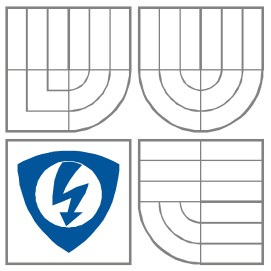
	<p>VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY</p>
	<p>FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY</p> <p>FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS</p>

TERMOSTAT PIEZOELEKTRICKÉ KRYSTALOVÉ JEDNOTKY

THERMOREGULATOR OF PIEZOELECTRIC CRYSTAL UNIT

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Zdeněk Roubal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. MIROSLAV KASAL, Csc.

BRNO, 2007

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Zdeněk Roubal
Bytem: U Lípy 967, 54901, Nové Město nad Metují
Narozen/a (datum a místo): 1.8.1984 v Náchodě

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Článek 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
- diplomová práce
- bakalářská práce
- jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Rozšíření programu pro automatické vyhodnocování mobilních datových komunikací

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodíci se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 30. května 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá teplotní stabilizací krystalových oscilátorů.

V první části se navrhne jednoduchý termostat piezoelektrické krystalové jednotky. Hlavní důraz je kladen na nízký příkon.

V druhé části se navrhnu krystalové oscilátory na 102,5MHz a 10MHz. Budou simulovány pomocí programu Ansoft Designer. Nakonec budou oba proměřeny z hlediska krátkodobé a střednědobé stability.

Klíčová slova

Krystalový oscilátor, nízkopříkonový termostat, Piezoelektrická krystalová jednotka, frekvenční stabilita

Abstract

This thesis deals with thermal stabilization of crystal oscillators.

A simple thermostat of piezoelectric crystal unit is designed in first part. Main emphasis is set to low input power.

The second part deals with crystal oscillators with 102,5MHz and 10MHz frequency. They are simulated with Ansoft Designer software. Both of these oscillators are measured for short term and midterm frequency stability.

Keywords

Crystal oscillators, low power Thermostat, Piezoelectric crystal unit, frequency stability

Bibliografická citace mé práce:

ROUBAL, Z. *Termostat piezoelektrické krystalové jednotky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 58 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Rozšíření programu pro automatické vyhodnocování mobilních datových komunikací 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 jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Miroslavu Kasalovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

OBSAH

Úvod	8
1 Vlastnosti piezoelektrické krystalové jednotky	9
1.1 Základní vlastnosti piezoelektrické krystalové jednotky.....	9
1.2 Teplotní závislost rezonančního kmitočtu piezoelektrického rezonátoru	12
1.3 měření náhradního obvodu PKJ	13
2 Navržení Termostatu	15
2.1 Možnosti teplotní stabilizace krystalového oscilátoru.....	15
2.2 Teplotní čidlo.....	17
2.3 Návrh termostatu s tranzistorem.....	18
2.4 Návrh termostatu s OZ.....	19
2.5 Konstrukční provedení	23
3 Teplotně stabilizovaný krystalový oscilátor	24
3.1 Metody řešení oscilátoru	24
3.2 Typy krystalových oscilátorů	25
3.3 Návrh oscilátoru 10MHz	28
3.4 Návrh oscilátoru 102,5MHz	34
3 naměřené výsledky	39
3.1 Parametry termostatu	39
3.2 Oscilátor 10MHz	42
3.3 Oscilátor 102,5MHz	44
Závěr	46
Literatura	47
Seznam symbolů	48
Seznam zkratk	49
Přílohy	50

Úvod

Krystalové oscilátory mají vůči jiným typům oscilátorů, jako například LC daleko vyšší krátkodobou a střednědobou frekvenční stabilitu. Proto našli široké uplatnění všude tam, kde je tato vlastnost požadována. Samotnou práci se dá rozdělit do dvou částí.

Prvním úkolem semestrálního projektu bude navrhnutí a sestavení termostatu piezoelektrické krystalové jednotky. Jeho úkolem bude aby s měnící se teplotou okolí udržoval konstantní teplotu piezoelektrického výbrusu. Důležitý bude přitom jeho příkon, rychlost ustálení na dané teplotě a činitel stabilizace. Jelikož piezoelektrická jednotka bude provozována v zařízení napájeném z akumulátorů, je příkon jedním z prvořadých parametrů.

