveň ale nechceme, aby charakteristika byla nespojitá (tzn. aby útlumový článek fungoval pouze v režimu zapnuto/vypnuto), je tedy opět třeba zesilovač patřičně nakonfigurovat tak, aby rozsvěcování LED probíhalo spojitě, plynule.



Obr. 38 Zesílení LED pomocí BJT.

Pro garanci plného rozsvícení (vlevo) používáme BJT, oproti tomu v porovnání bez zesilovače (vpravo) pozorujeme vypnutou LED s předpokládaným příchozím signálem $U_{LFO} = +1,5V$.

Charakteristickým rysem optočlenů je delší **doba odezvy** na příchozí signál. Jedná se o dobu vyhasínání LED (1ms) a dobu odezvy fotorezistorů (až 1s) [13]. Pokud se LFO,

⁵³ Grafy byly převzaty z katalogových listů [Datasheet od Siemens, Fotodioda SFH 2030] a [Datasheet od GL55, Fotorezistor, LDR5549].

kteřé fotočlen ovládá, přibližuje k této frekvenci, LED zůstává plně rozsvěcena, čímž poskytuje plynulý světelný tok pro fotorezistor a tím i neustálé tlumení namísto očekávaného rychlého přerušování.

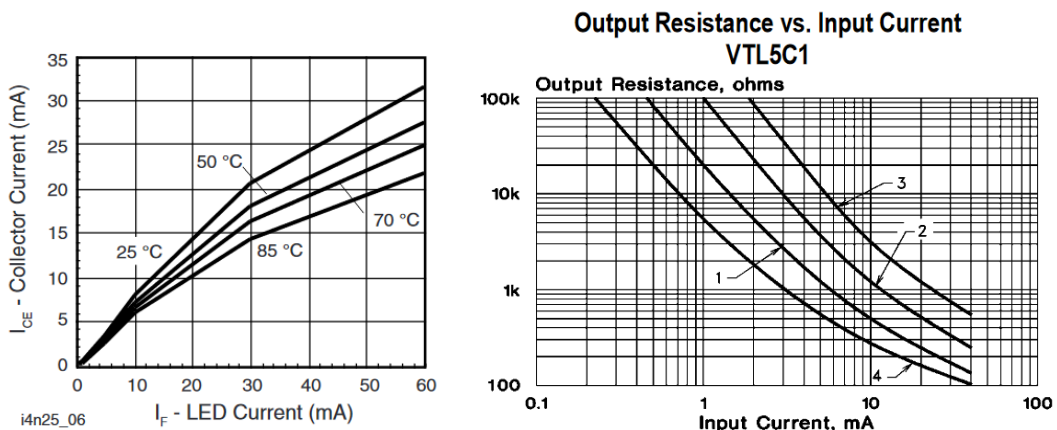
Nadměrnou t_{decay} fotoresistorů lze pozorovat i při nízké frekvenci jako reakci na „skokové napětí“ (Obr. 43). Parametr t_{decay} nebývá uveden, ale právě kvůli tomuto parametru jsou fotočleny/LED diody v roli útlumových článků vyhledávané [13].

Otázka **průběhu a míry tlumení** je složitější, protože tentokrát závisí jednak na povaze LED, jejíž svítivost a tím i tlumení je nepřímo úměrné velikosti procházejícího proudu (čím více proudu, tím více LED svítí, tím důsledněji fotorezistor vede a více tak v důsledku tlumí příchozí signál, stejně jako u JFET), dále na povaze foto-členu, který může zastoupit např. **fotorezistor** (angl. *light dependent resistor*, *LDR*), ale i fototranzistor, fotodioda nebo zapojení s OZ. Na (Obr. 41) pozorujeme závislost relativní svítivosti LED (osa Y) na proudu (osa X), který slouží pro představu rozmanitosti kombinací trendů s fotorezistory, fotodiodami apod.

Jako další přijímač světelného signálu můžeme využít **fototranzistor**, kdy dopadající světlo z LED, vyjádřené proudem I_F (osa X) otevírá jeho bázi a tím umožňuje průchod i_{CE} (osa Y) (Obr. 39).

Na (Obr. 40) pak vidíme typově jiný optočlen, který ve svém katalogovém listu poskytuje přímo závislost výstupního odporu na vstupním proudu do LED.

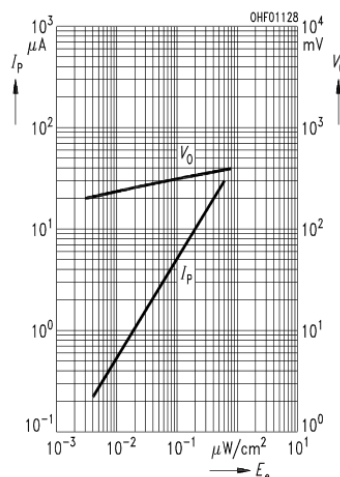
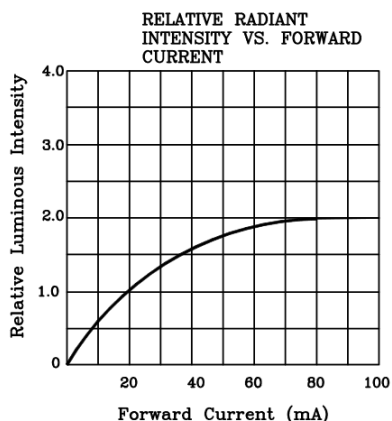
Dalším zajímavým průběhem disponují **fotodiody** (Obr. 42). Z grafu je patrné, že se zvětšující se intenzitou dopadajícího světla se napětí V_0 i proud I_P exponenciálně zvětšuje (lineárně na logaritmické ose Y) s poměrně velkou strmostí. Maximální dosažený proud fotodiodami je však poměrně malý ($I_{MAX} \approx 0.4\text{mA}$) a samotné obvykle nedostačují k potřebnému útlumu.



Obr. 39 (vlevo) Příchozí proud (Osa Y; I_{CE}), způsobující proud LED (Osa X; I_F)⁵⁴.

⁵⁴ Graf byl převzat zde [Datasheet od VISHAY, Optočlen na bázi tranzistoru, 4N25].

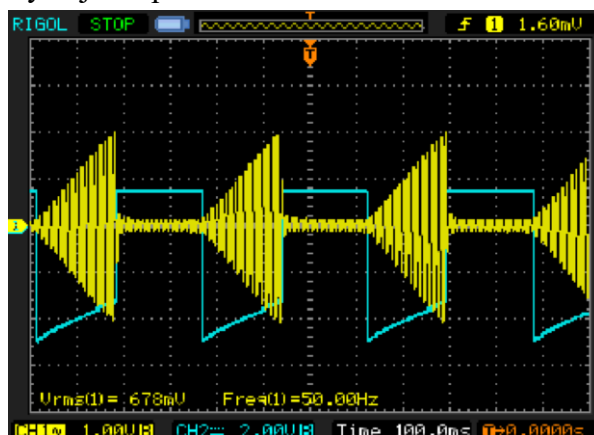
Obr. 40 (vpravo) Zmenšující se odpor (Osa Y; $O.R.$) za svitu LED (Osa X; $I.C.$)⁵⁵.



Obr. 41 (vlevo) Záv. světla LED (Osa Y; $R.L.I$) na proudu I (Osa X; $F. C.$)⁵⁶.

Obr. 42 (vpravo) Závislosti fotodiody (Osy Y; I_p ; V_0) na světle (Osa X; E_e)⁵⁷.

Z rozmanitých uvedených charakteristik je poměrně těžké odvodit výsledný vztah mezi U_{LFO} a U_{IN} . Ten vidíme experimentálně změřený na **Obr. 43**, na kterém je i přes výše uvedené charakteristiky nejvíce patrná reakční doba fototranzistoru / vyhasínání LED.



Obr. 43 Závislost napětí na fotorezistoru (u_{LFO} ; modré) na modulovaném signálu (u_{OUT} ; žlutý) [13].

Na obrázku vidíme měření, kdy LED, jež svítí na fotorezistor, zmenšuje jeho odpor (okamžitě) a přichodzí signál je tlumen. Jakmile LED vyhasne, fotorezistoru nějakou dobu trvá, než přestane vést proud, což vidíme na obrázku jako postupné stoupání napětí u_{LFO} , a tím i postupné stoupání u_{OUT} .

Mezi výhody optočlenů patří dobrá dostupnost, relativně nízká cena, velký výběr typů a kombinací.

Další vyhledávanou vlastností optočlenů je galvanické oddělení řídicího obvodu od tlumeného.

⁵⁵ Graf byl převzat zde [Datasheet od EXCELITAS. Optočlen VTL5C1].

⁵⁶ Graf byl převzat zde [Datasheet od BRT LED. LED červená, BL-B51411-L].

⁵⁷ Graf byl převzat zde [Datasheet od SIEMENS. Fotodiody, SFH2030].

Princip optočlenu se dále používá v experimentálních rotačních tremolech, řízených motorkem, kdy je takto „snímán“ odraz rotujícího tělesa [Anasounds Spinner; anasounds.com]. Pokud se světlo neodrazí do fotorezistoru, dochází k průchodu signálu. Stejně tak je signál zesílen při odrazu slabším, tzn. když je těleso dále od zdroje světla. Tato varianta a její konstrukce je mechanicky poměrně náročná a odbočuje do problematiky elektromechaniky. Z hlediska subjektivního hudebního dojmu ale tyto experimentální tremola pracují velmi dobře, charakteristický je jemnější průběh útlumu a netradiční vizuální odezva ve formě rotujícího tělesa.

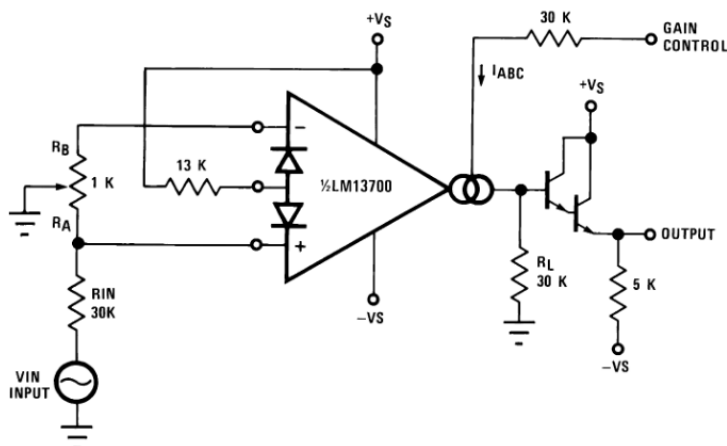
I přes široký výskyt mnoha nelinearit (a doby vyhasínání) jsou optočlenu ve funkci VCA velmi oblíbené [13].

2.2.4 OTA

Je tzv. transkonduktanční zesilovač (angl. *operational transconductance amplifier*, zkr. *OTA*), hojně využíván jako VCA v audio aplikacích [2; str.141].

2.2.4.1 LM13700

OTA LM13700 společnosti Texas Instruments je jeden z neznámějších OTA vůbec [1; str. 496]. Ve svém katalogovém listu nabízí i konkrétní zapojení a použití jako VCA [15].



Obr. 44 Zapojení OTA LM13700 jako VCA [15].

Potenciální nevýhodou je, že LM13700 v tomto zapojení tlumí pouze o -30dB [15], což by se mohlo při distinktivním nebo jinak hlasitějším signálu projevit jako závada, kdy by takový signál skrz tlumící článek „pronikl“. Podobně „slabé“ tlumení poskytuje např. JFET.

Další nevýhodou může být horší dostupnost a vyšší cena.

2.2.4.2 IO VCA THAT2181

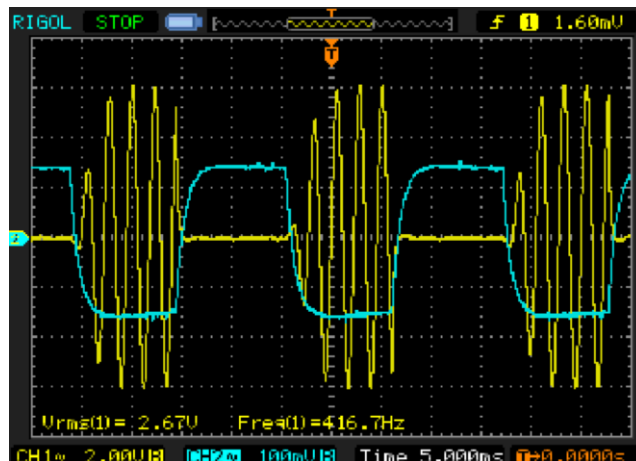
Tento napětím řízený zesilovač (angl. *voltage controlled amplifier*; VCA) od společnosti THAT Corp., ve svém zapojení obsahující právě OTA, se zdá být svojí konstrukcí nejlépe uzpůsoben funkci útlumového článku a právě tak jej THAT Corp. inzeruje [16].

Toto VCA dokonce nabízí dva různé vstupy („piny“), kam lze připojit řídicí napětí LFO: E- a E+. Výrobce k těmto pinům dodává grafy, z nichž je patrné, že při připojení na pin E-, pokud je řídicí napětí $u_{LFO} < 0V$, VCA zesiluje, zatímco při $u_{LFO} > 0V$ zeslabuje, až do uvedené hodnoty $-90dB$ při přivedeném napětí $U_{MAXatt} = 540mV$ (Obr. 45). Naopak při připojení u_{LFO} na pin E+ VCA zesiluje, pokud je $u_{LFO} > 0V$, a při $U_{MINatt} = -540mV$ zeslabuje o $-90dB$ [16; fig. 12]. Ze značení útlumu v dB tušíme exponenciální průběh tlumení.

Toto IO se pyšní obrovským útlumem, výrobce udává až $-130dB$ [16; fig.13].

THD bývá, stejně jako u tranzistorů, závislé na správném nastavení uživatele. V případě THAT2181 existuje pro optimalizaci THD konkrétní napěťový pin SYM [16], který jsme viděli i na IO [LT699X](#) [17].

Nevýhodou pro elektrický obvod může být opět potřeba duálního napájení. Také se jedná o IO, který je relativně málo dostupný a ve vyšší cenové kategorii.



Obr. 45 Simulace tlumení VCA THAT2180 ⁵⁸ [13].

Z převzaté simulace je patrné, že u_{LFO} (modré; $U_{LFOmax} \approx 120mV$; $U_{LFOmin} \approx -120mV$) tlumí modulovaný signál u_{OUT} (žlutý) při svém pozitivním napětí, zatímco propouští/zesiluje při negativním.

2.3 Různé způsoby zadávání parametrů

Je zřejmé, že ani oscilátor, ani útlumový článek, nebudou pracovat staticky – budou závislé na uživateli a jeho volbě parametrů.

Možné způsoby zadávání již byly uvedeny, zde se ale pro finální návrh vysokorozsahového tremola s přesným zadáváním zaměříme na realizaci metody

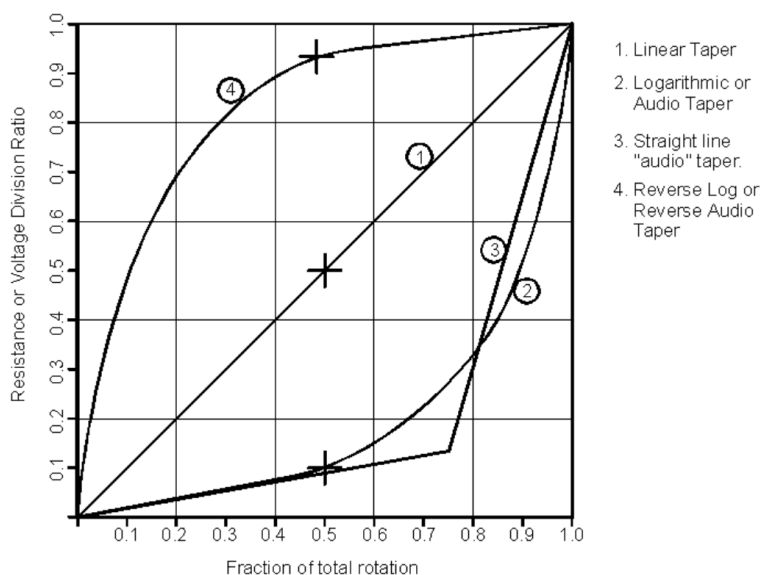
⁵⁸ Charakteristika THAT2181 a THAT2180 je identická, THAT2181 je pouze „kvalitnější kus“ [25].

fine/coarse potenciometrů a způsob úpravy průběhů potenciometrických drah i „logaritmizaci“ kontrolního napětí CV (angl. *control voltage*).

Volba zadávání parametru frekvence f_{LFO} (na efektech označované „*speed*“ nebo „*rate*“ (Obr. 1) se tedy odvíjí od typu oscilátoru, zdali je řídicím prvkem odpor (RCO) nebo napětí (VCO)⁵⁹, a v jakém trendu.

Jedná-li se o hlasitost (útlum – poměr vstupního a výstupního napětí A), požadujeme logaritmický útlum (dB), čímž hledáme potenciometr s větším obsahem vyšších hodnot odporu – tyto potenciometry najdeme pod označením „anti-logaritmický“, „obráceně logaritmický“ nebo slangově jako „audio“ potenciometry (angl. slang. *reverse log pot*). Dále je možné najít potenciometry s větším obsahem nižších hodnot – logaritmické. Toto označování však není v souladu s danými matematickými funkcemi, kdy logaritmický potenciometr disponuje exponenciálním průběhem a anti-logaritmický logaritmickým (Obr. 46).

