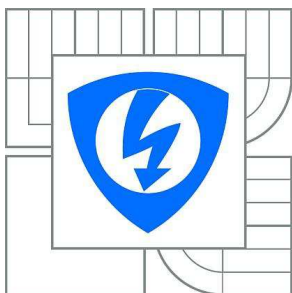


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

SYNCHRONIZOVANÉ ZDROJE ČASOVÝCH SIGNÁLŮ

SYNCHRONIZED SOURCES OF CLOCK SIGNALS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

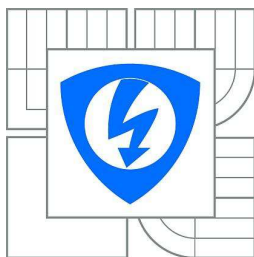
Bc. ANTONÍN FLORIÁN

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. PETR DREXLER, Ph.D.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Antonín Florián

ID: 106428

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Synchronizované zdroje časových signálů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se metodami přesného odměřování času v elektronických obvodech a systémech. Prostudujte principy a vlastnosti oscilátorů a faktory ovlivňující jejich krátkodobou a dlouhodobou stabilitu.

Navrhněte uspořádání systému dvou a více obvodů pro odměřování času, které je možno udržet po stanovenou dobu v definované koherenci, tj. se stejným kmitočtem a minimálním fázovým rozdílem oscilačního signálu. Pro návrh v případě potřeby využijte vhodného simulátoru.

Realizujte navržené uspořádání systému dvou obvodů pro odměřování času, které po vzájemné synchronizaci do koherenčního stavu udrží koherenci po definovanou dobu. Měřením ověřte možnosti dosažení doby koherence.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PAVLOVEC, J., ŠRAMAR, J., Krystalové jednotky a oscilátory. Amatérské rádio B. 1987, no. 2, p. 42.

[2] WOLAWER, D. H. Phase-Locked Loop Circuit Design. New York: Prentice Hall, 1991.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem synchronizovaných zdrojů časových signálů. První část se věnuje teorii krystalových jednotek, krystalových oscilátorů a PLL. Druhá část se věnuje návrhu krystalového oscilátoru na frekvenci 10MHz. V oscilátoru je použit krystal řezu SC. Poslední část se zabývá synchronizací oscilátorů za pomoci PLL.

KLÍČOVÁ SLOVA

Krystalový rezonátor, krystalový oscilátor, frekvenční stabilita, fázový závěs, fázový detektor.

ABSTRACT

This thesis deals with design of synchronized sources of time signal. The first part of the thesis deals with the theory the crystal resonators, crystal oscillators and PLL. The second part of the thesis deals with the crystal oscillator with 10MHz frequency. In the oscillator is use of SC cut crystal. The third part of the work deals with method of synchronization. To synchronization is use of PLL.

KEYWORDS

Crystal resonator, crystal oscillator, frequency stability, phase locked loop, phase detector.

FLORIÁN, A. *Synchronizované zdroje časových signálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 50 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Synchronizované zdroje časových signálů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 24. května 2013

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Petru Drexlerovi, Ph.D a Ing. Zdeňku Roubalovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 24. května 2013

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků

Seznam tabulek

1	Úvod	1
2	Krystalové jednotky	2
2.1	Kmity krystalu	2
2.2	Kmitočtová stabilita	2
2.3	Elektrický náhradní obvod	3
3	Krystalové oscilátory	6
3.1	Kmitočtová stabilita	6
3.1.1	Krátkodobá kmitočtová stabilita	6
3.1.2	Dlouhodobá kmitočtová stabilita	7
3.1.3	Kmitočtová stabilita závislá na vnějších podmínkách	7
3.2	Skupiny krystalových oscilátorů	7
3.3	Oscilační podmínky	8
3.4	Buzení krystalu	9
3.5	Typy oscilátorů	9
3.5.1	Oscilátor Pierce	10
3.5.2	Oscilátor Colpitts	10
3.5.3	Oscilátor Clapp	11
3.5.4	Oscilátor Butler	12
3.6	Zlepšování teplotní stability oscilátorů	12
3.6.1	Teplotní optimalizace	12
3.6.2	Teplotní kompenzace	13
3.6.3	Teplotní stabilizace	14
4	Fázový závěs	16
4.1	Základní bloky	16
4.1.1	Fázový detektor	16
4.1.2	Filtr smyčky	17
4.1.3	Napětím řízený oscilátor	17

4.2	Princip činnosti	17
5	Návrh krystalového oscilátoru	19
5.1	Měření parametrů krystalové jednotky	19
5.2	Simulace oscilátoru v Ansoft Designer	21
5.3	Návrh selektivního obvodu ve Snap	23
5.4	Schéma zapojení oscilátoru	24
6	Termostat	26
6.1	Návrh	26
6.2	Mechanické provedení	28
7	Synchronizace	29
7.1	Kapacitní analogová paměť	29
7.2	Fázový detektor a filtr smyčky	30
8	Napájecí zdroj	35
9	Naměřené výsledky	36
9.1	Ladící charakteristiky oscilátorů.....	36
9.2	Náběhu termostatu na provozní teplotu	37
9.3	Náběh oscilátoru na pracovní kmitočet	38
9.4	Měření doby koherence	39
10	Závěr	42
	Literatura	43
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	44
	Seznam příloh	45

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Kmity krystalu (převzato z [1]).	2
Obr. 2: Teplotní závislosti kmitočtu jednotlivých řezů křemene (převzato z [1]).	3
Obr. 3: Náhradní schéma krystalového rezonátoru (převzato z [2]).	3
Obr. 4: Rozložení rezonancí (převzato z [1]).	4
Obr. 5: Rozladění sériovou kapacitou (převzato z [3]).	5
Obr. 6: Krátkodobá kmitočtová stabilita (převzato z [1]).	7
Obr. 7: Zapojení oscilátorů (převzato z [1]).	8
Obr. 8: Zpětnovazební smyčka	8
Obr. 9: Závislost vnitřního odporu krystalu na velikosti buzení (převzato z [1]).	9
Obr. 10: Oscilátor Pierce (převzato z [1]).	10
Obr. 11: Oscilátor Colpitts (převzato z [1]).	11
Obr. 12: Oscilátor Clapp (převzato z [1]).	11
Obr. 13: Oscilátor Butler (převzato z [1]).	12
Obr. 14: Obvod pro teplotní optimalizaci (převzato z [1]).	13
Obr. 15: Kmitočtová charakteristika oscilátoru s teplotní kompenzací (převzato z [1]).	13
Obr. 16: Blokové schéma TCXO (převzato z [1]).	14
Obr. 17: Blokové schéma digitální kompenzace (převzato z [1]).	14
Obr. 18: Bod obratu teplotní charakteristiky krystalu (převzato z [1]).	15
Obr. 19: Blokové schéma termostatu (převzato z [1]).	15
Obr. 20: Blokové schéma fázového závěsu (převzato z [6]).	16
Obr. 21: Charakteristika fázového detektoru (převzato z [6]).	16
Obr. 22: Frekvenční rozsah PLL	17
Obr. 23: π -článek; $R_1=159\ \Omega$, $R_2=14,2\ \Omega$, $R_3=66,2\ \Omega$ (převzato z [1]).	19
Obr. 24: Schéma oscilátoru typu Pierce simulovaného v Ansoft Designer	22
Obr. 25: Průběh výstupního napětí oscilátoru	22
Obr. 26: Fázový šum oscilátoru	23
Obr. 27: Schéma selektivního obvodu	23
Obr. 28: Průběh reálné a imaginární části impedance selektivního obvodu	24
Obr. 29: Schéma VCXO	24
Obr. 30: Schéma termostatu	26
Obr. 31: Blokové schéma synchronizačního obvodu	29

Obr. 32: Kapacitní analogová paměť (převzato z [10]).	29
Obr. 33: Sample and hold amplifier (převzato z [11]).	30
Obr. 34: Blokové schéma PFD (převzato z [12]).	30
Obr. 35: Funkce PFD (převzato z [12]).	31
Obr. 36: Převodní charakteristika PFD (převzato z [12]).	31
Obr. 37: Filtr smyčky (převzato z [12]).	31
Obr. 38: Přechodové charakteristiky filtru smyčky (převzato z [12]).	33
Obr. 39: Schéma synchronizačního obvodu	34
Obr. 40: Schéma napájecích zdrojů.	35
Obr. 41: Ladící charakteristiky oscilátorů.	37
Obr. 42: Náběh termostatu na provozní teplotu.	38
Obr. 43: Náběh oscilátoru na pracovní kmitočet.	39
Obr. 44: Průběhy signálů oscilátorů.	40
Obr. 45: Pokles ladícího napětí v čase.	40

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Přehled naměřených hodnot krystalové jednotky v π -článku.....	20
Tab. 2: Přehled parazitních rezonancí krystalové jednotky.	21
Tab. 3: Parametry termistoru [14].....	26
Tab. 4: Ladící charakteristiky oscilátorů.	36

1 ÚVOD

Cílem této práce je navrhnout systém dvou a více obvodů pro odměřování času, které bude možno po stanovenou dobu udržet v koherenci. Uplatnění těchto obvodů se nachází všude tam, kde je potřeba spouštět dvě a více zařízení v jednom okamžiku.

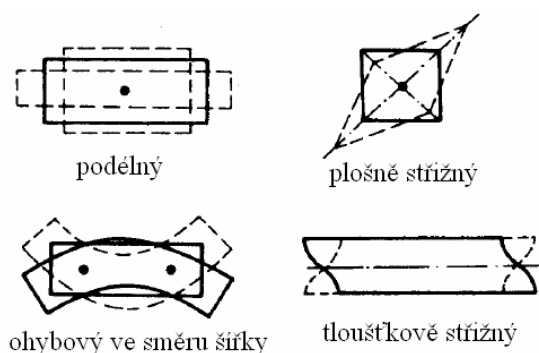
Jednou z možností realizace je použít k synchronizaci rádiového spoje. Ne vždy je to však možné. Proto se tato práce zabývá možností vytvořit dva obvody, které se na počátku jeden od druhého synchronizují a po oddělení se stanou nezávislými zdroji signálů. Jako zdroje signálů se použijí krystalové oscilátory. K vzájemné synchronizaci se využije smyčky fázového závěsu.

2 KRYSTALOVÉ JEDNOTKY

V dnešní době je čas veličina, kterou lze měřit s velmi dobrou přesností, a to díky objevu křemenného rezonátoru. Křemenný rezonátor využívá obráceného piezoelektrického jevu. Po elektrické stránce se krystal chová jako rezonanční obvod s velmi vysokým činitelem jakosti a vysokou kmitočtovou stabilitou, kterou by nebylo možné pomocí klasických obvodových prvků jako je cívka a kondenzátor dosáhnout. První oscilátor s krystalovým rezonátorem byl postaven někdy ve dvacátých letech minulého století panem Cady a později panem Pierce. [1]

2.1 Kmity krystalu

Krystal je destička z monokrystalického křemene, která je patřičně orientovaná ke svým krystalografickým osám. Různé orientace krystalu vykazují různé vlastnosti jako je kmitočet oscilací, průběh teplotní závislosti, krátkodobou a dlouhodobou stabilitu kmitočtu. V krystalu se mohou vybudit různé typy kmitů. Kmity jsou v krystalu vybudeny obráceným piezoelektrickým jevem. Na stěnách krystalu jsou napařeny elektrody, na které je přiveden střídavý signál. Je-li kmitočet přiváděného signálu v rezonanci s mechanickými kmity krystalu, amplituda kmitů bude maximální. Mezi základní typy kmitů patří podélný, plošně střížný, ohybový ve směru šířky, tloušťkově střížný, viz obr. 1. [1]



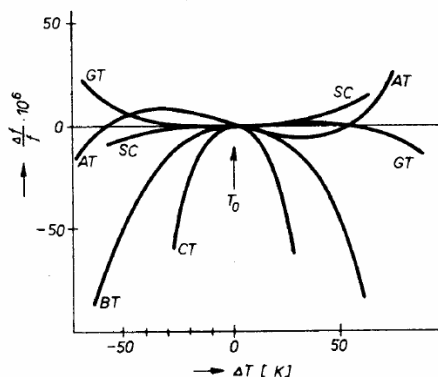
Obr. 1: Kmity krystalu (převzato z [1]).

2.2 Kmitočtová stabilita

Nejdůležitějším parametrem krystalu je kmitočtová stabilita. Rozlišuje se na:

- Krátkodobá stabilita – Stabilita v intervalu μs až desítek sekund. Souvisí s šumovou čistotou signálu.
- Dlouhodobá stabilita – Stabilita v intervalu dnů až roků. Souvisí se změnami hmotnosti krystalové destičky a změnami na elektrodách.
- Teplotní stabilita – Stabilita definovaná teplotním koeficientem kmitočtu TKf. Je definován jako relativní změna kmitočtu při změně teploty o $1\text{ }^{\circ}\text{C}$. Na obr. 2

jsou průběhy teplotních závislostí jednotlivých řezů křemene. Některé řezy křemene mají při teplotě T_0 teplotní koeficient kmitočtu $TKf=0$. Pro dosažení co nejlepší kmitočtové stability je vhodné aby krystal při této teplotě pracoval.

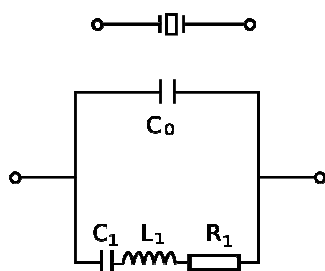


Obr. 2: Teplotní závislosti kmitočtu jednotlivých řezů křemene (převzato z [1]).

Časově nejstabilnější se zdají být výbrusy krystalů s tloušťkově-střížnými kmity. Časová stabilita souvisí s hmotnostními změnami na povrchu krystalu a chemickou reakcí na napařených elektrodách. Aby se těmto vlivům zabránilo, umísťuje se krystal do vakuovaného pouzdra. Napařené elektrody přináší další problém - mechanické pnutí na povrchu krystalu, které se s časem a teplotou mění. To způsobuje další nestabilitu. Za účelem potlačení tohoto jevu byl vyvinut nový typ řezu křemene označovaný zkratkou SC, který není na povrchové napětí citlivý. [1]

2.3 Elektrický náhradní obvod

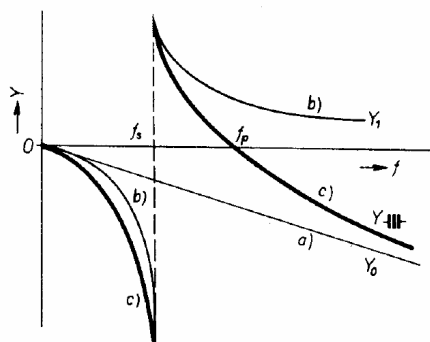
Krystalová rezonátor se nejčastěji popisuje náhradním schématem podle obr. 3. Kapacita C_1 symbolizuje elasticitu, indukčnost L_1 symbolizuje kmitající hmotu, odpor R_1 symbolizuje tlumení. Protože krystal je vlastně dielektrikum s elektrodami, vykazuje i statickou kapacitu C_0 .



