

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky

**Funkční generátor na principu přímé digitální
syntézy**

Květen 2015

Diplomant: Bc. Václav Štěpán

Vedoucí práce: Doc. Ing. Jiří Sýkora, CSc

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci vypracoval sám pod dohledem vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

Datum: 11. 5. 2015

.....
Podpis diplomanta

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Š T Ě P Á N Václav**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Funkční generátor na principu přímé digitální syntézy**

Pokyny pro vypracování:

1. Nastudujte možnosti přímé digitální syntézy pro funkční generátory.
2. Vyberte optimální metodu návrhu funkčního generátoru.
3. Navrhněte a realizujte funkční generátor s těmito parametry: výstupní napětí 10 mV + 10 V, frekvenční rozsah 1 Hz + 10 MHz, výstup nesymetrický 50 Ohm. Očekávané průběhy sinus, trojúhelník, obdélník, modulace AM a FSK.
4. Ověřte dosažené parametry přístroje.


Seznam odborné literatury:

- [1] Horowitz, Paul: The art of electronics, 1989, ISBN-10:0521370957
- [2] Záhlava, Vít: Návrh a konstrukce desek plošných spojů, ČVUT 2005, ISBN 80-01-03351-1
- [3] Analog devices - Application note AN-0971 (Recommendations for Control of Radiated Emissions with isoPower Devices)

Vedoucí: **doc.Ing. Jiří Sýkora, CSc.**

Platnost zadání: 31. 8. 2016




prof. Ing. Miroslav Husák
vedoucí katedry


prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 20. 1. 2015

Anotace:

Tato diplomová práce se zabývá v teoretické části problematikou oscilátorů a různými možnostmi generování signálu. Práce se věnuje komplexnímu návrhu generátoru na principu přímé digitální syntézy, návrhu rekonstrukčního filtru a digitálnímu ovládání amplitudy. Taktéž stručně shrnuje vlastnosti mikrokontroléru a lineárních napájecích zdrojů. Náplní praktické části je autorská realizace funkčního generátoru a detailní popis jeho konstrukce, taktéž jsou zde shrnuty některé části ovládacího softwaru.

Klíčová slova:

DDS, funkční generátor, operační zesilovač, mikrokontrolér, D/A převodník

Summary:

Theoretical part of this diploma thesis is based on different types of harmonic oscillator. This thesis deals with complex design of function generator based on direct digital synthesis, proposal of reconstruction filter and digitally controlled of amplitude. Furthermore, simply describes microcontroller and linear power supply. As concerns the practical part, author introduces his own function generator project and the way it has been designed.

Index terms:

DDS, function generator, OPAMP, microcontroller, D/A converter

Seznam symbolů a zkratk

AM	-	Amplitude modulation, amplitudová modulace
D/A	-	Digitálně - analogový
DAC	-	Digital to Analog Converter, digitálně analogový převodník
DDS	-	Direct Digital Synthesis, přímá digitální syntéza
DSP	-	Digital Signal Processor, signálový procesor
ENOB	-	Effective Number of Bits, efektivní počet bitů
ESR	-	Equivalent Series Resistance, ekvivalentní sériový odpor
FSK	-	Frequency Shift Keying, modulace frekvenčního klíčování
HW	-	Hardware, fyzická vrstva
IO	-	Integrovaný obvod
LDO	-	Low Dropout, stabilizátor s nízkým úbytkem napětí
LPF	-	Low Pass Filter, filtr typu dolní propust
MCU	-	Microcontroller unit, mikrokontrolér
PSK	-	Phase Shift Keying, modulace fázového klíčování
RISC	-	Reduced Instructions Set, redukovaná instrukční sada
ROM	-	Read Only Memory, paměť pouze pro čtení
SAW	-	Surface Acoustic Wave, povrchová akustická vlna
SFDR	-	Spurious Free Dynamic Range, poměr signálu k nejvyšší nežádoucí spektrální čáře
SINAD	-	Signal to Noise and Distortion, poměr užitečného signálu k šumu a zkreslení
SNR	-	Signal to Noise Ratio, poměr užitečného signálu k šumu
SPI	-	Serial Peripheral Interface, sériová sběrnice
SW	-	Software, program
THD	-	Total Harmonic Distortion, celkové harmonické zkreslení
VD	-	Vývojový diagram
V _{pp}	-	Voltage peak-peak, napětí špička-špička

Obsah

1. Úvod.....	8
2. Analýza oscilátorů různých typů.....	9
2.1. Colpittsův oscilátor.....	10
2.2. Hartleyův oscilátor.....	11
2.3. Oscilátor s Wienovým článkem.....	11
2.4. Generátory MAX038 a XR2206.....	12
3. Přímá digitální syntéza.....	14
3.1 Princip funkce DDS.....	14
3.2 Rekonstrukční filtr pro DDS.....	17
4. Návrh zapojení.....	19
4.1 Blokové schéma zapojení.....	19
4.2 Oscilátor.....	20
4.3 DDS – AD9834.....	20
4.3.1 Řízení AD9834.....	23
4.4 Návrh rekonstrukčního filtru.....	26
4.5 Regulace amplitudy.....	28
4.5.1. Analogová násobička AD835.....	30
4.6 Řídící mikrokontrolér.....	31
4.6.1 Mikrokontrolér MSP430F5529.....	32
4.7 Koncový zesilovač AD811.....	33
5. Schéma zapojení.....	34
5.1 Zapojení řídicího MCU.....	34
5.2 Zapojení AD9834.....	35
5.3 Tvarovač pro obdélníkový signál.....	36
5.4 Kompenzace offsetu signálů.....	38
5.5 Digitální regulace amplitudy.....	39
5.6 Předzesilovač + kompenzace offsetu AD835.....	40
5.7 Atenuátory.....	42
5.8 Tvarovač pro jehlové impulzy.....	44
6. Programová část.....	45
7. Ovládací panel + zdroj.....	49
7.1 Ovládací panel generátoru.....	49
7.2 Napájecí zdroj.....	50

8. Měření	52
8.1 Výsledky měření.....	52
9. Závěr.....	54
10. Seznam obrázků, grafů, tabulek a příloh	55
11. Seznam použité literatury a odkazů.....	57
12. Přílohy	58

1. Úvod

Mým úkolem v předmětu Diplomová práce (A0M32DIP) bylo navrhnout a zrealizovat funkční generátor na principu přímé digitální syntézy (Direct Digital Synthesis, dále jen DDS) s frekvenčním rozsahem 1 Hz až 10 MHz a očekávanými průběhy sinus, trojúhelník a obdélník. Dále modulace AM a FSK. Výstup má být nesymetrický s výstupní impedancí $50\ \Omega$ a maximálním výstupním napětí 10 V_{pp} .

V diplomové práci jsem zadání rozšířil o frekvenční rozmítání s lineární změnou frekvence, o „generátor“ jehlových impulzů (např. pro měření odrazů koaxiálních kabelů způsobených špatným zakončením), dále o emulaci sériové sběrnice SPI.

Důvodem, proč jsem si toto téma zvolil, byl chybějící generátor v mém domácím měřicím pracovišti, a protože jsem nabyl dostatečné vědomosti na FEL ČVUT v oblasti elektroniky, rozhodl jsem se generátor navrhnout a zkonstruovat, nehledě na ušetření značných nákladů za profesionální přístroj. Dalším důvodem byl osobní rozvoj a rozšíření znalostí a principů o moderní způsoby návrhu funkčních generátorů.

Generátory založené na DDS jsou v dnešní době pravděpodobně tím nejlepším, čeho lze dosáhnout přiměřeně obtížnou cestou, jelikož se dají přeladovat ve velkém rozsahu, prakticky od 1 Hz až do desítek (i stovek) MHz s vynikající stálostí kmitočtu, která je daná pouze krystalovým oscilátorem, výborným rozlišením (jednotky až desítky mHz !) a velkou spektrální čistotou. Více v kapitole věnující se podrobnému popisu činnosti DDS.

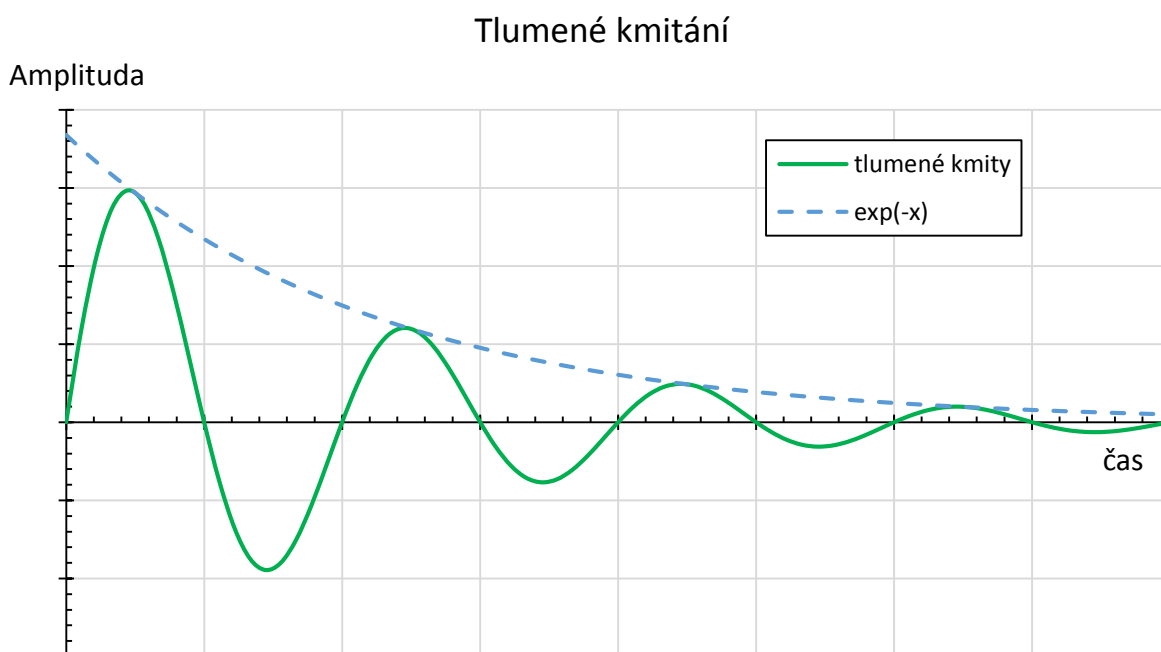
A protože v české literatuře jsou popsány pouze základní myšlenky, čerpal jsem informace převážně z internetu (povětšinou v anglickém jazyce), v diskuzních fórech (rovněž v AJ) a pravděpodobně nejvíce v katalogových listech a „whitepaperech“.

Také bych na tomto místě rád poděkoval svému kamarádovi Bc. Davidu Čadovi (student pátého ročníku univerzity VUT v Brně, obor Sdělovací technika), za cenné a podnětné rady, připomínky a úvod do programování jednočipů od americké firmy Texas Instruments, a to série MSP430. Zároveň mě tak trochu přivedl na téma této diplomové práce.

2. Analýza oscilátorů různých typů

V následujícím textu uvedu různé zapojení různých typů oscilátorů.

Pravděpodobně nejjednodušším oscilátorem je LC paralelní rezonanční obvod, který se připojí na stejnosměrný zdroj. Při připojení obvodu dochází k přechodovému ději a tlumenému kmitání (graf č. 1), dokud se nevyrovnají všechny obvodové veličiny (nabití kondenzátoru a nasycení cívky) a obvod nepřejde do ustáleného stavu.



Graf 1 – Tlumené kmity

Obecně pro každý oscilátor platí dvě podmínky, fázová a amplitudová.

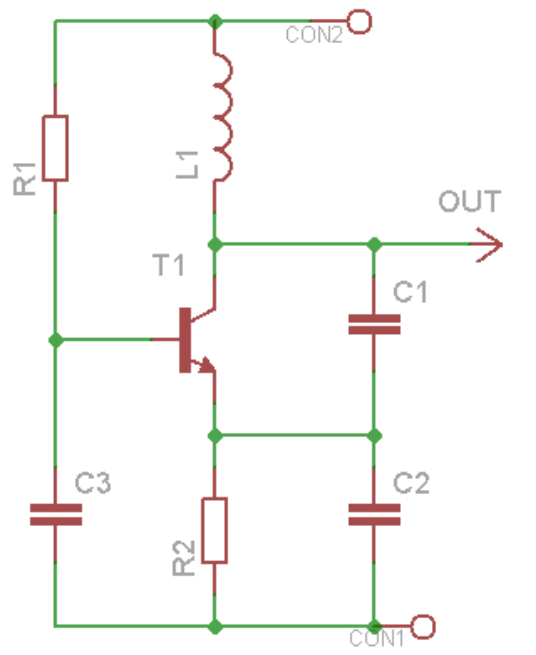
Fázová podmínka říká, že celkový fázový posun na pracovním kmitočtu oscilátoru musí být roven nule. Amplitudová podmínka je neméně důležitá – obvod oscilátoru (zesilovače) musí dorovnávat ztráty v rezonančním obvodu. Typickým zástupcem těchto oscilátorů je oscilátor s Wienovým článkem.

Proto byla vymyšlena zapojení, jako je Colpittsův oscilátor, Harleyův oscilátor, různé RC oscilátory (s T-články, Wienovým článkem apod.) a multivibrátory. Dále však také existují specializované obvody tvořící generátory, avšak povětšinou také využívající RC či LC prvky.

V následující podkapitole představím několik klasických zapojení harmonických oscilátorů i s krátkým popisem jejich činnosti, aby byl kontrast v porovnání s přímou digitální syntézou, tedy analogové vs. digitální řešení.

2.1. Colpittsův oscilátor

Jedná se o LC oscilátor v nejjednodušším případě s jedním tranzistorem. Tento oscilátor produkuje svou povahou téměř dokonalé harmonické kmity. Schéma zapojení je na obrázku č. 1.



Obr. 1 – Colpittsův oscilátor

Jedná se o tzv. třibodový oscilátor. V tomto zapojení pracuje tranzistor se společnou bází. Rezonanční obvod tvoří sériová kombinace C1 a C2 paralelně s cívkou L1 (stejnoseměrný zdroj připojený na CON2 a CON1 má pro střídavé signály nulovou impedanci). Rezonanční kmitočet je dán cívkou L1 a sériovou kombinací C1 a C2. Výsledná kapacita se pak použije v Thomsonově vztahu.

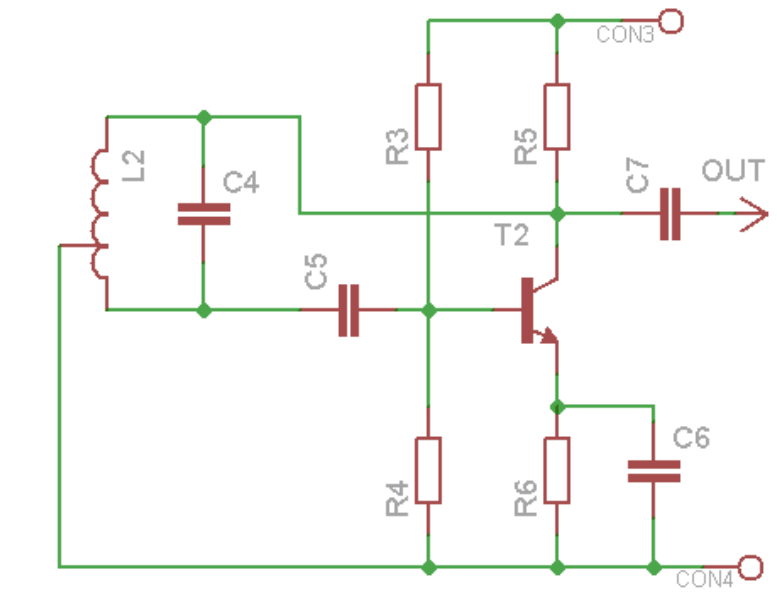
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} \right)}}$$

Nevýhoda tohoto zapojení spočívá v přeladování – je nutné dodržet poměr kondenzátorů C1 a C2.

2.2. Hartleyův oscilátor

Jedná se opět o LC oscilátor v tříbodovém zapojení. Tento obvod se vyznačuje induktivním děličem, přesněji odbočkou na cívce L2.

Ze zapojení na obrázku č. 2 je vidět, že se jedná o klasický zesilovač se společným emitorem, tedy zesilovač otáčející fázi o 180° .



Obr. 2 – Hartleyův oscilátor

Zpětná vazba z emitoru do báze v podobě L2 paralelně s C4 zajišťuje při správně nastavené a uzemněné odbočce z cívky fázový posun o dalších 180° , tedy kladnou zpětnou vazbu (která je většinou poznávacím prvkem oscilátorů obecně).

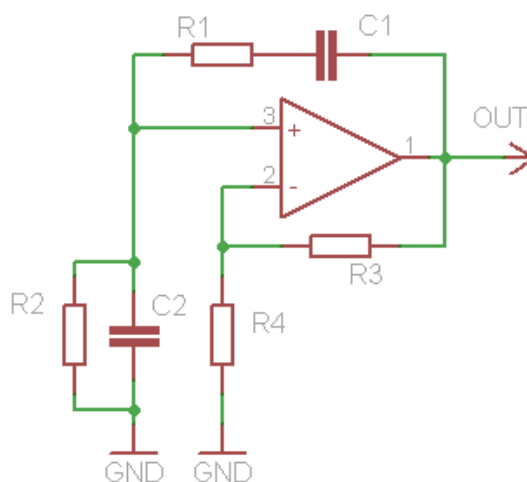
Rezistory R3 ÷ R6 slouží stejně jako u obyčejného zesilovače se společným emitorem ke stabilizaci pracovního bodu. C6 uzemňuje emitor pro střídavé signály, C5 a C7 jsou pouze vazební kapacity.

2.3. Oscilátor s Wienovým článkem

Obě předešlá zapojení poskytují při správném nastavení spektrálně čistý harmonický průběh, jejich přeladování je však značně nepraktické. Zapojení obsahující cívkky se v dnešní době používají méně, jelikož je stále problém vyrobit cívkky v tak dobré kvalitě jako kondenzátory.

Možnou alternativou k předešlým zapojením je oscilátor využívající Wienův článek. Po nepříliš jednoduchém odvození vychází přenos článku roven $\frac{1}{3}$, je tedy potřeba zesilovač zesilující 3×. Takové zapojení je vyobrazeno na obrázku č. 3. V tomto zapojení je pro demonstrativní jednoduchost použit obyčejný operační zesilovač.

Wienův článek tvoří součástky R1, C1, R2 a C2, přičemž platí, že R1=R2 a C1=C2. Zesílení operačního zesilovače je dáno poměrem rezistorů R3 a R4. A protože je potřeba zesílení A=3, musí být hodnota rezistoru $R3 = \frac{1}{2} \cdot R4$ (neinvertující zesílení je dáno vztahem $A_+ = 1 + \frac{R3}{R4}$). Výhodou oproti předcházejícím zapojením oscilátorů typu LC je jednodušší přeladitelnost obvodu v určitém rozsahu, která se provádí zpravidla dvojitým potenciometrem nahrazujícím rezistory R1 a R2. Přeladitelnost ve větším rozsahu (100 Hz ÷ 100 kHz) se obvykle řeší přepínáním několika kondenzátorů C1 a C2. Nevýhodou tohoto zapojení je však kmitočtové omezení – zapojení málokdy překračuje frekvenci 1 MHz. Obvod dokáže generovat i vyšší kmitočty, avšak výstupní průběh už není zcela harmonický.



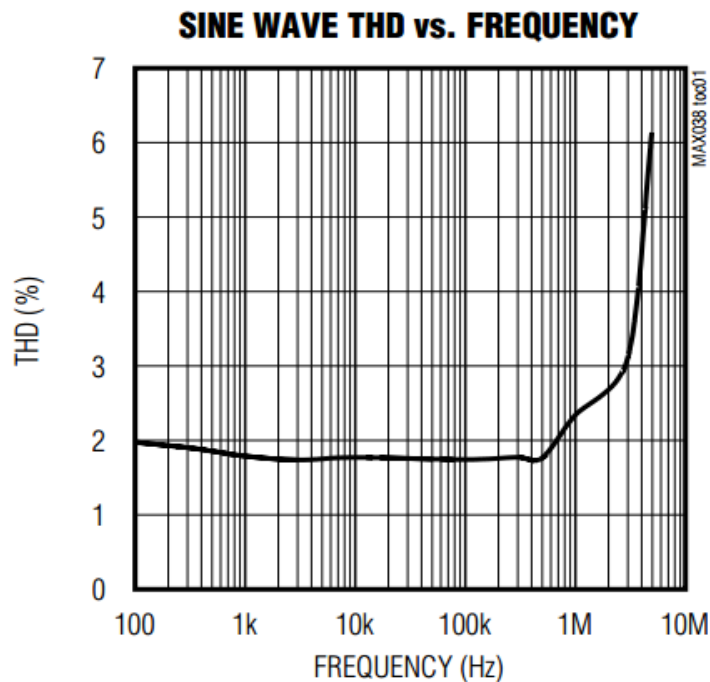
Obr. 3 – Oscilátor s Wienovým článkem

Jelikož je teoretický přenos Wienova článku $\frac{1}{3}$, avšak za použití reálných součástek je přenos trochu jiný (menší, z důvodu parazitních vlastností součástek), často se zapojení doplňuje o stabilizaci amplitudy, výhodně se dá použít žárovka na místo rezistoru R4.