Někdy lze všechny tyto potenciometry také najít pod označením „nelineární potenciometry“. Prakticky se jedná o potenciometry s takto nelineárně nanášenou uhlíkovou drahou [8], využívané tedy především k řízení hlasitosti.



Obr. 46 Různé průběhy potenciometrických drah v závislosti na úhlu otočení⁶⁰.

Abychom zjistili, jaký typ potenciometru (nebo trend CV) použít pro řízení, pak se musíme zamyslet nad parametrem, který chceme ovládat.

⁵⁹ Jelikož není využíván mikrokontroler ani DCO, neuvažujme zde řízení digitální.

⁶⁰ Pozorujeme průběhy 1) Lineární (klasický); 2), 3) Logaritmické (tzv. „audio“); 4) Inverzně logaritmický [8].

Řízení oscilátoru (SPEED; frekvence) lze vyřešit potenciometrem P v místě R , kdy velká hodnota P značí nízkou frekvenci a naopak, podle $1/RC$. Z takové rovnice lze vytušit logaritmický trend, jež ovládá frekvenci, jejíž povaha je vůči našemu vnímání také logaritmická, jak praví [Weber-Fechnerův zákon](#). Z toho důvodu vybíráme k ovládní frekvence potenciometr **lineární**.

Oproti tomu, vybíráme-li řízení pro VCA, to má průběhy zpravidla lineární, jak vidíme na **Obr. 26**. Proto je třeba zvolit/upravit průběh napětí CV tak, abychom jej ovládali **logaritmicky**, tedy tak, abychom přidáváním stejného U_{CV} docílovali exponenciálního zvyšování frekvence.

Jako řídicí prvek VCO tedy využíváme buď kontrolního napětí CV (U_{CV}), nebo potenciometru, jehož odpor převádíme na CV ⁶¹, což bude rozebráno dále (toho je využito např. v [LT6990](#) nebo v útlumovém článku s [JFET](#)).

Další možností adekvátní manipulace s frekvencí je využití zapojení typu „fine/coarse“.

Všechny tyto možnosti včetně specifického zapojení lineárního potenciometru, které z něj činí logaritmický, budou probrány nyní.

2.3.1 Modelování log./exp. průběhů odporu RCO

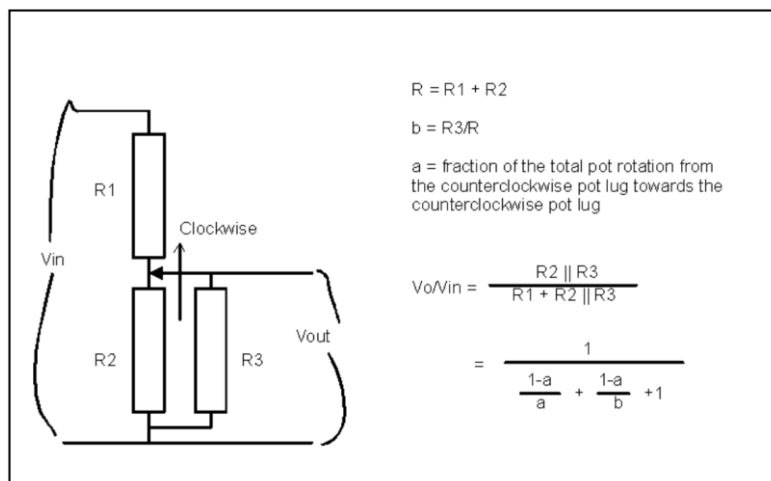
Ne vždy máme k dispozici potenciometr s anti-logaritmickým průběhem. Také nám případný průběh nemusí vyhovovat, co se týče jeho sklonu.

Problémem také může být jak více typů „logaritmických“ drah reálných potenciometrů – u různých výrobců lze očekávat různou definici logaritmické funkce v podobě nanesené logaritmické uhlíkové dráhy⁶² (**Obr. 46**; průběh 3. a 4.), tak i potenciální komerční nedostupnost takových součástek.

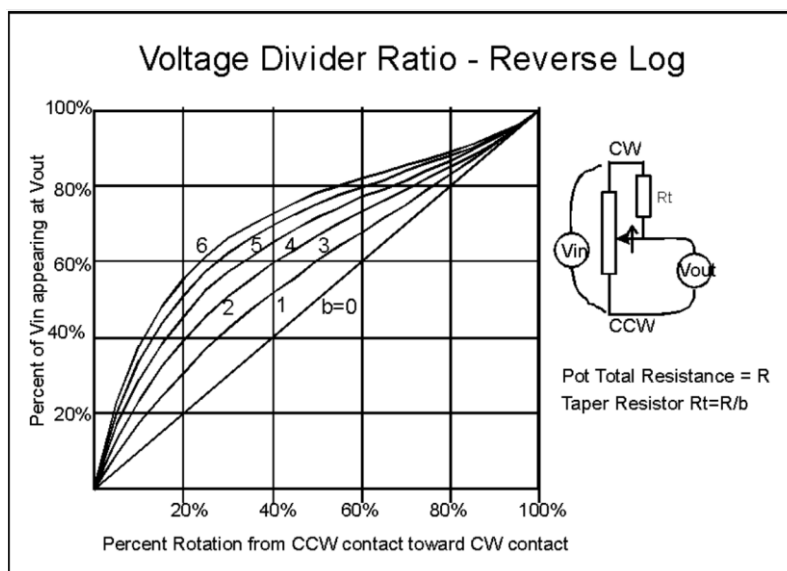
Problém nedostupnosti logaritmických potenciometrů lze řešit návrhem vlastního zakřivení dráhy potenciometru, slangově nazývané jako „*taping*“, realizované pomocí paralelního připojení rezistoru R_3 k části potenciometru, tvořeného rezistory R_1 a R_2 (**Obr. 47**) s průběhy na (**Obr. 48**) [8].

⁶¹ Jedná se tedy o RCO. Odpor, který „řídí“ napětí, bývá označován jako R_{VCO} [17].

⁶² Není vůbec známo, zdali je „logaritmický“ potenciometr brán jako přirozený $\ln(x)$, dekadický $\log_{10}(x)$ nebo binární $\log_2(x)$ logaritmus. Tyto průběhy se liší právě zakřivením/strmostí.



Obr. 47 Logaritmicizace potenciometru pomocí metody „taping“ – zapojení [8].



Obr. 48 Logaritmicizace potenciometru pomocí metody „taping“ – průběhy v závislosti na R_3/R [8].

Takové řešení se jeví jako výhodné, pokud nemáme k dispozici logaritmické potenciometry nebo nám jejich průběh (strmost) nevyhovuje. Pro naše účely byla uvedena pouze úprava pro tzv. anti-logaritmický, kopírující průběh tzv. audio potenciometrů.

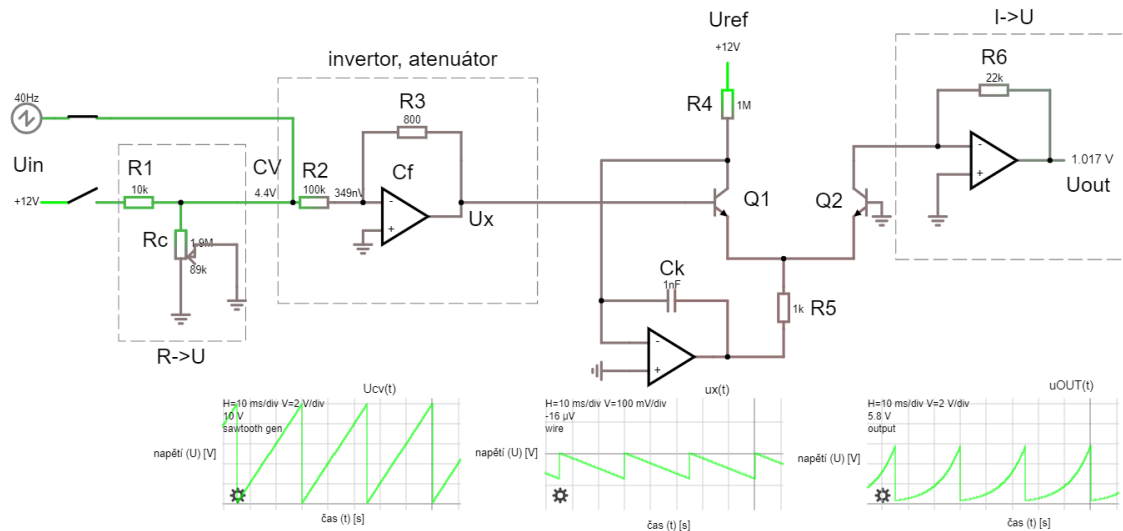
2.3.2 Modelování log./exp. průběhů napětí VCO

V případě, že chceme měnit logaritmicky parametr CV (tzn. „přeskočit“ menší hodnoty napětí), využijeme nelineárních charakteristik diod nebo tranzistorů v invertující zpětné vazbě OZ.

Lze tedy využít buď diodu a OZ v logaritmickém zapojení (tzv. „logaritmické převodníky“ [3; str. 262], nebo komplexní logaritmický převodník, využívající exponenciální závislosti proudu na napětí přechodu tranzistoru Q_1 . Pokud bychom tedy

požadovali inverzní průběh, stačí napětí na bázi Q_1 invertovat např. invertujícím zesilovačem.

Tranzistor byl navíc pro lepší stabilitu teplotně kompenzován tranzistorem Q_2 [3; str. 268]. Třetí OZ slouží jako převod proudu, procházejícím mezi (C) a (E) Q_2 na výsledné výstupní napětí U_{OUT} (Obr. 49).



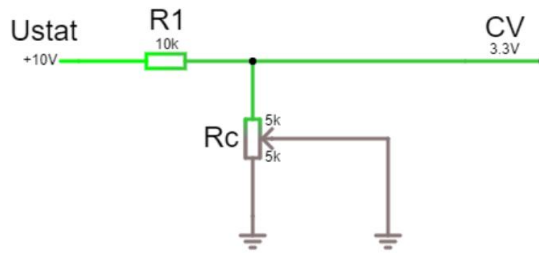
Obr. 49 Simulace exponenciálního převodníku ⁶³.

Převodník disponuje teplotní kompenzací Q_1 a Q_2 . U_{CV} lze řídit pomocí potenciometru R_C s možností přepínání pomocí spínače na pilový generátor pro názornost konverze lineárního signálu na exponenciální. Vlevo dole pilový generátor U_{CV} jako vstupní napětí (lineární), uprostřed invertované a biasované u_X (mezistupeň), vpravo výstupní napětí na bázi u_{OUT} (exponenciální).

VCO lze samozřejmě řídit nejen přímo pomocí CV , ale také nepřímo pomocí potenciometru (odporu), pokud v místě kontrolního napětí zapojíme potenciometrický dělič se stálým napětím U_{stat} , působící na R_1 , kdy při změně potenciometrického odporu dochází k různému úbytku napětí, promítajícím se na výstupu jako CV (Obr. 49), jak již bylo naznačeno v kapitole o JFET nebo LT6990. Onen napěťový dělič tvoří R_1 a R_C a hodnota U_{CV} je dána tímto děličem a stálým napětím U_{stat} podle vzorce (2.73):

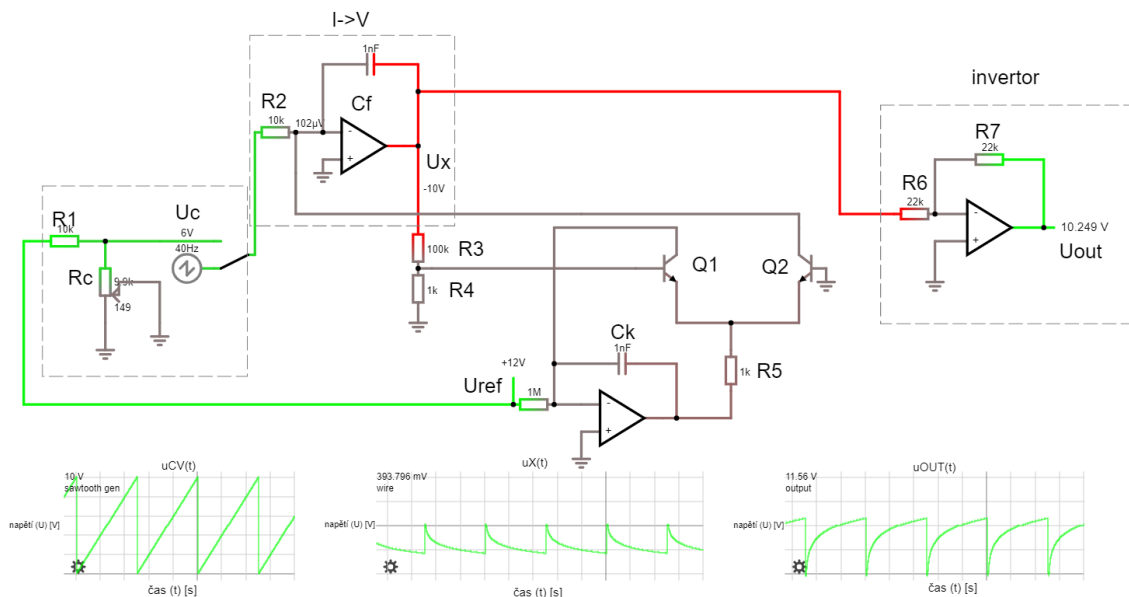
$$U_{CV} = \frac{R_C}{R_1 + R_C} U_{stat} \quad (2.73)$$

⁶³ Vlevo dole výstupní napětí U_2 (exponenciální), uprostřed pilový generátor U_C jako vstupní napětí (lineární), vpravo U_X . Jako řídicí napětí používáme řízení U_{CV} pomocí pilového generátoru.



Obr. 50 Jednoduché řízení CV (VCO) za pomoci potenciometru R_C a stabilního napětí U_{stat} (tzv. RVCO).

Jako další možnost zapojení tohoto převodníku je zapojení logaritmické (**Obr. 51**) [3; str. 266].



Obr. 51 Simulace logaritmického převodníku.

Převodník opět disponuje teplotní kompenzací Q_1 a Q_2 . Vlevo dole U_{CV} jako vstupní napětí (lineární), uprostřed invertované U_{OUT} (inverzně exponenciální), vpravo výstupní napětí na bázi Q_1 , U_x (logaritmické).

Maximální hodnota U_{OUT} lze případně přizpůsobit pomocí R_7 ze vzorce pro invertující zesilovač (2.74), kde U_x bylo odečteno ze simulace.

$$R_7 = -\frac{U_{OUT}R_6}{U_x} = -\frac{5V \cdot 22k\Omega}{-11,55V} = \mathbf{9523\Omega} \quad (2.74)$$

Logaritmický převodník pak přesně kopíruje námi požadovaný průběh a je vhodné jej využít, pokud chceme „přeskočit“ malé hodnoty U_{CV} s větším rozlišením ve vyšších hodnotách CV (např. 4-5V z rozsahu 0-5V). Stejně tak by šel pro specifické účely použít exponenciální převodník pro větší rozlišení v menších hodnotách U_{CV} .

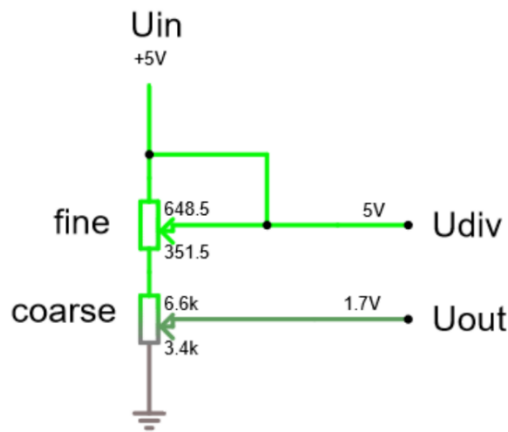
2.3.3 Rozšíření potenciometrů ve stylu „fine/coarse“

Toto jednoduché uspořádání potenciometrů má za úkol přidat dodatečné rozlišení zadávání parametrů, čímž se lze lépe „pohybovat“ v daných oblastech nízkých nebo vysokých hodnot. Prohlubuje tak „klasické“ řízení pomocí RCO a může případně rozšířit i VCO, řízené potenciometrem.

V našem případě je třeba precizně se pohybovat v hodnotách frekvence. Pro řízení hlasitosti nebo hloubky modulace se však obvykle „jemnější“ rozlišení nevyužívá, na druhou stranu u oscilátorů se s tímto typem zapojení setkáváme běžně [2; str. 46].

Díky aplikaci fine/coarse se pak můžeme „jemněji“ (fine) pohybovat v potřebných frekvencích, pro které je rozlišovací schopnost jediného lineárního potenciometru příliš „hrubá“ (coarse), a to jak ve vyšších, tak nižších hodnotách.

Možné zapojení vidíme na (Obr. 52):



Obr. 52 Způsob zapojení potenciometrů ve stylu fine/coarse.