Obr. 3: Náhradní schéma krystalového rezonátoru (převzato z [2]).

Na obr. 4 jsou znázorněny závislosti admitancí bezeztrátového krystalového rezonátoru. Křivka a) znázorňuje paralelní větev tvořenou statickou kapacitou C_0 , b) představuje sériovou větev. Spojením obou větví vzniká závislost c). Z průběhu je

patrné, že kromě sériové rezonance f_s se vlivem kapacity C_0 objevuje i rezonance paralelní f_p .



Obr. 4: Rozložení rezonancí (převzato z [1]).

Za pomoci Thomsonova vztahu lze vypočítat rezonanční kmitočty. Kmitočet sériové rezonance je

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}. \quad (1)$$

Kmitočet paralelní rezonance

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C}}, \quad (2)$$

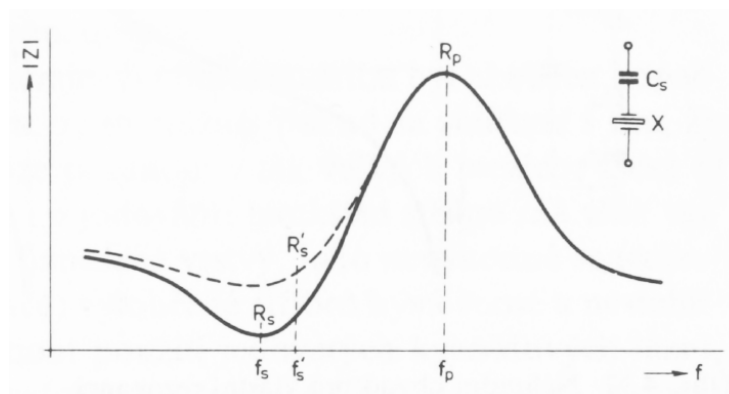
kde C je sériová kombinace kapacit C_1 a C_0 .

Dalším parametrem krystalového rezonátoru je činitel jakosti rezonančního obvodu. Je určen vztahem

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_1}{R_1}. \quad (3)$$

Činitel jakosti krystalového rezonátoru je ve srovnání s klasickými LC obvody vysoký, běžně dosahuje hodnoty 10^5 . Resonanční kmitočet krystalu lze v určité míře měnit připojováním reaktancí ke krystalu. Tím však dochází ke zhoršování Q , protože rezonanční kmitočet není určován výhradně krystalem ale i připojenou kapacitou nebo indukčností. Čím větší je rozladění, tím více klesá Q . Rozladění krystalu se využívá tam, kde je potřeba přesně nastavit kmitočet nebo v napětím řízených krystalových oscilátorech VCXO.

K rozladění paralelní rezonance se použije paralelně připojená indukčnost nebo kapacita. Pro sériovou rezonanci se použije rozladění sériově připojenou indukčností nebo kapacitou. Případ rozladění krystalu sériovou kapacitou C_s je na obr. 5.



Obr. 5: Rozladění sériovou kapacitou(převzato z [3]).

Kmitočet sériové rezonance se změní z f_s na f'_s podle vztahu

$$f'_s = f_s \left[1 + \frac{C_1}{2 \cdot (C_0 + C_s)} \right], \quad (4)$$

a zároveň vzroste rezonanční odpor z R_s na R'_s podle vztahu

$$R'_s = R_s \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_s} \right). \quad (5)$$

Ze vztahů je patrné, že největšího rozladění se dosáhne malou zatěžovací kapacitou C_s , která bude srovnatelná s kapacitou C_0 . Velká zatěžovací kapacita naopak rezonanční kmitočet změní minimálně. [1]

3 KRYSTALOVÉ OSCILÁTORY

Krystalové oscilátory nachází uplatnění jako zdroje hodinových signálů ve většině oblastí elektrotechniky. Jsou nepostradatelné jako reference v kmitočtových čítačích, měřících fyzikálních veličin, radiolokačních systémech a v embedded systémech.

Oscilátor je tvořen zesilovačem a zpětnovazebním obvodem obsahující krystalovou jednotku. Amplituda oscilací roste do doby, než vlivem nelinearity dojde ke zmenšení zisku smyčky. Poté se amplituda oscilací ustálí na konkrétní hodnotě. Kmitočet oscilátoru se ustálí na hodnotě, kde má smyčka fázový posuv 0° nebo 360° . Krystalová jednotka vykazuje v tomto okamžiku určitou reaktanci, která má hlavní vliv na kmitočet oscilací. Proto udržení konstantního kmitočtu oscilací, musí být konstantní reaktance krystalu. [1]

3.1 Kmitočtová stabilita

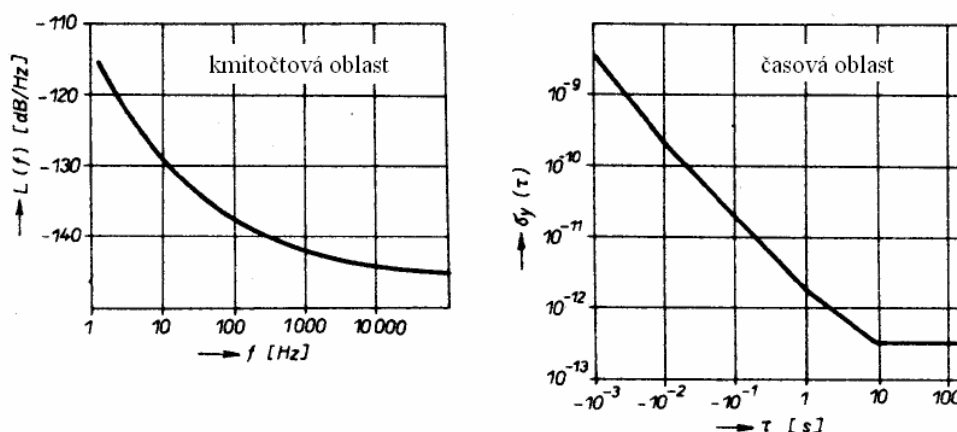
Kmitočtová stabilita je hlavní vlastnost, která se od oscilátoru očekává. Vyjadřuje se jako poměr

$$\frac{\Delta f_{MAX}}{f_0}, \quad (6)$$

kde Δf_{MAX} je maximální odchylka od pracovního kmitočtu a f_0 je pracovní kmitočet oscilátoru. Pod pojmem kmitočtová stabilita si lze představit stálost kmitočtu v závislosti na určitém parametru. Tím parametrem nejčastěji bývá čas a okolní podmínky. Podle toho pak rozlišujeme tyto druhy kmitočtové stability.

3.1.1 Krátkodobá kmitočtová stabilita

Jedná se o změny kmitočtu způsobené fluktuacemi fáze, které jsou způsobeny šumy od jednotlivých součástí oscilátoru. Krátkodobá kmitočtová stabilita se dá popsat buď v časové oblasti jako okamžitá relativní odchylka kmitočtu za krátký časový interval (10^{-4} až 100 s) nebo v kmitočtové oblasti jako poměr signál/šum v určité vzdálenosti od nosné. Mezi popisem krátkodobé kmitočtové stability v časové oblasti a kmitočtové oblasti existuje korelace. Intervalu $\tau=0,1$ s odpovídá fázový šum ve vzdálenosti 10 Hz od nosné. Typické průběhy těchto závislostí jsou na obr. 5. [1]



Obr. 6: Krátkodobá kmitočtová stabilita (převzato z [1]).

3.1.2 Dlouhodobá kmitočtová stabilita

Jedná se o kmitočtovou stabilitu zkoumanou v řádech dnů až roků. Je způsobena stárnutím krystalu a stárnutím ostatních součástek oscilátorů (kondenzátory, tranzistory, varikapy apod.). Nejvíce se projevuje stárnutí krystalu, viz kapitola 2.2. Stárnutím mění součástky svoji hodnotu a dochází tak ke změně kmitočtu.

3.1.3 Kmitočtová stabilita závislá na vnějších podmínkách

Vnějšími podmínkami se nejčastěji rozumí teplota, atmosférický tlak, zatěžovací impedance, napájecí napětí apod. Nejvýznamnější z těchto závislostí je závislost na teplotě. Kromě značné závislosti krystalové jednotky na teplotě, jsou teplotně závislé i ostatní součástky oscilátoru a to jak polovodičové (tranzistory, varikapy), tak pasivní (kondenzátory). Změna zatěžovací impedance a změna napájecího napětí způsobují změnu kmitočtu přes reaktanční změny napětově závislých prvků (tranzistory). Vliv je tím větší, čím těsnější je vazba obvodu na krystal. [1]

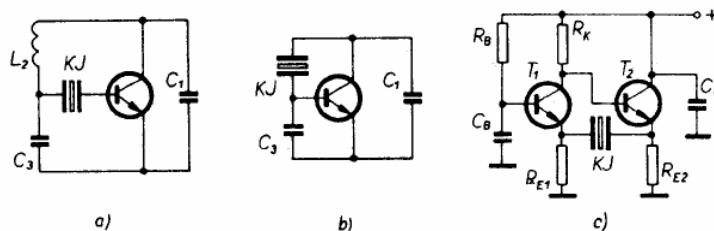
3.2 Skupiny krystalových oscilátorů

V závislosti na tom, kdo kterého místa obvodu se zapojí krystalová jednotka, rozeznáváme tři skupiny krystalových oscilátorů:

- Tříbodové oscilátory – Příklad zapojení takového oscilátoru je na obr. 7a. Mezi vstupem a výstupem aktivního prvku je zapojený čtyřpól, skládající se z kapacit a indukčností, který upravuje fázi v obvodu tak, aby kmital. Jeden z těchto prvků se nahradí krystalovou jednotkou. Krystalová jednotka má v obvodu indukční charakter a kmitá na kmitočtu mezi sériovou a paralelní rezonancí. Ne příliš správně se těmto oscilátorům říká: „oscilátory pro paralelní rezonanci“.
- Oscilátory s krystalem v záporné zpětné vazbě – Tento typ oscilátoru kmitá na kmitočtu minimálního odporu krystalové jednotky, tj. v blízkosti sériové rezonance. Tyto oscilátory kmitají i v případě, když se krystal nahradí jeho

činným odporem. Příklad zapojení takového oscilátoru je na obr. 7b. Konkrétně vyobrazený oscilátor má zápornou zpětnou vazbu vedenou do báze tranzistoru. Existují zapojení i se zápornou zpětnou vazbou v emitoru a kolektoru tranzistoru.

- Oscilátory s krystalem v kladné zpětné vazbě – Stejně jako u předchozího typu oscilátoru, i zde kmitá krystal v blízkosti sériové rezonance na kmitočtu minimálního odporu krystalové jednotky. Příkladem zapojení tohoto oscilátoru je oscilátor typu Butler na obr. 7c.



Obr. 7: Zapojení oscilátorů (převzato z [1]).

3.3 Oscilační podmínky

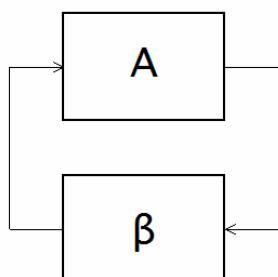
Oscilátor je tvořen zesilovačem a zpětnovazebním obvodem obsahující krystalovou jednotku. Schéma zapojení zpětnovazební smyčky je na obr. 8. Blok A představuje aktivní prvek, blok β zpětnou vazbu. Aby oscilátor kmital, musí být splněny následující podmínky:

- Fázová podmínka

$$\text{Im}\{A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)\} = 0, \quad (7)$$

- Amplitudová podmínka

$$|A(\omega) \cdot \beta(\omega)| \geq 1. \quad (8)$$



Obr. 8: Zpětnovazební smyčka

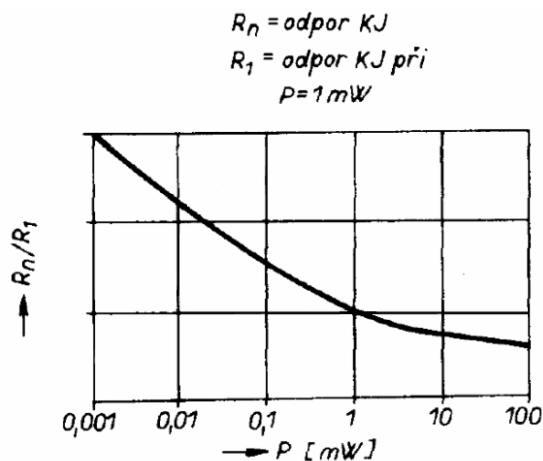
Jako aktivní prvek se v oscilátorech používají bipolární a unipolární tranzistory.

Pro jejich výběr je rozhodující velikost mezního kmitočtu f_T . Čím je mezní kmitočet tranzistoru vyšší, než kmitočet na kterém má oscilátor pracovat, tím menší je ovlivnění fázového posuvu smyčky tranzistorem. Oscilátor má pak lepší dlouhodobou kmitočtovou stabilitu, protože stárnutí tranzistoru, které způsobuje změny jeho parametrů, se tolik nepromítne. Požadavek vysokého f_T je však v rozporu s požadavkem na nízký fázový šum, tj. dobrou krátkodobou stabilitu. Tranzistory s vysokým mezním kmitočtem mají všeobecně vyšší šумы. Proto je volba velikosti f_T kompromis. [1]

3.4 Buzení krystalu

Buzením krystalu se rozumí velikost činného výkonu na krystalu. Tento parametr má vliv na krátkodobou a dlouhodobou stabilitu. Z hlediska co nejlepší dlouhodobé kmitočtové stability by měla být velikost buzení krystalu pokud možno co nejmenší. Z hlediska krátkodobé stability je vhodné volit velikost buzení větší. Volba velikosti buzení je tedy opět kompromisem.

Další nepříjemná vlastnost krystalu je závislost jeho vnitřního odporu na velikosti buzení, viz. obr. 9. Byl-li krystal delší dobu mimo provoz, jeho vnitřní odpor naroste a k rozkmitání potřebuje vyšší buzení. Poté co se krystal rozkmitá, jeho vnitřní odpor se sníží a je možné snížit velikost buzení. K tomuto účelu se používá automatika, která při zapnutí oscilátoru na okamžik několiknásobně zvýší velikost buzení. [1]



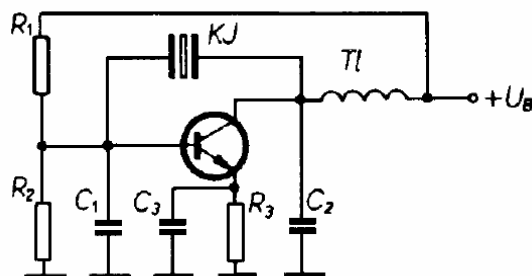
Obr. 9: Závislost vnitřního odporu krystalu na velikosti buzení (převzato z [1]).