2.4. Generátory MAX038 a XR2206

MAX038 od firmy Maxim Integrated, který se už bohužel nevyrábí a obvod XR2206 od firmy EXAR, jsou jakousi podskupinou RC oscilátorů. Oba obvody jsou schopny generovat

harmonický průběh, dále pak trojúhelníkový a obdélníkový v závislosti na kombinaci log. 1 a log. 0 na dvou vstupech. Harmonický průběh je však tvarován z trojúhelníkového pomocí diodové matice. Proto je vidět na maximu a minimu harmonického průběhu malá ostrá špička (pozůstatek z trojúhelníkového průběhu). V katalogovém listu obvodu MAX038 je uvedeno THD (celkové harmonické zkreslení) 2 % (ve frekvenčním pásmu do 500 kHz), které sice není z dnešního hlediska malé, ale pro spoustu aplikací jistě vyhoví. Nad tímto kmitočtem však THD rapidně vzrůstá a o sinu už nemůže být řeč. Pro lepší představu o průběhu zkreslení přikládám obrázek 4.



Obr. 4 – THD vs. frekvence obvodu MAX038

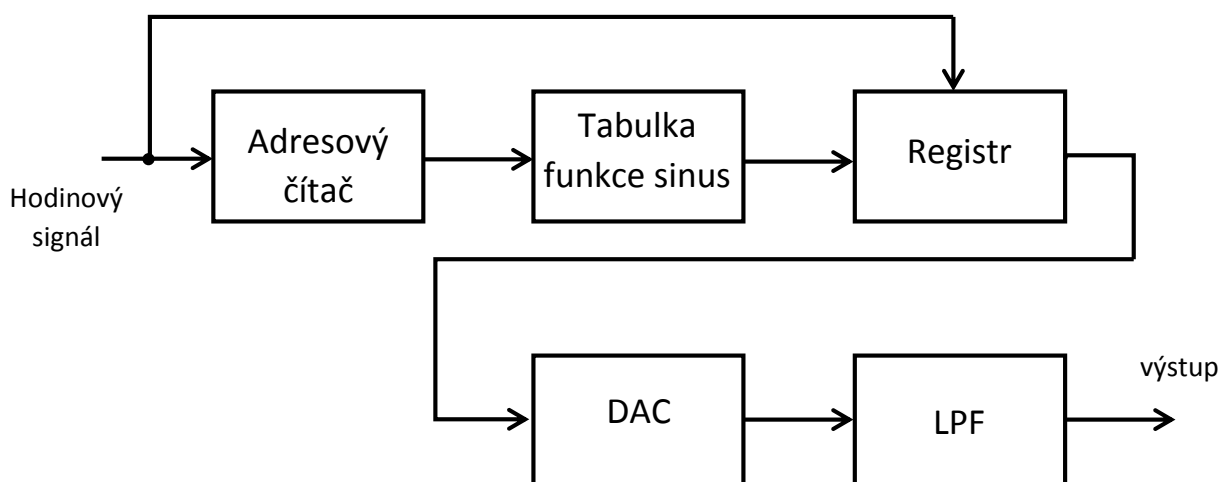
Pro změnu frekvence se v malých mezích využívá jeden vstup tohoto obvodu, pro větší přeladění je potřeba jako v předešlém případě změnit hodnotu kondenzátoru. Obvod MAX038 je schopen generovat kmitočty až 20 MHz, avšak jednotlivé průběhy už moc nepřipomínají očekávané funkce, XR2206 maximálně 1 MHz.

3. Přímá digitální syntéza

Z anglického Direct Digital Synthesis (DDS), je metoda generování prakticky libovolného průběhu. Základní myšlenka je vyčítání hodnot z tabulky uložené ve vnitřní paměti ROM, a poté tyto hodnoty pomocí D/A převodníku převést na analogový signál. A protože tato metoda je základem mé diplomové práce, popíšu ji podrobněji.

3.1 Princip funkce DDS

Na následujícím obrázku je principiální blokové schéma přímé digitální syntézy.

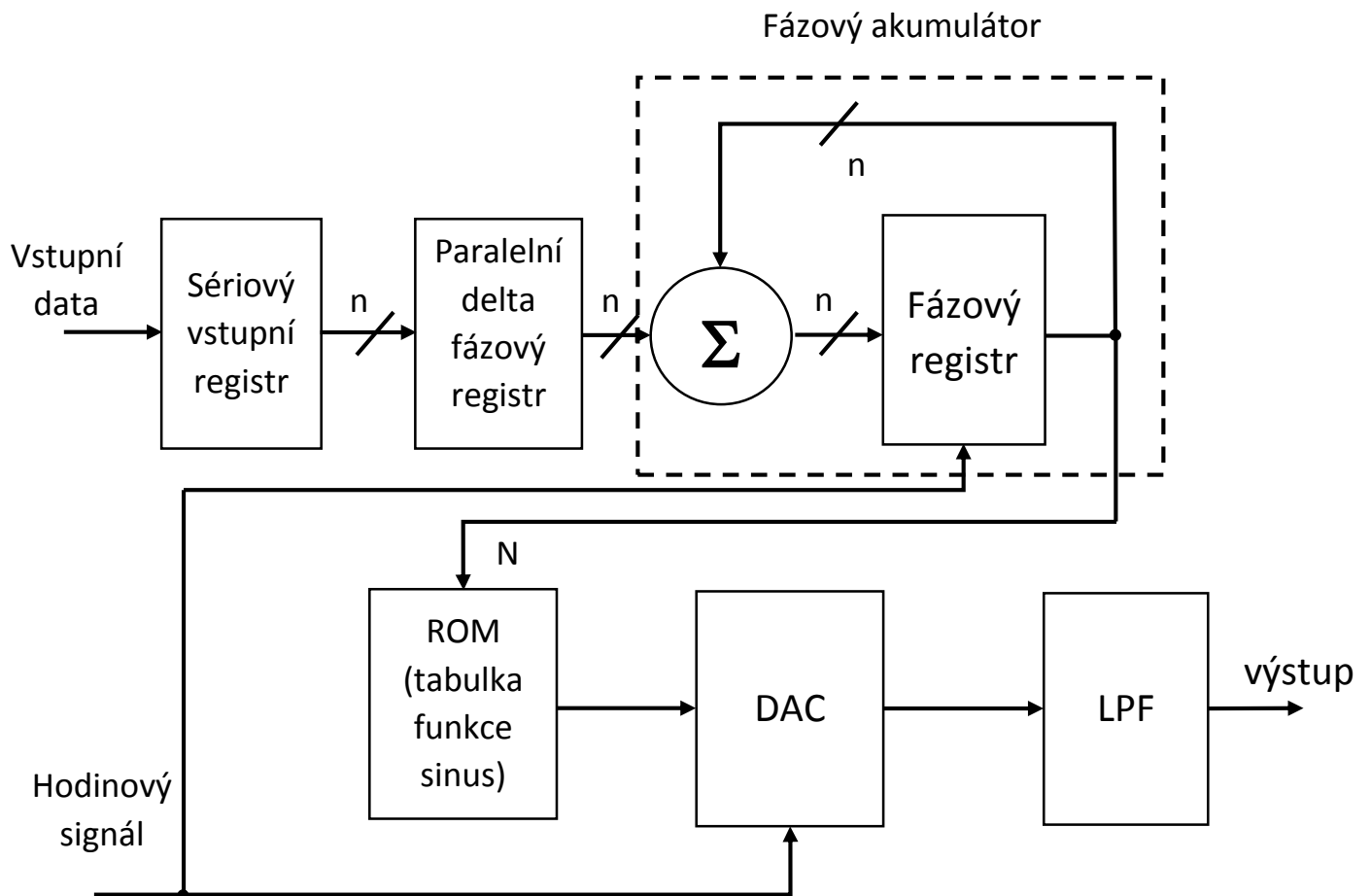


Obr. 5 – Základní schéma DDS [3]

Takovéto základní zjednodušené schéma má velkou nevýhodu – pro změnu výstupní frekvence (přeladění) je potřeba změnit frekvenci vstupního hodinového signálu nebo změnit data v tabulce obsahující příslušné hodnoty požadované funkce. Tato cesta je velmi nevýhodná, přesto je možné pro lepší přeladění použít obvod fázového závěsu s použitím numericky ovládaného oscilátoru a měnit tedy vstupní frekvenci hodinového signálu. Avšak výše uvedené zapojení se příliš nepoužívá, bylo tedy třeba zapojení vylepšit. Vylepšené zapojení, které je uvedeno na obrázku č. 6, podrobněji popíšu.

Zapojení pro změnu kmitočtu využívá vstupní datové slovo (digitální číslo) M , ze kterého lze určit výstupní frekvence funkčního signálu, ale o tom až dále. Hlavním blokem zapojení je fázový akumulátor, který je aktualizován s každou náběžnou hranou hodinového signálu. Pokaždé, když je akumulátor aktualizován, digitální číslo M , uložené ve fázovém registru Δ , se přidá do fázového registru v akumulátoru. Ve fázovém akumulátoru je uloženo číslo

o určitém počtu bitů n . Výchozí hodnota jsou samé nuly 0...000. Při každém taktu hodinového signálu je hodnota inkrementována, tedy 0...001, 0...002 atd. V případě, že je akumulátor 28 bitový, je potřeba 2^{28} hodinových taktů, tedy 268435456 taktů, než se akumulátor vrátí na výchozí hodnotu 0...000.



Obr. 6 – Flexibilní schéma DDS [3]

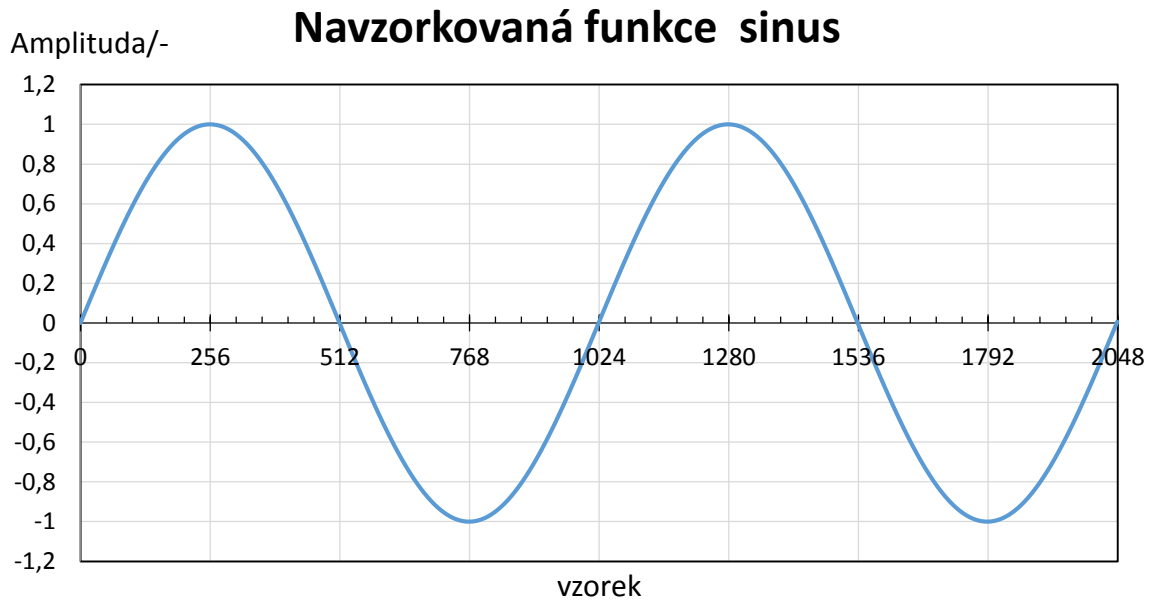
Číslo M ovlivňuje frekvenci výsledného signálu. M nabývá diskrétních hodnot 1,2,3 atd. Prakticky ukazuje, na jaké hodnoty fáze ukazuje v paměti ROM. Při $M = 1$ tedy postupně ukáže na všechny hodnoty v tabulce, při $M = 2$ pouze na každou druhou, při $M = 3$ na každou třetí apod. Vždy ale musí být dodržen Nyquistův teorém, tj. minimálně 2 vzorky na periodu.

Redukované výstupní slovo z fázového registru je pak přivedeno do paměti ROM (tabulky příslušné funkce, v tomto případě sinus) a ukazuje na příslušnou hodnotu fáze dané funkce. (V tabulce se nachází v každém paměťovém místě číslo, které odpovídá amplitudě v dané fázi, tj. od 0° do 360° .) Dělení tabulky může být různé, s více či méně jemným krokem, většinou však nabývá hodnot 2^n .

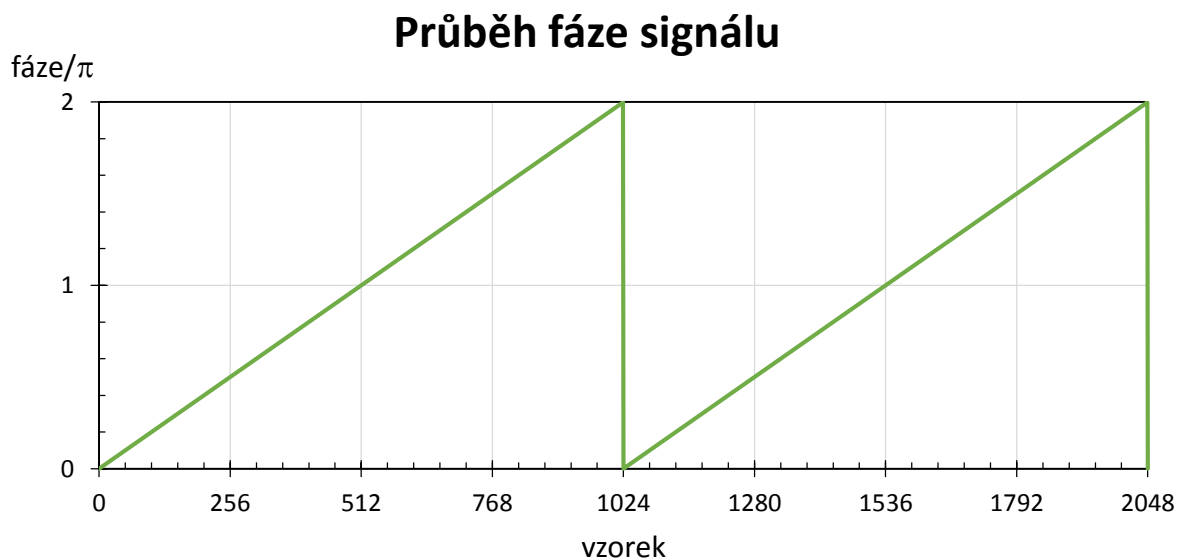
Výstupní kmitočet je dán vztahem

$$f_0 = \frac{M \cdot f_c}{2^n}$$

kde f_c je kmitočet hodinového signálu a f_0 je výstupní frekvence. Ještě je potřeba dodat, že fáze signálu se mění lineárně, na rozdíl od amplitudy (v případě funkce sinus). Pro lepší pochopení uvádím grafy č. 2 a 3.



Graf 2 – Vzorkovaný sinus



Graf 3 – Průběh fáze funkce sinus

Z grafů je patrné, že vzorkování je v tomto případě *10 bitové* (2^{10}), tedy 1024 různých hodnot, 0...1023.

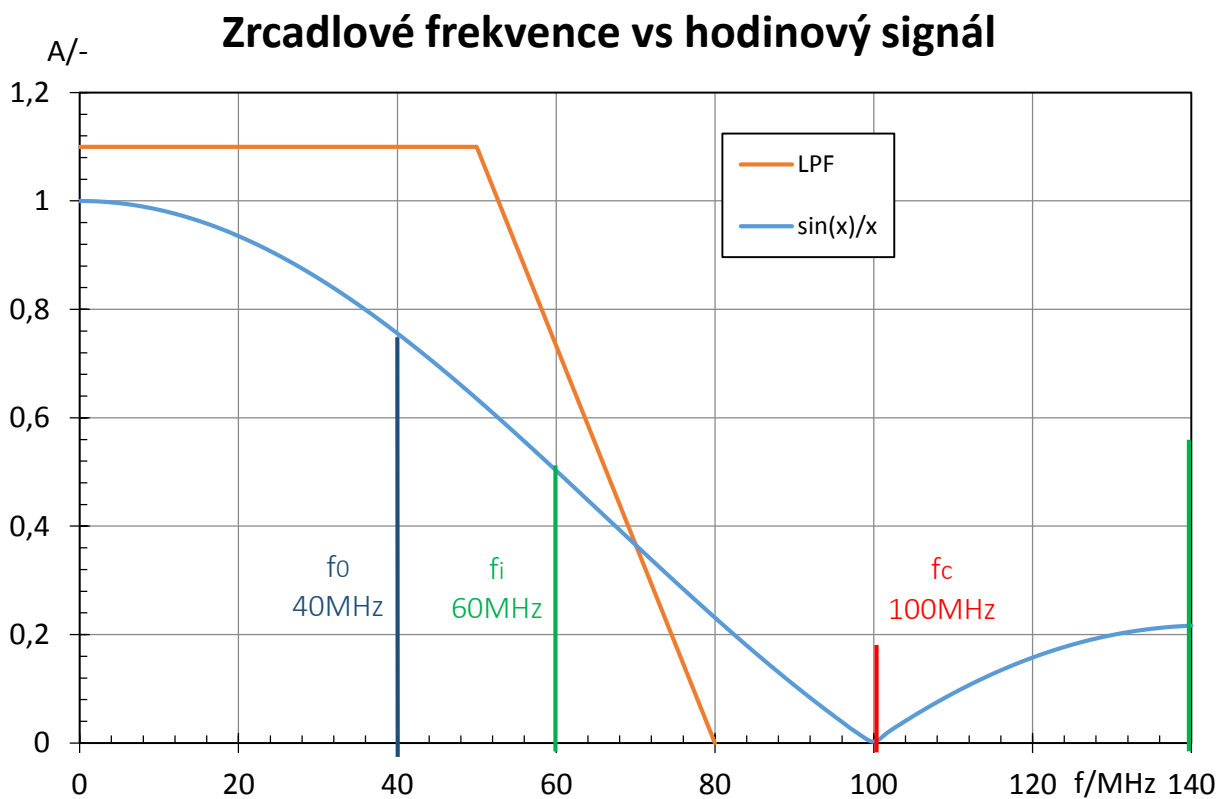
3.2 Rekonstrukční filtr pro DDS

Za digitálně analogovým převodníkem je zařazen další člen, a tím je rekonstrukční filtr typu dolní propust. Filtr zde je opravdu důležitý – potlačuje pronikající hodinový signál z D/A převodníku, vyhlazuje analogový signál a dále potlačuje zrcadlové kmitočty.

Protože výstup z D/A převodníku není spojitý, ale „zubatý“, tvořený z obdélníků, objevuje se tedy na výstupu vzorkovací funkce, jejíž amplituda je

$$A(f_0) = \frac{\sin(x)}{x} = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot f_0}{f_c}\right)}{\left(\frac{\pi \cdot f_0}{f_c}\right)}$$

přičemž nulové body této funkce jsou přesně na frekvenci hodinového signálu (a jeho násobcích). O frekvenci hodinového signálu f_c se zrcadí požadovaný výstupní kmitočet f_0 na kmitočty $f_i = f_c \pm f_0$, f_i jsou zrcadlové kmitočty (angl. mirror nebo image frequency).



Graf 4 – zrcadlové frekvence

Rekonstrukční filtr (dolní propust) je tedy potřeba naladit na maximální mezní kmitočet $\frac{f_c}{2}$ (Nyquistova podmínka), ideálně však na frekvenci ještě nižší. Avšak výše uvedené kmitočty nejsou jediné možné, co se na výstupu mohou objevit. Na výstupu se objevují různé součtové a rozdílové frekvence, ty pak generují další a další (tak jako generace vyšších, součtových a rozdílových frekvencí v nelineární optice; amplituda samozřejmě s každou další generací harmonické výrazně klesá). Nejčistší harmonický průběh však leží na podílu hodinové frekvence vydělené celočíselným dělitelem, při hodinovém taktu $f_c = 100 \text{ MHz}$ jsou to kmitočty např. $10 \text{ MHz} \left(\frac{f_c}{10}\right)$, $20 \text{ MHz} \left(\frac{f_c}{5}\right)$, $25 \text{ MHz} \left(\frac{f_c}{4}\right)$ atd.

Výše uvedené ale platí jen pro čistě harmonický průběh (jedna spektrální čára na požadované frekvenci), při požadavku na trojúhelníkový průběh naladění rekonstrukčního filtru na Nyquistovskou frekvenci není možné, jelikož trojúhelníkový signál má ideálně nekonečný rozvoj, reálně několik vyšších harmonických.

Budeme-li uvažovat $f_c = 100 \text{ MHz}$, $f_0 = 30 \text{ MHz}$ a mezní kmitočet filtru $f_m = 50 \text{ MHz}$, na výstupu se objeví pouze zkreslený sinus, jelikož už druhá harmonická bude částečně (podle strmosti filtru) potlačena filtrem, další harmonické ještě více.