Pomocí vzorce pro dělič napětí (2.75) a zjednodušením (2.76) získáváme závislost odporů na výstupním napětí U_{OUT} (2.77). R_1 ve vzorci nefiguruje, je pouze mechanickou součástí potenciometru R_{fine} (tedy $R_{fine} = R_1 + R_2 = R_2$), velikost jeho uhlíkové dráhy je pouze fyzikálně nepřímo úměrná R_2 .

$$U_{div} = \frac{U_{in} \cdot R_4}{R_3 + R_4} = \frac{U_{in} \cdot R_4}{R_{coarse}}, \quad (2.75)$$

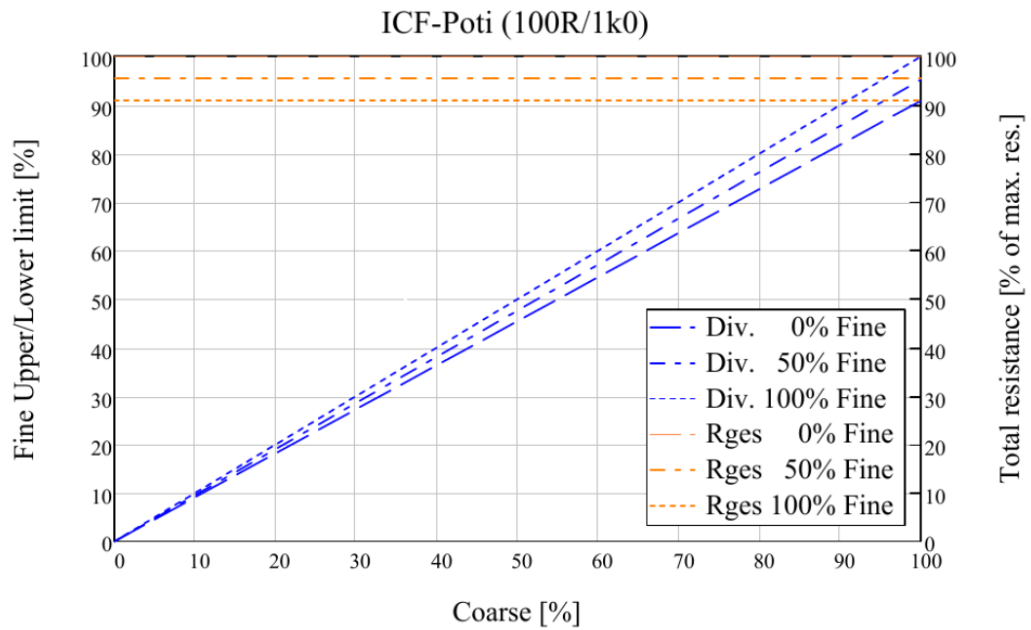
$$U_{out} = \frac{U_{div} \cdot (R_3 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4} = \frac{U_{div} \cdot R_{coarse}}{R_1 + R_{coarse}}, \quad (2.76)$$

$$U_{out} = \frac{U_{in} \cdot R_4 \cdot (R_3 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4} = U_{in} \cdot \frac{R_4}{R_{fine} + R_{coarse}}. \quad (2.77)$$

Z finálního vzorce (2.77) můžeme dedukovat, že čím menší je momentální hodnota celkového odporu R_{fine} oproti R_{coarse} , tím méně je potenciometr *coarse*

ovlivňován potenciometrem *fine*. Naopak pokud by byla celková hodnota odporu R_{fine} větší, než R_{coarse} , R_{fine} se stane řídicím faktorem a mj. začne docházet k permanentní limitaci vrchní hladiny vstupního napětí U_{OUT} , které tak nikdy nedosáhne původní hladiny U_{IN} . Proto $R_{\text{coarse}} > R_{\text{fine}}$.

Průběhy R_{coarse} se třemi možnými nastaveními R_{fine} (minimální, 0%; střední, 50%; maximální, 100%) můžeme pozorovat na (Obr. 53).

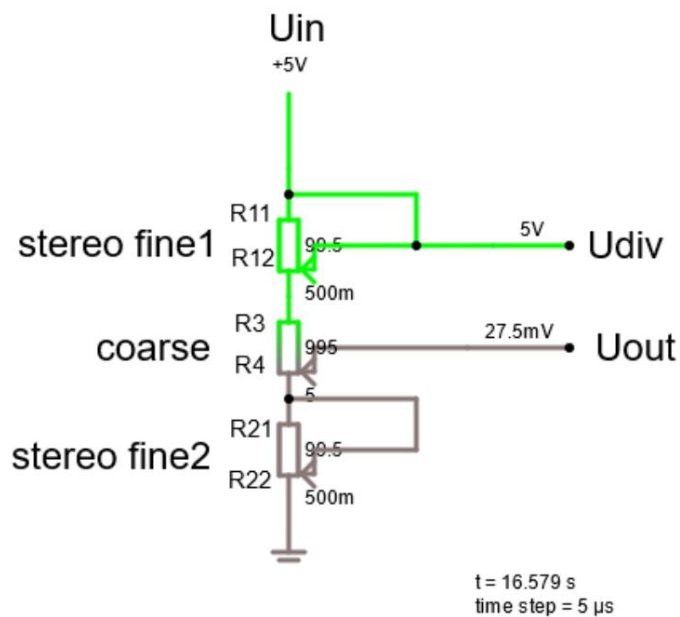


Obr. 53 Charakteristika R_{coarse} při různém nastavení R_{fine} [9].

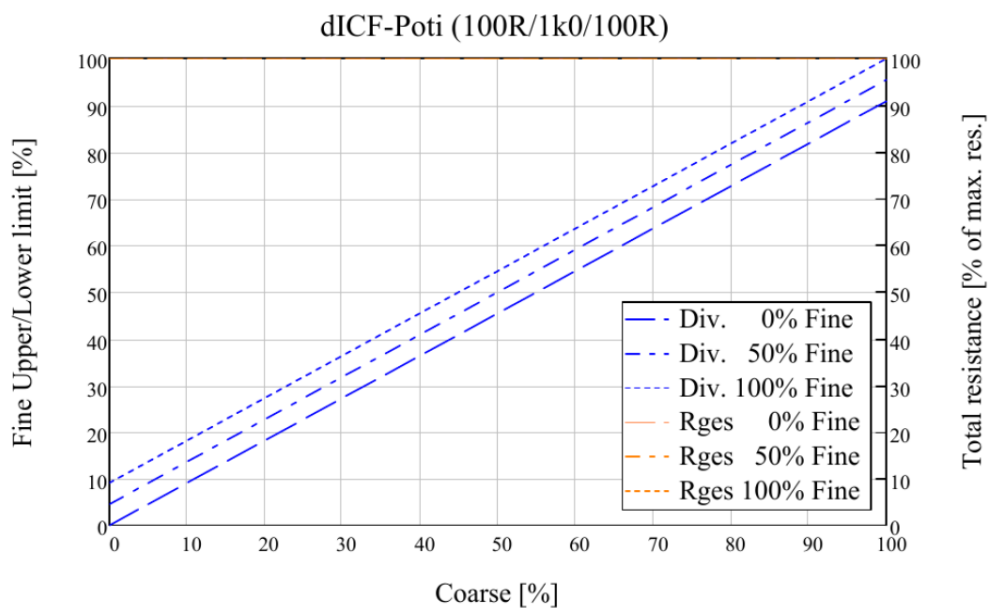
Na ose X vidíme otočení potenciometru R_{coarse} v %; na ose Y (vpravo) poměr momentálního odporu k maximálnímu. $R_{\text{fine}} = 100\Omega$; $R_{\text{coarse}} = 1\text{k}\Omega$.

Oproti dalším konfiguracím *fine/coarse* se tato vyznačuje tím, že při nízké momentální hodnotě R_{coarse} na něj nemá R_{fine} vliv, což by mohlo být v nějakých případech nevýhodné.

Aby R_{fine} ovlivňoval R_{coarse} , i když je hodnota R_{coarse} velmi malá, řeší následující zapojení pomocí stereo- R_{fine} , modelovaného rezistory R_{11} , R_{12} , R_{21} a R_{22} (Obr. 54) s charakteristikou na Obr. 55.



Obr. 54 Způsob zapojení stereo- R_{fine} ve stylu fine/coarse.



Obr. 55 Charakteristika R_{coarse} při různém nastavení stereo- R_{fine} [9].

Na ose X vidíme otočení potenciometru R_{coarse} v %; na ose Y (vpravo) poměr momentálního odporu k maximálnímu. $R_{fine1} = 100\Omega$; $R_{fine2} = 100\Omega$; $R_{coarse} = 1k\Omega$.

Využitím stereo- R_{fine} se vzorec řeší jako (2.78), (2.79) a (2.80). R_{11} a R_{21} jsou opět pouze fyziologické součásti potenciometrů a ve vzorci nijak nefigurují. R_{21} a R_{22} jsou proto dále označovány jako R_1 a R_2 a jejich součet jako R_{stereo} v podobě *fine* potenciometru stereo- R_{fine} .

$$I = \frac{U_{in}}{R_1+R_2+R_3+R_4} = \frac{U_{in}}{R_{stereo}+R_{coarse}}, \quad (2.78)$$

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{I} - R_1 I - R_3 I, \quad (2.79)$$

$$U_{out} = U_{in} * \frac{R_{12}+R_4}{R_{12}+R_{22}+R_3+R_4} = U_{in} * \frac{R_1+R_4}{R_{stereo}+R_{coarse}}. \quad (2.80)$$

Ze vzorce lze dedukovat lineární závislost na R_1 stejně jako na R_4 , což potvrzuje lineární průběh stereo- P_{fine} a P_{coarse} v grafu na (Obr. 55).

2.4 Různé způsoby indikace

Zavést v obvodu indikaci (např. průběhu, frekvence, míry útlumu a dalších parametrů) nemusí být nijak obtížné. I přesto indikací zdaleka nedisponuje každý efekt.

Můžeme např. využít LED, připojené na kolektor BJT v zapojení jako zesilovače, na jehož bázi přivedeme LFO signál u_{LFO} . Pokud signál navíc přizpůsobíme lineární charakteristice BJT, bude LED indikovat lineárně, čímž můžeme teoreticky sledovat např. postupné zesilování a zeslabování trojúhelníkového signálu. To je dále závislé na parametrech svítivosti LED (Obr. 41).

Ještě komplexnější indikaci nabízí tzv. „LED bar-graf“ [1; p.487], což jsou LED, uspořádané do „sloupce“ (angl. *bar*) pomocí sofistikovaného systému děličů napětí⁶⁴ a komparátorů, který distribuuje proud do adekvátních LED podle nastavených hladin, čímž umožňuje přesně monitorovat hladinu napětí, což může být pro účely LFO v kombinaci s VCA velmi vhodné.

Dalším indikačním prvkem může být např. VU metr, kdy je doporučeno průběh dvoucestně usměrnit (angl. „*full-wave / full-bridge rectification*“) [1; str. 485]. Takové řešení se zdá být pro tremolo nadbytečné, využíváno je naopak hojně v dynamických procesorech bez modulačního signálu – v kompresorech, limiterech apod.

Díky správnému přizpůsobení můžeme z indikace odečítat i míru útlumu. Přesnost je sice díky více nelineárním členům v systému diskutabilní, orientačně však naprosto dostačuje⁶⁵ a i pro uživatele nepochybně znamená diametrální odlišnost od efektu, který indikací nedisponuje vůbec.

Indikovat lze také přímo útlum útlumového článku, tak jako můžeme jednoduše indikovat amplitudu výstupního signálu, a to opět za pomoci LED. Toto zapojení se objevuje v zesilovačích pro identifikaci tzv. clippingu. Pokud k tomuto použijeme BJT,

⁶⁴ Obdobně jako A/D převodník.

⁶⁵ Případně více utlumené nebo více zářící světlo člověk nemusí nutně vnímat jako závadu.

příchozí signál je vhodné pro tyto účely násobně zesílit [1; p.480], popř. dvoucestně usměrnit.

Pro precizní indikaci lze využít digitální elektroniku, a to formou např. čítače a displeje, popř. víceciferného 7-segmentového displeje. To by mohlo být u dynamického efektu velmi žádoucí, i přesto se s tímto řešením setkáváme naprosto výjimečně [1; p.491]. Taková indikace lze navrhnout za pomoci návrhu **frekventoměru**, a to i bez použití mikrokontroleru. Frekventoměr je při různých zapojeních schopen čítat f_{LFO} , f_{LFObpm} i t_{LFO} .

Princip frekventoměru je následující: Čítač (nebo kaskáda čítačů, v sérii zapojená tak, aby tvořila 20-bitový čítač, bude řízen u_{LFO} , a to tak, že vhodně přizpůsobený čtvercový u_{LFOsq} přivedeme na vstup čítače (CLK_IN). Díky tomu budou bitové hodnoty na čítači narůstat právě rychlostí f_{LFO} s časem t . Pokud tento údaj zaznamenáme v určitém čase t_{RST} a hodnotu tímto časem podělíme a zobrazíme pomocí např. BCD dekodérů na displeji, výsledkem je právě $f_{LFOměr}$. Zapojení ve třech různých „režimech“ (f_{LFO} , f_{LFObpm} , t_{LFO}) vidíme na (Obr. 56, Obr. 57, Obr. 58).

Díky větší bitové hloubce lze zajistit možné přepínání jak mezi čítáním sekund a hertzů, tak i BPM, přičemž vztahy mezi těmito jednotkami jsou velmi jednoduché ⁶⁶:

$$1\text{Hz} = 1\text{s} = 0,016\bar{6}\text{BPM}; 100\text{BPM} = 1,66\text{s} = 0,6\text{Hz.} \quad (2.81)$$

Obecně:

$$X\text{Hz} = \frac{1}{X}\text{s} = X \cdot 60\text{BPM}; 100\text{BPM} = 1,66\text{s} = 0,6\text{Hz.} \quad (2.82)$$

Dále vytvoříme/použijeme nový funkční generátor / oscilátor, produkující u_{RST} se stabilní frekvencí f_{RST} (angl. *stable CLOCK*), který připojíme na RST vstupy čítačů, čímž zajistíme, že hodnoty čítačů se s každou periodou t_{RST} tohoto generátoru vynulují.

Konstantu převodu tedy vytyčíme takto jednoduchým způsobem: Pokud funkční generátor resetuje čítače každých $t_{RST} = 60\text{s}$, na displeji se zobrazí BPM, pokud každou $t_{RST} = 1\text{s}$, zobrazí se Hz.

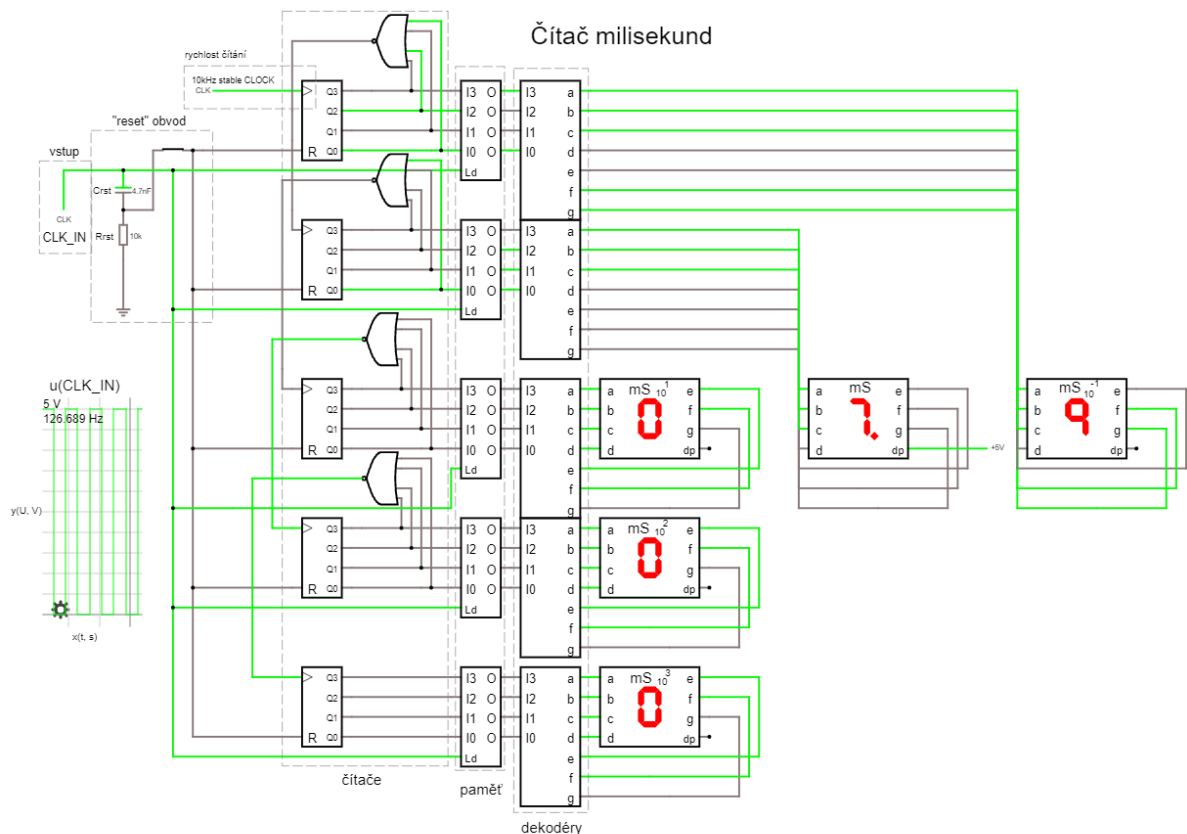
Problémem tohoto způsobu indikace frekvence v jednotkách BPM je, že samozřejmě nemůžeme „čekat“ 60 sekund na výsledek t_{RST} . Nejvhodnějším řešením se tedy zdá využívat u_{RST} signál o frekvenci $f_{RST} = 1,66\text{Hz}$ a f_{RST} 10krát vynásobit, čímž získáme výsledek v jednotkách BPM/10. Ideálním řešením se tak zdá vynásobit $f_{RST} \times 100$, popř. na výsledek „čekat“ každých $t_{RST} = 6,25\text{s}$ zpomalením CLOCKu na $f_{RST} = 0,16\text{Hz}$ s násobením $f_{RST} \times 10$. Jako „násobičky a děličky“ můžeme použít flip-flopy typu D, které jsme již zmínili v [kapitole 2.1.10](#) o DCO.