3.5 Typy oscilátorů

Pro velkou obsáhlost této kapitoly bude věnována pozornost pouze oscilátorům, které jsou vhodné z hlediska stability kmitočtu. Nebudou popisovány nf krystalové oscilátory a to pro jejich neperspektivnost. Signály nízkých kmitočtů lze získat z vf oscilátoru dodatečným dělením kmitočtu. Hlavní místo mezi krystalovými oscilátory v současnosti mají vf oscilátory a to v zapojení podle Pierce, Clappa, Colpittse a Butlera.

3.5.1 Oscilátor Pierce

Pierceův oscilátor patří mezi oscilátory s nejlepší krátkodobou stabilitou. Tranzistor v tomto oscilátoru je zapojený se společným emitorem. Základní zapojení oscilátoru je obr. 10.



Obr. 10: Oscilátor Pierce (převzato z [1]).

Mezi bází a kolektorem tranzistoru je zapojený π -čánek tvořený kapacitami C_1 , C_2 a krystalovou jednotkou. Krystal v tomto zapojení má induktivní charakter, kmitá v blízkosti paralelní rezonance. Kapacity C_1 a C_2 určují vstupní a výstupní impedanci. Aby se minimalizoval vliv tranzistoru, musí pro reaktanci kondenzátorů platit

$$|X_1| \ll \frac{1}{g_{11}}, \quad |X_2| \ll \frac{1}{g_{22}}. \quad (9)$$

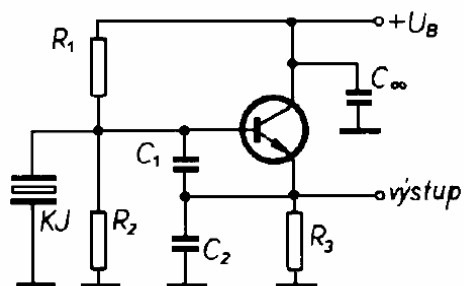
Kapacity se tedy volí co největší, dovolí-li to zisk tranzistoru. Prakticky se volí tak, aby oscilátor byl schopen kmitat s 2 až 3x větším odporem krystalu, než jaký skutečně má. Protože je krystal v oscilátoru zatěžován kapacitně, nezhoršuje se činitel jakosti. Činitel jakosti oscilátoru je téměř totožný s činitelem jakosti použitého krystalu. Nevýhodou Pierceova oscilátoru je potřeba dokonale stabilizovat bázevý proud tranzistoru a fakt, že žádný pól krystalu není uzemněný.

K získání stabilnějšího signálu se používá Pierceův harmonický oscilátor kmitající na třetí, páté nebo sedmé harmonické. Na místo Tl a C_2 ve schématu na obr. 10 se dá LC obvod naladěný mezi požadovanou harmonickou a nejbližší nižší harmonickou. Pro požadovanou harmonickou bude mít obvod kapacitní charakter. Pro nižší harmonické bude mít obvod induktivní charakter a nebude tak splněna podmínka pro kmitání. [1]

3.5.2 Oscilátor Colpitts

Colpittsův oscilátor má tranzistor zapojený se společným kolektorem. Základní zapojení tohoto oscilátoru je na obr. 11. Krystal v tomto zapojení kmitá mezi sériovou a paralelní rezonancí. Nevýhodou tohoto zapojení je odporový dělič v bázi tranzistoru, který snižuje činitel jakosti krystalu a tím i krátkodobou stabilitu. Řešením je použití unipolárního tranzistoru. Kondenzátory C_1 a C_2 se opět volí pokud možno co největší, aby se potlačila parazitní reaktance tranzistoru. Poměr velikostí kapacit $C_1:C_2$ je nejhodnější volit 1:2 až 1:3. Pro jemné doladění kmitočtu je možné do série s krystalem

zařadit kondenzátor nebo indukčnost.

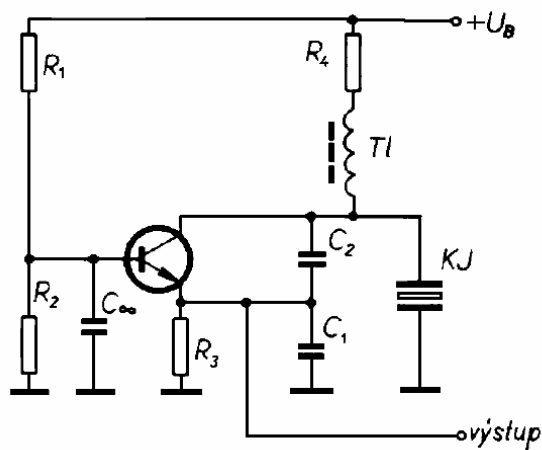


Obr.11: Oscilátor Colpitts(převzato z [1]).

Pro lepší kmitočtovou stabilitu se může použít Colpittsův harmonický oscilátor. K zabránění kmitání na nižších harmonických se vloží na místo kondenzátoru C_2 LC obvod. Kmitočet LC obvodu se volí stejně, jako u Piercova harmonického oscilátoru. [1]

3.5.3 Oscilátor Clapp

Clappův oscilátor má tranzistor zapojený se společnou bází. Báze je střídavě uzemněná. Nevýhodou toho zapojení je nízká výstupní impedance, která snižuje činitel jakosti krystalu. Základní zapojení oscilátoru Clapp je na obr. 12. Výstupní impedanci lze zvýšit použitím vyššího napájecího napětí a většího odporu R_4 nebo použitím tlumivky TI .

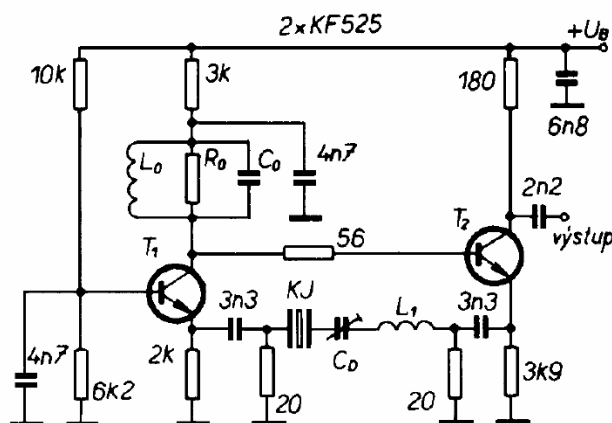


Obr. 12: Oscilátor Clapp (převzato z [1]).

Krystal v tomto oscilátoru pracuje v paralelní rezonanci, má induktivní charakter a společně s kondenzátory C_1 a C_2 tvoří článek posouvající fázi o 180° . Velikost C_1 a C_2 se volí podobně jako u předešlých typů oscilátorů, a to tak, aby byl oscilátor schopen kmitat s 2 až 3x větším odporem krystalu, než jaká je skutečná hodnota odporu krystalu. [1]

3.5.4 Oscilátor Butler

V tomto typu oscilátoru pracuje krystal v sériové rezonanci s minimálním odporem. To je výhoda, protože krystaly jsou pro sériovou rezonanci navrhovány. Krystal je zapojený v π -článku s rezistory, které mají malou hodnotu. Schéma zapojení Buttlerova oscilátoru je na obr. 13.



Obr. 13: Oscilátor Butler (převzato z [1]).

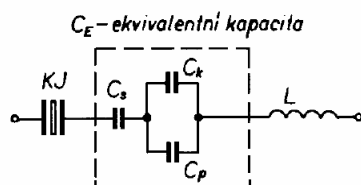
Zisk smyčky oscilátoru se nastaví tak, aby oscilátor kmital s 3x větším odporem krystalu, než jaký je jeho skutečný. Zisk se nastaví pomocí rezistoru R_0 a rezistory v π -článku. Obvod L_0C_0 slouží k vyrovnání fázového posuvu tranzistorů. Tento typ oscilátoru je velmi kvalitní a má široké užití. [1]

3.6 Zlepšování teplotní stability oscilátorů

Kmitočet oscilátoru je nejvíce závislý na okolní teplotě. Nejvíce teplotně závislou součástí v oscilátoru je krystal. Je několik způsobů, jak docílit snížení teplotní závislosti krystalu a zlepšení teplotní stability oscilátoru.

3.6.1 Teplotní optimalizace

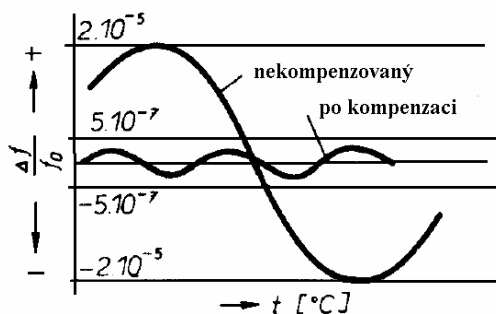
Jeden ze způsobů zlepšení teplotní stability krystalu je korekce jeho teplotní charakteristiky obvodem, který má opačnou teplotní charakteristiku. Využívá se sérově zapojených kondenzátorů s opačným teplotním průběhem, než jaký má krystal. K tomu aby se získala kapacita s přesně opačným teplotním průběhem se musí zpravidla použít zapojení s více kondenzátory s různými teplotními průběhy a různými kapacitami, jak je naznačeno na obr. 14. Teplotní optimalizací pomocí kondenzátorů s vhodný teplotním koeficientem lze dosáhnout kmitočtové stability 10^{-6} v rozsahu 0 až 50°C. [1]



Obr. 14: Obvod pro teplotní optimalizaci (převzato z [1]).

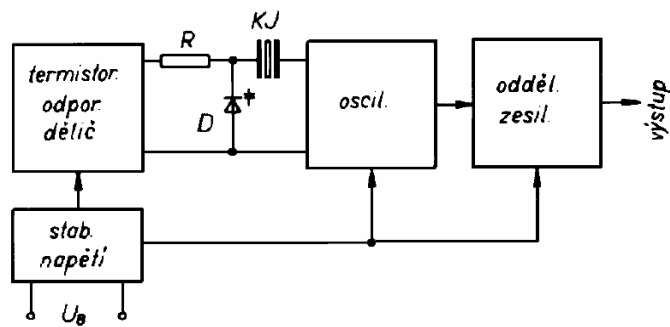
3.6.2 Teplotní kompenzace

Ještě větší kmitočtové stability lze docílit teplotní kompenzací. V praxi se dosahuje stability $5 \cdot 10^{-7}$ v intervalu -40 až 80 °C. Průběh teplotně kompenzovaného oscilátoru je na obr. 15. Teplotně kompenzované oscilátory se označují zkratkou TCXO (Temperature Compensated Crystal Oscillator).



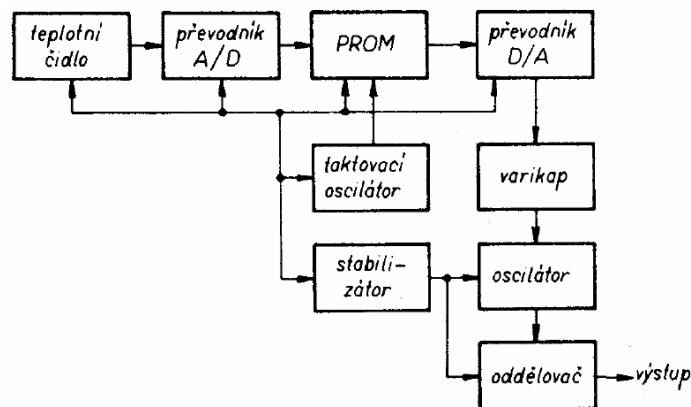
Obr. 15: Kmitočtová charakteristika oscilátoru s teplotní kompenzací (převzato z [1]).

Kompenzace se provádí varikapem a teplotně závislým odporovým děličem s termistorem. Z teplotně závislého odporového děliče je na varikap přiváděno takové napětí, které vyvolá kmitočtové opačné změny, než jaké má krystal. Návrh teplotní kompenzace je značně složitý. Je třeba provést měření oscilátoru v teplotní komoře a zjistit požadované napětí na varikapu, které kmitočet kompenzuje. Změřit teplotní závislost termistorů. Na základě naměřených hodnot provést optimalizaci odporového děliče tak, aby při dané teplotě měl na výstupu odpovídající napětí. Blokové schéma takto kompenzovaného oscilátoru je na obr. 16. S výhodou je zde použit oscilátor typu Colpitts, u něhož je mezi krystal a zem zapojený varikap. [1]



Obr. 16: Blokové schéma TCXO (převzato z [1]).

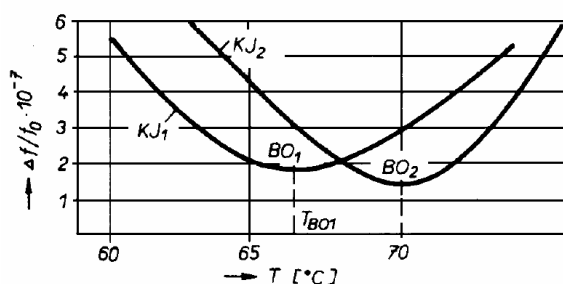
Dalším možným zlepšením je použít digitální kompenzaci. Místo teplotně závislého odporového děliče se použije mikrokontrolér, který bude mít v paměti uloženou tabulku napětí a teplot a podle aktuálně měřené teploty bude na výstup D/A převodníku posílat odpovídající napětí. Tímto řešením lze docílit teplotní stability až $5 \cdot 10^{-8}$. Blokové schéma digitální kompenzace je na obr. 17. [1]



Obr. 17: Blokové schéma digitální kompenzace (převzato z [1]).

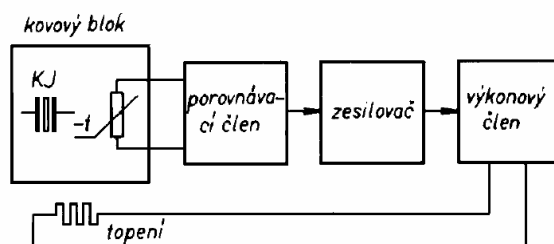
3.6.3 Teplotní stabilizace

Nejúčinnější metodou vedoucí ke zlepšení teplotní stability oscilátorů je teplotní stabilizace. Krystal nebo nejlépe celý oscilátor se umístí do termostatovaného prostoru a teplota termostatu se nastaví na bod obratu teplotní charakteristiky krystalu, viz obr. 18. Teplotní stabilizací se výrazně omezí vliv okolní teploty. Lze dosáhnout kmitočtové stability 10^{-7} až 10^{-10} v rozmezí 0 až 60 °C. Nevýhodou je velká spotřeba termostatu a dlouhá doba ustalování teploty a tím i kmitočtu. [1]



Obr. 18: Bod obratu teplotní charakteristiky krystalu (převzato z [1]).