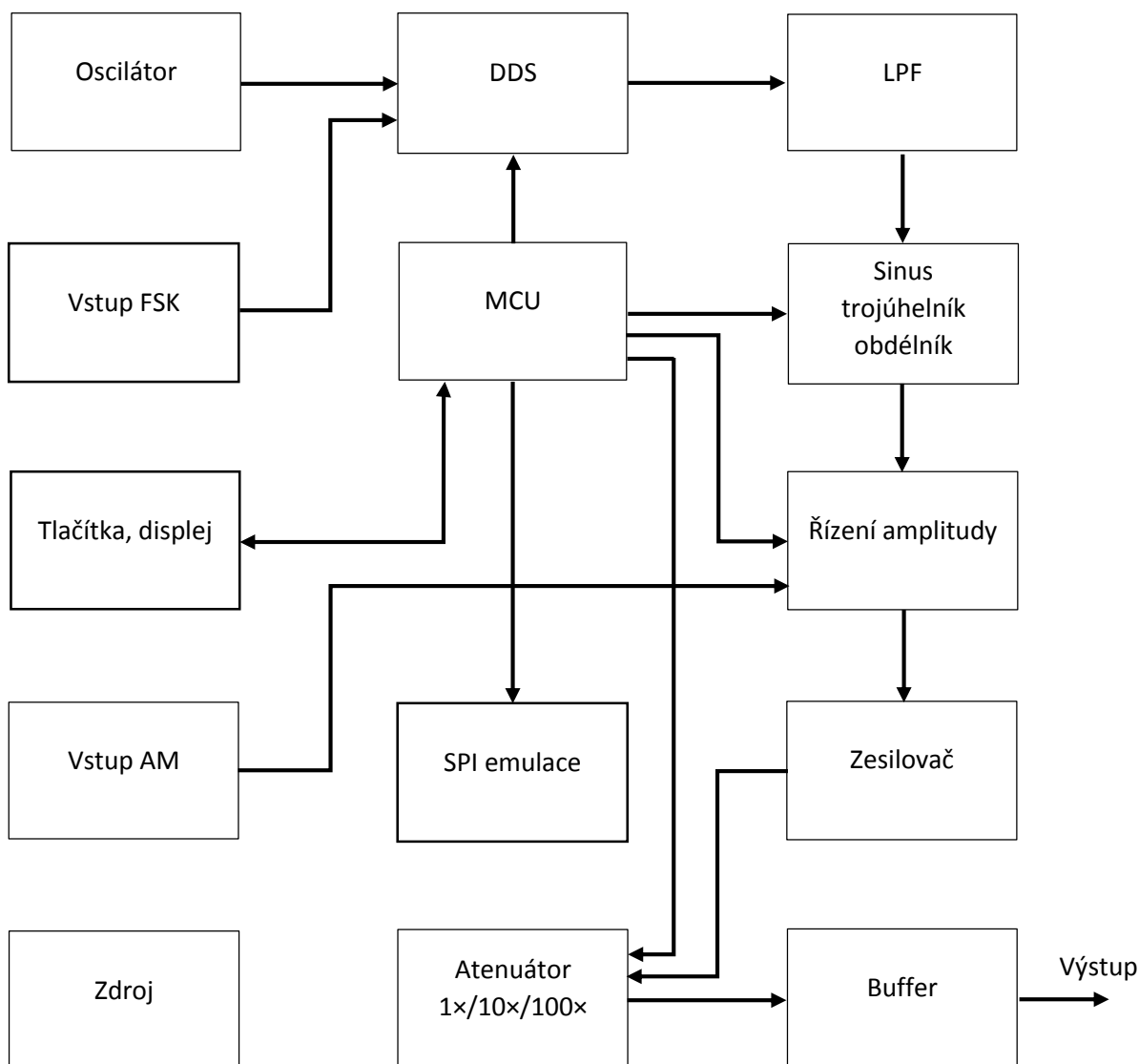
Pro rekonstrukční filtr se používají výhradně LC prvky (pokud má být generátor přeladován, jinak je možné použít krystaly či SAW filtry). Problém může nastat u méně kvalitních cívek, mohou se totiž dostávat do rezonance, a tudíž místo rekonstrukčního filtru vzniká rezonanční obvod, což je rozhodně nežádoucí. Mohou mít různou aproximaci (průběh přenosové charakteristiky), požadavek je kladen na co nejmenší zvlnění v propustné části a v nepropustné by měl klesat co nejstrměji. Z toho důvodu se využívají různé aproximace filtru, více v kapitole věnující se návrhu rekonstrukčního filtru.

4. Návrh zapojení

Tato kapitola bude věnována hlavní části diplomové práce, a to návrhu zapojení generátoru na principu přímé digitální syntézy. V podkapitolách zde budou popsány nejdůležitější použité prvky, tedy hlavní elektronické součástky, jež jsem v zapojení použil, rovněž zde ale popíšu návrh rekonstrukčního filtru.

4.1 Blokové schéma zapojení

Na obrázku 7 je zjednodušené blokové schéma zapojení, které obsahuje nejdůležitější prvky generátoru.



Obr. 7 – Blokové schéma generátoru

4.2 Oscilátor

Tento blok rozhoduje o výsledné stabilitě kmitočtu; čím přesnější oscilátor s menším rozptylem kmitočtu, tím samozřejmě lepší. Rozptyl kmitočtu se udává v *ppm*, z anglického „part per million“, tedy maximální počet nežádoucích (chybových) kmitů na jeden milion „užitečných“ kmitů. Když bude mít tedy oscilátor frekvenci $10\text{ MHz} \pm 20\text{ ppm}$, znamená to maximální možnou odchylku kmitočtu $\pm 200\text{ Hz}$.

Mnou použitý oscilátor v sobě využívá křemenný krystal, který dosahuje velmi dobrých vlastností za relativně malou cenu. Ideální by bylo použít rubidiový nebo cesiový normál, jejich cena ale několikrát převyšuje komerčně prodávané generátory (!), navíc zde nejde o absolutní stálost kmitočtu na jednotky *mHz*. Avšak, když je oscilátor v místnosti (malá cirkulace vzduchu) při pokojové teplotě, tedy bez vnějších vlivů a skokových změn teplot, jeho frekvence je velmi stabilní a zcela postačuje jako zdroj hodinového signálu pro DDS.

Prodávají se ale také krystaly (a krystalové oscilátory), které jsou velmi levné, ovšem ne vždy se rozkmitají. Tyto krystaly jsou nekvalitní, špatně nakontaktované, případně obsahují křemen, který je špatně rozřezán nebo obsahuje nečistoty. Šetření každé koruny na krystalu, popřípadě oscilátoru, tedy rozhodně není na místě!

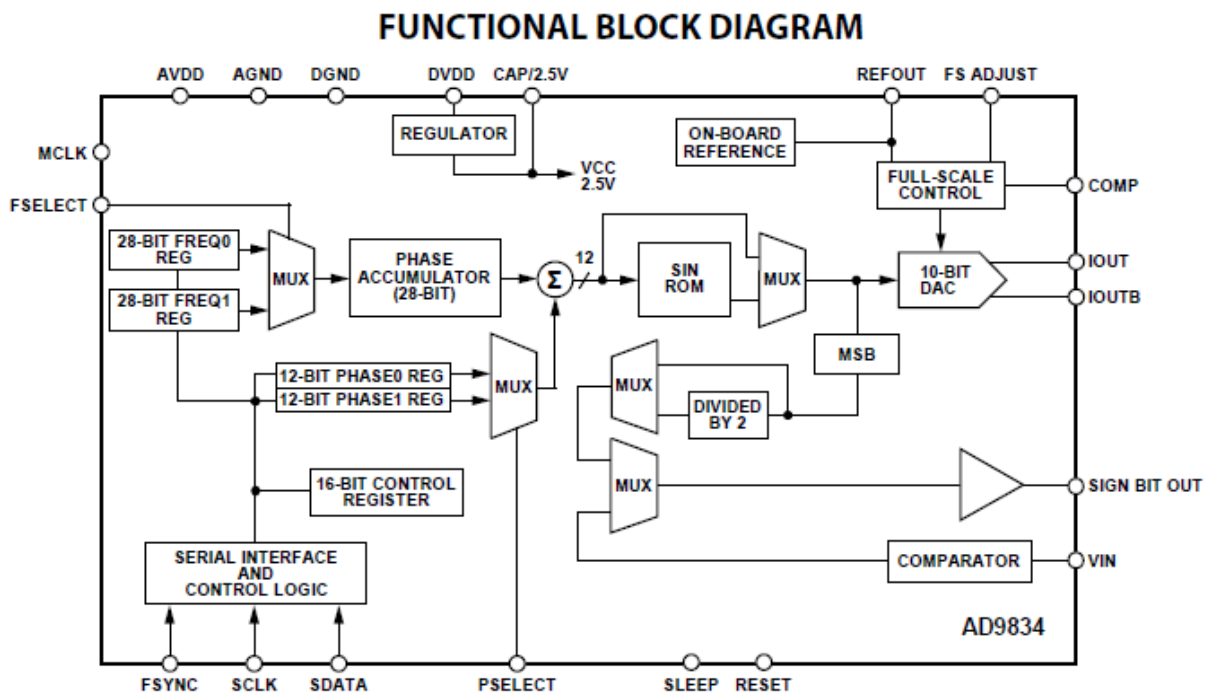
4.3 DDS – AD9834

Jako digitální syntetizér jsem vybral integrovaný obvod od firmy Analog Devices Inc., a to konkrétně obvod AD9834. Jedná se o programovatelný digitální generátor, vyžadující ke své činnosti minimum okolních součástek (pouze pár kondenzátorů a zdroj hodinového signálu), ovládaný pomocí digitálního řízení po sběrnici SPI a s výstupními funkcemi sinus/trojúhelník/obdélník (podle kontrolního slova). Maximální kmitočet hodinového signálu MCLK je $f_c = 75\text{ MHz}$, maximální generovaný kmitočet je $f_0 = \frac{f_c}{2} = \frac{75\text{ MHz}}{2} = 37,5\text{ MHz}$ (Nyquistova podmínka) a jeho nastavení je provedeno pomocí *28-bitového* registru (což odpovídá rozlišení $0,27\text{ Hz} @ f_c = 75\text{ MHz}$).

Obvod obsahuje *10-bitový* D/A převodník a je schopen generovat až 75 MSPS (z anglického Mega Samples per Second, vzorků za vteřinu, což odpovídá maximální hodnotě hodinového kmitočtu).

Dobrou vlastností tohoto obvodu je nízké napájecí napětí ($2,3 \div 5,5\text{ V}$) a tudíž i malá spotřeba (maximálně 20 mW), také nepožaduje symetrické napájení; jeho výstupní funkce (sinus atd.)

má jistý ofset, který není problém odstranit. Na následujícím obrázku uvádím jeho vnitřní blokové schéma (převzato z katalogového listu [5]).



Obr.8 – Blokové schéma AD9834

Jak je z obrázku patrné, vnitřní struktura je velmi podobná blokovému schématu *flexibilní DDS* z kapitoly 3.1 (obr. 6). Obvod navíc obsahuje dva frekvenční registry, což je vhodné pro rychlé přepínání výstupního kmitočtu (a tvaru signálu), případně modulaci FSK, rovněž dva fázové kmitočty, které jsou vhodné např. pro PSK modulaci (ale při velké snaze i pro generování prakticky libovolného průběhu, ovšem je tu omezení rychlosti přenosu řídicích dat + času zpracování, tedy limitovaná výstupní frekvence).

Dále obvod obsahuje interní napěťový regulátor, tabulku s funkcí sinus (v obrázku SIN ROM) a tvarovací obvod pro obdélníkový průběh.

Obvod se vyrábí v jediném pouzdře, a to typu TSSOP20, pro úplnost jsou v následující tabulce uvedeny všechny piny a vysvětlení jejich „činnosti“.

Číslo pinu	Název pinu	Funkce
1	FS ADJUST	Rezistor připojený mezi tento pin a analogovou zem (AGND) určuje výstupní proud
2	REF OUT	Výstupní referenční napětí 1,20 V z interního regulátoru
3	COMP	Tento pin slouží k odstranění offsetu vnitřního DAC
4	AVDD	Napájecí napětí pro analogovou část obvodu
5	DVDD	Napájecí napětí pro digitální část obvodu
6	CAP/2,5V	Napětí z interního regulátoru 2,5 V
7	DGND	Zem pro digitální část obvodu
8	MCLK	Vstup pro hodinový signál, max. 75 MHz
9	FSELECT	Výběr frekvenčního registru FREQ0/FREQ1
10	PSELECT	Výběr fázového registru PHASE0/PHASE1
11	RESET	Při log. 0 vynuluje všechny interní registry, při log. 1 normální funkce obvodu
12	SLEEP	Při log. 0 normální funkce obvodu, při log. 1 vypne interní D/A převodník, stejná funkce jako bit SLEEP12 v kontrolním registru CONTROL REG
13	SDATA	Vstupní data po sériové sběrnici SPI
14	SCLK	Vstup pro bitové hodiny pro sběrnici SPI
15	FSYNC	Vstup – Enable signál pro SPI, aktivní v log. 0
16	SIGN BIT	Logický výstup z komparátoru, nevyužito
17	VIN	Vstup komparátoru, nastavuje střihu obdélníkové průběhu
18	AGND	Zem obvodu pro analogovou část
19, 20	IOUT, IOUTB	Proudové výstupy o vysoké impedanci, mezi IOUT a AGND by měl být připojen rezistor 200 Ω, IOUTB by měl být rovněž připojen přes rezistor 200 Ω na AGND, ale může být i zkratován

Tab. 1 – Vývody AD9834

Původně jsem při vývoji zapojení použil syntetizér AD9833 (maximální hodinová frekvence $f_c = 25 \text{ MHz}$, rozlišení 10 bitů , možné průběhy sinus/trojúhelník/obdélník, pouzdro MSOP10), jelikož podle Nyquistovy podmínky měl být obvod schopen generovat sinusový signál podle mého zadání 10 MHz (max. $12,5 \text{ MHz}$). Avšak výstupní signál za rekonstrukčním LC filtrem 5. řádu na této frekvenci sinus ani vzdáleně nepřipomínal, nehledě na jitter v jednotkách nanosekund (signál se začínal výrazněji zkreslovat od 6 MHz). Dva vzorky na periodu absolutně nestačí, má-li být dosaženo co možná nejmenšího zkreslení.

Po této zkušenosti jsem byl nucen zvolit obvod, jehož hodinový signál je několikrát (více jak $4\times$) vyšší, než je požadovaný výstupní signál. To znamená, že výstupní funkce je složena z více vzorků, tudíž zkreslení klesá.

4.3.1 Řízení AD9834

Veškeré nastavení obvodu probíhá po již zmíněné sériové sběrnici SPI. Podle standardu je maximální datový tok 10 Mbit/s , tento IO je však schopen přijímat data rychleji, a to až 40 Mbit/s ! Tato vlastnost se velmi hodí pro frekvenční klíčování popřípadě frekvenční rozmítání. AD9834 obsahuje několik konfiguračních registrů (tabulka 2), které podrobněji popíší.

Název registru	Počet bitů	Funkce
CONTROL REG	16	Nastavení požadovaného průběhu, konfigurace obvodu
FREQ0	28	Frekvenční registr 0
FREQ1	28	Frekvenční registr 1
PHASE0	12	Fázový registr 0
PHASE1	12	Fázový registr 1

Tab. 2 – Registry AD9834

Nejzajímavější je kontrolní registr CONTROL REG, jež nastaví obvod do požadované konfigurace, proto ho popíšu podrobněji.

Číslo bitu	Název	Funkce bitu
15	-	Tento bit musí být 0
14	-	Tento bit musí být 0
13	B28	Určuje, zda je použito kompletní 28 bitové slovo (B28=1), nebo zda je slovo rozděleno na dva 14 bitové registry (B28=0)
12	HLB	Významný pouze pokud B28=0, určuje zápis do LSB nebo MSB 28-bitového registru
11	FSELECT	Definuje, zda je do fázového akumulátoru zapsaný FREQ0 nebo FREQ1 registr
10	PSELECT	Definuje, zda je do fázového akumulátoru zapsaný PHASE0 nebo PHASE1 registr
9	PIN/SW	Určuje, zda je pro přepínání frekvenčních a fázových registrů ovládáno hardwarově nebo softwarově
8	RESET	Při RESET=1 vynuluje všechny vnitřní registry, RESET=0 normální činnost obvodu
7	SLEEP1	Když SLEEP1=1, interní MCLK je vypnutý a DAC udržuje na výstupu poslední známou hodnotu, SLEEP1=0 normální činnost obvodu
6	SLEEP12	Když SLEEP12=1, vypne napájení D/A převodníku, na výstupu jsou digitální data, SLEEP12=0 normální činnost obvodu
5	OPBITEN	Určuje, zdali je výstup na pinu SIGN BIT, tento bit by měl být 0 pokud se výstup nepoužívá (přepne pin do stavu vysoké impedance)
4	SIGN/PIB	Určuje, co je na výstupu pinu SIGN BIT
3	DIV2	Spjat s bitem SIGN PIB, pro požadovaný analogový výstup nezáleží na jeho hodnotě
2	-	Tento bit musí být 0
1	MODE	Spjat s bitem OPBITEN, při MODE=0 je na výstupu sinus, při MODE=1 trojúhelník
0	-	Tento bit musí být vždy 0

Tab. 3 – Kontrolní registr AD9834

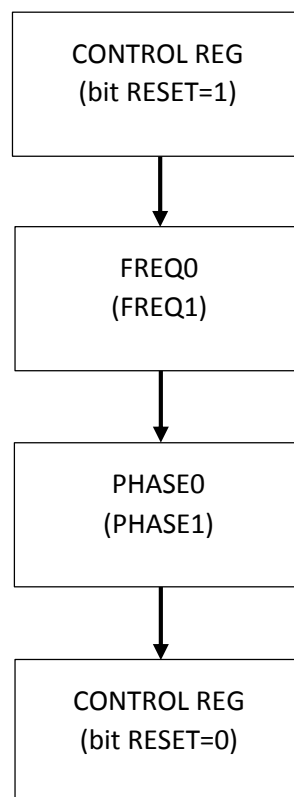
Je ještě třeba poznamenat, že zápis do frekvenčního registru není přímo výstupní frekvence. Požadovaná frekvence musí být pronásobena koeficientem, který se liší v závislosti na použitém oscilátoru (na jeho kmitočtu).

Hodnota, kterou je potřeba odeslat do frekvenčního registru $FREQ0$ (popř. $FREQ1$) pro požadovaný výstupní kmitočet $f_0 = 1 \text{ kHz}$ za předpokladu použití oscilátoru o kmitočtu $f_c = 75 \text{ MHz}$, má tvar

$$FREQ0 = k \cdot f_0 = \frac{f_0 \cdot 2^{28}}{f_c} = \frac{1 \text{ kHz} \cdot 2^{28}}{75 \text{ MHz}} = 3579 = 00001101\ 11111011_B = DFB_H$$

Je tedy zřejmé, že koeficient, kterým je nutno vynásobit požadovanou výstupní frekvenci, má hodnotu $k = 3,579$. S touto hodnotou je třeba trochu experimentovat, jelikož oscilátor s velkou pravděpodobností nemá frekvenci přesně 75 MHz , viz kapitola 4.2.

Pro správnou funkci AD9834 je výrobcem určena inicializační sekvence, v jaké musí být řídicí data odeslána (alespoň napoprvé, po přivedení napájecího napětí).



Obr. 9 – Inicializační sekvence AD9834

4.4 Návrh rekonstrukčního filtru

Od filtru jsem požadoval co nejmenší zvlnění v propustném pásmu a co největší strmost v pásmu nepropustném. Proto jsem zvolil LC filtr typu T s Butterworthovou aproximací (ideálně nulové zvlnění). Filtr obsahuje 5 prvků, jedná se tedy o filtr pátého řádu. Strmost filtru v nepropustném pásmu je 100 dB/dek . Tento řád filtru je jakýsi kompromis – nižší řád nepotlačuje frekvence s takovou strmostí (1. řád – 20 dB/dek , 2. řád – 40 dB/dek , atd.), u vyšších řádů než 5. je zase problém s vlastní rezonancí a se složením správných hodnot součástek, a to především cívek, jelikož ty jsou nejvíce problémové a mají řadu nepříznivých vlastností. (Mezi tyto vlastnosti patří poměrně velký sériový odpor. To je řešitelné použitím tlustšího vodiče, avšak rapidně vzrůstají fyzické rozměry. Dále pak použitím jádra – nejlepší by bylo vzduchové, avšak bylo by potřeba mnohem více závitů, čímž roste sériový odpor, proto se používají různé feritové materiály. Dalším nepříznivým parametrem je vlastní rezonance cívky, a to kvůli mezizávitovým kapacitám.)

Nastává však problém s dosažením požadované hodnoty cívek (a kondenzátorů) – téměř nikdy neleží požadovaná hodnota v řadě, je tedy potřeba řadit cívky sériově (někdy i více než dvě v případě vyššího řádu než 5), kondenzátory paralelně (zde je to výhoda, ekvivalentní sériový odpor ESR kondenzátorů přechází v prostou paralelní kombinaci odporů).

Mezní kmitočet filtru jsem zvolil $21,5 \text{ MHz}$.

Pro výpočet hodnot součástek (nejen pro Butterworthovu aproximaci) existují tabulky s normovanými koeficienty a přepočítávací vzorce. V tabulce 4 uvádím tyto koeficienty pro různé řády filtru.

Řád filtru	C1	L2	C3	L4	C5	L6
1	2,0000					
2	1,41421	1,41421				
3	1,00000	2,00000	1,00000			
4	0,76537	1,84776	1,84776	0,76537		
5	0,61803	1,61803	2,00000	1,61803	0,61803	
6	0,51764	1,41421	1,93185	1,93185	1,41421	0,51764
	L1	C2	L3	C4	L5	C6

Tab. 4 – Normované koeficienty filtru

Z tabulky je patrné, že se jedná o symetrické filtry, první a poslední prvek mají stejný koeficient, druhý a předposlední taktéž atd. Zároveň tyto koeficienty platí jak pro filtry typu T, tak pro filtry typu Π (zda je první člen filtru cívka – T, nebo kondenzátor – Π).