Předtím, než se čítače každou t_{RST} vynulují, je ale potřeba jejich (bitový) stav zaznamenat, čímž určíme právě hodnotu frekvence f_{LFO} (nebo f_{LFObpm} nebo t_{LFO}).

⁶⁶ $1\text{Hz} = 1/60\text{BPM} = 1, \text{BPS}$.

zaznamenat, abychom ji mohli odečíst např. ze 7-segmentového displeje. To uděláme pomocí tzv. registrů s pamětí (angl. *latch*), kdy si těsně před resetem registr hodnoty zapamatuje na svém výstupu, který je následně pomocí 7-segmentového dekodéru přiveden na displej ve formě čísla desítkové soustavy.

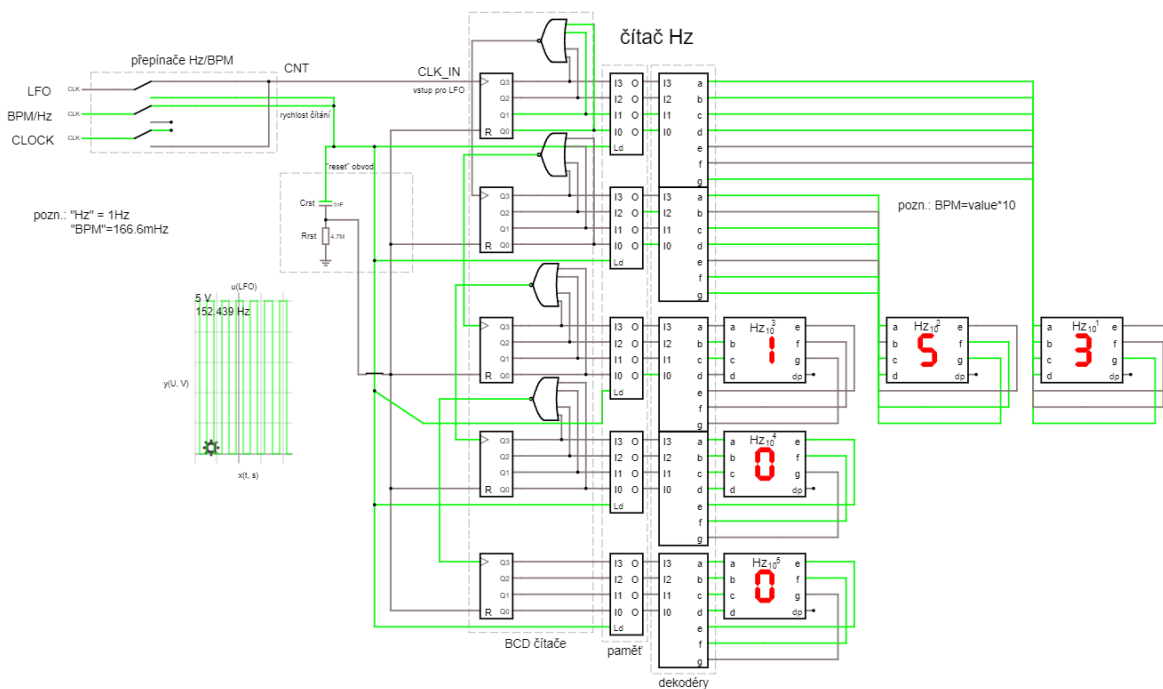
Princip čítání milisekund je následující: potřebujeme „inverzní“ zapojení, díky kterému realizujeme převod z frekvence na čas $f = 1/t$. Toho docílíme tak, že na vstup „10kHz stable CLOCK“ přivedeme stabilní frekvenci $f_{CLK} = 10\text{kHz}$ a signál u_{LFO} použijeme pro příkazy resetování a pamatování tím, že jej zapojíme do CLK_IN, čímž je funkce frekventoměru obrácena – provádí matematickou operaci inverze (Obr. 56).



Obr. 56 Schéma 20-ti bitového frekvenčního čítače ms.

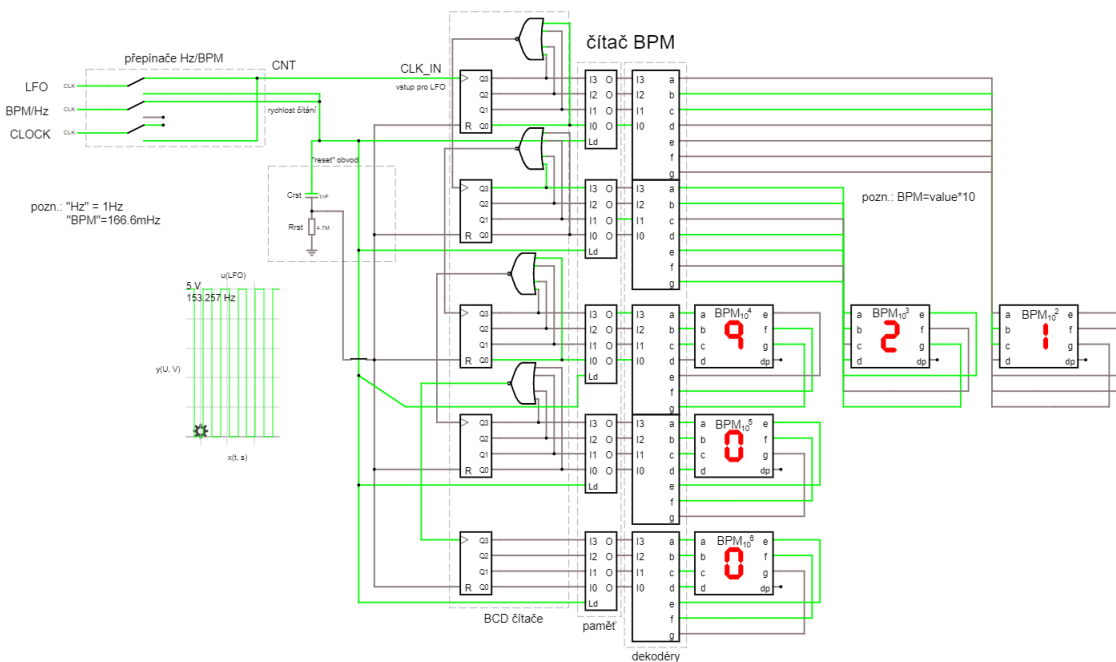
Zapojení je nastaveno tak, aby zobrazovalo milisekundy; $f_{LFO} = 126,6\text{Hz}$; $f_{CLK_IN} = 10\text{kHz}$; $C_{rst} = 4,7\text{nF}$; $t_{LFO(\text{měř.})} = 7,9\text{mS}$.

Chceme-li čítat frekvenci v jednotkách Hz, docílíme toho tak, že stabilní CLOCK signál tentokrát zapojíme „obyčejně“ pro funkci resetování a pamatování na vstup BPM/Hz. Volbou frekvence tohoto „resetovacího“ hodinového signálu f_{RST} volíme, jestli bude frekventoměr čítat v jednotkách BPM ($f_{RST(\text{BPM})} = 1,66\text{Hz}$), nebo Hz ($f_{RST(\text{Hz})} = 1\text{Hz}$). Způsob zapojení vidíme na Obr. 57:



Obr. 57 Schéma 20-ti bitového frekvenčního čítače Hz.

System je konfigurovaný tak, aby zobrazoval hodnotu f_{CLK_IN} ($= f_{LFO}$) v Hz; $f_{LFO} = 153,5\text{Hz}$; $f_{RST} = 1\text{Hz}$; $C_{rst} = 1\text{nF}$; $f_{LFO(měř.)} = 153\text{Hz}$.



Obr. 58 Schéma 20-ti bitového frekvenčního čítače BPM.

Ten je konfigurovaný tak, aby zobrazoval hodnotu f_{CLK_IN} ($= f_{LFO}$) v BPM jako $f_{CLK_IN}/60$; $f_{LFO} = 153,5\text{Hz}$; $f_{RST} = 166,67\text{mHz}$; $C_{rst} = 1\text{nF}$; $R_{rst} = 1\text{M}\Omega$; $f_{LFO\text{bpm}(měř.)} = 9210\text{BPM}$.

Frekventoměr se zdá být jako ideální řešení pro precizní indikaci LFO, je však náročný na sestavení. Markantní zjednodušení nabízejí IO, kombinující registry, čítače i BCD dekodéry dohromady.

2.5 Stručný rozbor dvou světoznámých tremol

2.5.1 BOSS TR-2

Tato kapitola popisuje schéma tremola TR-2 společnosti BOSS, volně dostupné na internetu [15].

Oscilátor je realizován pomocí [funkčního generátoru typu I/K](#). Další části schematického bloku obsahují spínače pro nastavení rozsahu LFO a další OZ pro úpravu square signálu na sinusový ⁶⁷.

Parametr DEPTH je zde také řešený pomocí dalšího OZ. Výstup VCO bloku se připojuje na VCA M520701 společnosti Mitsubishi, od které firma BOSS využívá i další OZ (M5218AL jako I/K a zesilovače/atenuátory), JFETy (2SK184GR jako vstupní zesilovač; 2SK118Y jako spínače) a BJT (2SC2458GR jako NPN dvojice pro bistabilní multivibrátor a samostatně jako výstupní zesilovač; 2SA1048GR jako součást napájecího obvodu).

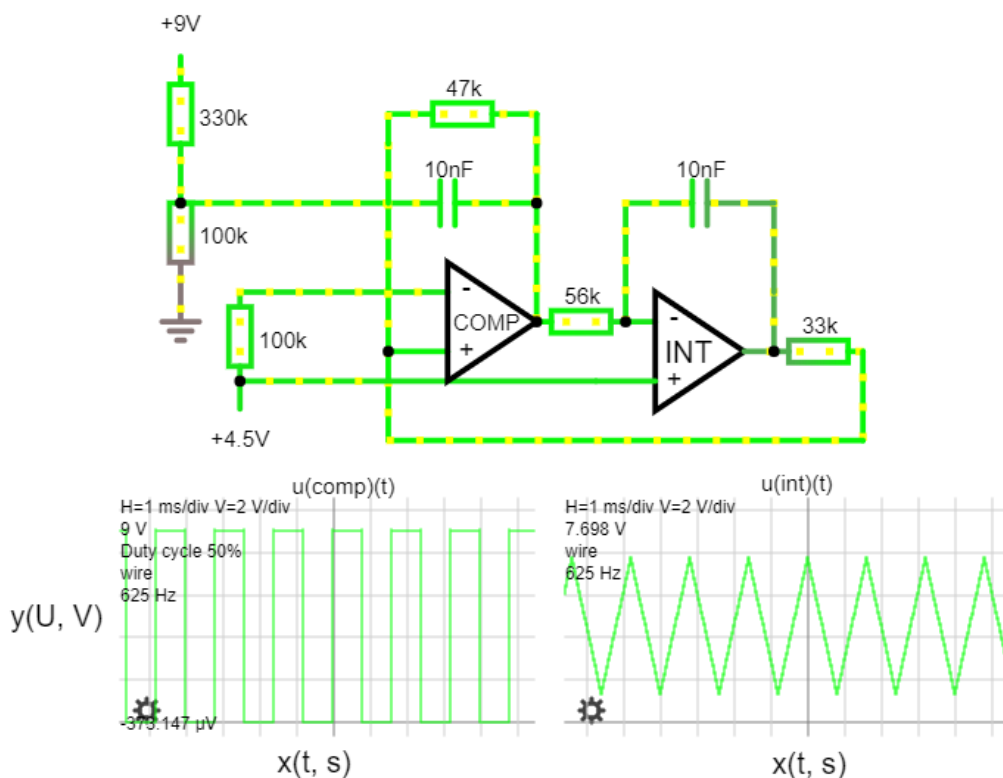
Indikace frekvence nebo míry útlumu zde chybí, obvod však indikuje *bypass*, tedy zapnutí/vypnutí. Ten je řešen pomocí monostabilního vibrátoru, kdy po přivedení pulzu pomocí nožního přepínače sepne první JFET za VCA a efekt je WET. Při druhém stisknutí nožního přepínače se signál přepne na druhý JFET, který je napojen přímo za vstupním zesilovačem a efekt je DRY. LED je napojená na monostabilní multivibrátor, díky čemuž indikuje, zdali efekt zpracovává signál, nebo jej obchází (*bypass*). Jako vstupní zesilovač slouží JFET 2SK184GR, výstupní NPN BJT 2SC2458.

Zajímavostí všech efektů BOSS je nepřítomnost *true-bypass* – každý efekt má svůj vlastní vstupní a výstupní zesilovač bez možnosti vyřazení ze signálové cesty, efekt však jde obejít pomocí zmíněného bistabilního multivibrátoru – využívá tzv. „*buffered bypass*“ (1.2.5).

Napájení je řešeno stejnosměrně ($U_{DC} = 9V$), převedeno na „střídavé“ pomocí tzv. virtuální nuly (konceptu virtuální země) kvůli bipolárnímu napájení OZ, tedy $U_{CC} = 9V$; $U_{SS} = 0V$.

Unipolární RCO tohoto efektu bylo zvláště nasimulováno (**Obr. 59**):

⁶⁷ Tvarováním řídicích signálů se tato práce nezabývá, v efektech se ale jedná o poměrně častý jev. Potřebné informace lze dohledat v kapitolách o tzv. *waveshapingu* – tvarování vln [5; p987].



Obr. 59 Simulace I/K RCO podle schématu tremola TR-2 (BOSS) [33].

2.5.2 Schaller TR-68'

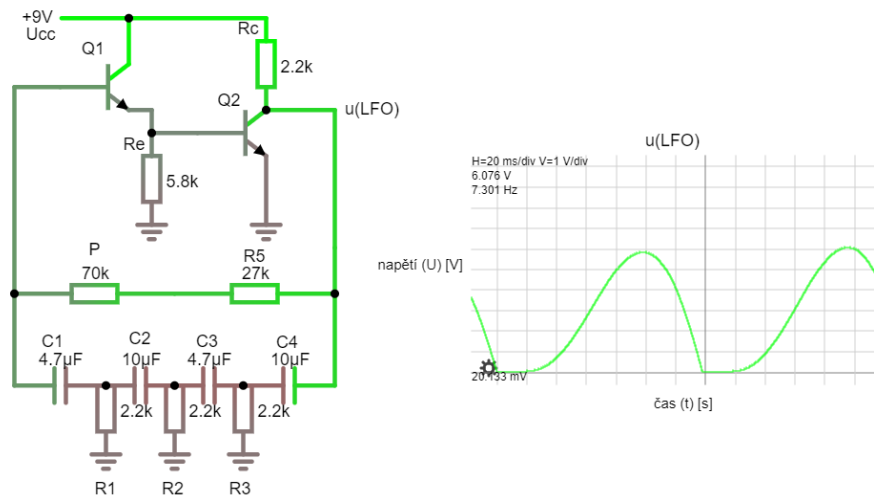
Tremolo z r. 1968, které svým plynulým průběhem připomíná mechanické, tzv. „kobyolkové“ (také páčkové, manuální) kytarová tremola typu Schaller, prezentovaná firmou Fender, avšak bez frekvenční modulace ⁶⁸.

Využívá atypický RC oscilátor typu žebříčkového filtru s darlingtonovým párem BJT tranzistorů jako zesilovač (Q_3 , Q_4) se speciálním průběhem napětí (Obr. 60) od takové hodnoty, při které je BJT tranzistor (jakožto útlumový článek) zavřen (U_{MIN}) do takové hodnoty (U_{MAX}), kdy je BJT jakožto útlumový článek (Q_1) plně otevřen ($u_{\text{BE}} = 0.68\text{V}$), čímž odvádí/tlumí hudební signál před koncovým zesilovačem (Q_2). Ke zmenšení rozsahu této hodnoty je využit potenciometr DEPTH (P_1), který se svojí zmenšující se hodnotou odporu odvádí napětí z báze tranzistoru (Q_1). Tak dochází k menšímu útlumu, než kdyby byl plně otevřen.

Jako koncový zesilovač byla původně použita elektronka 5672, v různých DIY verzích nahrazována BJT tranzistorem (Q_2) jako low-cost varianta. Na (Obr. 60) vidíme schéma LFO, RC *phase-shift* oscilátoru funkční DIY verze tremola tohoto typu se specifickým průběhem, vhodným k řízení BJT jako útlumového článku (Obr. 61).