Na obr. 19 je blokové schéma termostatu. Oscilátor je umístěn v kovovém bloku z dobře tepelně vodivého materiálu, aby teplota byla všude stejná. Na jakost termostatu má vliv umístění čidla a topného tělesa. Teplotní čidlo a topné těleso by měli být blízko sebe a měli by být co možná nejlépe tepelně provázány, aby se nezavádělo do regulace zpoždění. Nejvhodnější je použití perličkového termistoru umístěného těsně pod topné těleso. [1]



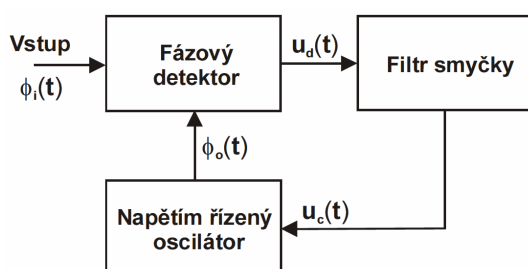
Obr. 19: Blokové schéma termostatu (převzato z [1]).

4 FÁZOVÝ ZÁVĚS

Fázový závěs je nelineární zpětnovazební systém, který našel své uplatnění v řadě aplikací, mezi které patří demodulace FM a PM signálů, kmitočtová synchronizace, násobení a dělení kmitočtu. Násobení a dělení kmitočtu se využívá v kmitočtových syntezátorech k získávání stabilního kmitočtu řádu GHz. [6]

4.1 Základní bloky

Fázový závěs se skládá ze tří základních bloků, které jsou znázorněny na obr. 20 a dohromady tvoří uzavřenou smyčku.



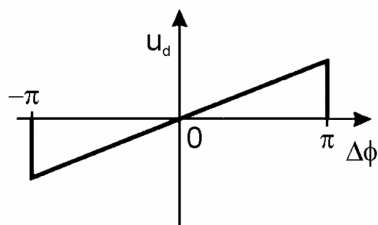
Obr. 20: Blokové schéma fázového závěsu (převzato z [6]).

4.1.1 Fázový detektor

Prvním blokem je fázový detektor. Fázový detektor porovnává fáze vstupních signálů $\Phi_i(t)$ a $\Phi_o(t)$ a na základě jejich fázové odchylky $\Delta\Phi$ vytváří na výstupu napětí u_d . Příklad charakteristiky fázového detektoru je na obr. 21. Lineární část detektoru lze popsat rovnicí

$$u_d(t) = K_d [\Phi_i(t) - \Phi_o(t)], \quad (10)$$

kde K_d [V/rad] je zisk fázového detektoru.



Obr. 21: Charakteristika fázového detektoru (převzato z [6]).

4.1.2 Filtr smyčky

Filtr smyčky je nejčastěji tvořen dolní propustí 1. nebo 2. řádu. Může být řešen jako pasivní nebo aktivní. Jeho úkolem je kmitočtově omezit rychle se měnící výstupní napětí fázového detektoru. Filtr smyčky má dominantní vliv na dynamické chování fázového závěsu.

4.1.3 Napětím řízený oscilátor

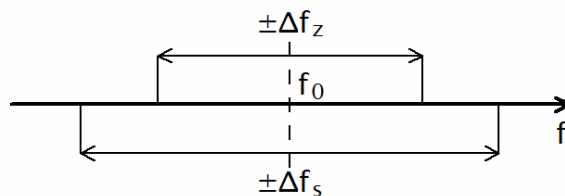
Nejčastěji bývá realizován jako LC oscilátor nebo krystalový oscilátor s varikapem, jehož kmitočet je ovlivňovaný ladícím napětím $u_c(t)$. Jeho charakteristika je popsána vztahem

$$\omega_o(t) = K_O \cdot u_c(t), \quad (11)$$

kde K_O [rad/s.V] je konstanta VCO. Krystalový oscilátor s varikapem má z principu velmi malé rozladění. Čím je rozladění krystalového oscilátoru větší, tím menší je Q . [1]

4.2 Princip činnosti

Rozlišují se dva základní režimy. Režim zavěšování (přechod do synchronního stavu) a režim sledování (setrvávání v synchronním stavu). Frekvenční rozsah zavěšování $\pm\Delta f_z$ je zpravidla menší než frekvenční rozsah sledování $\pm\Delta f_s$. Viz obr. 22.



Obr. 22: Frekvenční rozsah PLL

Nachází-li se obvod v režimu sledování, výstupní signál VCO sleduje vstupní signál. Jestli že dojde ke změně fáze těchto dvou signálů, vytvoří se na výstupu PD chybové napětí, které po průchodu filtrem smyčky doladí VCO takovým způsobem, aby se fáze vyrovnala. V ideálním případě aby byla nulová. Fázový závěs ale nedokáže dosáhnout nulové fázové odchylky, dosáhne pouze ustálené fázové odchylky, jejíž velikost je dána ziskem smyčky. Čím větší je zisk smyčky, tím menší je ustálená fázová odchylka.

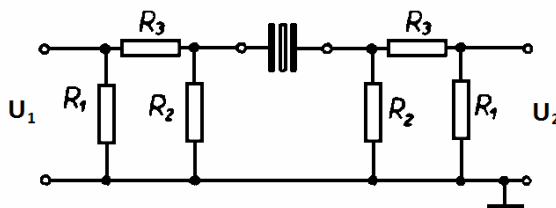
Dojde-li k překročení kmitočtového rozsah $\pm\Delta f_s$, nastává rozpad smyčky. VCO přestane sledovat vstupní signál a začne kmitat na vlastním kmitočtu. K opětovné synchronizaci dojde, až když se kmitočtově dostane do rozsahu $\pm\Delta f_z$. Kmitočet a fáze výstupního signálu se postupně začne blížit kmitočtu a fázi vstupního signálu. Doba, za kterou dojde k ustálení, se nazývá doba zavěšování.

Je-li šířka pásma filtru smyčky velká, je kmitočtový rozsah $\pm\Delta f_z$ velký a PLL snadno přejde do režimu zavěšování. Velká šířka pásma s sebou ale nese nevýhodu v podobě většího šumu – rychlé změny kmitočtu a fáze projdou skrz filtr a ovlivní VCO. Naopak malá šířka pásma nepustí tyto rychlé změny a potlačí šum. Výstupní signál bude stabilnější. Nevýhodou je, že PLL s malou šířkou pásma filtru bude obtížně přecházet do režimu zavěšování. [6]

5 NÁVRH KRYSTALOVÉHO OSCILÁTORU

5.1 Měření parametrů krystalové jednotky

K měření byla zvolena pasivní metoda měření, využívající π -článek. Schéma π -článku, ve kterém se měří krystalová jednotka, je na obr. 23.



Obr. 23: π -článek; $R_1=159 \, \Omega$, $R_2=14,2 \, \Omega$, $R_3=66,2 \, \Omega$ (převzato z [1]).

Postup měření je následující. Na vstup π -článku je přivedeno napětí U_1 o kmitočtu sériové rezonance krystalové jednotky. Že je dosaženo sériové rezonance poznáme podle nulové fáze vektoru. Změříme napětí U_{2K} . Při týmž uspořádání nahradíme krystalovou jednotku zkratem. Změříme napětí U_2 . Náhradní sériový odpor se pak vypočte podle vztahu

$$R_1 = 25 \left(\frac{U_2}{U_{2K}} - 1 \right). \quad (12)$$

Dynamickou kapacitu C_1 lze zjistit rozladěním dvěma sériově zařazenými zatěžovacími kapacitami C_{L1} a C_{L2} . Ke krystalové jednotce se paralelně připojí známá kapacita C_{L1} a změří se velikost rozladění Δf_1 . Totéž se provede i pro kapacitu C_{L2} . Dynamická kapacita krystalové jednotky se pak vypočte podle vztahu

$$C_1 = \frac{2 \cdot \Delta f_1 \cdot \Delta f_2 (C_{L1} - C_{L2})}{f_r (\Delta f_2 - \Delta f_1)}. \quad (13)$$

Dynamickou indukčnost je nyní možné díky znalosti dynamické kapacity určit pomocí Thomsonova vztahu

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_1}. \quad (14)$$

Pro realizaci krystalového oscilátoru byl zvolen krystalový rezonátor 10MHz řezu SC, kmitající na třetí harmonické. Výrobce jsou Krystaly, Hradec Králové, a.s.

Řezy SC (Stress Compensated) vykazují řadu výhod ve srovnání s klasickými řezy typu AT, BT.

- Minimalizovaná kmitočtová odezva na teplotní změny.
- Relativně krátký náběhový čas termostatovaných oscilátorů 4-6min.
- Zlepšené parametry krátkodobé stability způsobované teplotní fluktuací termostatu oscilátoru.
- V důsledku malého vlivu změn napětí napařených kovových elektrod zlepšené parametry dlouhodobé stability.
- Řádově menší závislost kmitočtových změn na amplitudě kmitání.

Na druhou stranu SC řezy vykazují i některé nepříznivé vlastnosti ve srovnání s jednou natáčenými řezy.

- Vzhledem k možnosti vybuzení všech tří tloušťkově střižných módů A, B, C je frekvenční spektrum hustší a tudíž nutno pečlivě volit selektivitu budících obvodů. Pro potlačení silného základního módu B, který je o 9% kmitočtově nad užívaným mode C, konstruovat obvody pro jeho potlačení. [4]

Tab. 1 uvádí naměřené hodnoty krystalové jednotky za pomoci π -článku.

Tab. 1: Přehled naměřených hodnot krystalové jednotky v π -článku.

$f_r=9999881,0$ Hz
$U_2=90,0$ mV
$U_{2K}=19,6$ mV
$C_{L1}=30$ pF
$C_{L2}=15$ pF
$\Delta f_1=19,9$ Hz
$\Delta f_2=32,7$ Hz

Parametry krystalové jednotky jsou pak následující:

$$R_1 = 25 \left(\frac{U_2}{U_{2K}} - 1 \right) = 25 \left(\frac{90 \cdot 10^{-3}}{19,6 \cdot 10^{-3}} - 1 \right) = 89,8 \text{ } \Omega$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot \Delta f_1 \cdot \Delta f_2 (C_{L1} - C_{L2})}{f_r (\Delta f_2 - \Delta f_1)} = \frac{2 \cdot 19,9 \cdot 32,7 (30 \cdot 10^{-12} - 15 \cdot 10^{-12})}{9999881 (32,7 - 19,9)} = 0,1525 \text{ } fF$$

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 9999881^2 \cdot 0,1525 \cdot 10^{-15}} = 1,661 \text{ } H$$

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 9999881 \cdot 89,8 \cdot 0,1525 \cdot 10^{-15}} = 1,62 \cdot 10^6$$

Sériová kapacita byla změřena RLC metrem a má hodnotu:

$$C_0 = 13,0 \text{ pF}$$

Vzhledem k možnosti vybuzení více módů bylo změřeno frekvenční spektrum krystalové jednotky a nalezeny parazitní rezonance. Pod kmitočtem f_r (3. harmonická) nebyla objevena žádná významná parazitní rezonance, zato nad kmitočtem f_r bylo objeveno hned několik parazitních rezonancí. Nejvýznamnější z nich se nachází na kmitočtu 10,9570 MHz. Pro potlačení této rezonance bude třeba použít selektivního obvodu.

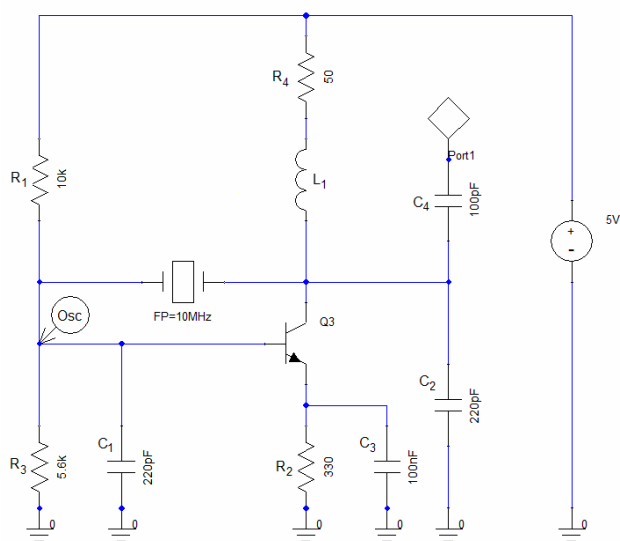
Tab. 2: Přehled parazitních rezonancí krystalové jednotky.

rezonance	f [MHz]
1. harmonická	3,3333
3. harmonická	9,9999
parazitní	10,1644
parazitní	10,1784
parazitní	10,3299
parazitní	10,9570
parazitní	11,0911
parazitní	11,1402
5. harmonická	16,6210

5.2 Simulace oscilátoru v Ansoft Designer

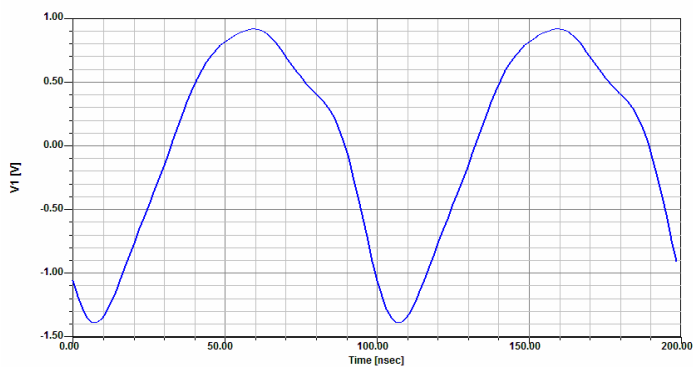
Byl zvolen oscilátor typu Pierce. Jeho základ tvoří tranzistor v zapojení SE a článek složený z C_1 , C_2 a krystalové jednotky viz kapitola 3.5.1. Článek tvoří rezonanční obvod s fázovým posuvem 180° . Krystal má v tomto zapojení induktivní charakter a kmitá na paralelní rezonanci. [1]

Aby tranzistor neovlivňoval fázový posuv ve smyčce, byl vybrán tranzistor s vysokým mezním kmitočtem, typ BFR92A. Jeho mezní kmitočet je o více než 2 řády vyšší, než kmitočet krystalu. Schéma simulovaného zapojení je na obr. 24. Stabilizace klidového pracovního bodu tranzistoru je zajištěna zápornou proudovou zpětnou vazbou tvořenou rezistory R_1 , R_2 , R_3 a C_3 , která nastavuje proud kolektoru tranzistoru na 2,8 mA. Při tomto proudu má tranzistor nízké šumové číslo [7]. Kondenzátor C_3 má velkou kapacitu, pro střídavé signály představuje malou reaktanci.