Aby filtr správně fungoval, musí být přizpůsoben na správnou vstupní, ale i zatěžovací impedanci Z . Tuto impedanci jsem zvolil podle zatěžovacího rezistoru AD9834, a to 220Ω .

Přepočítávající vzorce jsou jednoduché na odvození (vychází se z kapacitní a induktivní reaktance, tedy $XC = \frac{1}{j\omega C}$ v případně kondenzátoru, resp. $XL = j\omega L$ pro cívku).

Výsledné vztahy zahrnující zatěžovací impedanci mají tvar

$$C = \frac{C_N}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_L}$$

respektive

$$L = \frac{L_N \cdot Z_L}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

kde C_N , L_N jsou normované koeficienty (viz tabulka 4), Z_L je zatěžovací impedance a f mezní frekvence filtru.

Pro příklad uvádím výpočet prvních tří součástek (filtr je symetrický, takže $L_1 = L_5$, $C_2 = C_4$; mezní frekvence $21,5 \text{ MHz}$)

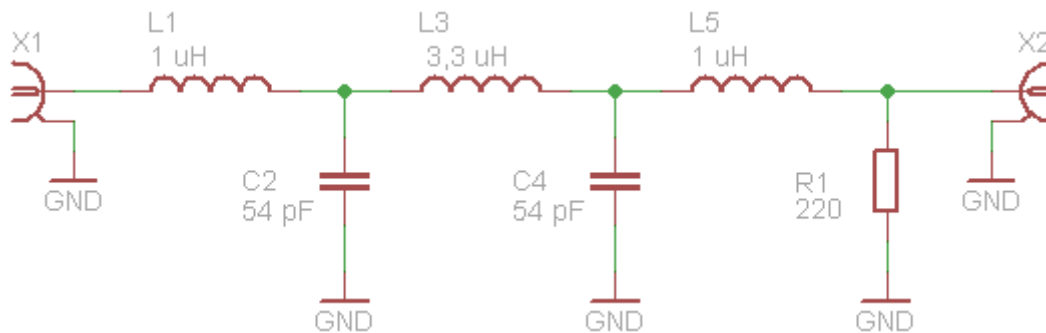
$$L_1 = \frac{L_{N1} \cdot Z_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{0,61803 \cdot 200}{2 \cdot 3,14159 \cdot 21,5 \cdot 10^6} = 1,006 \mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{C_{N2}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_L} = \frac{1,61803}{2 \cdot 3,14159 \cdot 21,5 \cdot 10^6 \cdot 200} = 54,4 \text{ pF}$$

$$L_3 = \frac{L_{N3} \cdot Z_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{2,00000 \cdot 200}{2 \cdot 3,14159 \cdot 21,5 \cdot 10^6} = 3,257 \mu\text{H}$$

Přestože ne všechny hodnoty součástek leží přímo v řadách, dají se tyto hodnoty poměrně jednoduše složit z běžně dostupných součástek, u cívky L_1 to ani není nutné.

Na následujícím obrázku je vyobrazeno celkové schéma filtru včetně zatěžovací impedance $220\ \Omega$ tvořenou rezistorem.



Obr. 10 – Schéma rekonstrukčního filtru

4.5 Regulace amplitudy

Nejjednodušším řešením by bylo použití obyčejného odporového potenciometru, avšak bylo by zároveň nutné mít na výstupu AC voltmetr, který by měřil nastavené napětí. Toto řešení jsem však rezolutně zamítl, jelikož odporový potenciometr na kmitočtech v řádu jednotek až desítek MHz nemá dobré parametry (nehledě na vydření odporové dráhy po pár otočeních). Navíc toto řešení má další nevýhodu – nedá se měnit jeho hodnota elektronicky, pokud není potenciometr motorizován.

Další možností je monolitický elektronický potenciometr (např. AD5222), který de facto přepíná rezistory v odporovém děliči podle digitálního slova (nejčastěji poslaného po sběrnici SPI či I²C). Rozlišení těchto obvodů je $5 \div 10$ bitů ($32 \div 1024$ hodnot), což může být dostatečné na jednu dekádu. Zkreslení těchto obvodů dosahuje výborné hodnoty, často pod 0,1% (vhodné pro použití v levnější audiotechnice, např. MP3/MP4 přehrávače či mobilní telefony). Velkým nedostatkem těchto obvodů je však nízké frekvenční pásmo, končící na cca 100 kHz, výjimečně až 800 kHz (specializované obvody od Maxim Integrated).

Zcela jinou možností je diferenční zesilovač tvořený z dvou tranzistorů (jako vstup je využita báze popř. gate jen jednoho tranzistoru) se spojenými emitory (source v případě FET) a kolektory připojenými přes degenerační odpory na napájecí napětí (aktivní zátěž zde není vhodná, není potřeba velké zesílení). Jejich zesílení je funkcí protékajícího proudu z proudového zdroje (v řádu stovek μA až jednotek mA). Dále je z kolektorů odebírán signál

do rozdílového operačního zesilovače se zpětnou vazbou. Takové zapojení funguje podle simulace spolehlivě do 15 MHz (ověřeno v simulačním programu Microcap).¹

Vyrábějí se však obvody, které v sobě tento typ proudově nastavitelného zesilovače obsahují. Jedná se o možná méně známou součástku – transkonduktanční operační zesilovač. Jednodušeji řečeno jde o operační zesilovač s napět'ovými vstupy a proudovým výstupem. Obsahuje však další vstup. Tímto vstupem se nastavuje proud proudového zrcadla a tedy proud, který protéká diferenčním zesilovačem.

Konkrétně jsem vybral typ LT1228 od firmy Linear Technology [6]. Obvod v sobě obsahuje již zmíněný transkonduktanční operační zesilovač, jeho výstup je vyveden na pin (zde je doporučeno jako převodník proud-napětí připojit rezistor na zem), zároveň je však interně připojen na neinvertující vstup bufferu (rychlý operační zesilovač, jeho invertující vstup je rovněž vyveden pro nastavení zesílení), výstup bufferu je opět vyveden na pin.

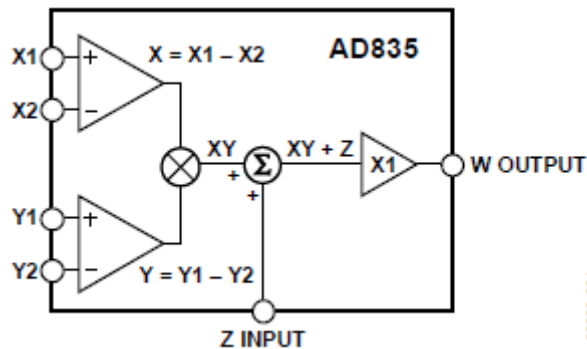
Vnitřní transkonduktanční zesilovač dosahuje transkonduktance $1 \mu A/mV$ (zisk $g_m=10 \times I_{set}$, $I_{set} = 1 \mu A \div 1 mA$), šířky pásma 75 MHz; výstupní buffer při $A = +2$ pak 100 MHz a rychlosti přeběhu až $1000 V/\mu s$ (napájení symetrické $\pm 15 V$).

Velkou nevýhodou tohoto obvodu, která v katalogovém listu však napsaná není, je značná teplotní nestabilita, po připojení napájení a nastavení „řídícího“ proudu na 1 mA se obvod začne pomalu ohřívat, výstupní napětí (za bufferem) klesá. Ustálení hodnoty na $\pm 1 \%$ trvá přibližně 4 minuty (vstupní napětí 300 mVpp, napájení $\pm 12 V$)! Při změně řídícího proudu o 50 % je doba ustálení sice menší, ale i tak dosahuje řádově desítek sekund. Avšak pokud dojde k ochlazení či oteplení obvodu (např. cirkulace vzduchu v místnosti, přemístění na teplejší/chladnější místo) dochází opět ke změně výstupního napětí v řádu jednotek procent (při velké změně teploty až 20 %, zřejmě možné využití i jako teploměr). Takovou nectnost jinak výborného obvodu jsem považoval za absolutně nepřijatelnou, hledal jsem tedy jiný obvod, který by teplotní nestabilitou netrpěl (alespoň ne v takových obrovských mezích).

¹ Avšak reálně, s diskrétními součástkami (hlavně s diskrétními tranzistory), je frekvenční rozsah kolem 2 MHz, a jen málo závisí na použitých tranzistorech. Experimentálně jsem toto ověřil s tranzistory BC817C (technologie SMD, tranzitní kmitočet $f_T = 100 MHz$) a 2N2222 (vývodový, $f_T = 400 MHz$), nastavený proud v rozsahu 100 μA až 2mA. Operační zesilovač LM7121 ($f_T = 150 MHz$, zesílení $2 \times$). Plošný spoj oboustranný, postříbřený, s mnoha prokvy. Vstupní napětí 150 mVpp, napájecí napětí symetrické $\pm 12 V$.

4.5.1. Analogová násobička AD835

Jedná se o obvod čtyřkvadrantové analogové násobičky s možností přičtení (odečtení) napětí od vynásobené funkce, výrobcem je stejně jako u čipu DDS americká firma Analog Devices Inc. Principiální blokové schéma je na obrázku 11 (převzato z katalogového listu [7]).



Obr. 11 – Blokové schéma AD835

Funkce obvodu je zcela patrná z obrázku č. 11.²

Obvod AD835 dosahuje šířky pásma 250 MHz (v pásmu -3 dB), diferenční napětí mezi vstupy $X1, X2$ a $Y1, Y2$ může být maximálně 2 V (avšak při praktickém zapojení je hodnota trochu nižší), je schopen dodat velký výstupní proud až 75 mA , dosahuje rychlosti přeběhu až $1000\text{ V}/\mu\text{s}$, napájecí napětí maximálně $\pm 6,5\text{ V}$. Pro regulaci amplitudy je vhodné vstupy $X2, Y2$ a Z uzemnit, na vstup $X1$ přivést (střídavý) signál a na $Y1$ stejnosměrné napětí, kterým bude násoben signál.

Výstupní napětí je stabilní a téměř teplotně nezávislé po zapnutí, po delší době provozu i změně teploty (výstupní napětí je stabilní v řádu $0,1\%$ což považuji za velmi přijatelnou hodnotu, experimentálně ověřeno).

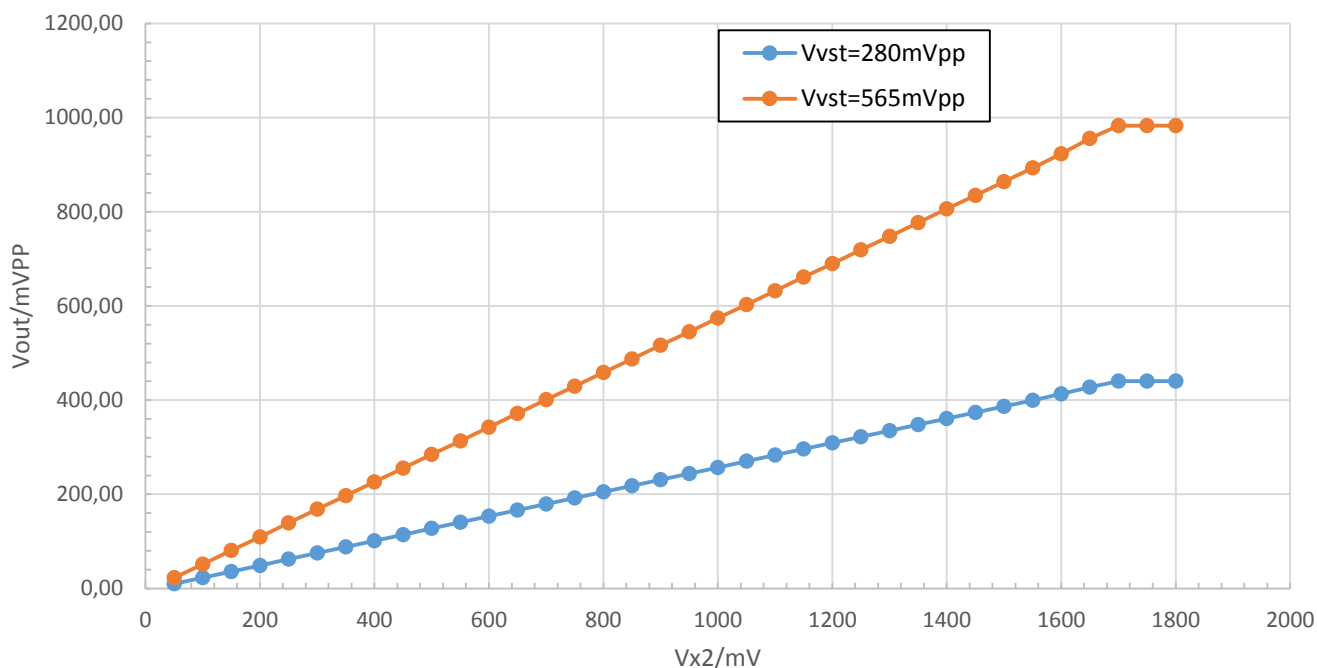
Jistou nepříjemností je výstupní kladné stejnosměrné napětí, které navíc roste s rostoucím napětím na vstupech $X1$ a $Y1$. Tento offset ale není problém odstranit, a to pomocí obvodu známého pod názvem DC servo (což je vlastně integrátor s operačním zesilovačem a mezním kmitočtem pod 1 Hz , což způsobuje jakési odfiltrování střídavé složky signálu a na výstupu se

² Zajímavé je, že princip analogové násobičky je velmi podobný transkonduktančnímu zesilovači, využívá opět diferenční pár tranzistorů s nastavitelným proudem, a přesto u obvodu AD835 nedochází k poklesu amplitudy s rostoucí teplotou a k ustálené hodnotě výstupního napětí dochází okamžitě i při změně vstupního napětí.

objevuje jen stejnosměrná složka signálu). Tu je pak možné přivést (s opačnou polaritou) do vstupu Z obvodu AD835, případně lze za výstupem W použít rozdílový zesilovač.

Chyba násobení je malá, podle mého měření menší než 1 %, což považuji za uspokojivé; pro názornost přikládám graf reálně naměřených hodnot (pro měření byl použit digitální multimetr Tektronix DMM4020 a osciloskop Tektronix DPO2002B, frekvence vstupního harmonického signálu $f_{VST} = 1 \text{ kHz}$, napájecí napětí $\pm 5 \text{ V}$).

Převodní charakteristika AD835



Graf 5 – Převodní charakteristika AD835

4.6 Řídící mikrokontrolér

Jelikož je obvod digitální syntézy nutné ovládat po digitální sběrnici SPI, vyvstala potřeba zvolit vhodný mikrokontrolér. Nejprve jsem použil mnou osvědčený typ PIC18F46K22 od americké firmy Microchip Technology Inc. (8-bitový mikrokontrolér, 36 vstupně výstupních pinů, maximální takt 64 MHz, periferie SPI, I²C, EUSART, 19 kanálový 10b ADC, 3×8b a 4×16b časovač, rail-to-rail komparátor, několik typů přerušení, pouzdro DIP40, případně TQFP44), avšak v průběhu vývoje se ukázalo, že mikrokontrolér má nedostatečný počet vývodů a není dostatečně rychlý pro frekvenční rozmítání v reálném čase (přístup k proměnným, přístup do programové paměti), jinak je to však za cenu kolem 80 Kč velmi dobrý mikrokontrolér použitelný v mnoha aplikacích (jeho nižší řadu PIC18F25K22, která se liší pouze počtem vývodů, jsem např. použil ve své bakalářské práci na téma *Digitálně*

analogový převodník S/PDIF pro řízení obvodů AD1853, CS8416, dekodování tlačítek, rotačního enkodéru a zobrazování na znakovém displeji s řadičem typu HD44780).

Jelikož jsem se programování kontrolérů PIC poměrně dobře naučil, rozhodl jsem se použít zcela odlišný typ od jiné firmy, avšak požadoval jsem, aby existovala dobrá technická podpora a uživatelsky přívětivé vývojové prostředí pro zvolený typ kontroléru. Proto jsem zvolil firmu Texas Instruments, vývojové prostředí CCS (Code Composer Studio, light verze, omezení na 16 kB kódu) a konečně kontrolér MSP430F5529.

4.6.1 Mikrokontrolér MSP430F5529

Jedná se o 16 bitový ultra low power mikrokontrolér z rodiny MSP430 (MSP je zkratka pro Mixed Signal Processor) s maximálním možným taktům 25 MHz. I když je takt více než 2× nižší než u výše zmíněného PIC18F46K22, přesto dosahuje vyššího výpočetního výkonu díky 16 bitové RISC architektuře jádra a také proto, že je částečně koncipován jako DSP. Přístup do paměti je tedy rovněž rychlejší.

Obvod obsahuje řadu periférií, jako jsou dvě univerzální jednotky pro sériové komunikace SPI/I²C/EUSART/IrDA, Full speed USB, několik různých typů přerušení, 16-bitové časovače, 12-bitové ADC, hardwarovou násobičku s podporou dvou 32-bitových čísel, rail-to-rail komparátory, monitorování napájecího napětí, Brownout detect, Watchdog a mnoho dalšího.

Mezi další vlastnosti obvodu patří programová paměť typu Flash o velikosti 128 kB a pracovní paměť typu SRAM o velikosti 8+2 kB (pokud se využívá periferie USB, tak jen 8 kB, při vypnutí periferie celých 10 kB).

Dále obvod dovoluje připojení dvou oscilátorů, jeden pro režim spánku a ultralow power aplikace (zvláště vhodné pro bateriové napájení), druhý pro vyšší taktovací kmitočet, tedy maximálně 25 MHz. Napájecí napětí obvodu leží v rozsahu 1,8 ÷ 3,6 V. Také je možné, je-li to potřeba, zapsáním do příslušných registrů regulovat napětí jádra, což znamená další snížení spotřeby.

Obvod obsahuje 63 vstupně-výstupních pinů a vyrábí se v jediném pouzdře typu LQFP 80. Jedinou nevýhodou se může jevit cena, která je téměř 300 Kč při kusovém množství, avšak kladné vlastnosti toho mikrokontroléru rozhodně převažují a proto se vyplatí do něj investovat.

Při vývoji generátoru jsem využíval tento mikrokontrolér na hotové vývojové destičce od Texas Instruments (přesné označení MSP-EXP430F5529LP). Destička má tu výhodu, že je

napájena přímo z USB, není tedy potřeba žádný napájecí zdroj. Je zde vyvedeno 40 vývodů, velkou výhodou je integrovaný programátor, dále LDO stabilizátor (z 5 na 3,3 V), indikační LED a několik tlačítek, v „ostré“ verzi diplomové práce jsem použil jen samostatný obvod.

4.7 Koncový zesilovač AD811

Aby byl generátor schopen dodat dostatečný výstupní výkon, vyvstala potřeba použít výkonný koncový zesilovač. A protože jsem se zesilovači v diskretní podobě nebyl moc úspěšný (je velmi obtížné s běžnými součástkami postavit zesilovač, který pracuje od jednotek *Hz* až po desítky *MHz*, důvod uveden v poznámce pod čarou v kapitole 4.5), zvolil jsem operační zesilovač pro video aplikace, konkrétně obvod od firmy Analog Devices Inc, AD811.