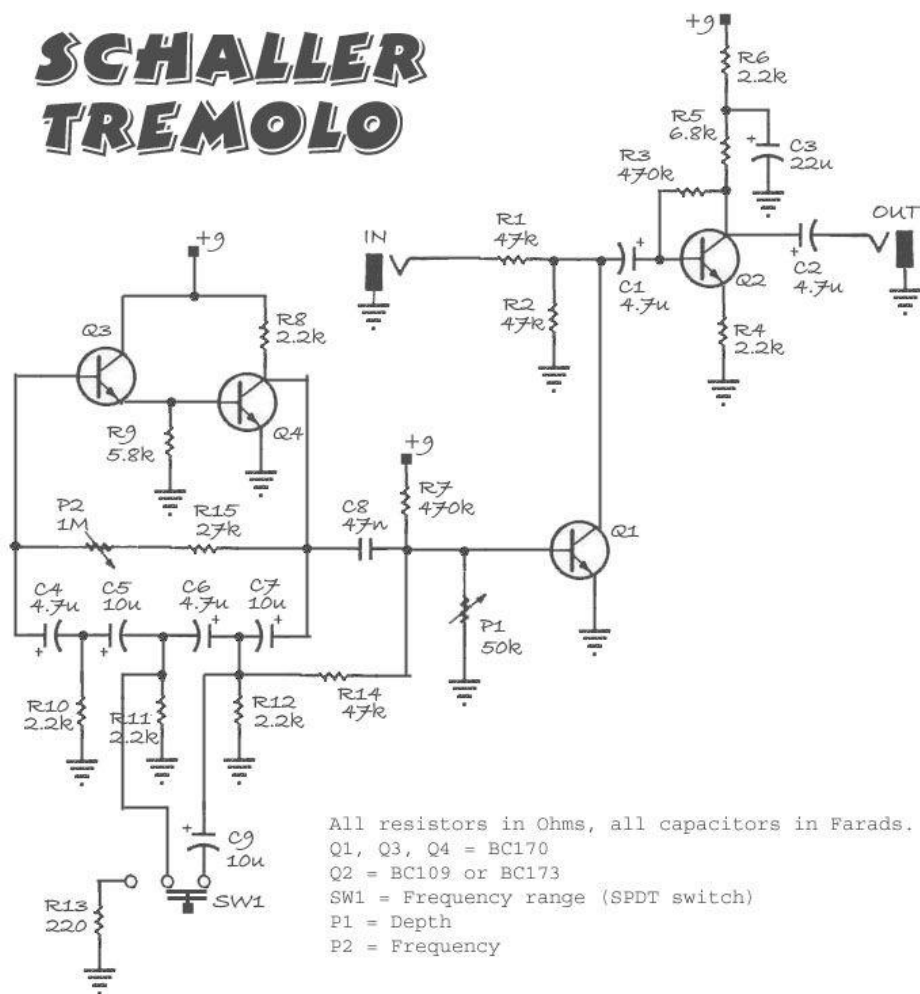
⁶⁸ V mechanickém provedení (ikonické „páčky“ na el. kytare, taktéž nazývané „tremolo“) je frekvenční modulace způsobovaná mechanickou změnou pnutí strun, díky čemuž zároveň dochází k jejich tlumení (k rozvolnění jejich kmitů), čímž se jedná o zajímavý mechanický efekt vibrata a tremola zároveň.

Efekt neposkytuje bypass, funguje tedy na principu *internal bypass*, kdy lze efekt vyřadit pouze adekvátním nastavením parametrů tak, aby systém netlumil (obvykle parametr DEPTH = 0). To umožňuje P_1 , který svým případně malým odporem odebere napětí z báze Q_1 , čímž se Q_1 permanentně zavře a mezi vstupem IN a výstupem OUT je tak plný přenos $A = 1$.



Obr. 60 Schéma oscilátoru tremola typu Schaller 68⁺ se specifickým průběhem.

SCHALLER TREMOLO



Obr. 61 Schéma tremola Schaller 68', dostupné volně na internetu [32].

3. KONSTRUKČNÍ ČÁST

V této části budou zvoleny konkrétní součástky a zapojení pro realizaci tremola s příkladným zdůvodněním jejich výběru.

3.1 Ošetření vstupu a výstupu

Vstupní i výstupní zesilovač jsme vybrali NE5532 s vysokou vstupní a nízkou výstupní impedancí [20] ($Z_{IN} = 30\text{-}300\text{k}\Omega$; $Z_{OUT} = 0,3\Omega$). Předpokládaná je zátěž $R_L = 600\Omega$, což odpovídá linkové impedanční úrovni. Zesílení signálu v tomto efektu nepředpokládáme, ale na druhou stranu není přímo závadné. Lze řešit potenciometry ve zpětných vazbách vstupního (GAIN) a výstupního (VOLUME) zesilovače. Potenciometry musí být logaritmické, abychom změnu hlasitosti vnímali lineárně.

3.2 Řídící obvod

3.2.1 LFO

Schéma výsledného návrhu tremola s vysokou modulační frekvencí je realizováno za pomoci oscilátoru po vzoru [RCO typu I/K](#), máme tedy k dispozici trojúhelníkový a čtvercový průběh.

Nároky na OZ v roli I/K nejsou nijak přísné. Rychlost přeběhu nám postačí (omezíme-li požadovaný rozsah na slyšitelné spektrum $f_{MAX(20\text{kHz})}^{-1} = 50\mu\text{s}$, tzn. $u_{LFO}/50\mu\text{s}$, což splňuje většina OZ pro obecné použití. Např. TL071 disponuje $13\text{V}/\mu\text{s}$ [18], NE5532P $9\text{V}/\mu\text{s}$ [20]. Přesnou požadovanou rychlost přeběhu hrany určíme vrchní požadovanou hranicí frekvence LFO, tedy $t_{rise} = (f_{LFO}^{-1}) / 2$.

Dobu zotavení ze saturačního regionu (angl. *op-amp recovery rate* [[analogzoo.com](#)]) nemusíme uvažovat, pokud je OZ přizpůsoben funkci komparátoru a jeho *recovery rate* je krátká/zanedbatelná, nebo jej do saturace vůbec nepřivedeme díky vhodnému ošetření např. pomocí antiparalelního zapojení dvou zenerových diod [3; str. 297] ⁶⁹.

Možné napájecí napětí OZ je dobré zvolit s ohledem na ostatní komponenty. Specifické požadavky na výkon lze zanedbat, protože se obvod pohybuje v řádu μA ⁷⁰. Nejvyšší výkon bude pravděpodobně odebírat LED displej, kde počítáme s výkonem 1W.

Volba velikosti kondenzátoru C_F je uživatelská, my jej volíme tak, aby f_{MIN} bylo alespoň několik sekund ($t_{MAX} \approx 10\text{s}$; $f_{MIN} \approx 0,1\text{Hz}$) a alespoň několik desítek Hz ($f_{MAX} \approx 100\text{Hz}$). Požadovaný rozsah je tedy nejméně 1:1000. Tomuto rozsahu vyhovují všechny

⁶⁹ Většina OZ je proti tomuto jevu již takto ošetřena nebo je v katalogových listech uvedeno maximální napájecí napětí U_{CC} , aby k tomuto jevu nedocházelo.

funkční generátory. Pro co největší rozsah i variabilitu řízení jsme zvolili funkční generátor typu I/K s BJT, řízený pomocí CV (VRCO) i R (RCO).

3.2.2 Atenuátory – přizpůsobovače signálů

Předtím, než směřujeme LFO signály do čítače nebo útlumového článku, je potřeba je upravit jak napěťově, tak impedančně. Impedančně proto, aby VCA, do kterého signál směřujeme, LFO nezatěžoval.

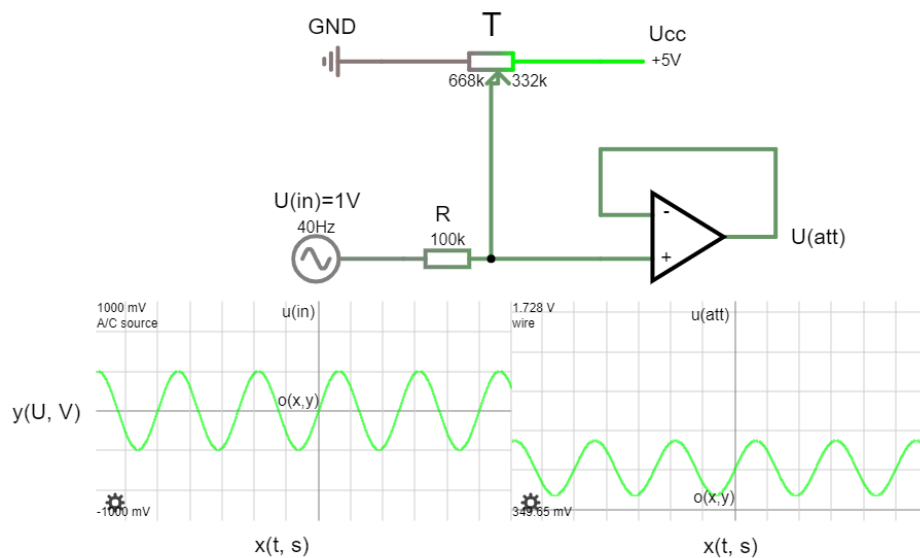
Hlavním důvodem k přizpůsobení signálu je zvolené VCA, které vyžaduje napěťově přizpůsobený signál u_{LFO} . Pokud jsme zvolili N-JFET, hladinu u_{LFO} je třeba napěťově přizpůsobit od negativních -V do pozitivnějších hodnot (např. -4V až -2V).

Řešením je připojit požadované signály LFO na vstupy OZ/tranzistorů jako zesilovačů s Hi-Z vstupy (Obr. 62).

Další možností je využít „upínací obvod“ [13], který lze v kombinaci s JFET využít pro internal bypass zapojení – když není přítomen žádný signál LFO, JFET je zavřena signál není „odebírán“ – je průchozí. Tento obvod však musíme vhodně nakonfigurovat, aby jeho dioda a kondenzátor nevytvořili závadný filtr pro LFO signály a nebyl tím výrazně omezen jeho rozsah [1; str.546].

Další nutností je filtrovat čtvercový průběh, aby při modulaci nevytvořil slyšitelné klikání. To realizujeme např. přidáním kondenzátoru, kterým vytvoříme dolní propust a hrany „zaoblíme“.

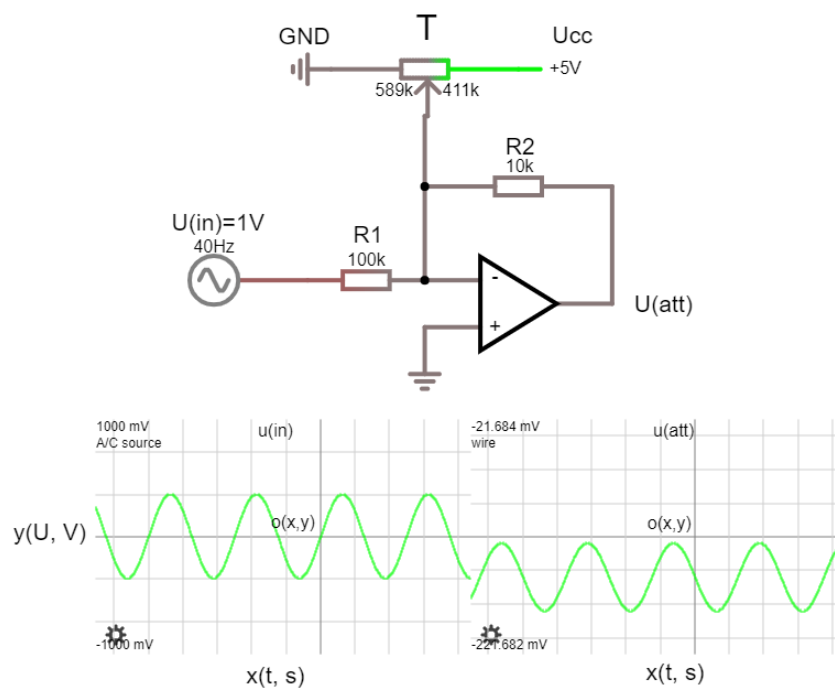
Čtvercový průběh je dále pro potřeby potenciálního řízení modulu čítače upraven na hodnotu U_{LOW} a U_{HIGH} , kterou požadují konkrétní IO. Obecně se jedná o hodnoty v rozmezí $-20V < U_{LOW} < 0.3V < U_{HIGH} < +20V$, nejčastěji 0 až 3-6V. Protože již máme k dispozici square signál na výstupu komparátoru, je třeba jej pouze zesílit/zeslabit nebo přidat DC složku, k čemuž poslouží **atenuátory** – OZ TL071 v zapojení na (Obr. 62) a (Obr. 63). V případě použití obyčejné LED a BJT zesilovače je taková preciznost nadbytečná, ale připouští se pozdější využití digitálních modulů.



Obr. 62 Neinvertující OZ jako atenuátor.

$R = 100\text{k}\Omega$ pro řídicí signály. Vlevo dole vidíme vstupní signál ($U_{\text{MAX|MIN}} = \pm 1\text{V}$; $U_{\text{pp}} = 2\text{V}$), vpravo výstupní utlumený ($U_{\text{MAX}} = 1,728\text{V}$; $U_{\text{MIN}} = 0,349\text{V}$; $U_{\text{pp}} = 1,379\text{V}$); T značí odporový trimr.

Stejně tak by šlo využít invertujícího zapojení (**Obr. 63**):



Obr. 63 Invertující OZ jako atenuátor.

$R=100\text{k}\Omega$ pro řídicí signály. Vlevo vstupní signál ($U_{\text{MAX|MIN}} = \pm 1\text{V}$; $U_{\text{pp}}=2\text{V}$), vpravo výstupní utlumený ($U_{\text{MAX}} = -21\text{mV}$; $U_{\text{MIN}} = -221\text{mV}$; $U_{\text{pp}} = 200\text{mV}$); T značí odporový trimr.

DC složku přidáváme podle jednoduchého vzorce děliče napětí, zastoupeného potenciometrem. V praxi by však hodnotu bylo zbytečné dopočítat vzhledem k tomu, že konfigurujeme odporovým trimrem T a přesný výsledek výpočtu by se nám obtížně aplikoval. Výsledné napětí se tak přičte / odečte k signálu, který je dále zesílen / zeslaben podle toho, zda se jedná o invertující nebo neinvertující zapojení.

Konkrétně tedy navrhujeme 4 atenuátory – 1x pro square, 1x triangle a 1x saw signál, které budou napěťově přizpůsobovat průběhy pro potřeby VCA, a 1x pro čítač, přizpůsobující hladiny napětí pro U_{HIGH} a U_{LOW} . Konkrétním návrhem těchto atenuátorů se budeme zabývat dále při konkrétním návrhu VCA a čítače.

3.2.3 Útlumový článek

Jako útlumový článek jsme zvolili IO VCA THAT2181, disponující logaritmickým průběhem tlumení a velkým maximálním útlumem (-130dB).

Poskytuje celkem 3 možné zapojení řízení, z nichž 1 výrobce přímo doporučuje experimentálně vyzkoušet [16].

Oproti ostatním zmíněným metodám se zdá být nejsnadněji aplikovatelný a logaritmické tlumení je lidskému uchu z psychoakustického hlediska příjemnější (také např. tzv. fade-in/out v DAW se častěji využívá exponenciální).

Protože se jedná o IO, je hůře dostupný, dražší. Kdyby tyto okolnosti nedovolily THAT2181 využít, bylo by nutné přizpůsobit obvod jinému typu útlumového článku, který by nám byl lépe dostupný. Po vhodném přizpůsobení u_{LFO} se dá použít teoreticky jakýkoliv z výše uvedených druhů.

THAT2181 využijeme v zapojení tzv. „E+“ [16], tzn. že při negativním napětí je signál tlumen (stejně jako JFET). Všechny průběhy tedy pomocí atenuátorů nastaveny tak, aby měly hladinu 0V až cca -500mV, kdy dochází k maximálnímu útlumu [16].

3.3 Indikační obvod

Pro vysokorozsahové tremolo se pokusíme sestrojít 20-ti bitový frekventoměr.

Nejprve si uvědomíme, jaké budeme používat U_{LOW} a U_{HIGH} pro případné digitální IO. V našem případě máme přímo k dispozici čtvercový $u_{LFO} = 0-5V$, musíme jej tedy přizpůsobit pomocí atenuátoru na tyto hladiny $U_{LOW} = 0V$ a $U_{HIGH} = 5V$.

Potřebný bitový rozsah systému určíme úvahou – plný frekvenční rozsah je rozumné využívat při indikaci jednotek BPM a ms (indikace f_{LFO} v jednotkách Hz je užitečná spíše pro tónové generátory). Požadujeme tedy indikaci 1 až n-cifer BPM nebo 1 až n-cifer ms. Pokud bychom použili $n = 4$ cifry, maximální hodnota BPM ($f_{LFO_{bpm}(MAX)} = 9999BPM$), převedená na Hz, je $f_{LFO(MAX)} = 166,65Hz$, u milisekund ($t_{LFO(MAX)} = 9999ms$) je to zhruba $t_{LFO(MAX)} = 10s$, což je v obou případech málo. Pomocí $n = 5$ cifer takto zobrazíme $f_{LFO(MAX)} = 1666Hz$ a $t_{LFO(MAX)} = 100s$, což může být dostačující.

Každá cifra 7-seg. displeje se 7-seg. dekodérem potřebuje 4 bitové vstupy. Potřebujeme tedy n -cifer \times n -bit = 5-cifer \times 4-bit = 20-bit frekventoměr.

3.3.1 Čítač

BCD čítač můžeme nalézt jak v katalogových listech, tak vytvořit i z DS.