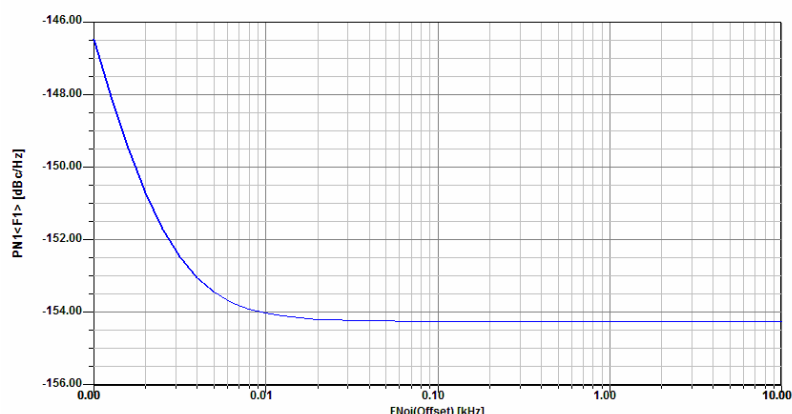


Obr. 24: Schéma oscilátoru typu Pierce simulovaného v Ansoft Designer

Průběh výstupního napětí oscilátoru je harmonicky zkreslený, což je dáno bipolárním tranzistorem. Našemu účelu však toto kreslení nevádí, signál bude dále zpracován komparátorem na obdélníkový signál. Průběh se nachází na obr. 25. Na obr. 26 je znázorněn fázový šum oscilátoru. Z grafu lze usoudit dobrou krátkodobou stabilitu.



Obr. 25: Průběh výstupního napětí oscilátoru

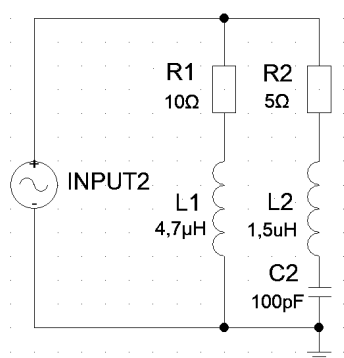


Obr. 26: Fázový šum oscilátoru

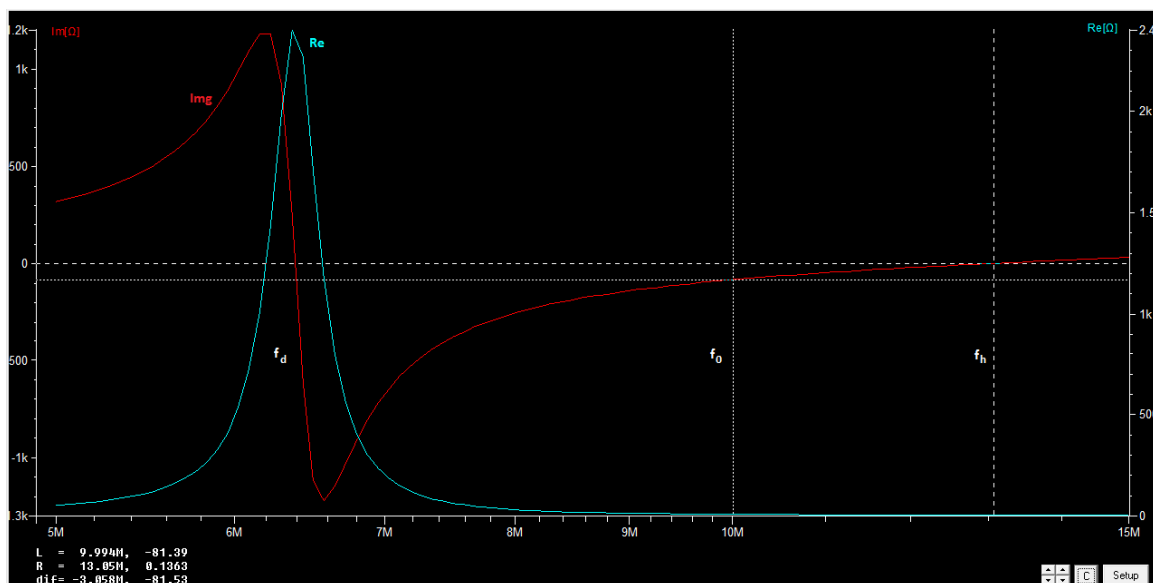
5.3 Návrh selektivního obvodu ve Snap

Selektivní obvod se skládá ze 2 rezonančních obvodů. První je paralelní, tvořený L_1C_2 a potlačuje 1. harmonickou KJ. Nachází se na kmitočtu f_d . Pod tímto kmitočtem má obvod induktivní charakter a nejsou zde splněny oscilační podmínky. Druhý rezonanční obvod je sériový, tvořený L_2C_2 a potlačuje vyšší parazitní rezonance. Nachází se na kmitočtu f_h . Nad tímto kmitočtem má obvod opět induktivní charakter a nejsou splněny oscilační podmínky. Schéma zapojení a průběh impedance je zobrazen na obr. 27 a obr. 28.

Kmitočet f_h rezonančního obvodu L_2C_2 je z důvodu kompromisu zvolen výš, než se nachází nejvýznamnější parazitní rezonance. Při volbě kmitočtu f_h příliš blízko žádoucí 3. harmonické f_0 , docházelo ke značnému přetěžování KJ a oscilátor přestával kmitat. Impedance sériového rezonančního obvodu se totiž v rezonanci blíží nule. Rezistory R_1 a R_2 slouží výhradně k simulaci činitele jakosti cívek.



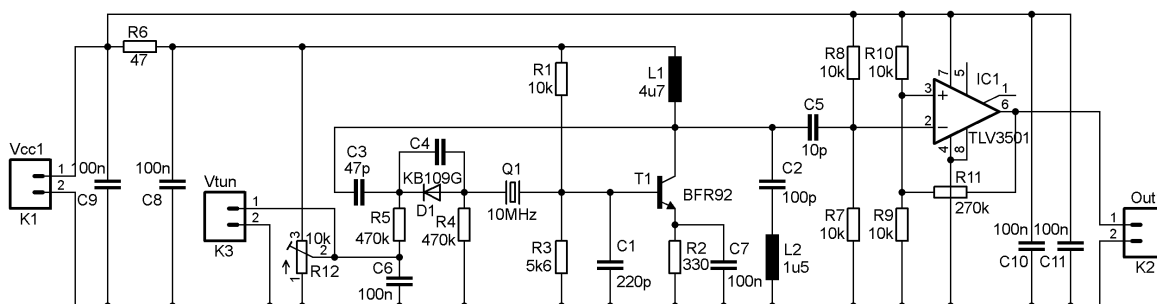
Obr. 27: Schéma selektivního obvodu



Obr. 28: Průběh reálné a imaginární části impedance selektivního obvodu

5.4 Schéma zapojení oscilátoru

Výsledné schéma oscilátoru je na obr. 29. Jedná se o krystalový oscilátor řízený napětím VCXO (Voltage Controlled Crystal Oscillator). Kladění slouží varikap. Varikap je polarizován v závěrném směru, ve kterém vykazuje závislost kapacity přechodu PN na velikosti přiloženého napětí. [6] Kondenzátor C_3 slouží k oddělení stejnosměrné složky od střídavé. Rezistory R_4 a R_5 přivádějí stejnosměrné napětí na varikap a mají dostatečně velkou hodnotu na to, aby nesnižovali činitel jakosti. Zapojení je částečně převzato z [1]. Schopnost rozladění je v řádu 10^{-7} .



Obr. 29: Schéma VCXO

K získání obdélníkového signálu je výstup doplněn rychlým komparátorem IC_1 s hysterezí. Velikost hystereze se volí $U_h = 100$ mV. Tato hodnota byla zvolena s ohledem na velikost signálu přicházejícího na vstup komparátoru. Velikost odporu R_{11} určující hysterezi se vypočte

$$R_{11} = \frac{R_{10} \cdot R_9}{R_{10} + R_9} \cdot \frac{U_{CC} - U_h}{U_h} = \frac{10^4 \cdot 10^4}{10^4 + 10^4} \cdot \frac{5 - 0,1}{0,1} = 245 \text{ k}\Omega. \quad (15)$$

Volí se nejbližší hodnota z řady E12 270 kΩ.

Pro oscilátor byl navržen jednostranný plošný spoj o rozměrech 55x25mm.

$$R_T = R_{ref} \cdot e^{B(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}})} = 15 \cdot 10^3 \cdot e^{3740(\frac{1}{343,15} - \frac{1}{298,15})} = 2895 \ \Omega \quad (16)$$

Má-li být můstek vyvážený, odpor $R_T = R_1$. Odpor R_1 se vytvoří sériovou kombinací rezistorů z řady E12 2,2 k Ω a 680 Ω . R_1 má pak hodnotu 2880 Ω . Maximální teplota termostatu pak bude:

$$T_{MAX} = \frac{B \cdot T_{25}}{T_{25} \cdot \ln(\frac{R_1}{R_{25}}) + B} = \frac{3740 \cdot 298,15}{298,15 \cdot \ln(\frac{2880}{15 \cdot 10^3}) + 3740} = 343,32 \text{ K} = 70,17 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Zvolíme, že teplota oscilátoru se nesmí změnit o více než 0,8 $^\circ\text{C}$. Minimální teplota termostatu pak je 69,37 $^\circ\text{C}$. Při této teplotě má termistor odpor:

$$R_{69,37^\circ\text{C}} = R_{ref} \cdot e^{B(\frac{1}{T_{MIN}} - \frac{1}{T_{ref}})} = 15 \cdot 10^3 \cdot e^{3740(\frac{1}{342,52} - \frac{1}{298,15})} = 2954 \ \Omega. \quad (18)$$

Změna odporu termistoru je:

$$\Delta R = R_{69,37^\circ\text{C}} - R_1 = 2954 - 2880 = 74 \ \Omega. \quad (19)$$

To odpovídá změně napětí na vstupu rozdílového zesilovače:

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_{ref} \cdot \left(\frac{R_T + \Delta R}{R_1 + R_T + \Delta R} \right) - U_{ref} \cdot \left(\frac{R_2}{R_3 + R_2} \right) = \\ &= 2,5 \cdot \left(\frac{2880 + 74}{2880 + 2880 + 74} \right) - 2,5 \cdot \left(\frac{3300}{3300 + 3300} \right) = 15,86 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (20)$$

Při této změně vstupního napětí je třeba aby se výstupní napětí zvýšilo v maximální míře a došlo tak k maximálnímu nárůstu proudu topným tranzistorem. Změna výstupního napětí odpovídá rozdílu napájecího napětí, referenčního a saturačního napětí přístrojového zesilovače. Saturační napětí AD620 je podle katalogového listu maximálně 3V. [13] Výstup se musí změnit o napětí

$$U_{out} = U_{cc} - U_{ref} - U_{sat} = 12 - 2,5 - 3 = 6,5 \text{ V}. \quad (21)$$

Tomu pak odpovídá zesílení přístrojového zesilovače:

$$A_U = \frac{U_{out}}{\Delta U} = \frac{6,5}{15,86 \cdot 10^{-3}} = 410 \quad (22)$$

Rezistor R_6 určující zesílení má pak hodnotu:

$$R_6 = \frac{49,4 \cdot 10^3}{A_U - 1} = \frac{49,4 \cdot 10^3}{410 - 1} = 121 \, \Omega. \quad (23)$$

Volíme z řady E12 $R_6 = 120 \, \Omega$.

Důležitá je volba topného tranzistoru T_2 . Z důvodu dobrého přenosu tepla byl vybrán tranzistor v pouzdře TO220 typ BD243.

Tranzistor T_1 slouží k omezení proudu topným tranzistorem. Maximální proud topným tranzistorem byl zvolen $I_{\max} = 0,5 \text{ A}$. Při této hodnotě proudu se bude T_1 otevírat a omezovat tak budící proud tekoucí do T_2 . Snímací odpor v B-E T_1 se vypočítá

$$R = \frac{U_{BE}}{I_{\max}} = \frac{0,6}{0,5} = 1,2 \, \Omega. \quad (24)$$

Z důvodu rozložení výkonu byl snímací odpor R proveden jako paralelní kombinace rezistorů $2,2 \, \Omega$. Ve schématu jsou to rezistory R_8 a R_9 . Zesílení tranzistoru BD243 je podle katalogového listu při proudu $0,5 \text{ A}$ $h_{21} = 100$. Hodnota rezistoru R_7 , určující velikost budícího proudu tranzistoru, se vypočítá:

$$R_7 = \frac{(U_{out \max} - U_Z - (2 \cdot U_{BE})) \cdot h_{21}}{I_{\max}} = \frac{(10 - 2,4 - (2 \cdot 0,6)) \cdot 100}{0,5} = 1,28 \, \text{k}\Omega. \quad (25)$$

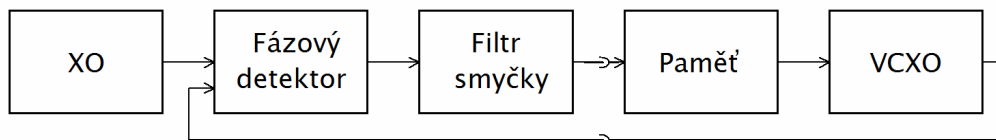
Volíme nejbližší nižší z řady E12 $R_7 = 1,2 \, \text{k}\Omega$.

6.2 Mechanické provedení

Pro termostat byl navržen plošný spoj, který má rozměry 55x35mm. Termistor a topný tranzistor jsou umístěny mimo plošný spoj. Pod topný tranzistor je umístěna měděná podložka o rozměrech 15x10x5mm, do které je vyfrézovaná drážka pro termistor. Termistor je do této drážky vlepen tepelně vodivým lepidlem značky ALTECO 3 TON QUICK EPOXY. Tranzistor a měděná podložka jsou k sobě přilepeny tepelně vodivým lepidlem a za pomoci jednoho šroubu přišroubovány ke krabici oscilátoru. Styčné plochy jsou potřeny tepelně vodivou pastou. Toto uspořádání zajišťuje malý tepelný odpor mezi topným tranzistorem, termistorem a krabičkou oscilátoru. Termostat je díky tomu stabilní a nedochází k oscilaci teploty. Krabice oscilátoru je tepelně izolována od okolního prostředí pomocí několika vrstev bublinkové fólie.

7 SYNCHRONIZACE

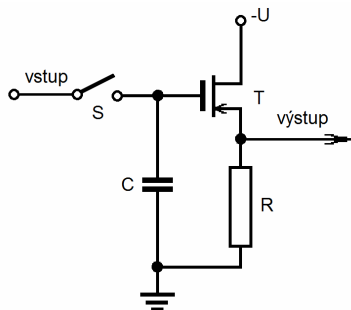
Obvod synchronizace slouží k synchronizaci oscilátoru VCXO od oscilátoru XO. K tomu se využívá PPL. Blokové schéma je znázorněna na obr. 31. Aby bylo možné po dosažení koherenčního stavu rozpojit PPL, je oscilátor VCXO doplněn pamětí, která uchová velikost ladícího napětí, při kterém byl PLL zavěšený a signál z VCXO byl v koherenci se signálem z XO.



Obr. 31: Blokové schéma synchronizačního obvodu

7.1 Kapacitní analogová paměť

U této paměti se uchovává napětí v kapacitě kondenzátoru. Napětí na kondenzátoru vlivem svodových proudů s časem klesá. Uplatňuje se svodový odpor kondenzátoru C , vstupní odpor zesilovače s tranzistorem T , odpor spínače v rozepnutém stavu S , případně i svodový proud spojů. Celá idea je znázorněna na obr. 32.



Obr. 32: Kapacitní analogová paměť (převzato z [10]).