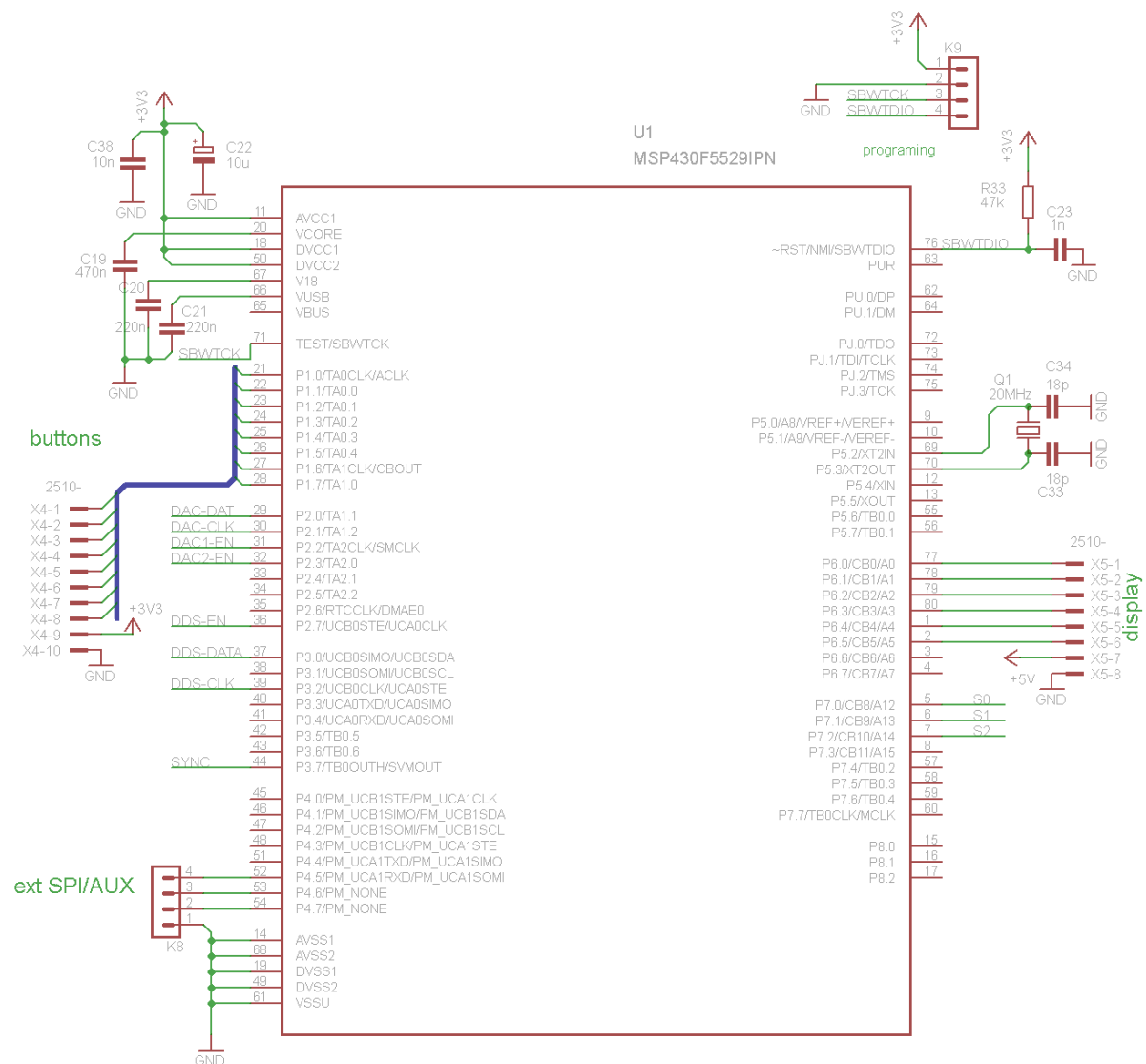
Obvod má šířku pásma *140 MHz* v pásmu *-3 dB* při zesílení $G = +1$, (*120 MHz* pro $G = +2$), rychlost přeběhu neuvěřitelných *2500 V/μs* a výstupní proud *100 mA* (zkratový proud *150 mA*) při napájení $\pm 15 V$. Doba ustálení na *0,1 %* je podle katalogového listu *25 ns*, což považuji za více než uspokojivé. Celkové harmonické zkreslení obvodu má hodnotu *-74 dB* (*0,02 %*).

5. Schéma zapojení

V následující kapitole bude popsáno schéma zapojení. Pro jeho relativní složitost zde bude rozděleno na samostatné bloky a ty podrobněji popsány.

5.1 Zapojení řídicího MCU

Jelikož mnou použitý MCU MSP430 není ve zdejších končinách moc známý, a jeho zapojení se v katalogovém listě ani na internetu najít prakticky nedá, z toho důvodu ho zde pro úplnost uvádím.



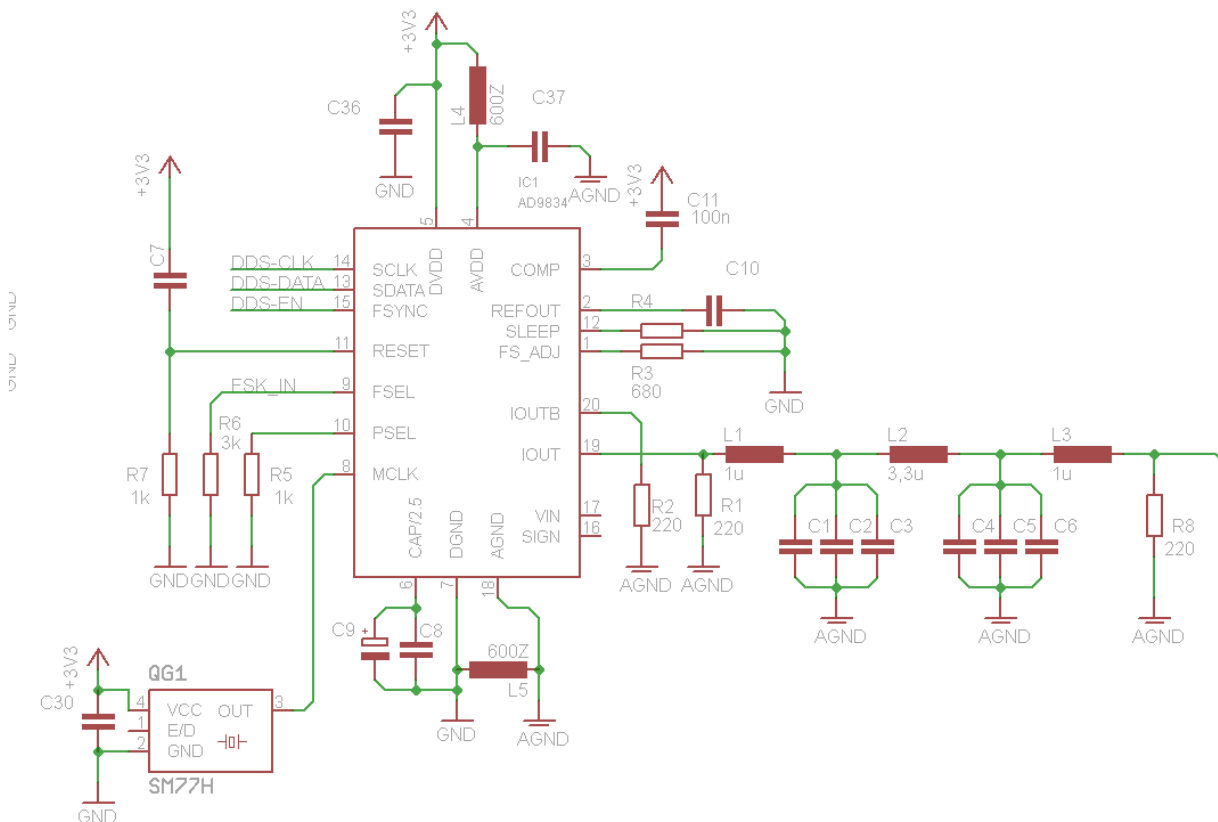
Obr. 12 – Zapojení MSP430

Přestože obvod obsahuje interní oscilátor taktovaný na 4 MHz, rozhodl jsem se použít jiný zdroj hodinového signálu, a to externí krystal o kmitočtu 20 MHz, jelikož potřebuji větší výpočetní výkon pro jisté operace, např. frekvenční rozmitání, avšak přepnout MCU tak, aby využíval externí krystal, není zcela jednoduché (více v kapitole věnované softwarové části).

Důležité je zachovat hodnoty součástek ve schématu, především u resetovacího pinu (pin RST/SBWTIO, který je použit i pro programování, druhý programovací pin je potom TEST/SBWTCK), konkrétně rezistoru R33 (47 kΩ) a kondenzátoru C23 (1 nF) – s menší hodnotou rezistoru (10 kΩ) a větší hodnotou kondenzátoru (100 nF) nelze MCU naprogramovat – není ani většinou detekován programátorem. Neméně důležité je použít kvalitní kondenzátor C19 o hodně 470 nF a více pro blokování napětí jádra.

Ve schématu jsou rovněž u některých pinů uvedeny názvy, aby se schéma stalo přehlednějším, v dalších částech zapojení jsou použity pro příslušné obvody tytéž názvy, je tedy jasně patrné, kam je co připojeno.

5.2 Zapojení AD9834



Obr. 13 – Zapojení AD9834

Obvod AD9834 potřebuje pro dobré vlastnosti zvláštní napájení pro analogovou a digitální část (a příslušně k nim i analogovou a digitální zem). To lze jednoduše vyřešit pomocí součástky s označením 600Z. Jedná se o drátek ve feritovém pouzdře a pájitelnými ploškami. Tato součástka zamezí průchodu nežádoucích digitálních signálů přenášených v napájecím napětí, kondenzátor C37 pak odstraňuje poslední digitální zbytkové složky (pro střídavé napětí v řádu desítek až stovek kHz i více je prakticky zkrat).

Obvod pro správnou činnost vyžaduje reset po připojení napájecího napětí, o to se stará člen tvořený z kondenzátoru C7 a rezistoru R7, hodnoty těchto součástek však nejsou tak kritické jako u MCU. Důležitý je rezistor R3 o hodnotě $6,8 \text{ k}\Omega$. Tento rezistor nastavuje proud tekoucí vnitřní odporovou sítí, jeho změnou lze tedy v jistém rozsahu měnit výstupní proud, který je převeden na napětí pomocí rezistorů R1 a R2 o hodnotě 220Ω (doporučená hodnota od výrobce). Na tuto hodnotu (impedanci) je i navržen rekonstrukční filtr, který je pro jeho správnou funkci zatížen stejnou impedancí (R8). Více o návrhu filtru pojednávají kapitoly **3.2** a **4.4**.

Ve schématu je rovněž vyobrazen i krystalový oscilátor o frekvenci 75 MHz s příslušným blokovacím kondenzátorem C30.

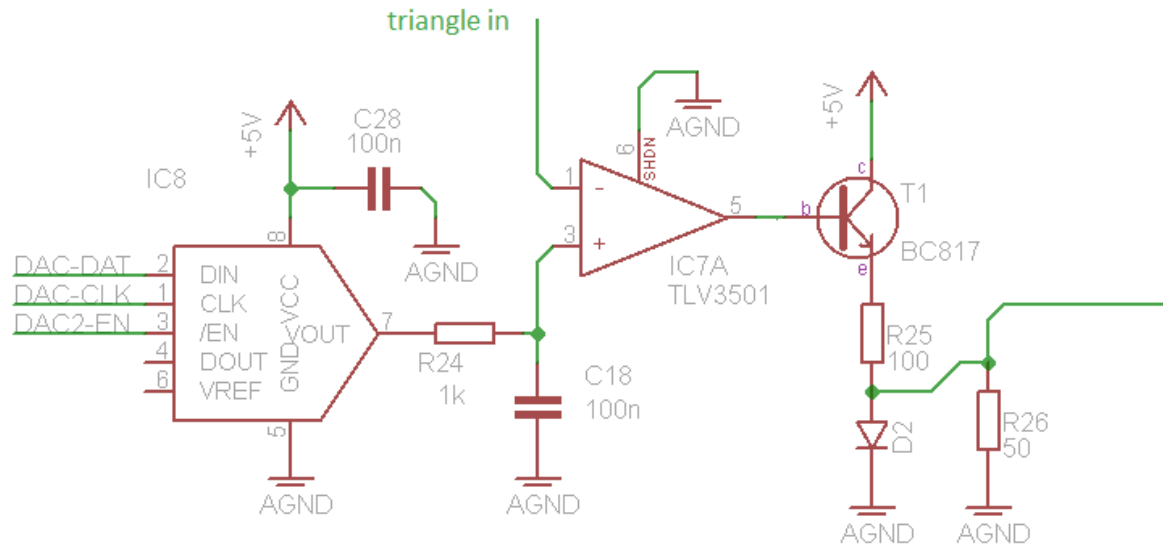
5.3 Tvarovač pro obdélníkový signál

Obvod AD9834 je schopen generovat sinusový, trojúhelníkový i obdélníkový průběh. Avšak při mém vývoji se ukázalo, že obdélníkový signál není dostatečně kvalitní, navíc by rekonstrukční filtr musel být naladěn na nesmyslně vysoký kmitočet, aby propustil dostatečný počet harmonických frekvencí (pak by však ztrácel svůj smysl).³

Proto jsem se vydal jinou cestou a použil jsem ultrarychlý komparátor (doba náběžné hrany neuvěřitelných $4,5 \text{ ns}$!) TLV3501 od firmy Burr-Brown (divize firmy Texas Instruments), katalogový list lze nalézt v [10].

³ Jelikož frekvenční spektrum obdélníkového (pravoúhlého) signálu obsahuje pouze liché harmonické základní frekvence, pro příklad uvažujme obdélníkový signál o základní frekvenci $f_0=10 \text{ MHz}$, další spektrální složky leží na 30 MHz , 50 MHz , 70 MHz , atd. Pro dostatečně kvalitní signál se strmými hranami je potřeba alespoň 10 spektrálních čar, filtr by musel být naladěn na více než 210 MHz (!) a tedy o odfiltrování prolézajícího hodinového signálu z oscilátoru vůbec nemůže být řeč, nehledě na velké technologické problémy ohledně cívek!

Jako vstupní signál pro komparátor je možné použít jak sinus, tak trojúhelník, avšak pro lepší ovládání střídavy je vhodnější použít druhý signál ze jmenovaných. Schéma zapojení je na obrázku 14.



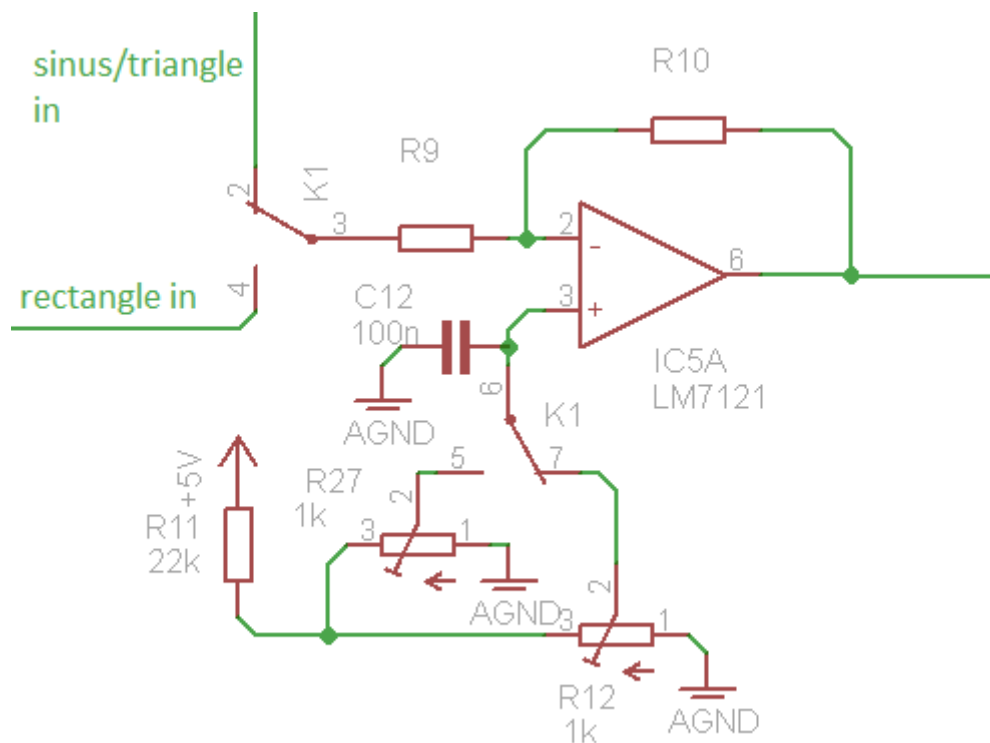
Obr. 14 – Tvarovač na obdélkový signál

Protože občas je potřeba použít pravouhlý signál nejen se střídou 50 % (1:1), ale i s jinou střídou, nepoužil jsem jako druhý vstup komparátoru fixní napětí, ale napětí z D/A převodníku s dostatečným rozlišením (12 bitů), lze tedy ovládat střídou prakticky od 0 do 100 %. Jistou nevýhodou pouhého komparátoru je rozkmit výstupního napětí téměř v rozsahu napájení (0÷5 V), který je diametrální odlišný od úrovně napětí za filtrem DDS (sinus/trojúhelník, napětí je kolem 300 mV_{pp}), vyvstala potřeba napětí za komparátorem snížit. Použití prostého odporového děliče jsem zamítl, jelikož i sebelepší rezistory v děliči zakulacují náběžné hrany. Použil jsem proto tranzistor, který má v emitoru zapojen rezistor (má zde pouze funkci omezení proudu) a diodu typu schottky, a to z důvodu obrovské rychlosti a vhodnému napěťovému úbytku na ní (při vhodně zvoleném typu je úbytek na diodě prakticky stejný jako výstup za filtrem, tedy kolem 300 mV, jemné doladění je provedeno pomocí softwaru v bloku regulace amplitudy). Rezistor paralelně k diodě zde není nutný, avšak dosahoval jsem s ním lepších výsledků a téměř nulových odrazů.⁴

⁴ Pro vysokofrekvenční signály je velmi vhodné používat vedení o nízké impedanci, typicky 50 Ω, případné odrazy (v jistých mezích) jsou tak velmi rychle utlumeny, vedení by mělo být vždy přizpůsobené pro eliminaci odrazů.

5.4 Kompenzace offsetu signálů

Jak už bylo dříve zmíněno, signál z AD9834 obsahuje stejnosměrnou složku (to je daň za nesymetrické napájení), stejně tak i výstup z tvarovače pro obdélníkový signál, je potřeba tuto stejnosměrnou složku odstranit. Pro odstranění jsem použil klasický rozdílový zesilovač. Pro přepínání vstupu jsem využil relé s dvěma přepínacími kontakty. Protože signál sinus/trojúhelník a obdélník nemají přesně stejnou velikost, a offsetové napětí se také liší, použil jsem druhý přepínací kontakt z relé, pro oba průběhy (sinus/trojúhelník a obdélník) lze tedy vynulovat offsetové napětí nezávisle pomocí odporových trimrů R12 a R27. Rezistor předřazený před tyto trimry tvoří dělič, aby šlo offsetové napětí odstranit velmi přesně. Na následujícím obrázku se nachází výše popsané zapojení odstranění offsetů signálů.



Obr. 15 – Kompenzace offsetů signálů

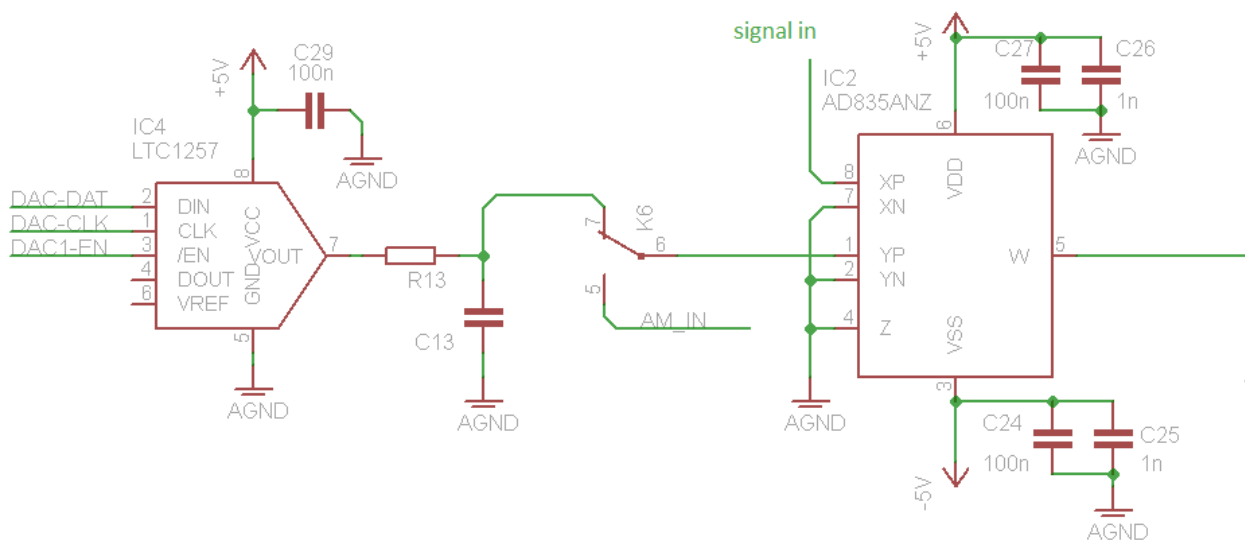
Kondenzátor C12 slouží pro okamžik přepnutí relé, kdy by na krátký okamžik zůstal neinvertující vstup operačního zesilovače nepřipojen k žádnému potenciálu a na výstupu by se mohla objevit napěťová špička, a to je absolutně nepřijatelné.

Rezistory R10 a R9 uzavírají smyčku zpětné vazby (zmenšují zesílení OZ) a zároveň upravují vstupní signál na hodnotu přibližně $0,5 V_{PP}$, který je vhodný pro další zpracování v bloku regulace amplitudy.

Operační zesilovač zde musí mít už velmi dobré parametry, především co se týče mezní frekvence a rychlosti přeběhu. Vybral jsem typ LM7121, jehož šířka pásma je 235 MHz v pásmu -3 dB při zesílení $G = +1$, rychlost přeběhu $1300\text{ V}/\mu\text{s}$, napájení $\pm 15\text{ V}$.

5.5 Digitální regulace amplitudy

Po několika různých, více či méně funkčních, zapojeních jsem nakonec použil analogovou násobičku popsanou v kapitole 4.5. Proto přímo uvádím schéma zapojení na obrázku č. 16, podrobnější popis funkce násobičky je popsán v 4.5.1.



Obr. 16 – Zapojení AD835

Vstup signálu do obvodu je pin označený XP, „násobící“ vstup pak YP. Referenční napětí, které ovládá „zesílení“ (v přeneseném významu se jedná o zesílení), pochází jako u tvarovače signálu na obdélník z D/A převodníku stejného typu, LTC1257. Tento DAC jsem vybral z důvodu dostatečného rozlišení (12 bitů , tedy 4096 úrovní) a také proto, že obsahuje vnitřní přesnou napěťovou referenci $2,048\text{ V}$. 1 LSB tedy odpovídá napětí $0,5\text{ mV}$, maximální diferenciální nelinearita (DNL, maximální odchylka od požadovaného výstupního napětí) je $0,5 \times \text{LSB}$ v celém rozsahu $2,048\text{ V}$, tedy $0,25\text{ mV}$ od nastavené hodnoty napětí!