Lze realizovat např. za pomoci klopných D obvodů, což jsou obvody složeny ze 2 a 2 hradel NOR a NAND. Ty jdou dále vytvořit za pomoci tranzistorů (BJT nebo CMOS) a rezistorů [5; str.1148]. Pro 20-bitovou variantu by však takové řešení bylo kvantitativně náročné (X -bitů \times 4 hradla \times 2 tranzistory + rezistory = $20 \times 4 \times 2 = 80$ tranzistorů, rezistory nepočítáme). Při nedostupnosti IO by ale toto řešení bylo nutné.

Předpokládejme, že se na trhu nachází převážně 4 nebo 7-bitové čítače. Pokud bychom použili „plný“ rozsah 4-bitového čítače, čítal by v n -bit²-ové soustavě, tedy 4-bitový v hexadecimální soustavě (0000_{bin} až $1111_{\text{bin}} = 0_{\text{dec}}$ až 15_{dec}), což ale nechceme. Je tedy důležité dbát na to, aby čítač čítal BCD a „vpřed“ (0_{dec} až $9_{\text{dec}} = 0000_{\text{bin}}$ až 1001_{bin}). Pokud se více neorientujeme v problematice digitální elektroniky a čítač nechceme modifikovat, jednoduchým řešením je použít 5x 4-bitový BCD čítač [22][23].

Jako funkční generátor pro resetování a pamatování jsme použili jednoduché relaxační LFO oscilátory o frekvencích 1Hz (1s) pro konstantu „Hz“ a 166mHz (6s) pro konstantu „BPM“, dále pak stabilní hodinový oscilátor/generátor $f_{\text{CLK}} = 10\text{kHz}$ pro invertované čítání „ms“. Tím jsme určili požadovanou konstantu převodu, kdy 1Hz znamená zobrazování počtu period LFO za sekundu, 166mHz pak jednou za . Tak je možné změřit nejnižší hodnotu 1Hz – pro nižší hodnoty je třeba přepnout rozsah na BPM, což je z hudebního hlediska logické.

Pro CLOCK signál čítače je použit square signál $U_{\text{LOW|HIGH}}$ z atenuátoru řídicího obvodu LFO. DC složku napětí lze přizpůsobit odporovým trimrem atenuátoru, jeho peak-to-peak napětí pro případné zvětšení/zmenšení pro různé potřeby různých čítačů lze upravit odporem ve zpětné vazbě mezi invertujícím vstupem a výstupem atenuátoru.

Čítač Hz a BPM je relativně omezený faktem, že nedokáže čítat nižší u_{LFO} , než f_{CLK} , kterou jsme nastavili jako $f_{\text{CLK}} = 1\text{Hz}$. Pro jeho „nejlepší“ funkci by bylo vhodné využít násobičku frekvence $X \cdot u_{\text{LFO}}$, kdy $X \cdot u_{\text{LFO}} > f_{\text{CLK}} = 1\text{Hz}$.

3.3.2 Registr, dekodér

Byl zvolen 5x IO – CMOS BCD-to-7-seg dekodér s pamětí [23], což je k naší výhodě jak registr s funkcí „latch“ a „reset“, tak i dekodér, který přemění „přidržené“ (angl. latch) hodnoty čítače do desítkové soustavy pomocí vizualizace na 7-segmentových displejích.

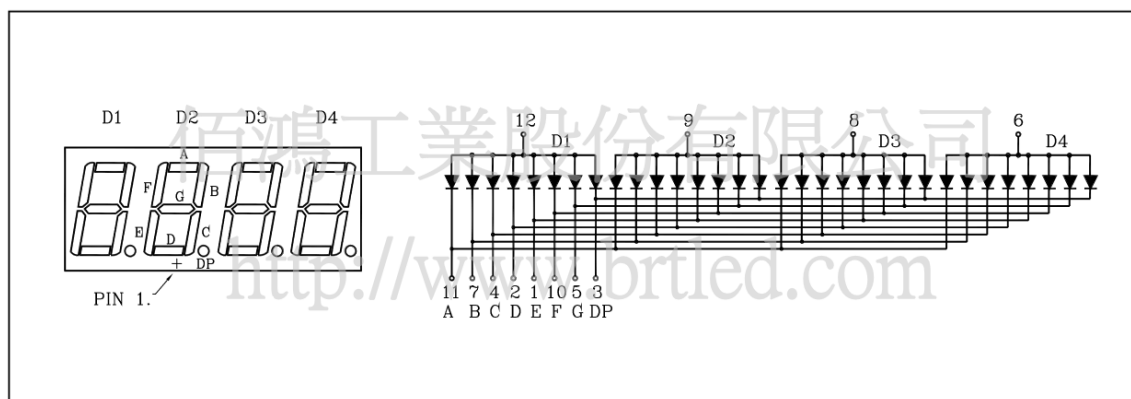
V jiném případě bychom museli použít zvlášť registr, zvlášť dekodér, případně nakonfigurovat pamatovací funkci (latch).

3.3.3 Displej

Bylo vybráno 5x 7(8)-segmentových LED cifer, tzn. 40 LED segmentů.

Každý z těchto segmentů nich představuje úbytek napětí $U_{LED} \approx 1,9-2,5V$ a ke svému rozsvícení vyžaduje $I_{MIN} \approx 10mA$ [BS-A554RD; gme.cz]. Při rozsvícení všech cifer tedy potřebujeme mít k dispozici $P_{disp} \approx n\text{-segmentů} \times n\text{-cifer} \times I_{MIN} \times U_{LED} = 8 \times 5 \times 2,5V \times 0,01A = 1W$.

Jednotlivé displeje či LED je samozřejmě třeba „spojit“ podle vzoru na (Obr. 64) [M514RD; gme.cz], kde $D_{1..4}$ představují 4 cifry LED displeje (společná katoda) ⁷¹.



Obr. 64 Vnitřní zapojení více cifer 7-segmentového displeje.

Uvedený displej má 4 cifry, vyrobený již jako celek [M514RD; gme.cz].

Odběr displeje $P_{disp} = 1W$ zahrneme při návrhu/výběru zdroje.

LCD displej jsme nezvolili, protože ke svému „oživení“ potřebuje mikrokontroler a programovací jazyk, který v našem případě nahrazují jednoduché čítače a jejich operace.

3.4 Napájení

Napájení opět můžeme zakoupit již jako výrobek (adaptér), nebo jej sestrojít.

Upřednostníme bipolární napájení OZ před unipolárním (konceptem virtuální země) z důvodu větší stability a tím jednoduššího návrhu systému. U_{CC} se bude pohybovat okolo $U_{CC} = \pm 15V$. Napájení OZ se dále doporučuje z praktického hlediska naddimenzovat na $U_{CC} = \pm 17V$ ([1]; str.525).

Další možností by bylo zavedení konceptu virtuální země, díky čemuž lze pro (bipolární) napájení využít např. 9V baterie ([2]; str.15).

Při návrhu třeba uvažovat, zdali je naše zapojení náchylné ke změně napájení U_{CC} , nebo lze tuto odchylku tolerovat.

Zakoupit lze např. adaptér XPpower ECL15 [xppower.com].

Dále můžeme použít o poznání levnější spínané zdroje (např. Mean Well RD-3513 [24; meanwell.com]). U některých spínaných zdrojů je však potřeba dbát na dodržení minimálního odběru i_{MIN} mimo obvyklé i_{MAX} (u RD-3513 $i_{MIN} = 0.2A$, $i_{MAX} = 1.3A$)

⁷¹ My navíc budeme potřebovat 5 cifer, tedy $D_{1..5}$.

[24]. To lze vyřešit přivedením potřebného stabilizačního rezistoru R_{stab} mezi kladný a záporný výstup pro zajištění stálého odběru.

Nevýhodou spínaných zdrojů obecně je, že mohou trpět jevem pronikání spínací frekvence $f_{switch} \approx 20-100\text{kHz}$ na svůj výstup U_{CC} . Je proto nutná další konfigurace filtru typu DP.

Návrh vlastního zdroje je poměrně jednoduchý a sestává se pouze z transformátoru (buď s tzv. prostředním vinutím, angl. *center-tapped* ([1]; str. 527), nebo klasický ([1]; str. 529)), diodového usměrňujícího můstku a stabilizátorů / regulátorů napětí, zastoupenými dvěma IO pro každou větev, tedy zápornou a kladnou. Případně lze zapojení prakticky vylepšit, aby nedocházelo k ničení OZ vlivem nadproudu ([1]; str. 535).

4. ZÁVĚR

V této bakalářské práci byla čtenáři přiblížena problematika konstrukce zvukových efektů a dopodrobna rozebrány moduly takového efektu, tedy oscilátor, útlumový článek, přizpůsobovače signálů, možné způsoby zadávání parametrů, indikační obvod včetně komplexního návrhu frekventoměru a napájení, včetně uvedení vlastních simulací, vlastních příkladů výpočtů a jednoho vlastního, experimentálního zapojení.

Jako zdroj inspirace pro obecný přehled konstrukce těchto systémů posloužila literatura [2] a online simulátor Falstad [7], který nabízí modelová zapojení a jejich případné vysvětlení.

Celý obvod byl prakticky navržen za pomoci [1], chybějící kapitoly o oscilátorech doplnily knihy [5], [4] a [3]. Různé znalosti doplnily a tipy poskytly internetové články [6], [8], [9], [10], [11], [12] a [13].

Pro vypracování bakalářské práce sloužila řada katalogových listů [14] ... [25], které poskytují modelové zapojení, grafy závislostí i příklady výpočtů. Různé komerční přístroje a zařízení jsou popsány pomocí manuálů [26] ... [31] a zmiňovaná a rozebraná jsou dvě schémata [32] a [33].

Pro vysokorozsahové tremolo byl jako oscilátor zvolen astabilní multivibrátor typu I/K, dosahujícího rozsahu od několika setin Hz po stovky.

Oscilátor produkuje čtvercové a trojúhelníkové kmity, které jsou pomocí 2-polohového spínače přivedeny na vstup útlumového článku, čímž řídí jeho míru útlumu. čtvercový signál je dále využit pro indikační LED a může být využit jako řídicí signál (CLK) pro případné digitální moduly.

Jako útlumový článek byl využit dvojitý JFET s celkovým potenciálním útlumem -31dB a tzv. clampovacím obvodem pro funkci internal bypass a DEPTH včetně atenuátorů pro přizpůsobení LFO tomuto typu článku.

Jako indikace byl navržen komplexní frekventoměr, nabízející uživateli odečítání jak frekvence v řádu BPM i Hz, tak času v řádu ms. Z časových důvodů a komplikací nefunkčních digitálních součástí však byla použita jednoduchá LED indikace.

Za vzniku této bakalářské práce byl tedy navržen hudební zvukový dynamický efekt typu tremolo s vysokým rozsahem a relativně přesným zadáváním hodnot s možností precizní digitální indikace.

Nakonec jsou v příloze poskytnuty simulace, měření prototypu na nepájivém poli, vzorová laboratorní úloha a krátké experimentální hudební ukázky.

LITERATURA

- [1] **SELF, D.** *Small signal audio design*. Burlington, MA: Focal Press, 2010. ISBN 0240521773.
- [2] **WILSON, R.** *Make: Analog Synthesizers*. Sebastopol, CA: Maker Media, 2013. ISBN 1449345220.
- [3] **VRBA, K., MIŠUREC, J.**, *Technika analogových obvodů*. Nakladatelství VUTIUM, 2020. ISBN 978-80-214-5901-4.
- [4] **CARR, J. J.**, *RF components and circuits*. NEWNES, An imprint of Elsevier Science, 1st edition, 2002. ISBN 0-7506-48449.
- [5] **SCHUBERT, T., F. jr., KIM, E., M.**, *Fundamentals of Electronics: Book 4: Oscillators and Advanced Electronics Topics*. M&C publishers, 2016. ISBN 1627055681.
- [6] **KUBÁNEK, D., VRBA, K.**, *Použití digitálních potenciometrů k řízení parametrů kmitočtových filtrů* [online]. Elektrevue. Nov. 2002 [cit. 07.04. 2021]. Dostupné z WWW: <elektrevue.cz/clanky/02050/index.html>.
- [7] **FALSTAD, P.**, *Analog circuit simulator applet* [online]. [cit 09.04.2021]. Dostupné z WWW: <falstad.com/circuit/e-index.html>.
- [8] **KEEN R. G.**, *The Secret Life of Pots* [online]. Geofex. 1999 [cit. 10.05. 2021]. Dostupné z WWW: <geofex.com/article_folders/potsecrets/potscret>.
- [9] **TORSTEN, D.**, *Coarse/fine potentiometer adjustment* [online]. Impressum. 2014 [cit. 10.05. 2021]. Dostupné z WWW: <h4ck.de/content/CFPoti/CFPoti.html>.
&
THWAITS, J. G., *Voltage division with coarse and fine adjust* [online]. Apr., 2011 [cit. 10.05. 2021]. Dostupné z WWW: <pianointune.blogspot.com/2011/04/voltage-division-with-coarse-and-fine.html>.
- [10] **FORMOSA, D.**, *Expression Pedal Basics: Take Control!* [online]. PREMIERGuitar. 2011 [cit. 10.05. 2021]. Dostupné z WWW: <premierguitar.com/diy/using-an-expression-pedal>.
- [11] **AIKEN, R.**, *Designing phase-shift oscillators for Tremolo Circuits* [online]. 1999 (rev. 2014) [cit. 29.05. 2021]. Dostupné z WWW: <aikenamps.com/index.php/designing-phase-shift-oscillators-for-tremolo-circuits>.

- [12] **ROD, E.**, *VCA techniques investigated*. Dec. 2012, rev. 2019 [cit. 30.05.2021]. Dostupné z WWW: <sound-au.com/articles/vca-techniques.html#s3>.
- [13] *Electronic Circuits – Clamper Circuits*. 2021 [cit. 26.07.2021]. Dostupné z WWW: <tutorialspoint.com/electronic_circuits/electronic_clamper_circuits.htm>.

KATALOGOVÉ LISTY

- [14] Datasheet od **Texas Instruments**, *xx555 Precision Timers*. 2020, [URL](#).
- [15] Datasheet od **Texas Instruments**. *Dual OTAs with Linearizing Diodes and Buffers, LM13700*. 1999, rev. 2015, [URL](#).
- [16] Datasheet od **THAT Corporation**. *Blackmer Trimmable IC VCAs, THAT2181A/B/C*, [URL](#).
- [17] Datasheet od **Linear Technology**. *TimerBlox®: LTC6990/6991/6992/6993/6994/6995*.
- [18] Datasheet od **Texas Instruments**. *Low-noise JFET-Input Op-amps, TL071*. Sep. 1978, rev. mar. 2005, [URL](#).
- [19] Datasheet od **Fairchild**. *J111 / J112 / J113 (MMBFJX) N-channel switch*. Jan. 2015, [URL](#).
- [20] Datasheet od **Texas Instruments**. *Dual Low-noise Op-amps, NE5532P*. Sep. 1979, rev. sep. 1990 [URL](#).
- [21] Datasheet od **Silicon Labs**. *ƒC Programmable Any-Frequency CMOS Clock Generator + VCXO, Si5351A/B/C-B*. Oct. 2012, [URL](#).
- [22] Datasheet od **Texas Instruments**. *Voltage-controlled Oscillators, SN5(7)4LS624(9)*. Jan. 1980, rev. mar. 1988, [URL](#).
- [23] Datasheet od **Texas Instruments**. *CMOS Dual-Up Counters, CD4518B, CD4520B types*. Mar. 2004, [URL](#).
- [24] Datasheet od **Texas Instruments**. *CMOS BCD-to-7-Segment Latch Decoder Drivers*. Jul. 2003, [URL](#).
- [25] Datasheet od **Mean Well**. *RD-35 series, 35W Dual Output Switching Power Supply*. Aug. 2011, [URL](#).
- [26] Datasheet od **THAT Corporation**. *Substituting THAT2180-and-2181 Series VCAs for THAT2150 Series in Existing Designs*. 2004, [URL](#).

MANUÁL Y, SCHÉMATA

- [27] Manuál od **BOSS**. *Digital Delay DD-500 Editor ver. 2 Owner's manual*. 2016, [URL](#).
- [28] Manuál od **Dawner Prince Electronics**. *Starla™ Owner's manual*, [URL](#).
- [29] Manuál od **Joranalogue Audio Design**. *Generate 3 Through-zero multiphonic signal generator*. 2019, [URL](#).

- [30] Manuál od **Kevin Berisso**. *An introduction to the Circuit Simulator Applet*. University of Memphis, 2018, [URL](#).
- [31] Manuál od **KORG**. *Monotron (Delay/Duo) Owner's Manual*. 2010, [URL](#).
- [32] Schéma od **SCHALLER**. *Schaller Tremolo* [online]. [cit. 27-05-2021]. Dostupné (např.) z WWW: <guitarpedalbuilders.blogspot.com/2015/11/schaller-tremolo-pedal-tag-board-layout.html>.
- [33] Schéma od **BOSS**. *BOSS TR-2* [online]. [cit. 27-05-2021]. Dostupné (např.) z WWW: <hobby-hour.com/electronics/s/tr2-tremolo.php>.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

- AC: Střídavý průběh (napětí nebo proudu) (z angl. *alternating current*).
- BJT: Bipolární tranzistor (z angl. *bipolar junction transistor*).
- BCD: Binární čítač (z angl. *binary-count-decimal*).
- BPM: Počet úderů za minutu (z angl. *beats per minute*).
- BPS: Počet úderů za sekundu (z angl. *beats per second*).
- CR: Článek typu kondenzátor-rezistor (z angl. *capacitor-resistor*).
- DAW: Digitální produkční program (z angl. *digital audio workstation*).
- DRY: Nenaefektovaný signál („suchý“).
- DC: Stejnosemnná složka průběhu / stejnosemnný průběh (napětí nebo proudu) (z angl. *direct current*).
- DCA: Digitálně řízený zesilovač (z angl. *digital-controlled amplifier*).
- DCO: Digitálně řízený oscilátor (z angl. *digital-controlled oscillator*).
- DP: Kmitočtový filtr typu dolní propust, také LP.
- DIY: Vlastní výroba/návrh (z angl. *do it yourself*).
- DS: Diskrétní součástky.
- HP(F): Kmitočtový filtr typu horní propust (také z angl. *high-pass (filter)*).
- I²C: Sběrnice pro sériový obousměrný přenos.
- IO: Integrovaný obvod.
- I/K: Integrátor/komparátor.
- JFET: Polem řízený tranzistor s přechodovým hradlem (z angl. *junction field effect transistor*).
- KO: Klopný obvod.
- MSP: Metoda smyčkových proudů (angl. *mesh currents*).
- MOSFET: Polem řízený tranzistor (z angl. *metal oxide semiconductor field effect transistor*).
- NPN: Typ BJT tranzistoru využívající PN přechod.
- N-JFET: JFET na principu N-článku.
- OZ: Operační zesilovač.
- OTA: Transkonduktační zesilovač (z angl. *operational transconductance amplifier*).
- SR: Rychlost přeběhu (angl. *slew rate*).
- THD: Harmonické zkreslení (z angl. *total harmonic distortion*).
- LFO: Nízkofrekvenční oscilátor (z angl. *low-frequency oscillator*).
- LED: Elektroluminescenční dioda.
- LCD: Displej z tekutých krystalů.
- LP(F): Kmitočtový filtr typu dolní propust (z angl. *low-pass (filter)*), také DP.

PNP: Typ BJT tranzistoru využívající NP přechod.

P-JFET: JFET na principu P-článku.

RC: Článek typu rezistor-kondenzátor (z angl. *resistor-capacitor*).

RCO: Odporem řízený oscilátor (z angl. *resistance-controlled oscillator*).

VCA: Napětím řízený zesilovač (z angl. *voltage-controlled amplifier*).

VCO: Napětím řízený oscilátor (z angl. *voltage-controlled oscillator*).

WET: Naefektovaný/modulovaný signál.

A ($A_{U/OT}$): Zesílení (napěťové / otevřené smyčky).

(B): Báze tranzistoru BJT.

β : Zesílení zpětnovazební smyčky.

C: Symbol pro kapacitu, jednotka Farad (F).

(C): Kolektor BJT tranzistoru.

(D): *Drain* JFET tranzistoru (čes. kolektor či odtok).

(E): Emitor BJT tranzistoru.

f : Symbol pro frekvenci, jednotka Hertz (H).

f_o : Rezonanční kmitočet (také frekvence oscilací).

f_{LFO} : Frekvence pomaloběžného oscilátoru.

f_{MIN} : Minimální dosažená frekvence.

f_{MAX} : Maximální dosažená frekvence.

(G): *Gate* JFET tranzistoru (čes. hradlo).

H: Rozlišení osciloskopu (čas/dílky).

I: Symbol pro proud, jednotka Ampér (A).

$i_{c(t)}$: Proud kondenzátorem v čase.

i_C : Kolektorový proud.

i_B : Proud bázi.

I_P : Průchozí proud (např. diodou).

L: Symbol pro indukčnost, jednotka Henry (H).

P: Potenciometr, jednotka Ohm (Ω).

$P_{display}$: Výkon displeje, jednotka Watt (W).

R: Symbol pro odpor, jednotka Ohm (Ω).

R_f : Rezistor ve zpětné vazbě (angl. *feedback*)

$R_{S/G/D}$: Rezistor na *source*, *gate* nebo *drain* JFETu.

$R_{E/B/C}$: Rezistor na emitoru, bázi nebo kolektoru BJT.

(S): *Source* JFET tranzistoru (čes. emitor či zdroj).

t: Symbol pro čas, jednotka sekunda (s).
 t_{rr} : Doba zotavení diody (angl. recovery).
 t_{slew} : Rychlost náběžné, doběžné hrany.
U: Symbol pro napětí, jednotka Volt (V).
 u_{BE} : Napětí mezi bází a emitorem.
 $u_{C(t)}$: Napětí na kondenzátoru v čase t.
 U_{CC} : Napájecí napětí operačního zesilovače.
 u_{DS} : Napětí mezi drain a source.
 u_{AIN} : Diferenční napětí mezi vstupy OZ.
 u_{GS} : Napětí mezi gate a source.
 u_{IN} : Vstupní napětí
 u_{IN-} : Napětí na invertujícím vstupu.
 u_{IN+} : Napětí na ne-invertujícím vstupu.
 $u_{IN-komp}$: Napětí na invertujícím vstupu komparátoru.
 $u_{IN+komp}$: Napětí na ne-invertujícím vstupu komparátoru.
 u_{IN-int} : Napětí na invertujícím vstupu integrátoru.
 u_{IN+int} : Napětí na ne-invertujícím vstupu integrátoru.
 $U_{LOW/HIGH}$: Hladina napětí logické 0/1.
 $U_{MIN/MAX}$: Minimální/maximální hodnota napětí.
 u_{OUT} : Výstupní napětí.
 $u_{OUTkomp}$: Výstupní napětí komparátoru.
 u_{OUTint} : Výstupní napětí integrátoru.
 U_{SS} : Záporné napájecí napětí operačního zesilovače.
 U_{SAT} : Saturační hladina napětí OZ.
 ω (ω_o): Úhlový kmitočet (rezonanční).

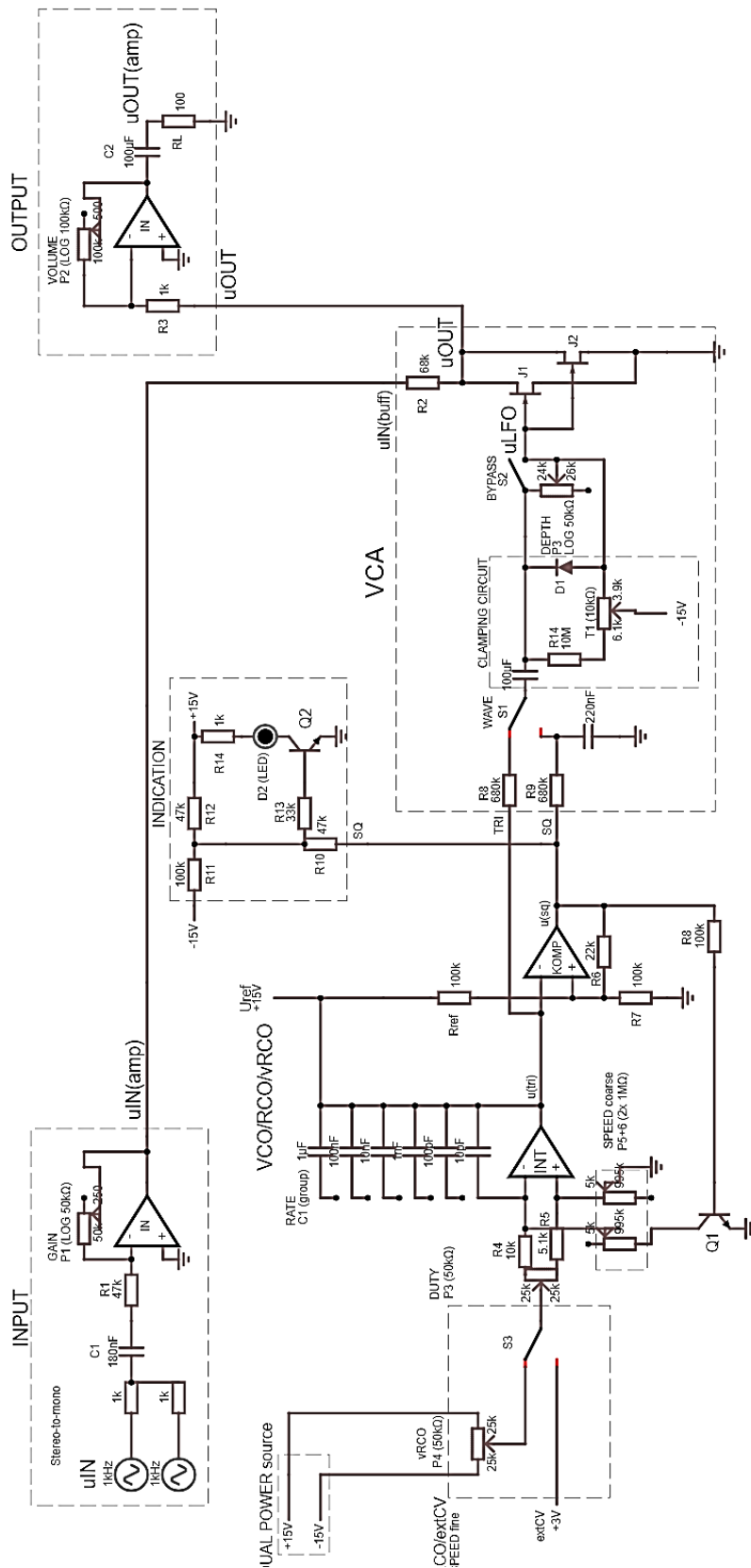
Seznam příloh

ČÁST 1 - SIMULACE

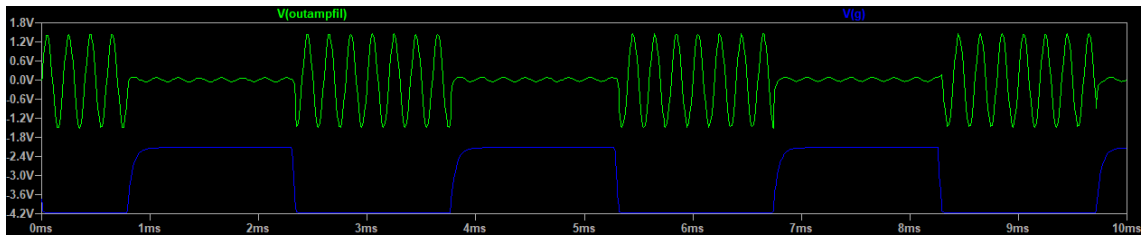
Příloha 1 Vlastní návrh vysokorozsahového tremola.....	101
Příloha 2 Návrh tremola v simulačním programu LTspice.....	102
Příloha 3 Simulace SPEED čtvercového průběhu $f_{MAX} = 332\text{Hz}$; $C_1=100\text{nF}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	103
Příloha 4 Simulace SPEED čtvercového průběhu $f_{MIN} = 403\text{mHz}$; $C_1=100\text{nF}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	103
Příloha 5 Simulace DEPTH; WAVE – SQ; $P_5 = 1\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	103
Příloha 6 Simulace DEPTH; WAVE – SQ; $P_5 = 10\text{k}\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	103
Příloha 7 Simulace DEPTH; WAVE – SQ; $P_5 = 50\text{k}\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	103
Příloha 8 Simulace DEPTH; WAVE - TRI; $P_5 = 50\text{k}\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	104
Příloha 9 Simulace DEPTH; WAVE - TRI; $P_5 = 1\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO}	104
Příloha 10 Simulace OUT/IN; DEPTH 0; $P_{GAIN} = 24\text{k}\Omega$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=500\text{Hz}$; zelený u_{OUT} , modrý u_{IN}	104
Příloha 11 Simulace OUT/IN; DEPTH 0; $P_{GAIN} = 100\text{k}\Omega$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=500\text{Hz}$; zelený u_{OUT} , modrý u_{IN} , červený u_{INbuff} (u_{GAIN}).....	104
Příloha 12 Simulace DUTY; $P_3 = 12\text{k}\Omega$; $P_3 = 3\text{k}\Omega$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{OUT} , modrý u_{LFO}	104
Příloha 13 Simulace proudu i_{D2} indikační LED.....	105

ČÁST 2 - MĚŘENÍ

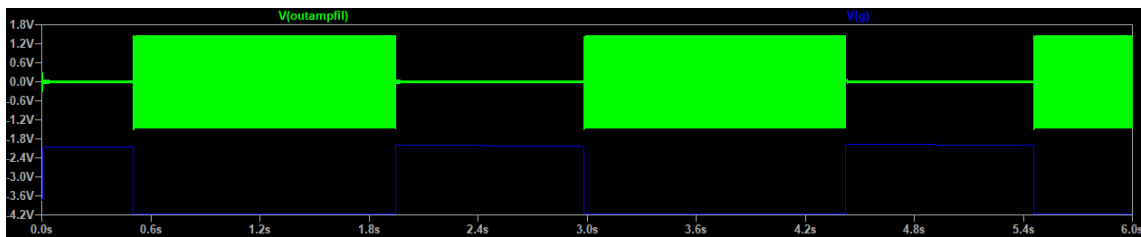
Příloha 14 Zkonstruovaný prototyp na nepájivém poli.....	105
Příloha 15 Měření DEPTH SQ.....	106
Příloha 16 Měření SPEED TRI.....	107



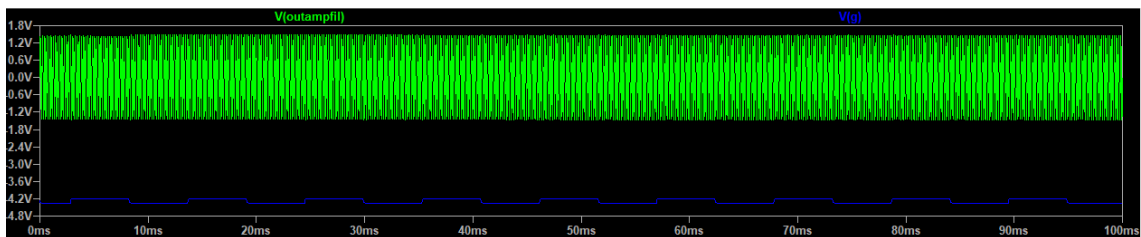
Příloha 1 Vlastní návrh vysokorozsahového tremola.



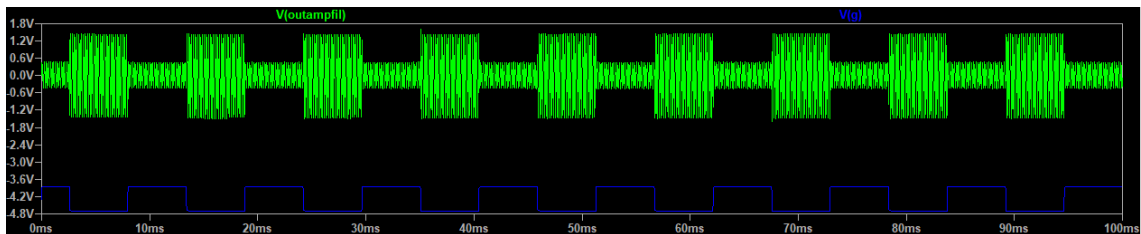
Příloha 3 Simulace SPEED čtvercového průběhu $f_{MAX} = 332\text{Hz}$; $C_1=100\text{nF}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



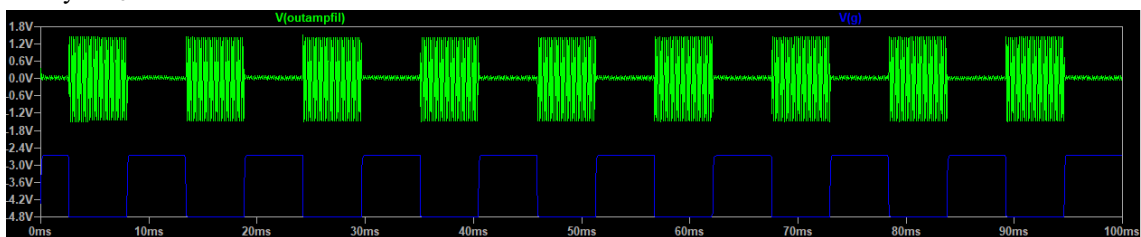
Příloha 4 Simulace SPEED čtvercového průběhu $f_{MIN} = 403\text{mHz}$; $C_1=100\text{nF}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



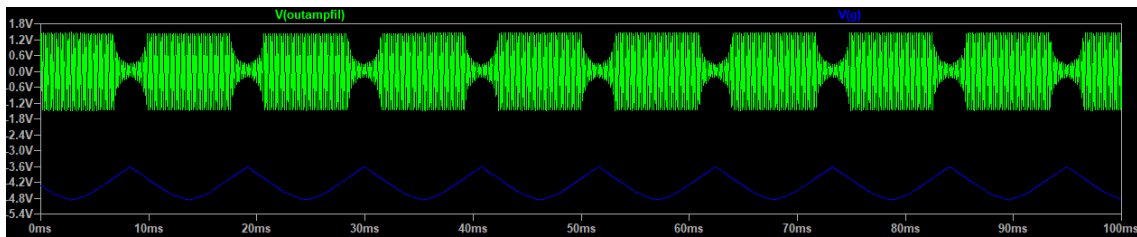
Příloha 5 Simulace DEPTH; WAVE – SQ; $P_5 = 1\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