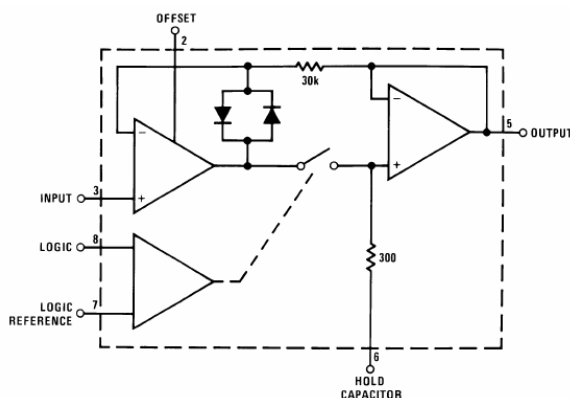
Rychlost poklesu napětí na kondenzátoru C je dána časovou konstantou tvořenou kapacitou C a svodovými odpory. Pokles napětí $\Delta U[V]$ na kondenzátoru o kapacitě $C[F]$, při svodovém proudu $I[A]$ za čas $T[s]$ se vypočte

$$\Delta U = \frac{I \cdot T}{C}. \quad (26)$$

Tento typ paměti není časově stálý. Uvážíme-li však, že i samotný oscilátor bude s časem ujíždět, je tento typ paměti použitelný. [10]

Pro realizaci byl vybrán obvod typu „sample and hold“ typ LF198. Jeho vnitřní zapojení je na obr. 33. Na vývod č.6 se připojuje paměťový kondenzátor, nejlépe s

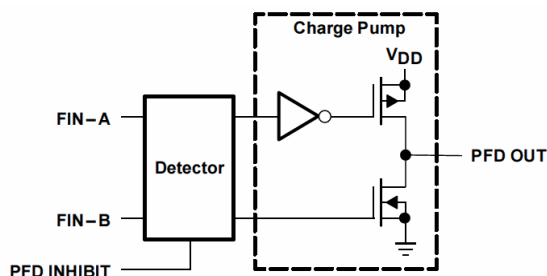
polypropylenovým nebo polystyrénovým dielektrikem. Vstupem LOGIC se ovládá režim sledování/pamatování. V režimu sledování je sepnutý vnitřní spínač a výstupní napětí sleduje vstupní. V režimu pamatování je spínač rozepnutý a výstupní napětí je dáno hodnotou napětí na paměťovém kondenzátoru. Napětí na kondenzátoru vlivem svodových proudů klesá. Při použití kondenzátoru o kapacitě $1\mu\text{F}$, okolní teplotě 25°C , hodnota napětí klesá rychlostí $30\mu\text{V/s}$. [11]



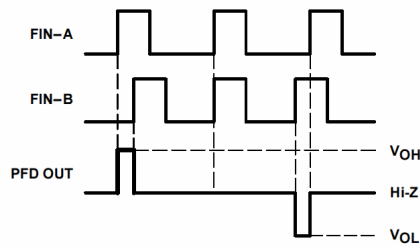
Obr. 33: Sample and hold amplifier (převzato z [11]).

7.2 Fázový detektor a filtr smyčky

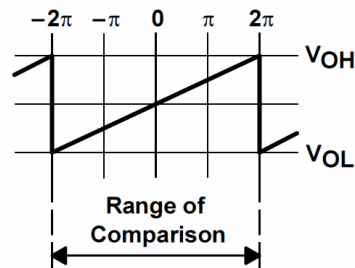
V dnešní době se čím dál častěji prosazují fázově-frekvenční detektory. Jejich výhodou je vysoký kmitočtový rozsah zavěšování a nulová ustálená fázová odchylka. Výstup bývá tvořen nábojovou pumpou. Blokové schéma je na obr. 34. Nábojová pumpa zajišťuje 3-stavový výstup. Vysoká úroveň V_{OH} , nízká úroveň V_{OL} a vysoká impedance Hi-Z. Průběh výstupního signálu PFD v souvislosti se vstupními signály je na obr. 35. PFD reaguje na hranu vstupního signálu. Nástupná hrana na vstupu FIN-A způsobí na výstupu vysokou úroveň, s příchodem nástupné hrany na vstupu FIN-B je vysoká úroveň ukončena a výstup přechází do vysoké impedance Hi-Z. Obdobně se děje, předbíhá-li nástupná hrana signálu FIN-B nástupnou hranu FIN-A, výstup přechází do nízké úrovně V_{OL} . Převodní charakteristika PFD je na obr. 36.



Obr. 34: Blokové schéma PFD (převzato z [12]).



Obr. 35: Funkce PFD (převzato z [12]).



Obr. 36: Převodní charakteristika PFD (převzato z [12]).

Pro realizaci byl vybrán PFD typ TLC2932. Zbývá navrhnout filtr smyčky. K určení parametrů filtru je nejprve třeba znát zisk ostatních bloků PPL. Zisk PFD se vypočte

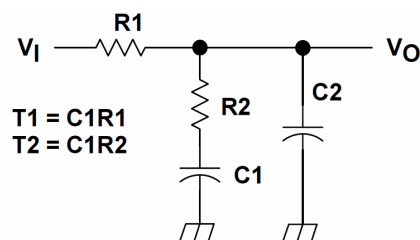
$$K_p = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{4 \cdot \pi} . \quad (27)$$

Pro tento PFD je udáván $K_p=0,342 \text{ V/rad}$. [12]

Oscilátor navržený v kapitole 5 má dobrou dlouhodobou kmitočtovou stabilitu a kmitočet se nebude měnit o více než jednotky Hertzů. Rozladování stačí zvolit v jednotkách Hertzů. Navržený oscilátor má rozladění o 7 Hz. Při ladícím napětí 0 až 5V vychází zisk VCXO

$$K_v = \frac{2 \cdot \Pi \cdot (f_{MAX} - f_{MIN})}{V_{IN MAX} - V_{IN MIN}} = \frac{2 \cdot \Pi \cdot (10000080 - 10000073)}{5 - 0} = 8,8 \text{ rad/V/s} . \quad (28)$$

Na obr. 37. je doporučené zapojení filtru smyčky.



Obr. 37: Filtr smyčky (převzato z [12]).

Na obr. 38 jsou přechodové charakteristiky filtru pro různý činitel tlumení ζ . Pro činitel tlumení $\zeta < 1$ obsahuje časová odezva na jednotkový skok tlumené kmitů. Je-li činitel tlumení $\zeta > 1$, časová odezva kmitů neobsahuje, zato se pomale přibližuje požadované hodnotě. Pro další návrh byla vybrána křivka s činitelem tlumení $\zeta = 0,7$. Při tomto činiteli tlumení je dobrý čas ustálení, přesnost i zisk smyčky. Odezvu budeme považovat za ustálenou při hodnotě $\alpha = 4,5$ rad. Předpokládejme, že smyčka se má ustálit po čase $t_s = 3$ s. Přirozená úhlová frekvence smyčky ω_n se pak vypočte

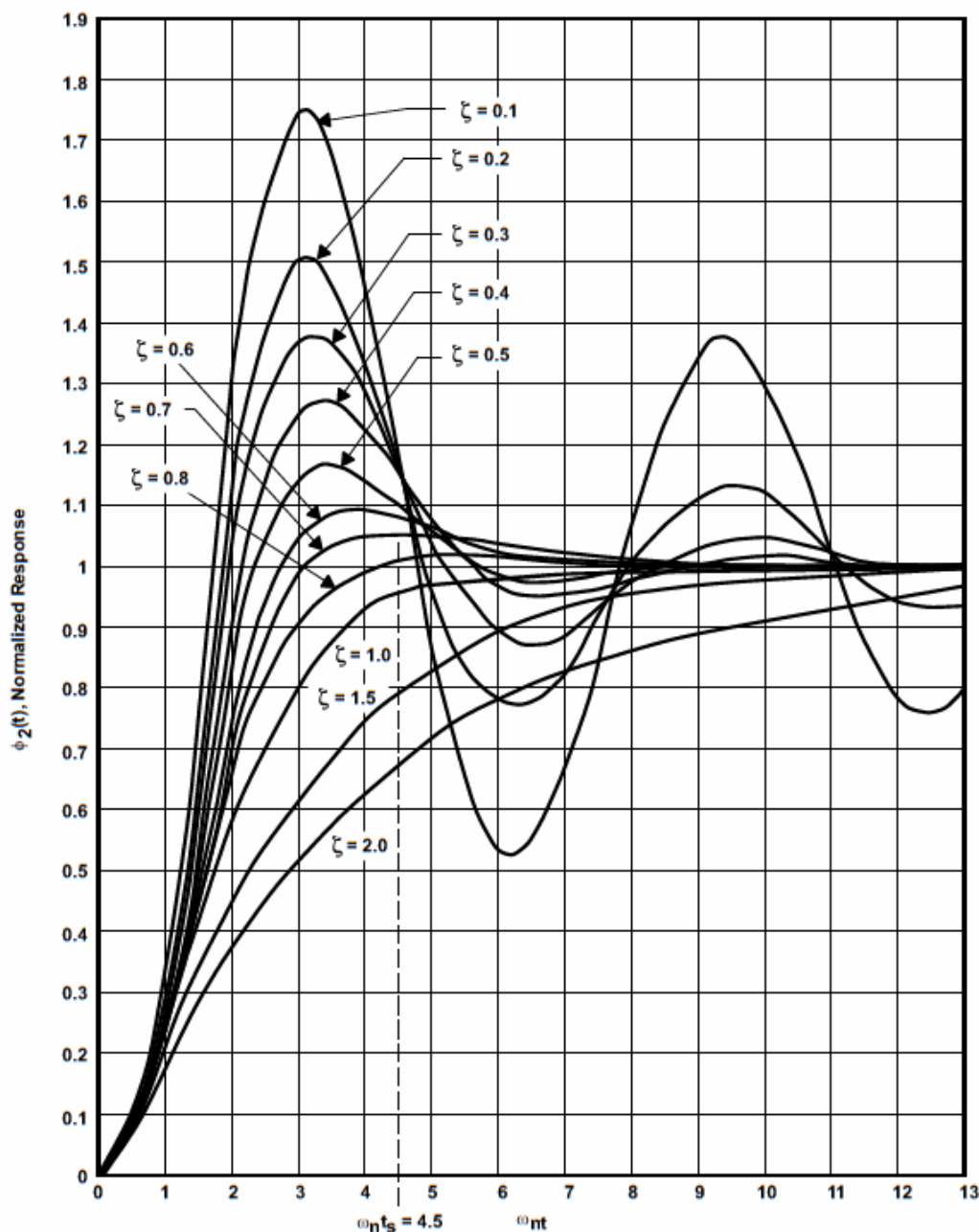
$$\omega_n = \frac{\alpha}{t_s} = \frac{4,5}{3} = 1,5 \text{ rad / s.} \quad (29)$$

Hodnoty součástí filtru se vypočtou podle následujících vztahů. Hodnota kapacity C_1 je zvolena $1\mu\text{F}$.

$$R_2 = \left[\frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} - \frac{1}{K_p \cdot K_v} \right] \cdot \frac{1}{C_1} = \left[\frac{2 \cdot 0,7}{1,5} - \frac{1}{0,342 \cdot 8,8} \right] \cdot \frac{1}{10^{-6}} = 601 \text{ k}\Omega \quad (30)$$

$$\begin{aligned} R_1 &= \left[\frac{K_p \cdot K_v}{\omega_n^2} - \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} + \frac{1}{K_p \cdot K_v} \right] \cdot \frac{1}{C_1} = \\ &= \left[\frac{0,342 \cdot 8,8}{1,5^2} - \frac{2 \cdot 0,7}{1,5} + \frac{1}{0,342 \cdot 8,8} \right] \cdot \frac{1}{10^{-6}} = 736 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (31)$$

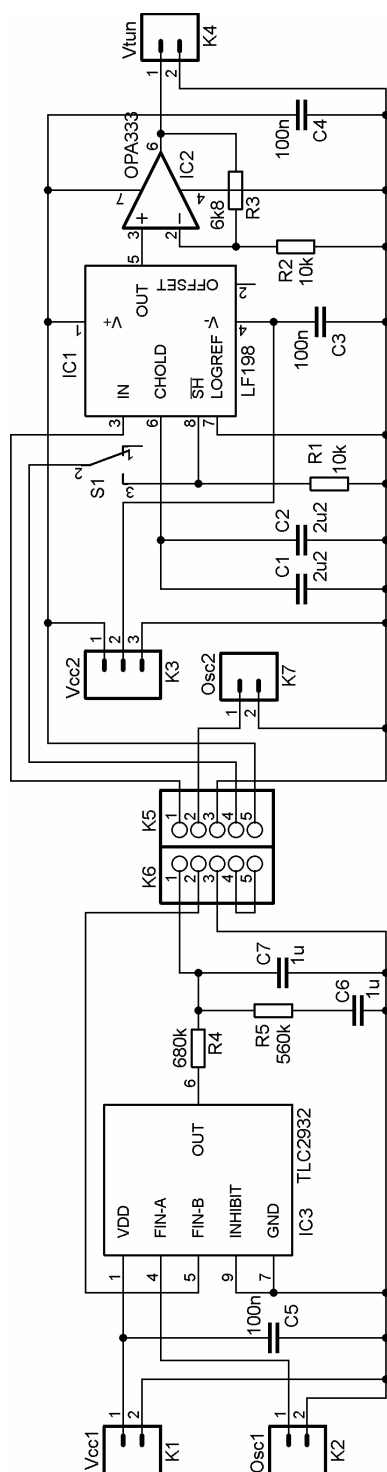
Rezistory se volí nejbližší z řady E12. $R_2 = 560 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 680 \text{ k}\Omega$. Kapacita C_2 tvoří přídavnou filtraci a má stejnou hodnotu jako C_1 . [12]



Obr. 38: Přechodové charakteristiky filtru smyčky (převzato z [12]).