Rezistor R13 spolu s kondenzátorem C13 tvoří jednoduchý filtr typu dolní propust, aby nedocházelo ke skokovým změnám výstupního napětí D/A převodníku a také potlačuje možné pronikající ovládací digitální signály (hodinový signál DAC_CLK, data DAC_DIN a

povolovací vstup DAC_EN). Převodník IC4 v této části zapojení má spojené vývody DAC_CLK s převodníkem IC8 pro tvarovací obvod pro obdélník, DAC_DIN jsou rovněž spojeny, a to z důvodu omezení cestiček na plošném spoji, jelikož se (dvoustranný) plošný spoj ukázal být značně složitý. Povolovací vstupy DAC1_EN u IC4 a DAC2_EN v případě IC8 však spojené být nesmí, jinak by převodníky měly vždy stejné výstupní napětí. Znamenalo by to totiž, že se změnou střídy obdélníkového signálu by se měnila amplituda a opačně.

Na vstup YP je zároveň možno použít modulační signál pro modulaci AM, je však potřeba, aby měl tento signál stejnosměrnou složku (ať už kladnou nebo zápornou, to však není problém zařídit).

Kondenzátory C24 ÷ C27 jsou pouze blokovací a slouží jako místní napájecí zdroj pro vykryvání špiček signálu, jelikož každý další zdroj je daleko (napájecí cestičky jsou dlouhé řádově centimetry, není zde však problém jejich odporu, ale indukčnosti).

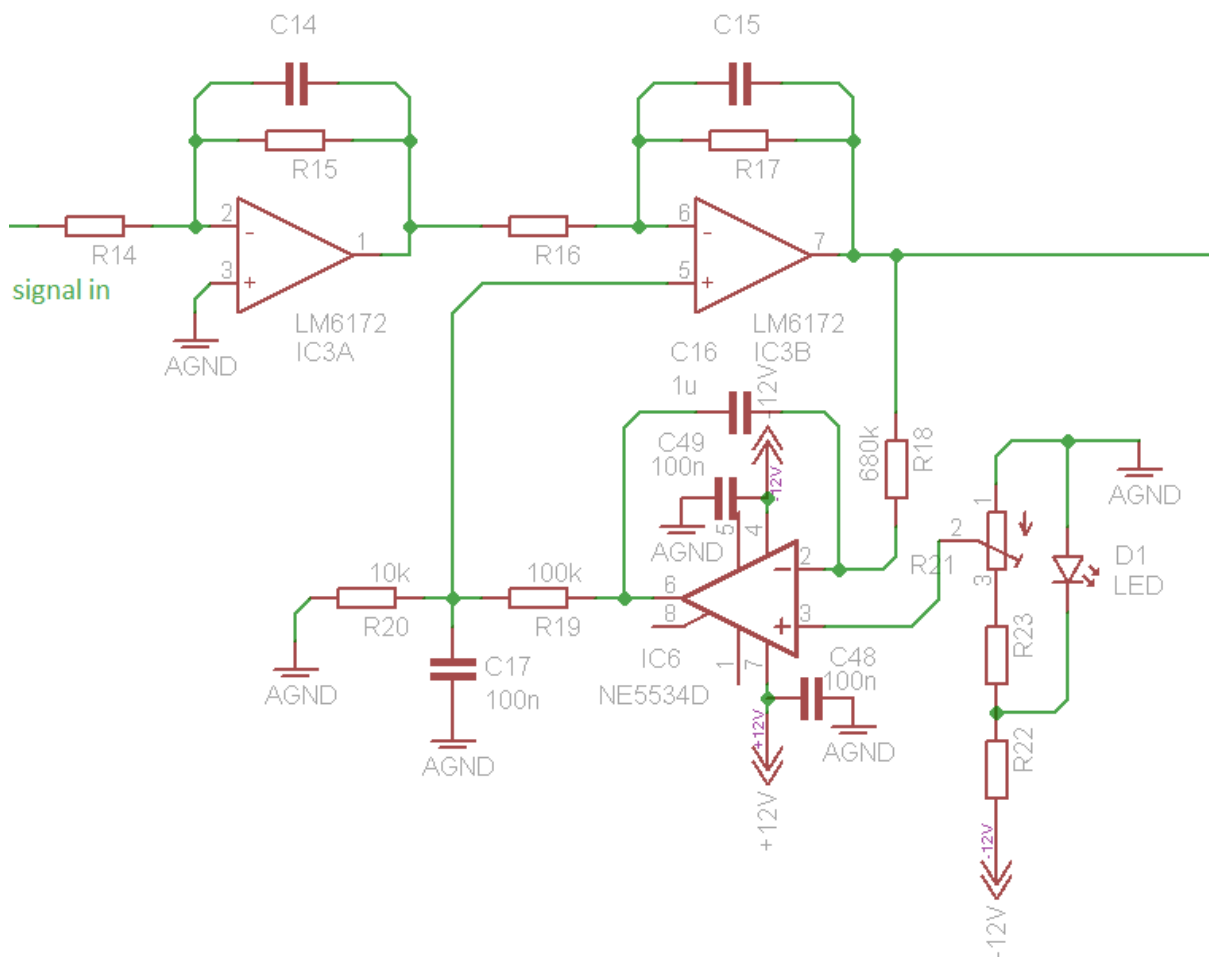
5.6 Předzesilovač + kompenzace offsetu AD835

Za analogovou násobičkou se nachází předzesilovač složený z dvojice operačních zesilovačů. Operační zesilovače jsou typu LM6172 s šířkou pásma min. 160 MHz v pásmu -3 dB při zesílení $G = +1$ (min. 62 MHz při zesílení $G = +2$),⁵ napájecí napětí $\pm 15 V$ a rychlost přeběhu těžko uvěřitelných 3000 V/ μs !

Dva operační zesilovače zapojené za sebou jsem použil z důvodu menšího požadovaného zesílení každého z nich (čím nižší zesílení, tím vyšší šířka pásma). Protože výrobce doporučuje u zpětnovazebního rezistoru kmitočtovou kompenzaci (přispívá ke stabilitě při vysokých kmitočtech), jsou na obrázku č. 17 paralelně k rezistorům kompenzační kondenzátory C14 a C15.

⁵ Může se zdát, že tento typ operačního zesilovače (LM6172) není dostatečně rychlý z pohledu šířky pásma, zvláště pro trojúhelníkový nebo obdélníkový průběh. Avšak jako hlavní cíl této práce jsem dbal na co nejčistší harmonický průběh, tedy pouze s jednou spektrální čarou na požadované frekvenci (max. 10 MHz). Přesto tento typ OZ zcela postačuje i pro trojúhelníkový průběh. U obdélníkového průběhu je důležitá pro strmou náběžnou hranu rychlost přeběhu, která je u tohoto typu více než dostatečná.

Kondenzátory mají mít podle výrobce kapacitu 2 pF . Tyto kondenzátory jsem na zkušební destičce osazený neměl a rozkmitání zesilovače jsem nepozoroval (nejspíš kvůli parazitní kapacitě použitých rezistorů), ve schématu jsou pro úplnost zakresleny.



Obr. 17 – Předzesilovač + DC servo smyčka

Protože necností analogové násobičky v zapojení regulace amplitudy je proměnný přídavný napěťový ofset, nelze ho jednoduše odstranit zapojením z obrázku č. 15. Avšak existuje zapojení nazvané DC servo. Jedná se o invertující integrátor s nízkým mezním kmitočtem ($<1\text{ Hz}$). Při použití součástek R18 o hodnotě $680\text{ k}\Omega$ a C16 o kapacitě $1\text{ }\mu\text{F}$ vychází mezní kmitočet $f_m = 0,24\text{ Hz}$. To tedy znamená, že integruje víceméně pouze stejnosměrnou složku signálu, vyšší kmitočty se neuplatní. Integrované napětí je (s opačnou polaritou – invertující integrátor) přivedeno na neinvertující vstup zesilovače. Jelikož takovéto zapojení je zcela funkční a odstraňuje proměnlivý ofset, naneštěstí přidává (ale už konstantní) ofsetové napětí díky neideálnímu OZ. To lze však vyřešit jednoduše pomocí „posunutí“ nuly, podobně jako v zapojení na obrázku č. 15. Zde je použit jednoduchý „stabilizátor“ pomocí luminiscenční

diody (teplotně stabilnější než obyčejná Si dioda) a odporového trimru (zároveň slouží jako indikace napětí na desce).

Rezistory R19 a R20 pouze snižují vlastní ofset DC serva, R19 spolu s C17 zároveň tvoří jednoduchý filtr typu dolní propust.

5.7 Atenuátory

Pro zvětšení rozlišení na nízkých kmitočtech ($10 \div 100 \text{ mVpp}$ a $100 \div 1000 \text{ mVpp}$) jsem se rozhodl použít odporový atenuátor typu Π , jelikož prostý odporový dělič složený ze dvou rezistorů nevykazuje na vyšších kmitočtech dobré vlastnosti.

Aby atenuátor správně pracoval, musí být navržen na nějakou vstupní impedanci (zdroje) a výstupní impedanci (zátěže); tyto impedance nemusí mít stejnou hodnotu.

Pro svou diplomovou práci jsem zvolil vstupní i výstupní impedanci $Z = 120 \Omega$, výstupní impedance předchozího operačního zesilovače je v jednotkách ohmů, je tedy proti této hodnotě zanedbatelná. Vstupní napětí se pohybuje v rozsahu $1 \div 10 \text{ Vpp}$.

Vstupní (ideální) paralelní rezistor R1 (a také výstupní R3, jelikož při rovnosti vstupní a výstupní impedance je atenuátor symetrický)⁶ se vypočte podle následujícího vztahu

$$R_{1,3} = \frac{(Z_{výst} \cdot Z_{vst}) - (Z_{vst}^2 \cdot U_{výst}^2)}{Z_{výst} + (Z_{výst} \cdot U_{výst}^2) - (2 \cdot Z_{vst} \cdot U_{výst})}$$

Sériový rezistor podle vztahu

$$R_2 = \frac{(1 - U_{výst}) \cdot (Z_{vst} \cdot R_1)}{R_{vst} - Z_{vst}}$$

Ve vztazích se objevuje symbol $U_{výst}$. Jedná se o referenční hodnotu pro výpočty a je definována jako

$$U_{výst} = \sqrt{\frac{Z_{výst}}{Z_{vst}} \cdot \frac{1}{10^{(Att \cdot 0,1)}}}$$

⁶ Pokud vstupní a výstupní impedance nemají stejnou hodnotu, pro „výstupní“ paralelní rezistor platí jiný vzorec, jelikož už atenuátor není symetrický. Avšak další rozbor atenuátorů už je nad rámec této diplomové práce.

Zvolil jsem atenuátor zeslabující $10\times$ (20 dB) a $100\times$ (40 dB), pro úplnost přikládám příklad výpočtu pro atenuátor $10\times$.

$$U_{výst} = \sqrt{\frac{Z_{výst}}{Z_{vst}} \cdot \frac{1}{10^{(Att \cdot 0,1)}}} = \sqrt{\frac{120}{120} \cdot \frac{1}{10^{(10 \cdot 0,1)}}} = 0,1$$

Vstupní (a výstupní) paralelní rezistory pak

$$R_{1,3} = \frac{(Z_{výst} \cdot Z_{vst}) - (Z_{vst}^2 \cdot U_{výst}^2)}{Z_{výst} + (Z_{výst} \cdot U_{výst}^2) - (2 \cdot Z_{vst} \cdot U_{výst})} =$$

$$= \frac{(120 \cdot 120) - (120^2 \cdot 0,01)}{120 + (120 \cdot 0,01) - (2 \cdot 120 \cdot 0,1)} =$$

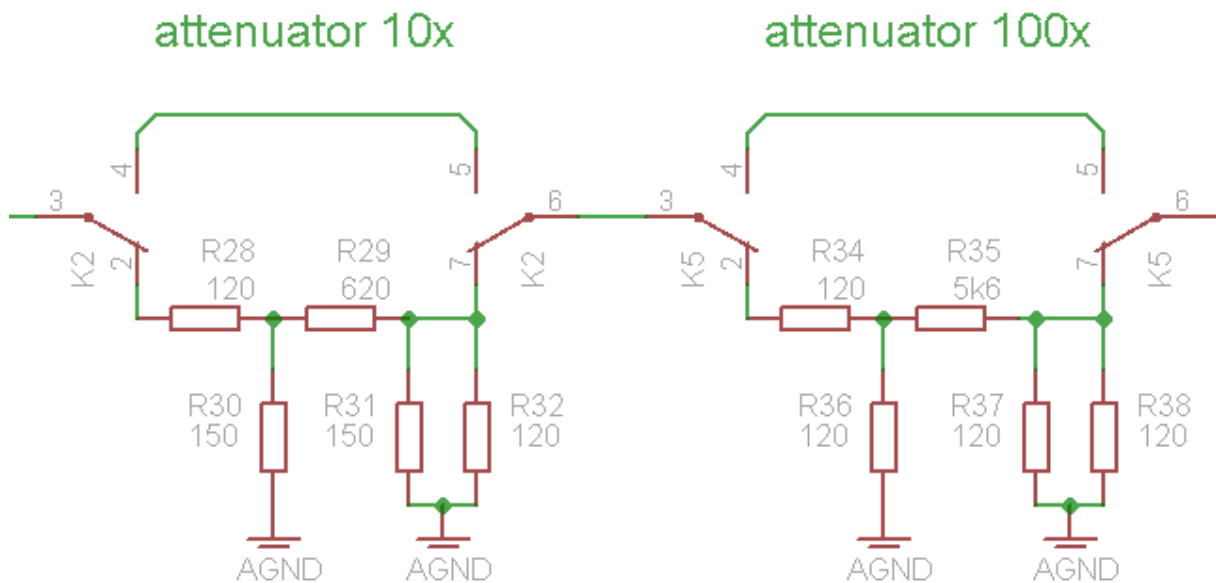
$$= 146,66 \approx 150 \Omega$$

Sériový rezistor

$$R_2 = \frac{(1 - U_{výst}) \cdot (Z_{vst} \cdot R_1)}{R_{vst} - Z_{vst}} = \frac{(1 - 0,1) \cdot (120 \cdot 150)}{150 - 120} = 540 \Omega$$

Rezistory jsem vybral z řady E24, a to hodnoty 150Ω a 560Ω .

Postup výpočtu pro atenuátor zeslabující $100\times$ (40 dB) je obdobný. Na následujícím obrázku je schéma zapojení obou atenuátorů.

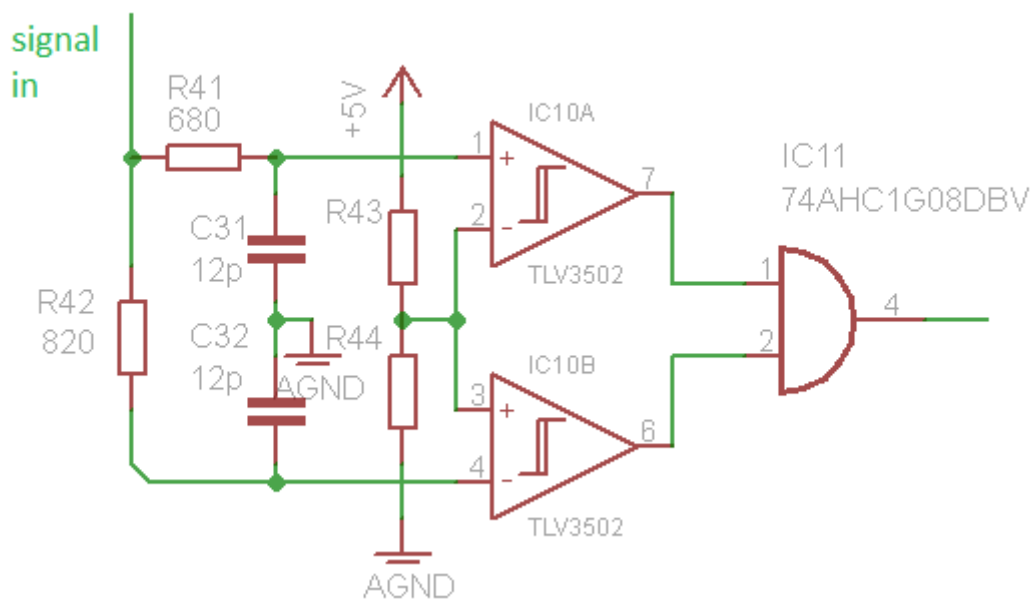


Obr. 18 – Atenuátory

5.8 Tvarovač pro jehlové impulzy

Přestože v zadání diplomové práce tento požadavek nebyl, rozhodl jsem se do generátoru implementovat zapojení vytvářející velmi krátké impulzy o amplitudě 5 V. Takové impulzy se využívají metodou odrazů například na zjištění délky kabelu, je-li správně ukončen, popřípadě jestli není někde přerušen či naopak zkratován.

Zapojení jsem převzal z webových stránek firmy Linear Technology [12] a nachází se na obrázku 19.



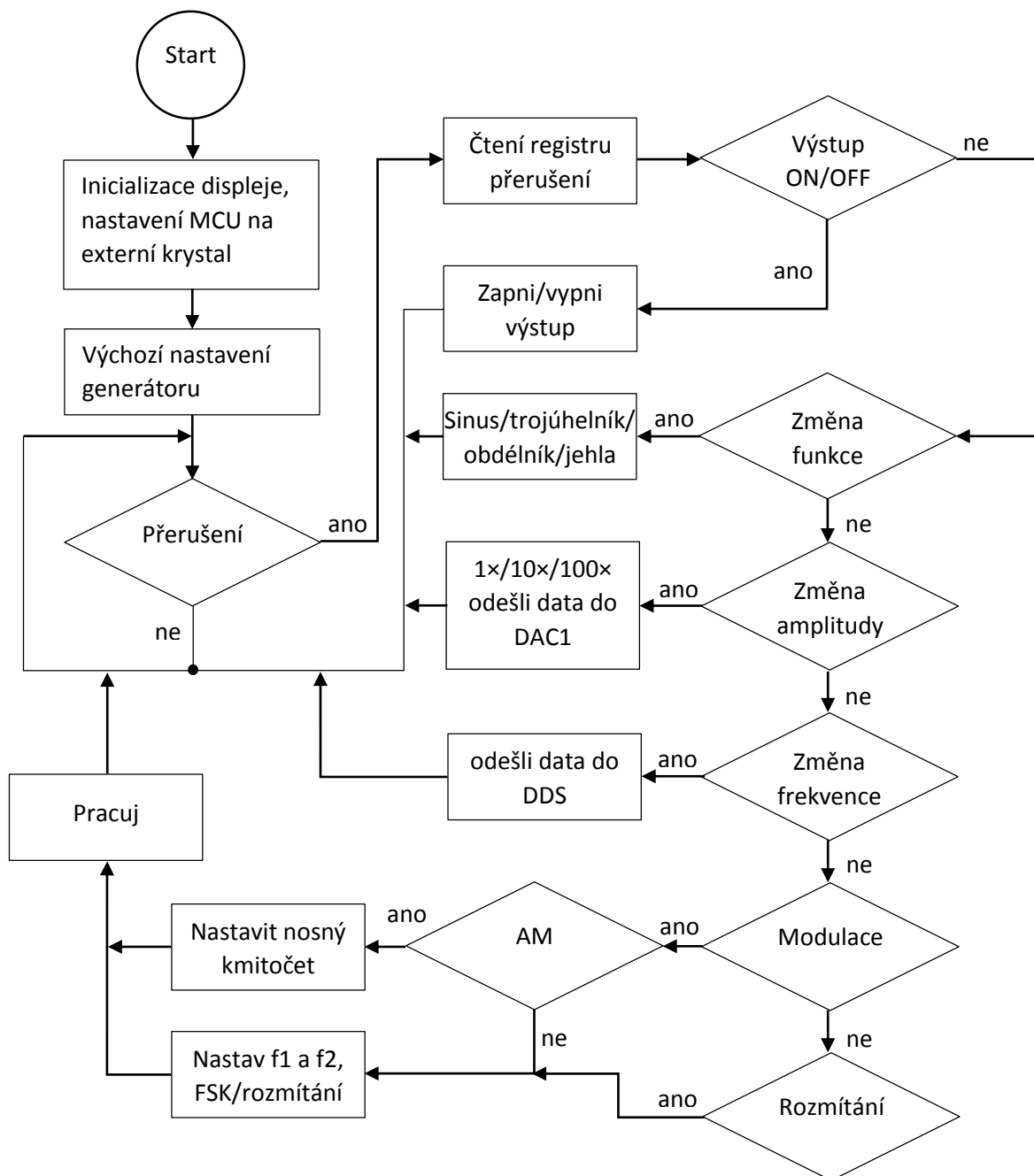
Obr. 19 – Tvarovač pro jehlové impulzy

Zapojení je podle mého velmi elegantní a dosahuje skvělých výsledků – délka impulzu se pohybuje od přibližně 10 ns a je závislá na rozdílu časových konstant součástek R41, C31 a R42, C32. Je potřeba použít ultrarychlé komparátory. Princip zapojení je patrný z obrázků – horní komparátor je zapojen jako neinvertující, dolní jako invertující. To znamená, že na krátký okamžik (rozdíl časových konstant) jsou na obou výstupech log. 1 (téměř napájecí napětí 5 V). Výstupy komparátorů jsou zavedeny do hradla AND (taktéž ultrarychlého), který má výstup v log. 1 pouze za předpokladu log. 1 na obou vstupech. Na výstupu se tedy objevují impulzy rovnající se rozdílu časových konstant.

Frekvence impulzů je dána pouze vstupním signálem, jako vstupní signál využívám výstup z komparátoru uvedeného na obr. 14 v kapitole 5.3.

6. Programová část

Aby generátor správně pracoval, je potřeba do mikrokontroléru zapsat vhodný program pro ovládání jak samotného obvodu DDS, tak i D/A převodníků pro regulaci amplitudy/střídý pravoúhlého průběhu, dále ovládání relé, displeje a tlačítek na ovládacím panelu. Jelikož se program ukázal jako značně komplikovaný, uvedu zde pouze vývojový diagram.



Obr. 20 – vývojový diagram programu

Vývojový diagram je zjednodušený, jelikož přesné rozkreslení je velmi složité (kdy se spínají/rozpínají jednotlivá relé, kdy se odesílají data, vypisování na displej atd.), pro ilustraci běhu programu však plně postačuje. Pro bližší obeznámení s funkcí programu popíši několik procesů po startu programu.

1) Po připojení napájecího napětí mikrokontrolér začne pracovat na interní oscilátor na kmitočtu 4 MHz. Nejdříve dochází k nastavení pinů MCU podle jejich určení na vstupní či výstupní. Dále při této menší rychlosti se začne inicializovat displej. Důvodem je menší počet prázdných cyklů MCU.

2) Přepnutí MCU na externí krystal XT2 o kmitočtu 20 MHz. Tento proces není zcela jednoduchý, proto uvádím přímo část zdrojového kódu i s komentáři pro lepší obeznámení.

```

1  P5SEL |= BIT2+BIT3;           // Nastavení vstupů na portu 5 pro XT2
2  UCSCTL6 &= ~XT2OFF;          // Povolení XT2
3  UCSCTL3 |= SELREF_2;         // FLLref = REFO
4  UCSCTL4 |= SELA_2;           // ACLK=REFO, SMCLK=DCO, MCLK=DCO
5
6  // Smyčka, dokud XT1, XT2 & DCO nejsou stabilizovány - v tomto případě XT2
7  do {
8      UCSCTL7 &= ~(XT2OFFG + XT1LFOFFG + DCOFFG);
9      SFRIFG1 &= ~OFIFG;        // Mazání chybového příznaku
10 } while (SFRIFG1&OFIFG);     // Testování chybového příznaku oscilátoru s XT2
11
12 UCSCTL6 &= ~XT2DRIVE0;
13 UCSCTL4 |= SELS_5 + SELM_5;   // SMCLK=MCLK=XT2
14 UCSCTL5 |= DIVS_1;           // Rychlost SMCLK - 0..fclk/1, 1..fclk/2, 2..fclk/4,
15                               // 3..fclk/8

```

Po tomto přepnutí MCU na externí krystal dochází k nastavení sběrnice SPI a odeslání počáteční sekvence pro AD9834, viz kapitola 4.3.1.

3) Nastavení generátoru na výchozí nastavení – kmitočet na 1 kHz, výstupní napětí na 1 V_{pp}, harmonický průběh, rozmítání vypnuté, modulace vypnuté, výstup z bezpečnostních důvodů odpojený!

4) Hlavní nekonečná smyčka programu, ve vývojovém diagramu označená symbolem podmínky s nápisem „přerušeni“. Dokud se nevyvolá přerušeni uživatelem, MCU vykonává prázdné cykly. Přerušeni lze vyvolat zmáčknutím jakéhokoliv ovládacího tlačítka (avšak ne všechna mají stejnou prioritu), či případně pootočením rotačního enkodéru. Tlačítko

Out ON/OFF má nejvyšší prioritu, to proto, aby výstup šel za jakékoliv situace připojit/odpojit. Zbylých 8 tlačítek má druhou nejvyšší prioritu, enkodér vyvolá přerušení až jako třetí v pořadí a je určen pouze pro nastavení frekvence a amplitudy.

5) Po vyvolání přerušení se přečte registr přerušení *P1IFG* a poté se vyhodnotí, od jakého zdroje bylo vyvoláno a přečte se zbytek portu 1 (*P1IN*)⁷, ze kterého se vyhodnotí, které konkrétní tlačítko, případně na kterou stranu, bylo pootočeno enkodérem. Po vyhodnocení se vykoná příslušná operace, jako např. změna tvaru signálu (sinus, trojúhelník, obdélník, jehlové impulzy), zapnutí modulace, změna frekvence či amplitudy (zde se však dále čeká na otáčení rotačním enkodérem).

6) Zvláštním případem je frekvenční rozmítání. Protože je potřeba neustále odesílat do AD9834 nové frekvence, které jsou počítány v reálném čase, uvádím zde opět část kódu.

```
1 while (sweep == 1) { //hlavní cyklus rozmítání
2     i=0;
3     while((i<1001) && (sweep_fl == 1)) { //1000 frekvencí
4         _delay_cycles(40000); //zpomalení rozmítání
5         freq += krok; //přičtení frekvenčního kroku
6         freqsend=freq*3.579; //vynásobení koeficientem
7
8     //pro rozmítání jsou využívány oba frekvenční registry, jinak dochází k
9     //nespojitém
10        if ((i%2) == 0) {
11            regfreq = 0x40;
12            regword = 0x20;
13        }
14        else {
15            regfreq = 0x80;
16            regword = 0x28;
17        }
18        DDS_send(freqsend,regfreq,reqword); //odeslání do AD9834
19        i++;
20        if (i == 1000){
21            i = 0;
22            freq = freq1;
23            P3OUT ^= BIT7;
24        }
25    }
26    default_sin(freq1); //po ukončení rozmítání nastaví sinus
27 }
```

⁷ Platí pouze v případě, že přerušení nebylo vyvoláno stiskem tlačítka pro připnutí/odpojení výstupu (*Out ON/OFF*).

V ukázce kódu se objevuje fiktivní funkce *DDS_send()*, jež je však zkráceným zápisem poměrně složitěho odesílání (a to především kvůli úspoře místa, jelikož je na 30 řádků), v reálném kódu tato funkce není. V kódu se taktéž objevuje několik proměnných, jejichž význam je patrný z jejich názvu. Proměnná *krok* představuje přírůstek frekvence a je vypočtena jako $krok = \frac{freq2 - freq1}{1000}$, tedy rozdíl koncové a počáteční frekvence, vydělený počtem kroků, který jsem zvolil 1000.⁸ Po přičtení frekvence v každém průchodu podprogramu je tato frekvence ještě vynásobena koeficientem $k=3,579$, viz kapitola 4.3.1.

Dále je pomocí podmínek rozlišeno, zda jde o sudý nebo lichý průchod podprogramu – je totiž důležité používat střídavě oba frekvenční registry AD9834, jinak dochází k velkým nespojitostem ve výstupním průběhu, nelze tedy zapisovat a používat stále jen registr *FREQ0* (popř. *FREQ1*).

Po ukončení rozmítání (opětovným stiskem příslušného tlačítka) se výstup generátoru nastaví na harmonický průběh, amplituda zůstane zachována, kmitočet je roven spodní hranici nastavených frekvencí pro rozmítání.

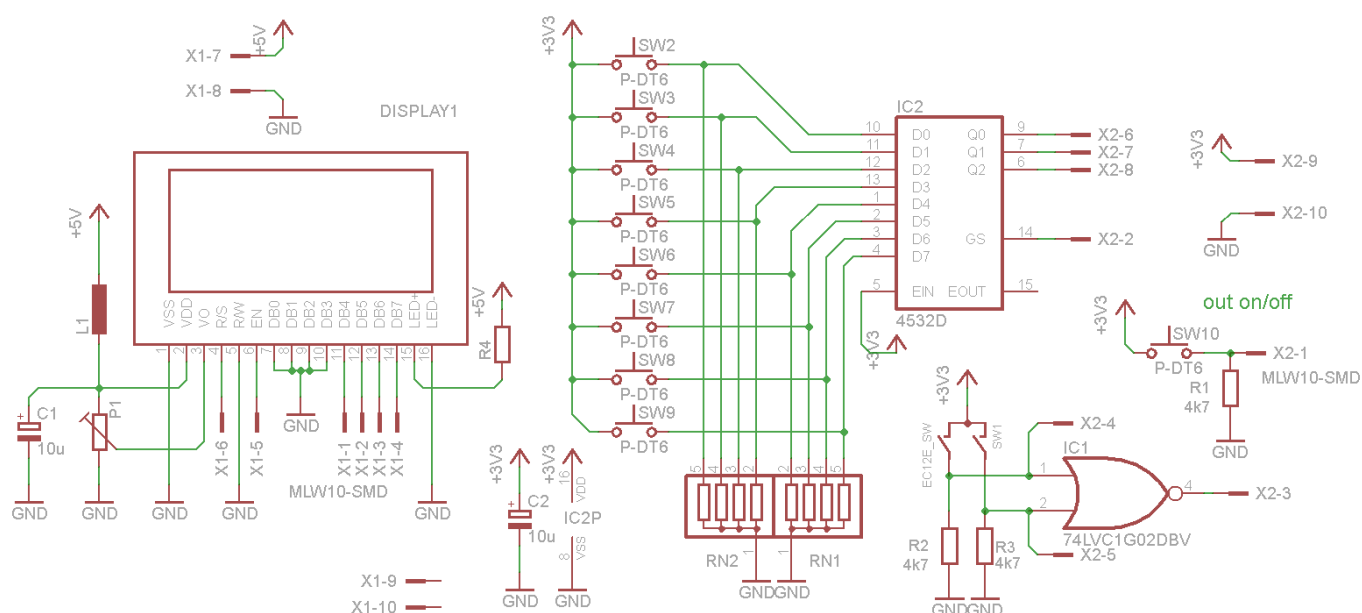
⁸ Stav k 10. 4. 2015. Finální program ještě není zcela hotov a může se do prezentace hotového výrobku ještě změnit.

7. Ovládací panel + zdroj

Aby bylo možné generátor jednoduše ovládat a mohl pracovat jako samostatný přístroj (stand alone device), navrhl jsem jednoduchý ovládací panel s 9 tlačítky (jejich význam je uveden v předchozí kapitole), rotačním enkodérem a 4-řádkovým displejem, na kterém jsou zobrazovány všechny důležité nastavené parametry. Také jsem navrhl jednoduchý lineární napájecí zdroj, poskytující všechna potřebná napětí pro správnou funkci generátoru.

7.1 Ovládací panel generátoru

Na obrázku č. 21 se nachází schéma zapojení ovládacího panelu.



Obr. 21 – Ovládací panel generátoru

Abych ušetřil vývody mikrokontroléru (a také nejsem zastáncem maticové klávesnice), použil jsem pro kódování tlačítek 8 bitový prioritní kodér na 3-bitové binární číslo ($2^3 = 8$) typu 4532, který má navíc vývod GS, který se nastaví do log. 1 při jakékoliv změně vstupních dat (stisk libovolného tlačítka SW2 ÷ SW9). Tento vývod jsem použil na vyvolání přerušení programu.

O tlačítku připojícím/odpojícím výstup (Out ON/OFF) již byla zmínka v kapitole 6 věnované programové části generátoru, toto tlačítko připojí/odpojí výstup za jakékoliv situace.

Rotační enkodér SW1 je vyveden přímo, avšak zároveň jsou jeho „výstupy“ přivedeny na logické hradlo typu NOR, to proto, aby i rotační enkodér mohl vyvolat programové přerušení při pootočení libovolným směrem.

Všechny ovládací prvky jsou vyvedeny na konektor typu MLW10 (ve schématu X2), 8 pinů je použito pro ovládací prvky, zbylé dva piny pro napájecí napětí obvodu 4532 (3,3 V); toto napětí zároveň slouží pro „napájení“ tlačítek a rotačního enkodéru. Ke všem tlačítkům (a kontaktům enkodéru) jsou paralelně připojeny kondenzátory o hodnotě 100 nF, které částečně odstraňují zákmity (ve schématu nejsou zakresleny).

Displej jsem zvolil klasický znakový 4×16, odporový trimr P1 slouží k nastavení kontrastu. Tlumivka L1 o hodnotě 33 μH zajišťuje spolu s kondenzátorem C1 o hodnotě 10 μF filtrování napájecího napětí a zabraňují pronikání kmitočtu vnitřního oscilátoru displeje do napájecího napětí generátoru. Displej je napájen trochu nešťastně z „analogového“ napětí +5 V (proto filtr v napájení). Pro ušetření vývodů mikrokontroléru jsem zvolil 4-bitovou komunikaci (jsou využívány datové piny DB4 ÷ DB7, zbylé datové vodiče jsou uzemněny).

Rezistor R4 slouží k omezení proudu pro podsvícení displeje, změna svítivosti se projeví jen minimálně a odebíraný výkon klesne. Kontakty displeje spolu s napájecím napětím +5 V jsou rovněž vyvedeny na konektor typu MLW10.

7.2 Napájecí zdroj

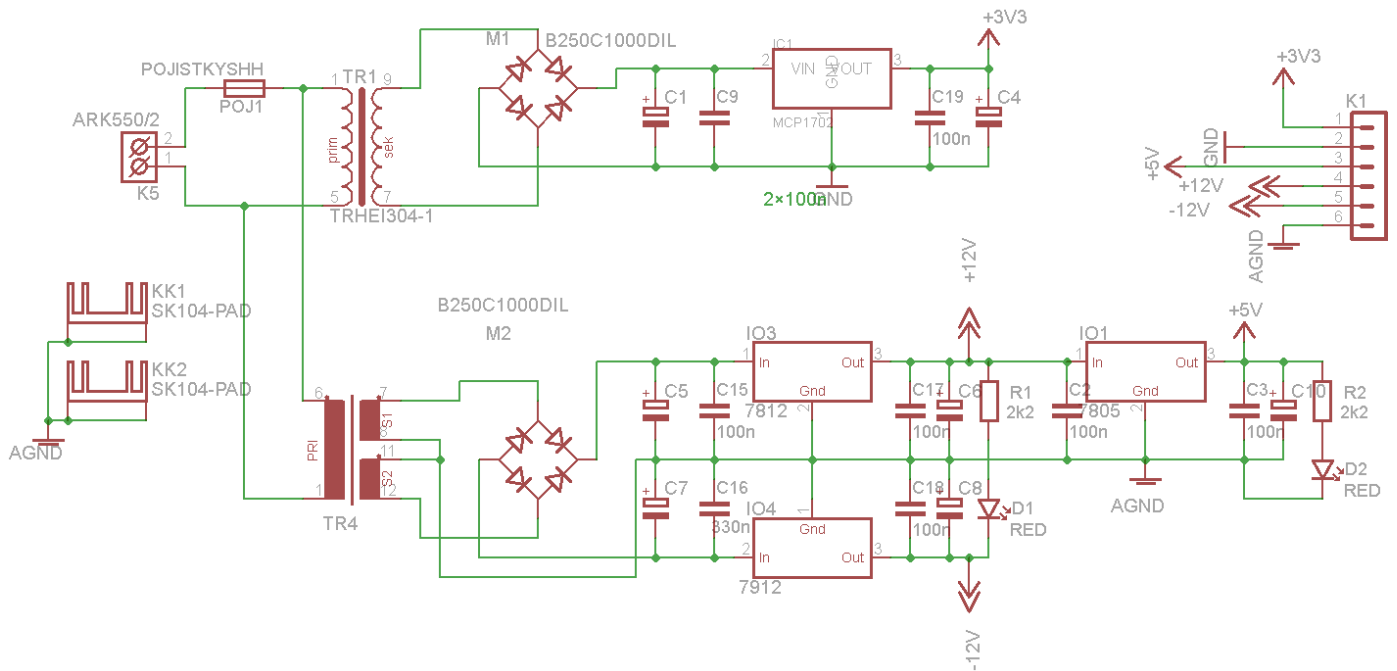
Jelikož generátor potřebuje ke své činnosti několik různých napájecích napětí (+3,3 V pro digitální část, +5 V, -5 V, +12 V a -12 V pro analogovou část), navrhl jsem pro tento účel napájecí zdroj.

Jelikož je nutné, aby napětí pro digitální a analogovou část bylo oddělené, rozhodl jsem se použít 2 transformátory (lepší, než složitě provádět oddělení jinou formou). Taktéž jsem se rozhodl použít lineární stabilizátory napětí namísto modernějších a účinnějších spínaných.⁹

Stabilizátory pro analogovou část jsou typu 78xx a 79xx v pouzdře TO220 (kromě záporného napětí -5 V, toto napětí je vytvářeno z -12 V na hlavní desce generátoru), pro napětí 3,3 V jsem použil typ MCP1702 v pouzdře TO-92 od americké firmy Microchip Technology Inc.

⁹ Lineární stabilizátory jsou vhodnější pro analogovou část než stabilizátory spínané, neboť neruší žádným spínacím kmitočtem, rovněž odběr ze zdroje konstantní. Také mají kratší reakční dobu (schopnost dodat nárazově větší proud). Jejich nevýhodou je větší ztrátový výkon, při větších proudových odběrech a větším úbytku napětí na stabilizátoru je umístění na chladič prakticky nutností. To je ale daň za lepší (vhodnější) parametry pro analogovou část.

Na obrázku 22 je celkové schéma napájecího zdroje.



Obr. 22 – Napájecí zdroj pro generátor

Kvůli bezpečnosti, a pro případ poruchy, je před transformátory zařazena tavná pojistka. Transformátory jsem použil klasické s EI plechy, hermeticky zalité a určené do plošných spojů. Elektrolytické kondenzátory jsou hliníkové, určené pro vyšší teplotní rozsah $105\text{ }^{\circ}\text{C}$ a nízkým ESR (ekvivalentní sériový odpor). Ostatní kondenzátory o hodnotě 100 nF jsou klasické keramické a zabraňují rozkmitání stabilizátorů.

Luminiscenční diody D1 a D2 tvoří minimální zátěž pro stabilizátory (taktéž nutnost, aby se nerozkmitaly, v katalogovém listu tato potřeba zátěže však napsaná není) a také slouží jako indikace správné funkce zdroje, rezistory R1 a R2 jsou pouze ochranné a upravují proud tekoucí diodami.

8. Měření

Po oživení generátoru byl přístroj podroben několika měřením. Mezi nejdůležitější parametry patří frekvenční stabilita a zkreslení (harmonického) signálu (především v audiopásmu).

Dále je vhodně proměřit generátor na spektrálním analyzátoru a ujistit se, že do signálu nepronikají nežádoucí kmitočty, jako např. hodinový signál z mikrokontroléru či z oscilátoru pro DDS. Navíc ze spektra lze odečíst hodnota SNR a SFDR; tyto hodnoty se pak dají využít pro výpočty ENOB a SINAD.

8.1 Výsledky měření

Amplituda generátoru byla nastavena na $5 V_{pp}$, kmitočty $1, 10, 50$ a 500 kHz. Měření THD je pouze pro kmitočty 1 a 10 kHz.¹⁰ V tabulce č. 5 shrnuji dosažené výsledky měření generátoru.

frekvence/kHz	THD+N/dB	THD+N/%	SFDR/dB	SNR/dB	SINAD/dB	ENOB/bit
1	-68,2	0,039	59,3	91	67,4	10,89
10	-70,5	0,03	59,5	91	69,2	11,2
50			59,8	91		
500			58,4	91		

Tab. 5 – Výsledky měření

Hodnoty SNR a SFDR byly odečteny graficky ze spektrogramů, které byly pořízeny na osciloskopu se spektrálním analyzátozem¹¹, viz přílohy.

Hodnota SINAD (poměr užitečného signálu k šumu a zkreslení) byla vypočítána z celkového harmonického zkreslení THD a poměru užitečného signálu k šumu SNR, pro názornost uvádím příklad výpočtu pro kmitočty 10 kHz.

$$SINAD = -10 \cdot \log \left(10^{\frac{-SNR}{10}} + 10^{\frac{-THD+N}{10}} \right) = -10 \cdot \log \left(10^{\frac{-91}{10}} + 10^{\frac{-70,5}{10}} \right) = 69,2 \text{ dB}$$

¹⁰ Pro měření byl použit multimetr Keithley, typ 2016-P Audio Analyzing Digital Multimeter, jenž umožňuje měřit THD+N pro kmitočty (základní harmonické) do 20 kHz, vyšší harmonické do frekvence 200 kHz, rozlišení zkreslení 0,0001 %.

¹¹ Pro měření spektra byl použit osciloskop, obsahující spektrální analyzátor, konkrétně Teledyne LeCroy, model HDO6104-MS.

Další parametr ENOB (efektivní počet bitů) byl vypočítán z parametru SINAD, rovněž zde uvádím příklad výpočtu pro kmitočet 10 kHz.

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76 \text{ dB}}{6,02} = \frac{69,2 - 1,76}{6,02} = 11,2 \text{ b}$$

Je zajímavé, že efektivní počet bitů vyšel vyšší než 10 (rozlišení AD9834), to je však způsobeno mnohonásobným převzorkováním (oversampling).

Dále jsem měřil frekvenční stabilitu kmitočtu. Nastavený kmitočet $f=1 \text{ MHz}$, amplituda 3 Vpp (1,5 Vpp do zátěže 50 Ω). Měření probíhalo po ustálení teploty po dobu 100 sekund.¹² V následující tabulce je uvedeno měření výstupního signálu generátoru, rovněž i frekvenční stabilita krystalu použitého pro taktování mikrokontroléru (vždy zpoždění 1000 cyklů mezi log. 1 a log. 0).

	Výstupní signál, $f=1 \text{ MHz}$	Signál z MCU
Střední frekvence/Hz	999987,472682	9921,536157
Minimální frekvence/Hz	999987,46059	9921,535892
Maximální frekvence/Hz	999987,48579	9921,536460

Tab. 6 – Frekvenční stabilita signálu

Za umožnění měření frekvenční stability děkuji panu doc. Ing. Jaroslavu Roztočilovi, CSc. z katedry měření (K13138), za možnost změřit zkreslení a spektrum panu Ing. Janu Markovi z katedry teorie obvodů (K13131).

¹² Pro měření byl použit přístroj od firmy STANFORD RESEARCH SYSTEMS, model SR620 Universal Time Interval Counter s externí časovou základnou o $f=10 \text{ MHz} \pm 10^{-11} \text{ Hz}$.

9. Závěr

Úspěšně jsem navrhl a poté zrealizoval funkční generátor podle svého zadání, navíc jsem do generátoru implementoval generátor jehlových impulzů a frekvenční rozmitání.

Generátor je založen na moderním principu generování signálu, a to metodou přímé digitální syntézy – DDS, tedy konverze přesně daných digitálních dat na analogovou formu.

Při návrhu zapojení generátoru jsem postupoval způsobem navržení zapojení dílčích částí, které jsem odzkoušel na pokusných destičkách, v nichž jsem při oživování a měření parametrů případně prováděl úpravy, abych dosáhl co nejlepších výsledků; jednotlivé destičky přibližně odpovídaly podkapitolám 5.1 ÷ 5.8. Velkým problémem se ukázala digitální regulace amplitudy, kdy jsem zkoušel 4 různá zapojení, avšak až zapojení s analogovou čtyřkvadrantovou násobičkou AD835 se ukázalo jako nejlepší možné a spolehlivé řešení. Velký důraz byl kladen i na návrh rekonstrukčního filtru, nakonec byl použit LC filtr s Butterworthovou aproximací 5. řádu.

Celý generátor se skládá ze tří destiček plošných spojů, hlavní deska je profesionálně vyrobena a pojata jako dvojrůstvá s množstvím prokovených otvorů a je navržena, kromě několika výjimek, na součástky pro povrchovou montáž (lepší vlastnosti na vyšších kmitočtech). Přístroj je vestavěn do hliníkové krabičky a kvůli zlepšení parametrů je mezi zdrojem a hlavní deskou generátoru stínící železný plech, který odstíní magnetické pole, které by mohlo ovlivnit především krystalový oscilátor a nejbližší relé.

Dále jsem provedl měření stability kmitočtu a zkreslení. Stabilita frekvence díky kvalitnímu krystalovému oscilátoru se SAW filtrem kolísá o ± 10 mHz, což považuji za velmi dobrou hodnotu.

Zkreslení generátoru na kmitočtu $f=10$ kHz je 0,03 % (-70,5 dB), odstup signál – šum má hodnotu 91 dB, spektrální „čistota“ SFDR se pohybuje kolem 60 dB. Celkově je generátor se svými parametry srovnatelný s komerčně vyráběnými generátory s cenovkou od 10000 Kč. Jeho možné využití je především při oživování zesilovačů pro audiotechniku, měření zkreslení, případně pro syntézu hodinových signálů pro procesory, kamery aj. Protože je generátor schopen vytvářet i jehlové impulzy, je možné zjišťovat délky a správné ukončení kabelů, díky modulaci FSK je použitelný i pro přenos informace v digitální komunikaci.

10. Seznam obrázků, grafů, tabulek a příloh

Obr. 1	-	Colpittsův oscilátor
Obr. 2	-	Hartleyův oscilátor
Obr. 3	-	Oscilátor s Wienovým článkem
Obr. 4	-	THD vs. frekvence obvodu MAX038
Obr. 5	-	Blokové schéma DDS
Obr. 6	-	Flexibilní schéma DDS
Obr. 7	-	Blokové schéma generátoru
Obr. 8	-	Blokové schéma AD9834
Obr. 9	-	Počáteční sekvence AD9834
Obr. 10	-	Schéma rekonstrukčního filtru
Obr. 11	-	Blokové schéma AD835
Obr. 12	-	Zapojení MSP430
Obr. 13	-	Zapojení AD9834
Obr. 14	-	Tvarovač na obdélníkový signál
Obr. 15	-	Kompenzace ofsetového napětí
Obr. 16	-	Zapojení AD835
Obr. 17	-	Předzesilovač + DC servo
Obr. 18	-	Atenuátory
Obr. 19	-	Tvarovač pro jehlové impulzy
Obr. 20	-	Vývojový diagram programu
Obr. 21	-	Ovládací panel generátoru
Obr. 22	-	Napájecí zdroj pro generátor
Graf 1	-	Tlumené kmity
Graf 2	-	Vzorkovaný sinus
Graf 3	-	Průběh fáze funkce sinus
Graf 4	-	Zrcadlové frekvence, dolní propust a funkce $\sin(x)/x$
Graf 5	-	Převodní charakteristika AD835

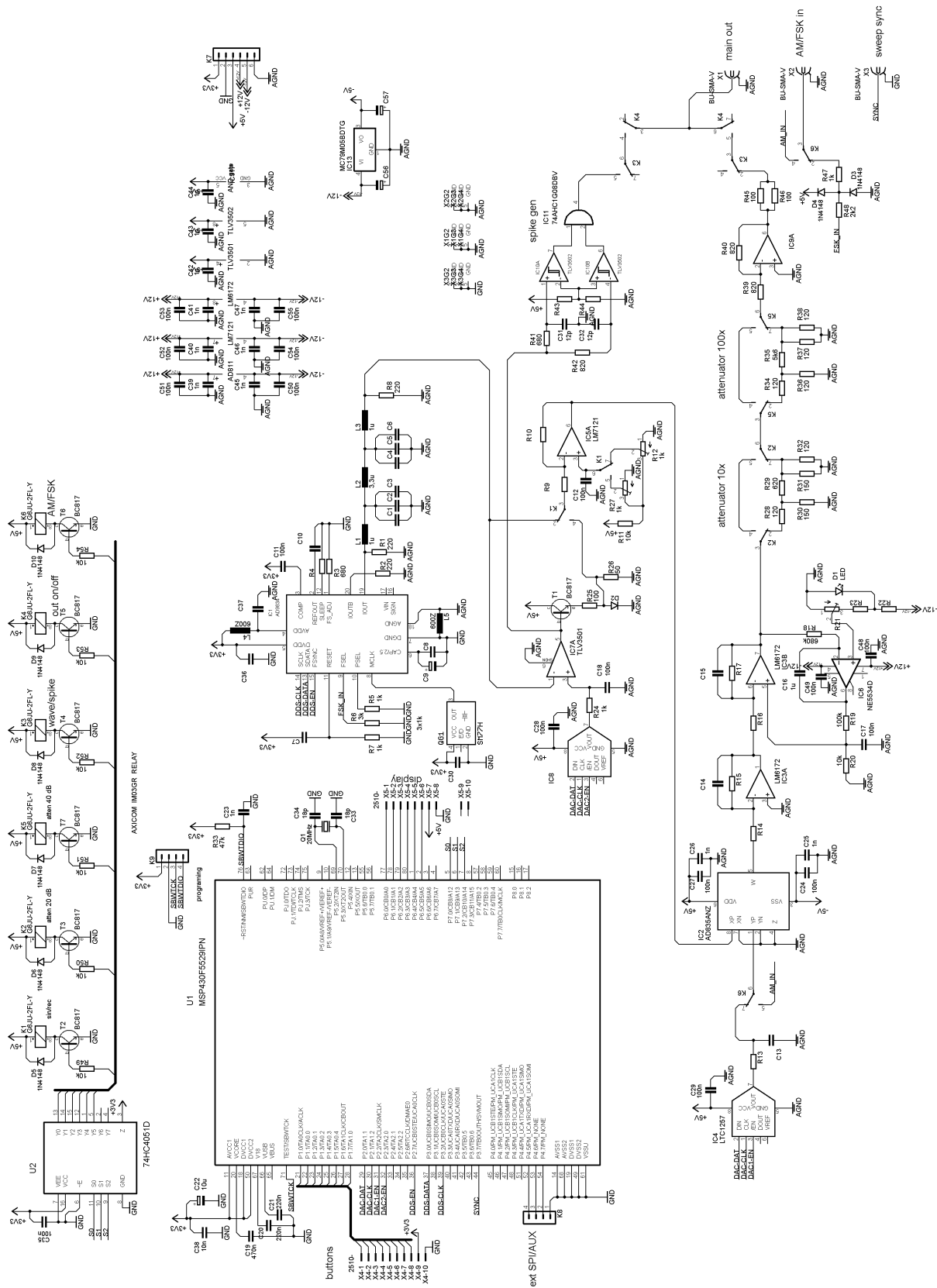
Tab. 1	-	Vývody AD9834
Tab. 2	-	Registry AD9834
Tab. 3	-	Kontrolní registr AD9834
Tab. 4	-	Normované koeficienty filtru
Tab. 5	-	Výsledky měření generátoru
Tab. 6	-	Frekvenční stabilita signálu
Př. 1	-	Celkové schéma generátoru
Př. 2	-	Spektrogram 10 kHz
Př. 3	-	Spektrogram 500 kHz
Př. 4	-	Oscilogram sinus 1 kHz
Př. 5	-	Oscilogram trojúhelník 1 kHz
Př. 6	-	Oscilogram obdélník 1 kHz
Př. 7	-	Oscilogram jehlových impulzů
Př. 8	-	Modulace FSK

11. Seznam použité literatury a odkazů

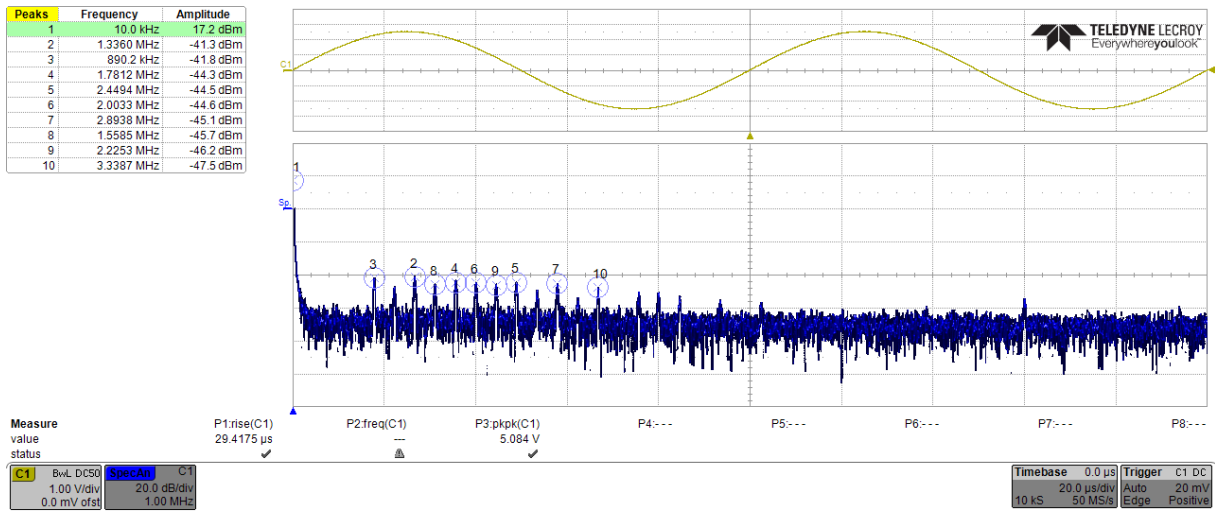
- [1] <http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/hartley.html>
- [2] <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX038.pdf>
- [3] <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-085.pdf>
Analog devices tutorial MT-085, Fundamentals of direct digital synthesis (DDS), 10/08
- [4] <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/38-08/dds.pdf>
- [5] Datasheet AD9834 - <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD9834.pdf>
- [6] Datasheet LT1228 - <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1228fd.pdf>
- [7] Datasheet AD835 - <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD835.pdf>
- [8] Datasheet PIC18F46K22 - <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41412F.pdf>
- [9] Datasheet MSP430F5529 - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f5529.pdf>
- [10] Datasheet TLV3501 - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv3501.pdf>
- [11] Datasheet Axicom IM13GR - <http://www.farnell.com/datasheets/64633.pdf>
- [12] <http://www.linear.com/solutions/1324>
- [13] <http://chemandy.com/calculators/matching-pi-attenuator-calculator.htm>
- [14] Záhlava, V.: *Návrh a konstrukce desek plošných spojů*. ČVUT, Praha 2005.
ISBN: 80-01-03351-1
- [15] Horowitz, P., Winfield, H.: *The Art of Electronics, 2nd Edition*. Cambridge University Press, 1994. ISBN 0-521-37095-7
- [16] <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-003.pdf>
Analog Devices Tutorial MT-003: Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so You Don't Get Lost in the Noise Floor, 10/08, Rev. A

12. Přílohy

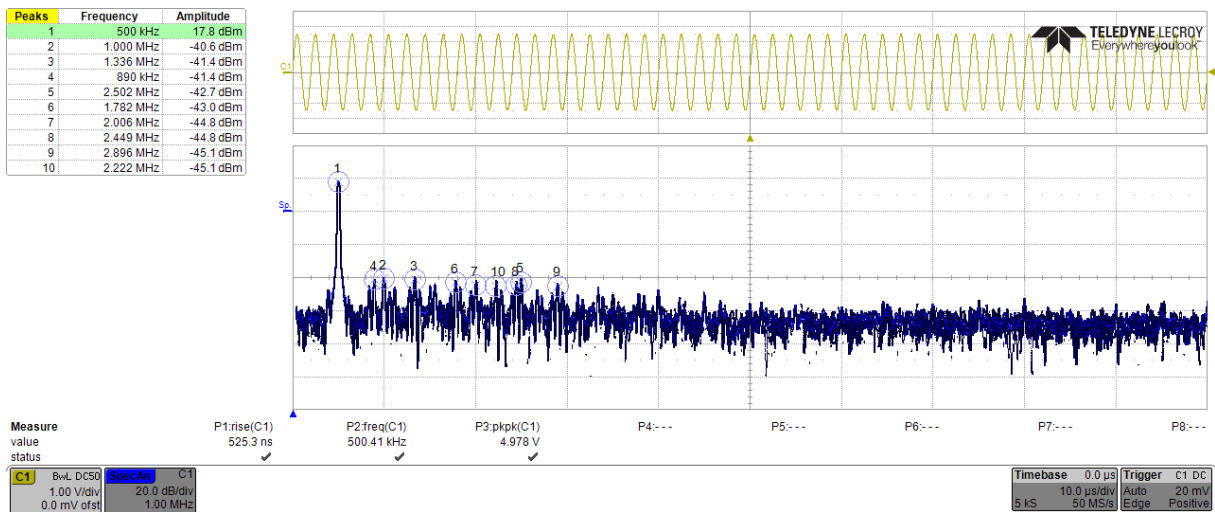
Př. 1 – Celkové schéma generátoru



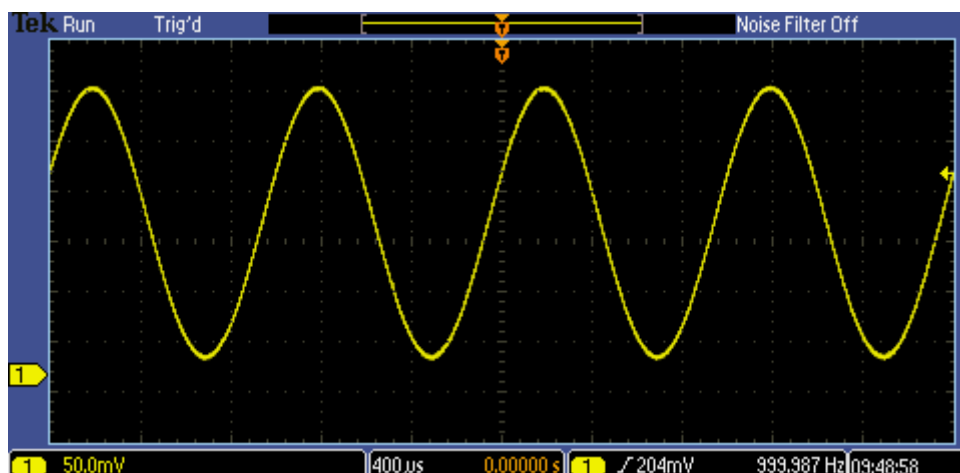
Př. 2 – Spektrogram 10 kHz



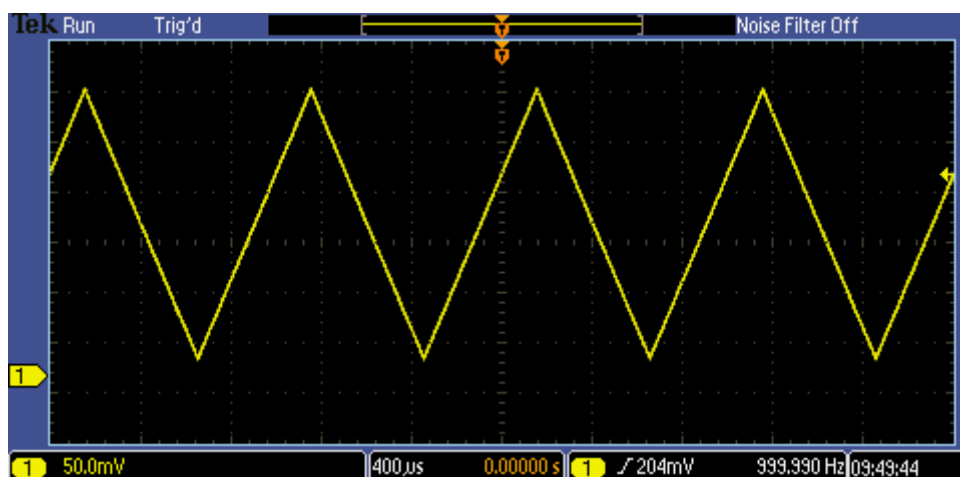
Př. 3 – Spektrogram 500 kHz



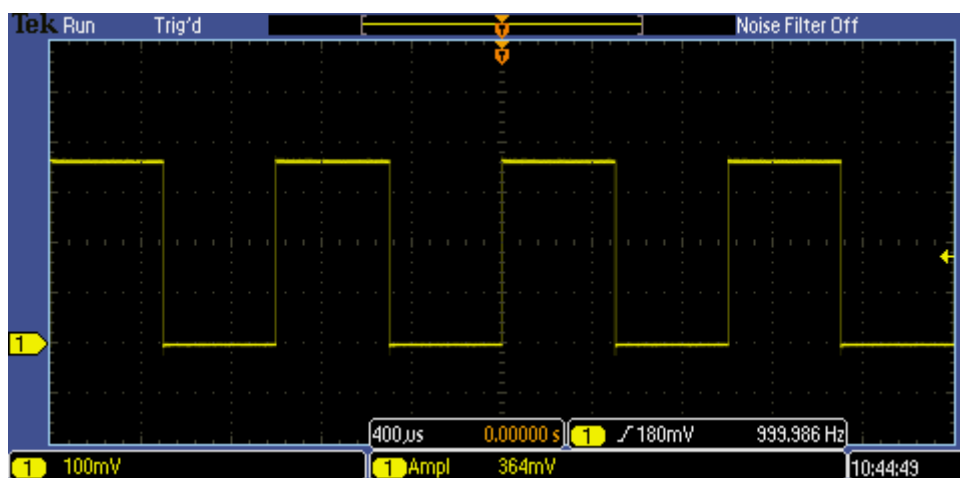
Př. 4 – Oscilogram sinus 1 kHz



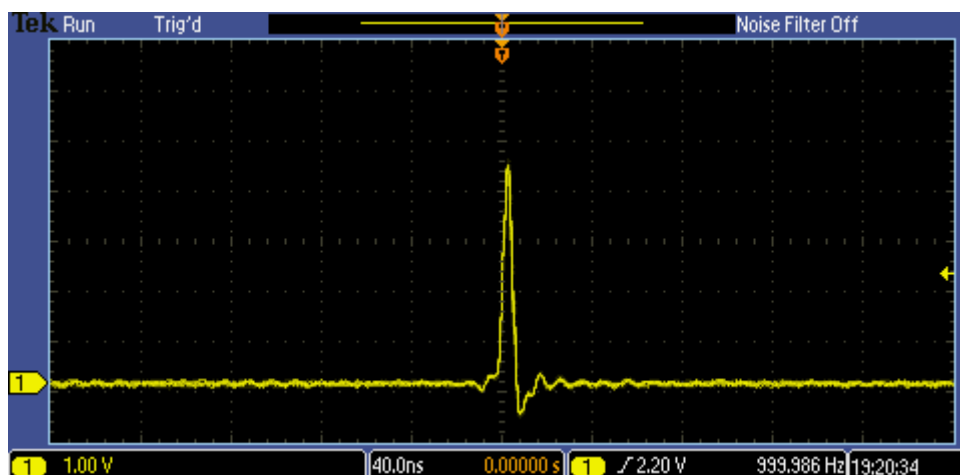
Př. 5 – Oscilogram trojúhelník 1 kHz



Př. 6 – Oscilogram obdélník 1 kHz



Př. 7 – Oscilogram jehlových impulzů



Př. 8 – Modulace FSK