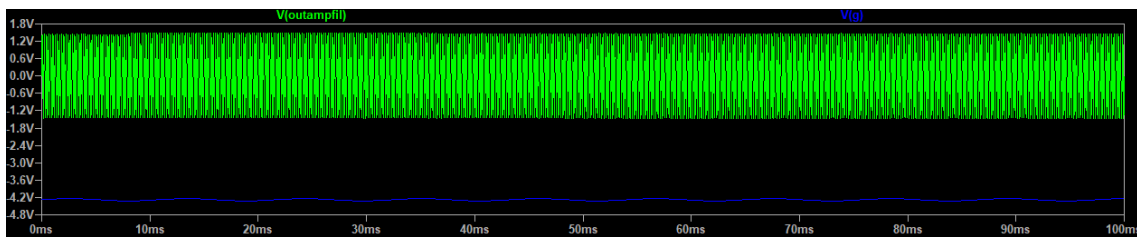
Příloha 6 Simulace DEPTH; WAVE – SQ; $P_5 = 10\text{k}\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



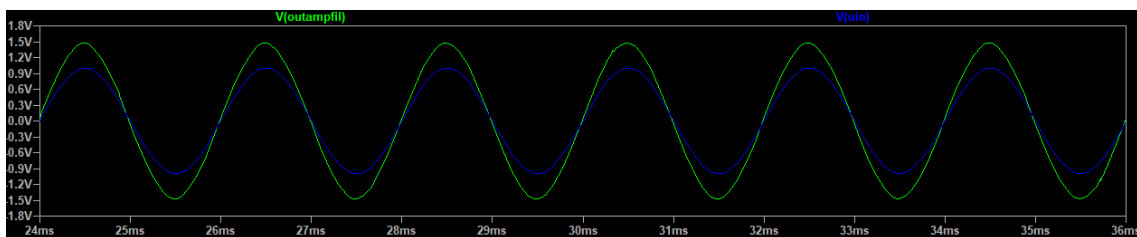
Příloha 7 Simulace DEPTH; WAVE – SQ; $P_5 = 50\text{k}\Omega$; $f=91\text{Hz}$; $u_{IN}=2\text{Vpp}$; $f_{IN}=5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



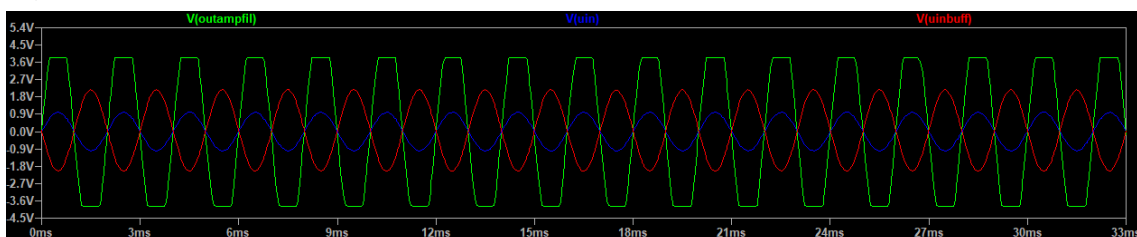
Příloha 8 Simulace DEPTH; WAVE - TRI; $P_5 = 50k\Omega$; $f = 91\text{Hz}$; $u_{IN} = 2\text{Vpp}$; $f_{IN} = 5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



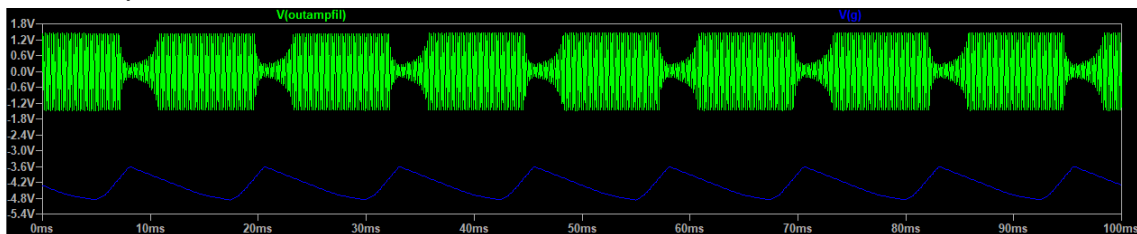
Příloha 9 Simulace DEPTH; WAVE - TRI; $P_5 = 1\Omega$; $f = 91\text{Hz}$; $u_{IN} = 2\text{Vpp}$; $f_{IN} = 5\text{kHz}$; zelený u_{IN} , modrý u_{LFO} .



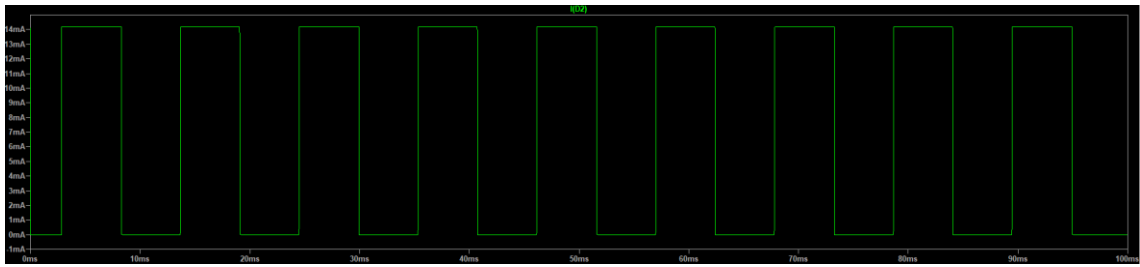
Příloha 10 Simulace OUT/IN; DEPTH 0; $P_{GAIN} = 24k\Omega$; $u_{IN} = 2\text{Vpp}$; $f_{IN} = 500\text{Hz}$; zelený u_{OUT} , modrý u_{IN} .



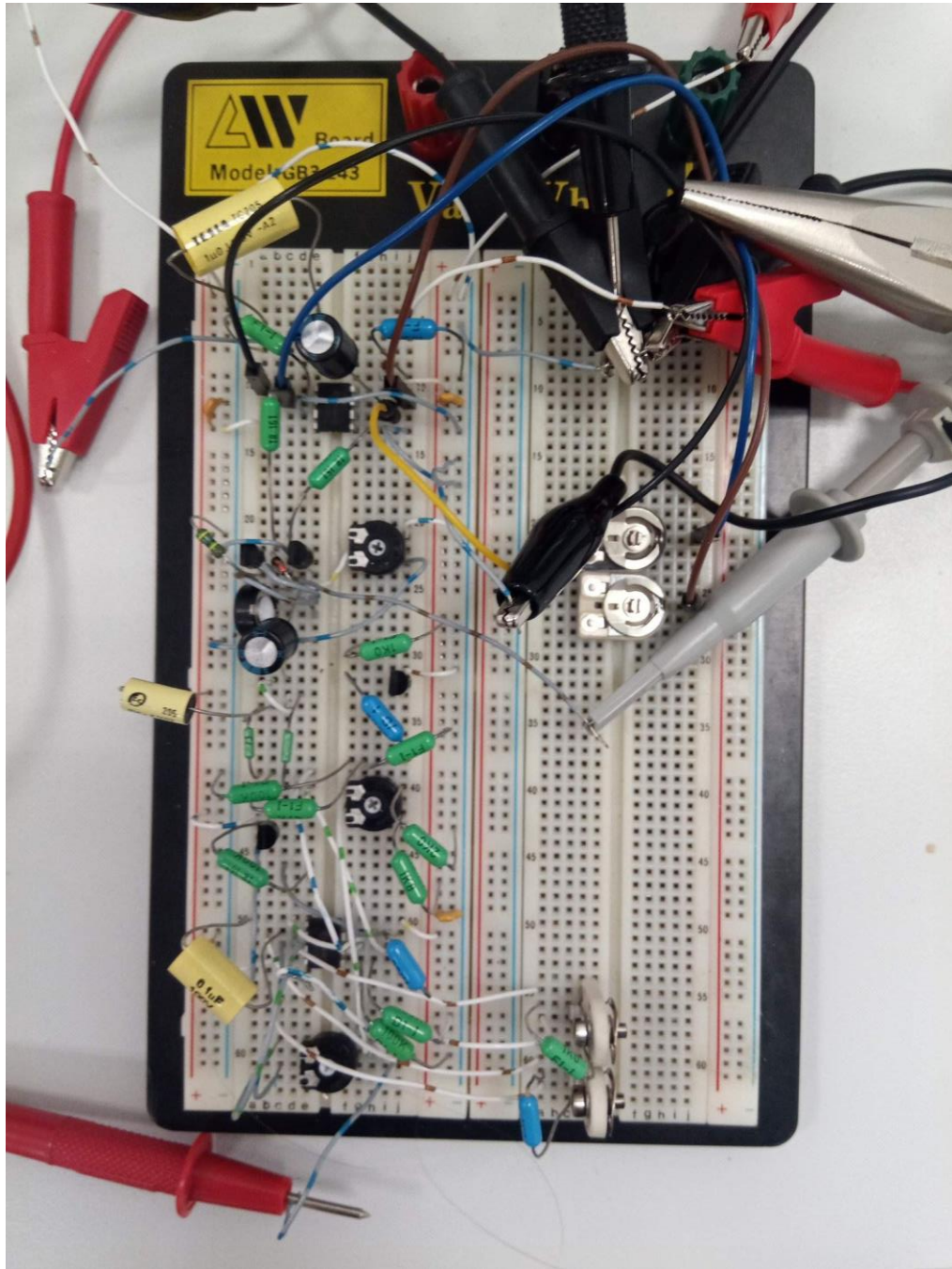
Příloha 11 Simulace OUT/IN; DEPTH 0; $P_{GAIN} = 100k\Omega$; $u_{IN} = 2\text{Vpp}$; $f_{IN} = 500\text{Hz}$; zelený u_{OUT} , modrý u_{IN} , červený u_{INbuff} (u_{GAIN}).



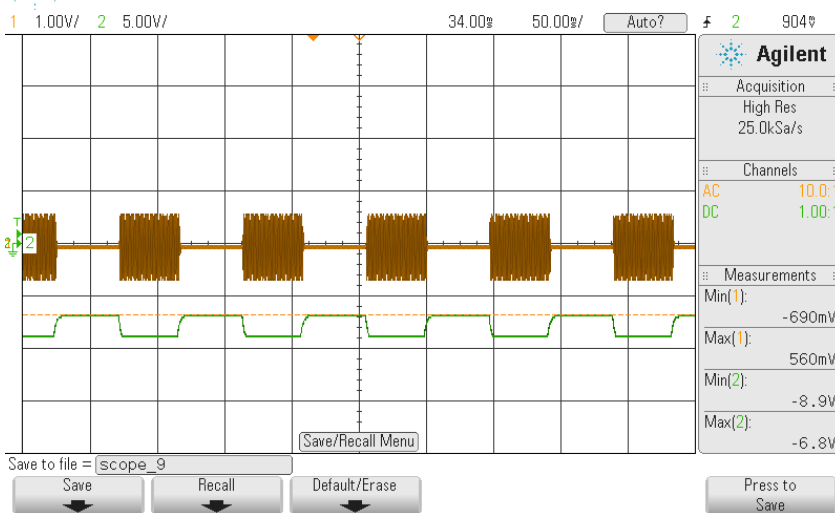
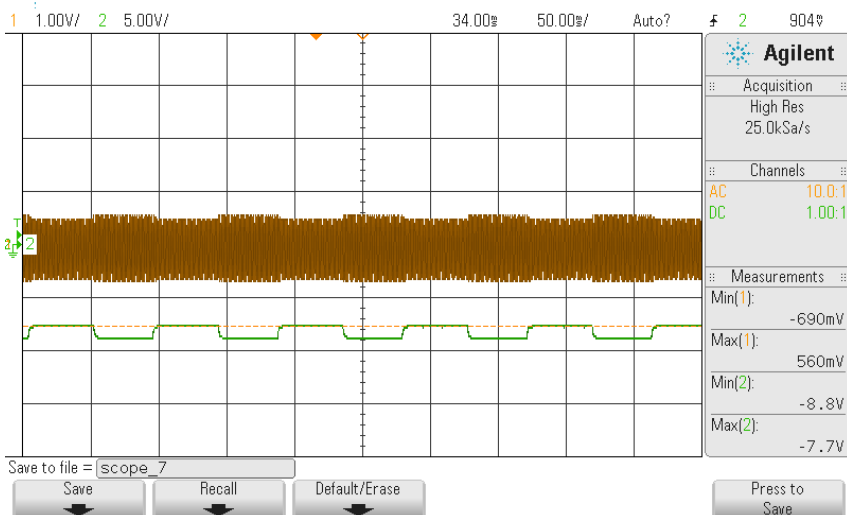
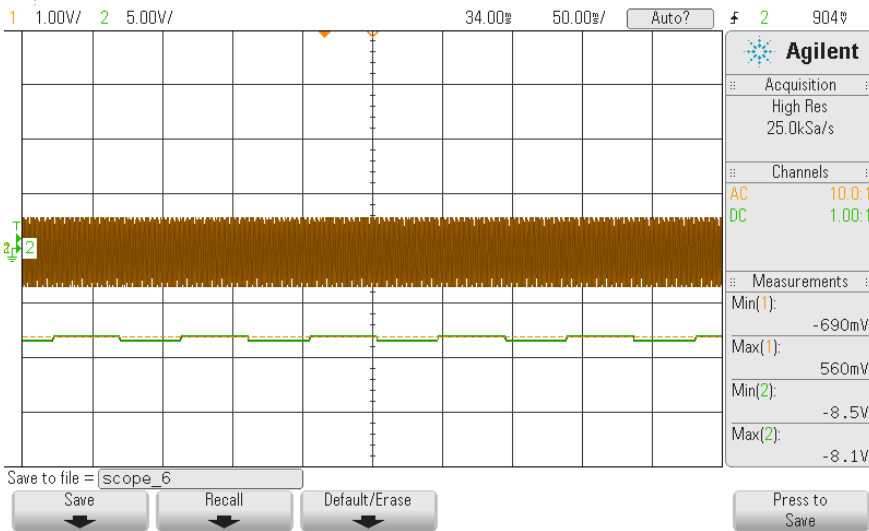
Příloha 12 Simulace DUTY; $P_3 = 12k\Omega$; $P_3 = 3k\Omega$; $u_{IN} = 2\text{Vpp}$; $f_{IN} = 5\text{kHz}$; zelený u_{OUT} , modrý u_{LFO} .



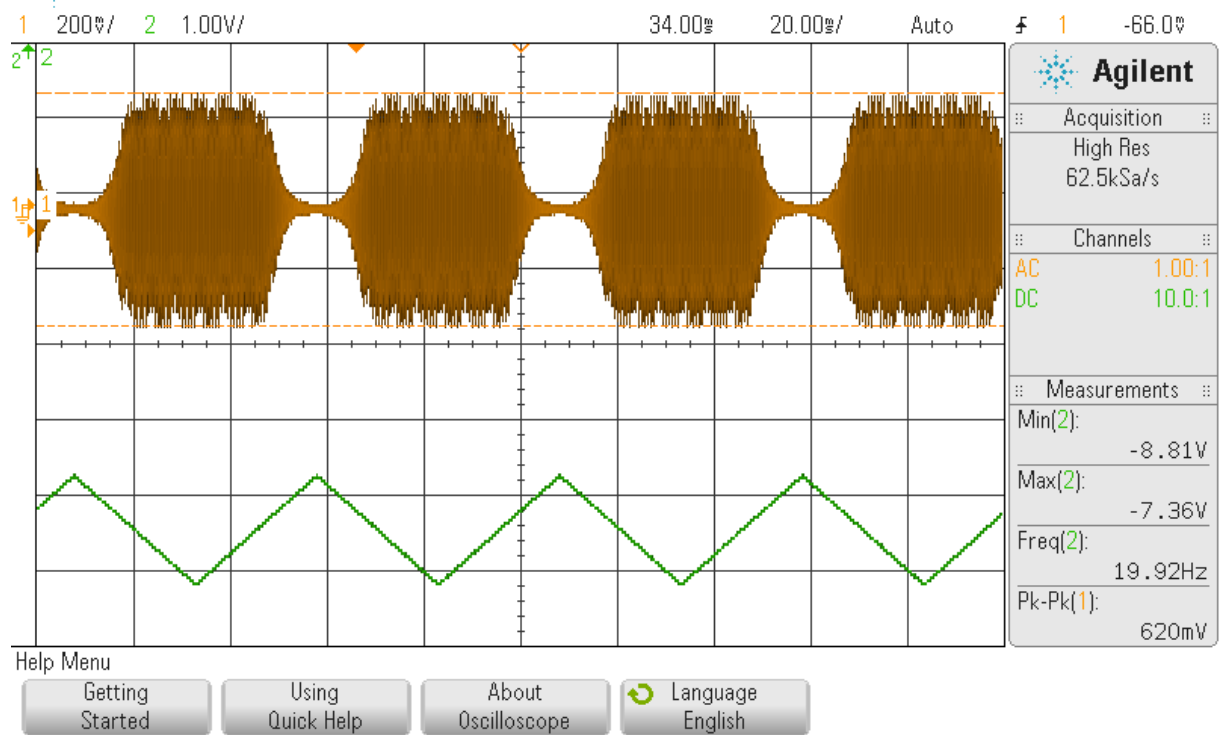
Příloha 13 Simulace proudu i_{D2} indikační LED.



Příloha 14 Zkonstruovaný prototyp na nepájivém poli.



Příloha 15 Měření DEPTH SQ.



Příloha 16 Měření SPEED TRI.