Z navržených bloků bylo vytvořen synchronizační obvod, jehož schéma se nachází na obr. 39. Zapojení se skládá ze dvou obvodů, přičemž každé má nezávislé napájení. Synchronizace se provádí přes konektory K5 a K6. Po propojení konektorů a sepnutí spínače S1, přejde analogová paměť do režimu sledování a zároveň je uzavřena smyčka PLL. Po té co dojde k vzájemné synchronizaci, rozezne se spínač S1, čímž přejde řídicí vstup SH analogové paměti do nízké úrovně a dojde k zapamatování hodnoty ladícího napětí. Oscilátory budou nyní kmitat nezávisle na sobě. Pro případ, že by došlo k rozpojení konektorů K5, K6 bez předešlého rozeznutí spínače S1 a tím zapamatování hodnoty ladícího napětí, o rozeznutí se postarají poslední dva piny konektoru K6. Protože obvod LF198 nemá výstup typu „rail to rail“ a výstupní napětí končí někde na

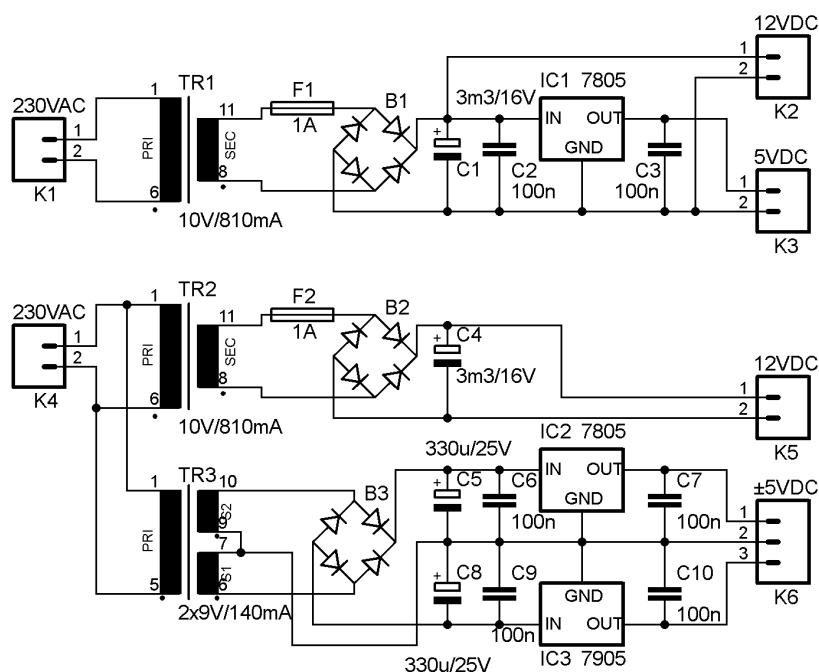
hodnotě 3,2 V (při napájecím napětí 5 V), je výstup posílen operačním zesilovačem „rail to rail“ OPA333.



Obr. 39: Schéma synchronizačního obvodu

8 NAPÁJECÍ ZDROJ

K napájení jednotlivých bloků synchronizovaných zdrojů časových signálů jsou potřeba různá napětí. Oscilátory a fázový detektor vyžadují napájecí napětí 5V, obvod typu „sample and hold“ potřebuje minimálně $\pm 5\text{V}$ a termostaty 12V. Napájení termostatů je zároveň energeticky nejnáročnější. Z těchto důvodů byl zvolen síťový napájecí zdroj. Schéma napájecích zdrojů je na obr. 40. Napájení synchronizovaných zdrojů časových signálů jsou nezávislá. Každý má vlastní zdroj, aby mohly být od sebe odděleny. Horní napájecí zdroj tvořený TR1 slouží k napájení „referenčního zdroje synchronizovaného signálu“, spodní zdroj tvořený TR2 a TR3 slouží k napájení „závislého zdroje synchronizovaného signálu“. Všechna napětí jsou stabilizována analogovými stabilizátory, kromě napájecího napětí 12V pro termostaty. Zde postačí usměrněné a vyfiltrované napětí.



Obr. 40: Schéma napájecích zdrojů.

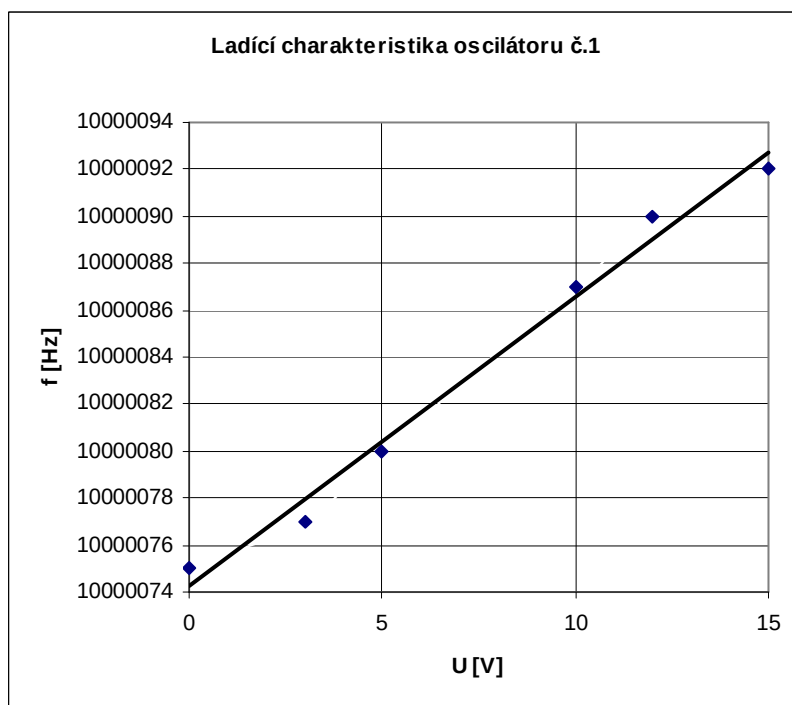
9 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY

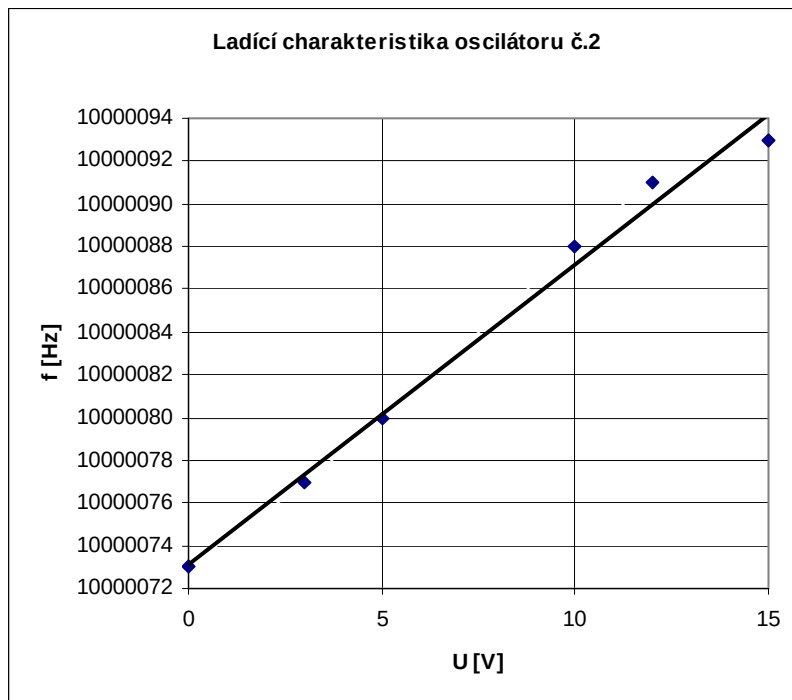
9.1 Ladící charakteristiky oscilátorů

Měření kmitočtu oscilátorů bylo provedeno na frekvenčním čítači TESLA BM 642C. Rozlišení čítače je pouze v jednotkách Hertzů a tak nebylo možno přesně vystihnout nelinearitu ladící charakteristiky. K přibližnému určení kmitočtu a rozsahu ladění toto měření postačuje. Naměřené hodnoty jsou v tabulce č. 4. Oscilátor č. 1 má při nulovém ladícím napětí o 2 Hz vyšší kmitočet než oscilátor č. 2, proto je použit jako referenční a oscilátor č. 2 bude kolem tohoto kmitočtu rozladován. Jeho rozladění je přibližně 7Hz při změně ladícího napětí o 5V. Na obrázku č. 41 jsou ladící charakteristiky oscilátorů.

Tab. 4: Ladící charakteristiky oscilátorů.

osc. č.1		osc. č.2	
U[V]	f[Hz]	U[V]	f[Hz]
0	10000075	0	10000073
3	10000077	3	10000077
5	10000080	5	10000080
10	10000087	10	10000088
12	10000090	12	10000091
15	10000092	15	10000093

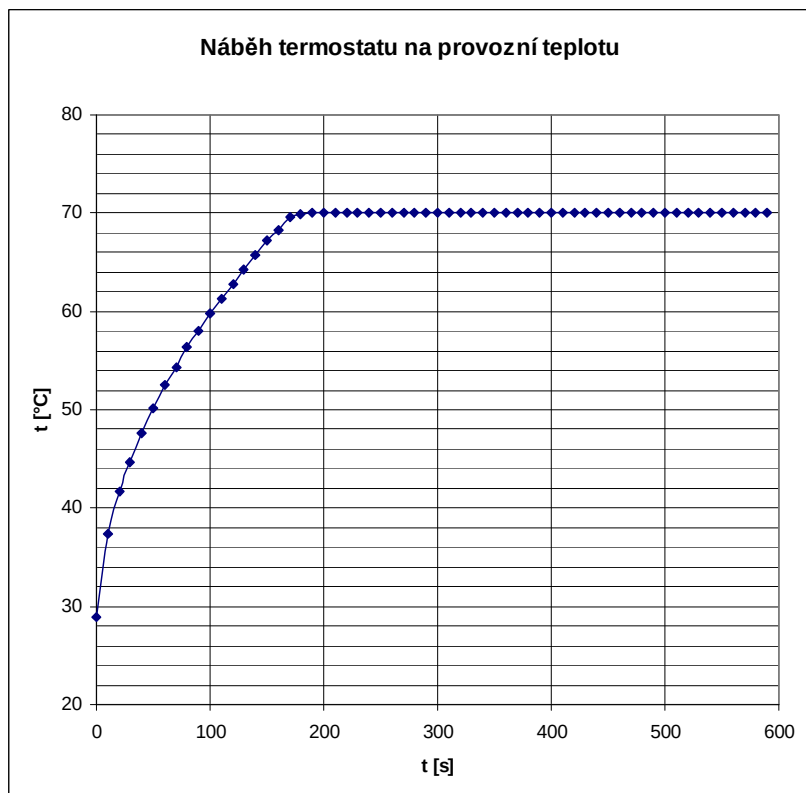




Obr. 41: Ladící charakteristiky oscilátorů.

9.2 Náběhu termostatu na provozní teplotu

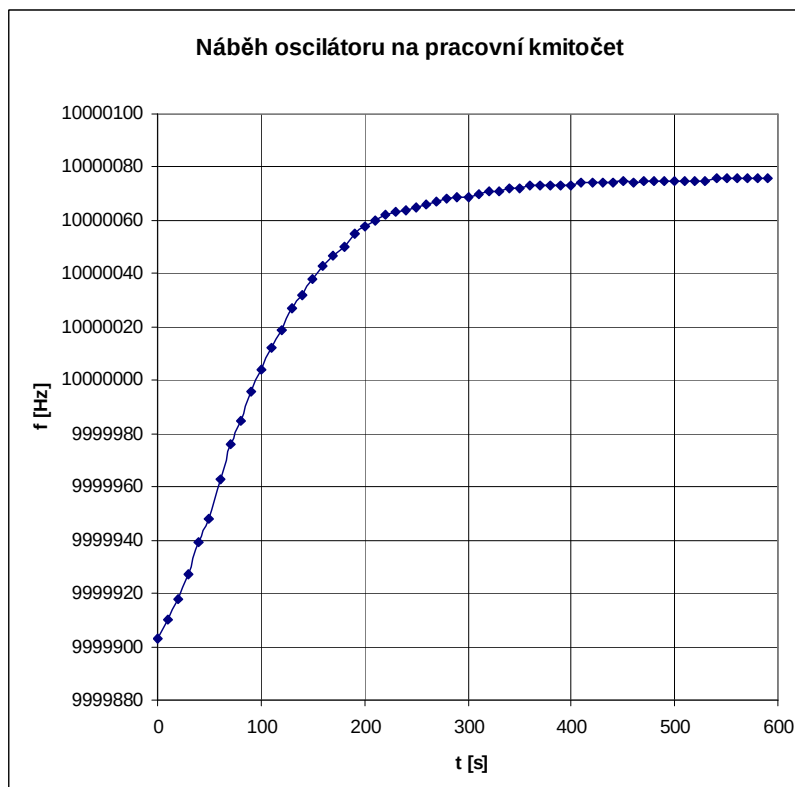
Důležitý parametr termostatu je jeho doba náběhu na provozní teplotu. Tato doba souvisí s tepelnou kapacitou termostatovaného bloku a dodávaným tepelným výkonem. Měření bylo provedeno pro pokojovou teplotu 25 °C. Doba, za kterou dosáhne termostat provozní teploty 70 °C, je 3 minuty. S dalším rostoucím časem se teplota ještě lépe ustalovala, čímž docházelo k prohřívání uvnitř umístěného oscilátoru. Průběh je na obr. 42. Měření teploty se provádělo nepřímo pomocí měření napětí na snímacím termistoru. Ze získaného napětí se vypočítal odpor termistoru a z něj se pak určila teplota.



Obr. 42: Náběh termostatu na provozní teplotu.

9.3 Náběh oscilátoru na pracovní kmitočet

Doba náběhu oscilátoru byla měřena za stejných podmínek jako náběh termostatu na provozní teplotu. Průběh závislosti kmitočtu oscilátoru na čase od okamžiku zapnutí termostatu je na obr. 43. Z grafu je patrné, že ustalování kmitočtu oscilátoru trvalo mnohem delší dobu než ustalování teploty termostatu. Může za to horší tepelná provázanost desky plošného spoje oscilátoru se skříní termostatu. To způsobuje pomalejší ustalování teplot jednotlivých součástek oscilátoru.

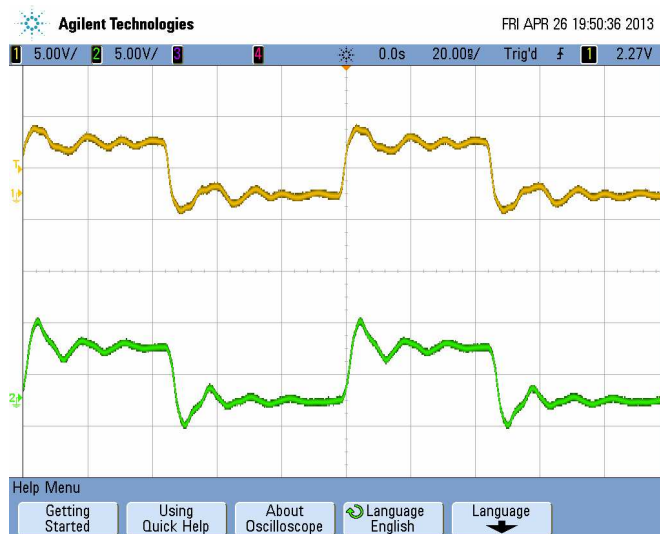


Obr. 43: Náběh oscilátoru na pracovní kmitočet.

9.4 Měření doby koherence

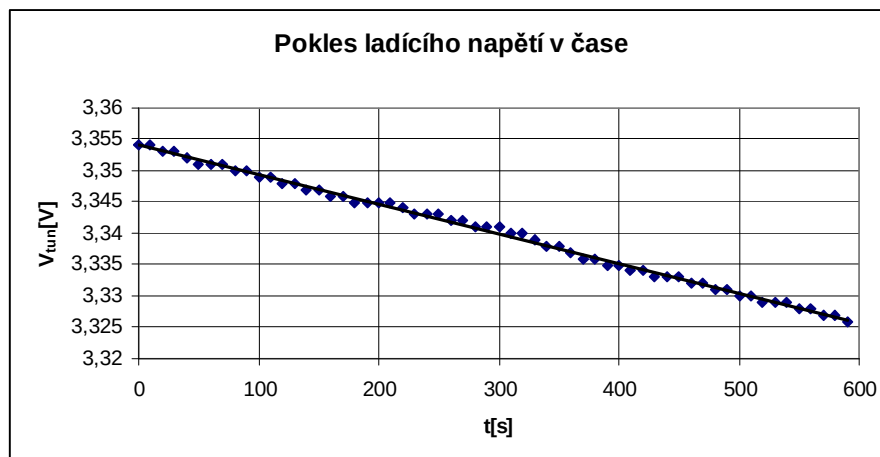
Měření doby, po kterou vydrží oscilátory v koherenci, bylo provedeno na osciloskopu Agilent MSO6104A. Oscilátory byly zapnuty a ponechány půl hodiny, aby se dobře ustálila teplota. Poté byl oscilátor č. 2 od oscilátoru č. 1 synchronizován a následně oddělen. Průběhy signálů oscilátorů jsou na obr. 44. V takto koherenčním stavu oscilátory nevydržely dlouho, náběžné hrany signálů se začaly pomalu vůči sobě posouvat. K posuvu o jednu periodu (100 ns) došlo po 2 minutách. Po 5 minutách oscilátory vůči sobě ujížděly rychlostí 1 perioda za 10 s. To odpovídá rozdílu kmitočtů oscilátorů 0,1 Hz. Při kmitočtu oscilátoru 10 MHz to odpovídá kmitočtové stabilitě

$$\frac{\Delta f_{MAX}}{f_0} = \frac{0,1}{10^7} = 10^{-8} = 0,01 \text{ ppm}.$$



Obr. 44: Průběhy signálů oscilátorů.

Pro ověření vlivu poklesu ladícího napětí v čase na kmitočtovou stabilitu byla změřena následující závislost.



Obr. 45: Pokles ladícího napětí v čase.

Změna ladícího napětí byla po 5 minutách

$$\Delta V_{tun} = 3,354 - 3,341 = 0,013 \text{ V} .$$

V rovnici (14) byla určena konstanta VCXO. Ta je 8,8 rad/V/s. Proveďte se přepočet na jednotku Hz/V.

$$K_v[\text{Hz/V}] = \frac{K_v[\text{rad/V/s}]}{2 \cdot \pi} = \frac{8,8 \text{ rad/V/s}}{2 \cdot \pi} = 1,4 \text{ Hz/V} . \quad (32)$$

Víme, že konstanta VCXO $K_0 = 1,4 \text{ Hz/V}$, můžeme tedy vypočítat, o kolik se

vlivem poklesu ladícího napětí měl ve skutečnosti změnit kmitočet:

$$\Delta f_o = K_o \cdot \Delta V_{tun} = 1,33 \cdot 0,013 = 0,0173 \text{ Hz}$$

Ve skutečnosti se ale kmitočet změnil o 0,1 Hz. Změnu kmitočtu tedy nezpůsobil jen pokles ladícího napětí, ale musela jej způsobit i kmitočtová nestabilita samotných oscilátorů, která mohla být způsobena příliš krátkou dobou vytemperování oscilátorů.

10 ZÁVĚR

První část práce je teoretická, popisuje krystalové jednotky, krystalové oscilátory a fázový závěs. V další části je návrh krystalového oscilátoru s termostatem a obvod pro synchronizaci oscilátoru. V obvodu pro synchronizaci je využit fázový závěs a analogová kapacitní paměť typu „sample and hold“. Navržený systém byl realizován a měřením byla ověřena doba, po kterou vydrží oscilátory kmitat ve vzájemné koherenci. Oscilátory vydržely v dokonalé koherenci kmitat pouze desítky sekund. Po 2 minutách se vůči sobě zpozdíly o jednu periodu, tj. o 100ns. Po 5 minutách byl rozdíl kmitočtů oscilátorů 0,1 Hz.

Pro dosažení delší doby, po kterou vydrží oscilátory v koherenci, je třeba provést následující zlepšení.

- Prodloužit dobu, po kterou se oscilátory temperují, nebo provést lepší teplotní provázanost teplotně závislých součástek oscilátoru s blokem termostatu.
- Nahradit analogovou kapacitní paměť pamětí digitální s A/D a D/A převodníky.

LITERATURA

- [1] PAVLOVEC, J., ŠRAMAR, J., Krystalové jednotky a oscilátory. Amatérské rádio B. 1987, no. 2, p. 42.
- [2] WIKIPEDIA. Crystal oscillator [online]. 2011 [cit. 29.4. 2011]. Dostupné na [www: <http://en.wikipedia.org/wiki/Crystal_oscillator>](http://en.wikipedia.org/wiki/Crystal_oscillator).
- [3] ROUBAL, Z. Termostat piezoelektrické krystalové jednotky. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 58 s.
- [4] Pavlovec, J., Napěťové kompenzované řezy křemene. Tesla k.p. Hradec Králové
- [5] WOLAWER, D. H. Phase-Locked Loop Circuit Design. New York: Prentice Hall, 1991.
- [6] HANUS, S., SVAČINA, J., Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [7] BFR92A Datasheet [online]. Philips, 1997 [cit. 5.11. 2012]. Dostupné na [www: < http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/BFR92A_2.pdf>](http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/BFR92A_2.pdf)
- [8] TLV3501 Datasheet [online]. Texas Instruments, 2005 [cit. 8.11.2012]. Dostupné na [www: < http://www.ti.com/lit/ds/sbos321d/sbos321d.pdf>](http://www.ti.com/lit/ds/sbos321d/sbos321d.pdf)
- [9] KOLOUCH, J., BIOLKOVÁ, V. *Impulzová a číslicová technika*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 1999.
- [10] SOBOTKA, Z. Přehled číslicových systémů. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1981.
- [11] LF198 Datasheet [online]. Texas Instruments, 2011 [cit. 8.11.2012]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lf198-n.pdf>](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lf198-n.pdf)
- [12] TLC2932 Datasheet [online]. Texas Instruments, 1997 [cit. 8.11.2012]. Dostupné na [www: < http://www.ti.com/lit/ds/slas097e/slas097e.pdf >](http://www.ti.com/lit/ds/slas097e/slas097e.pdf)
- [13] AD620 Datasheet [online]. Analog Devices, 2011 [cit. 12.5.2013]. Dostupné na [www: < http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD620.pdf>](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD620.pdf)
- [14] NTC-0,2 15k Datasheet [online]. BCcomponents, 2001 [cit. 12.5.2013]. Dostupné na [www: < http://www.ges.cz/sheets/n/ntc_02.pdf>](http://www.ges.cz/sheets/n/ntc_02.pdf)
- [15] OPA333 Datasheet [online]. Texas Instruments, 1997 [cit. 12.5.2013]. Dostupné na [www: < http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa333.pdf>](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa333.pdf)

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

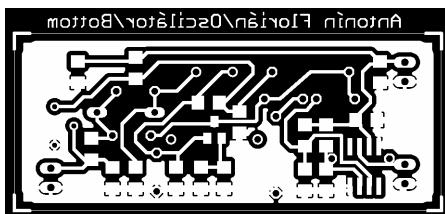
PPL	Fázový závěs
SC	Napětíově kompenzovaný řez křemene
KJ	Krystalová jednotka
$\Delta f/f$	Relativní kmitočtová stabilita
TKf	Teplotní koeficient kmitočtu
f_T	Mezní kmitočet tranzistoru
νf	Vysokofrekvenční
f_s	Kmitočet sériové rezonance
f_p	Kmitočet paralelní rezonance
Q_{KJ}	Činitel jakosti krystalové jednotky
Q_{LC}	Činitel jakosti LC obvodu
FM	Frekvenční modulace
PM	Fázová modulace
XO	Krystalový oscilátor
VCO	Napětím řízený oscilátor
VCXO	Napětím řízený krystalový oscilátor
TCXO	Teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor
PD	Fázový detektor
PFD	Fázově – frekvenční detektor
B-E	Báze-emitor
NTC	Negativní teplotní koeficient
ppm	Dílů na jeden milion
OZ	Operační zesilovač
Rail to rail	Obvod pracující až k hranici napájecího napětí
AD	Analogově-digitální
DA	Digitálně-analogový

SEZNAM PŘÍLOH

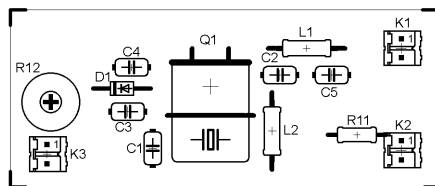
A	Oscilátor	45
A.1	Deska plošného spoje vrstva bottom	45
A.2	Osazovací plán vrstva top	46
A.3	Osazovací plán vrstva bottom.....	46
A.4	Seznam součástek	46
B	Termostat	47
B.1	Deska plošného spoje vrstva bottom	47
B.2	Osazovací plán vrstva top	47
B.3	Seznam součástek	47
C	Obvod synchronizace	48
C.1	Deska plošného spoje vrstva bottom	48
C.2	Osazovací plán vrstva top	49
C.3	Osazovací plán vrstva bottom.....	49
C.4	Seznam součástek	49
D	Celkové schéma zapojení	50

A OSCILÁTOR

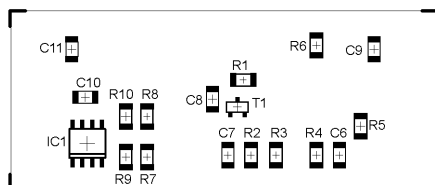
A.1 Deska plošného spoje vrstva bottom



A.2 Osazovací plán vrstva top



A.3 Osazovací plán vrstva bottom



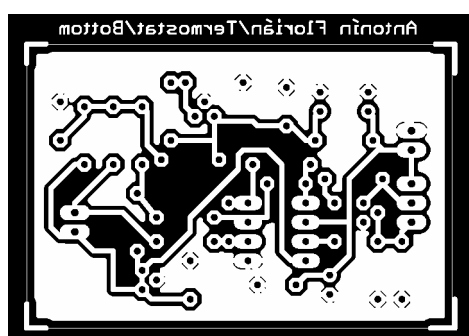
A.4 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	220p	C050-024X044
C2	100p	C050-024X044
C3	47p	C050-024X044
C4		C050-024X044
C5	10p	C050-024X044
C6	100n	C1206
C7	100n	C1206
C8	100n	C1206
C9	100n	C1206
C10	100n	C1206
C11	100n	C1206
D1	KB109G	DO34-7
IC1	TLV3501	SO08
K1	Vcc1	02P
K2	Out1	02P
K3	Vtun	02P
L1	4u7	0207/10
L2	1u5	0207/10
Q1	10MHz	HC49U-LM
R1	10k	R1206
R2	330	R1206
R3	5k6	R1206
R4	470k	R1206
R5	470k	R1206
R6	47	R1206
R7	10k	R1206
R8	10k	R1206
R9	10k	R1206

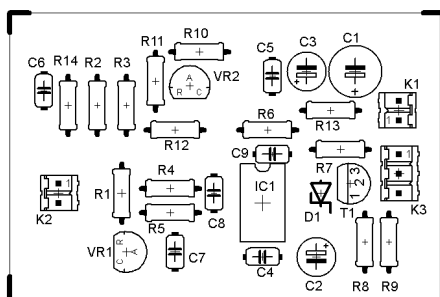
Označení	Hodnota	Pouzdro
R10	10k	R1206
R11	270k	0204/7
R12	10k	RTRIM3339P
T1	BFR92	SOT23-EBC

B TERMOSTAT

B.1 Deska plošného spoje vrstva bottom



B.2 Osazovací plán vrstva top



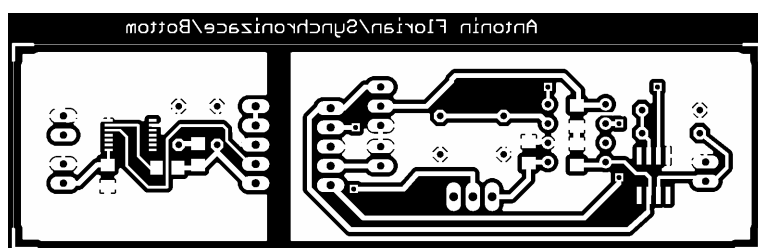
B.3 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	100u/25V	E2,5-7
C2	10u/25V	E2,5-5
C3	47u/10V	E2,5-5
C4	100n	C050-024X044
C5	100n	C050-024X044
C6	100n	C050-024X044
C7	100n	C050-024X044
C8	100p	C050-024X044
C9	100p	C050-024X044

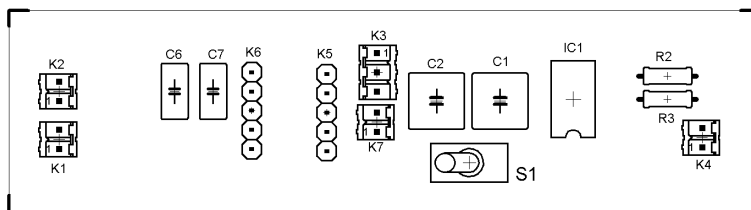
Označení	Hodnota	Pouzdro
D1	2,4V	ZDIO-5
IC1	AD620N	DIL08
K1		02P
K2		02P
K3		03P
R1	2880R	0207/7
R2	3k3	0207/7
R3	3k3	0207/7
R4	1k	0207/7
R5	1k	0207/7
R6	120R	0207/7
R7	1k2	0207/7
R8	2R2	0207/7
R9	2R2	0207/7
R10	4k7	0207/7
R11	4k7	0207/7
R12	100R	0207/7
R13	1k	0207/7
R14	4k7	0207/7
RT	15k	0207/7
T1	BC337	TO92
T2	BD243	TO92
VR1	TL431	TO92-CLP
VR2	TL431	TO92-CLP

C OBVOD SYNCHRONIZACE

C.1 Deska plošného spoje vrstva bottom



C.2 Osazovací plán vrstva top



C.3 Osazovací plán vrstva bottom



C.4 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	2u2	C050-075X075
C2	2u2	C050-075X075
C3	100n	C1206
C4	100n	C1206
C5	100n	C1206
C6	1u	C050-035X075
C7	1u	C050-035X075
IC1	LF198	DIL08
IC2	OPA333	SO08
IC3	TLC2932	TSSOP14
K1	Vcc1	02P
K2	Osc1	02P
K3	Vcc2	03P
K4	Vtun	02P
K5		1X05
K6		1X05
K7	Osc2	02P
R1	10k	R1206
R2	10k	0207/7
R3	6k8	0207/7
R4	680k	R1206
R5	560k	R1206
S1	TL36PO	TL3XPO

D CELKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ