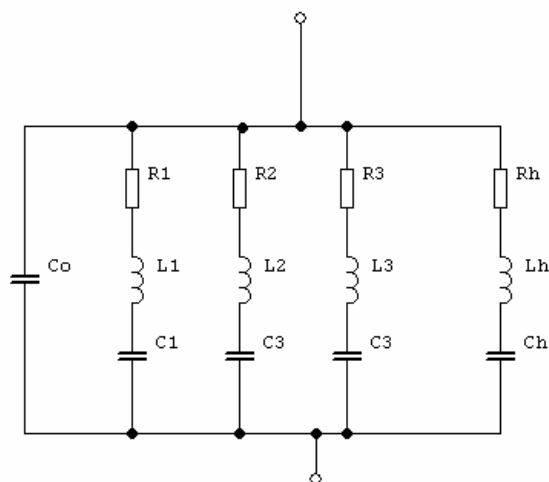
Druhým úkolem bude navrhnout stabilní krystalový oscilátor s dobrou krátkodobou a střednědobou stabilitou. Kmitočet oscilátoru bude 10MHz s tím že budou požadovány i malé rozměry. Druhou variantou bude oscilátor kmitající na 102,5MHz na páté harmonické. Oba oscilátory budou proměřeny a výsledky měření porovnány se simulacemi v programu Ansoft.

1. Vlastnosti piezoelektrické krystalové jednotky

1.1 Základní vlastnosti piezoelektrické krystalové jednotky

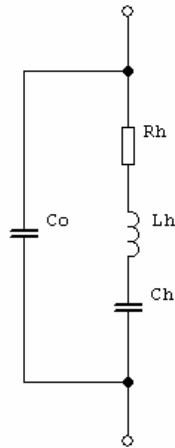
Piezoelektrická krystalová jednotka využívá obráceného piezoelektrického jevu, kdy na výbrus z vhodného materiálu ve tvaru destičky nebo hranolu (nejčastěji křemene protože má nejvýhodnější vlastnosti) je přivedeno vysokofrekvenční napětí na protilehlé elektrody, pak se v celém jeho objemu vybudí mechanické kmity a krystal se jeví jako selektivní obvod s vysokým činitelem jakosti.

Rezonanční kmitočet závisí na rozměrech výbrusu a typu kmitů. U typu řezu AT se využívají tloušťově střižné kmity. U řezu AT se mohou vybudit pouze liché harmonické [10]. Náhradní obvod je tedy složen z paralelního řazení sériových rezonančních obvodů jejich kmitočet odpovídá jednotlivých harmonickým na kterých piezoelektrická krystalová jednotka může kmitat. Navíc je tu statická kapacita C_0 která odpovídá parazitní kapacitě elektrod, pouzdra a vlastní kapacitě křemenné destičky. Náhradní obvod pro široký kmitočtový rozsah je na obr. 1.1. Pro užší kmitočtové pásmo kolem požadované harmonické kterou chceme vybudit bude dostatečné náhradní schéma na obr. 1.2. Je nutno si uvědomit že jednotlivé harmonické nejsou svými přesnými násobky [14]. Výrobce vhodnou výrobou potlačuje nežádoucí parazitní rezonance a optimalizuje krystal pro danou harmonickou na které má krystal v zapojení pracovat.



Obr 1.1: Náhradní obvod Piezoelektrické krystalové jednotky v širokém kmitočtovém rozsahu

Zjednodušený náhradní obvod na obr. 1.2 vykazuje dva hlavní rezonanční kmitočty a to kmitočty sériové rezonance a paralelní rezonance dané harmonické.



Obr. 1.2: Zjednodušený náhradní obvod pro okolí dané harmonické

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_h \cdot C_h}} \quad (1.1)$$

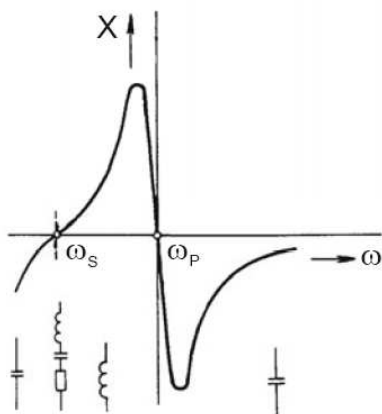
$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_h \cdot \frac{C_o \cdot C_h}{C_o + C_h}}} \quad (1.2)$$

Mezi těmito dvěma kmitočty platí vztah [4]

$$f_p = f_s \cdot \sqrt{1 + \frac{C_h}{C_o}} \quad (1.3)$$

Poměr $\frac{C_h}{C_o}$ dosahuje hodnot řádově $1 \cdot 10^{-4}$ kmitočtový rozdíl mezi oběma kmitočty je tedy

minimální. Průběh reaktance X zjednodušeného náhradního obvodu na obr. 1.2 je zobrazen na obr. 1.3. Mezi sériovou a paralelní rezonancí má piezoelektrická krystalová jednotka charakter indukční.



Obr. 1.3: průběh reaktance X

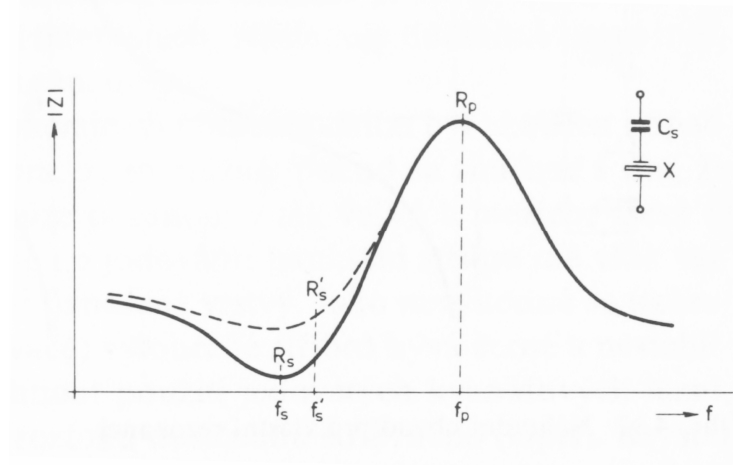
Hlavní výhodou piezoelektrických krystalových jednotek oproti běžným obvodům LC je jejich vysoký činitel jakosti Q , malá teplotní závislost rezonančního kmitočtu na teplotě a dále vysoká časová stabilita. Náhradní obvod vykazuje vysoké hodnoty náhradní indukčnosti L_h a malou hodnotu kapacity C_h . Pro řez AT může nabývat Q běžné hodnoty 100000 až 2000000[3]. Pro hodnotu 4initele jakosti Q dané harmonické platí:

$$Q = \frac{1}{R_h} \cdot \sqrt{\frac{L_h}{C_h}} \quad (1.4)$$

Nebo

$$Q = \frac{1}{\omega_{sh} \cdot C_h \cdot R_h} = \frac{\omega_{sh} \cdot L_h}{R_h} \quad (1.5)$$

Sériový rezonanční kmitočet f_s lze v malém rozsahu nejúčinněji měnit sériově zapojenou kapacitou nebo indukčností. Naopak paralelní rezonanční kmitočet f_p lze nejúčinněji měnit paralelně zapojenou kapacitou nebo indukčností ke krystalu. Je třeba si uvědomit že tímto malým doladováním frekvence zhoršujeme celkový činitel jakosti Q . Situace pro sériově zapojenou kapacitu, což je asi nejčastější případ, je znázorněna na obrázku 1.4. Sériový rezonanční kmitočet se změnil z f_s na f_s'



Obr. 1.4: Vliv připojení sériové kapacity C_s

Pro změnu kmitočtu platí[4]:

$$f_s' = f_s \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_h}{C_p + C_s} \right) \quad (1.6)$$

a tomu odpovídající zvětšení sériového rezonančního odporu:

$$R_h' = R_h \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_s} \right)^2 \quad (1.7)$$

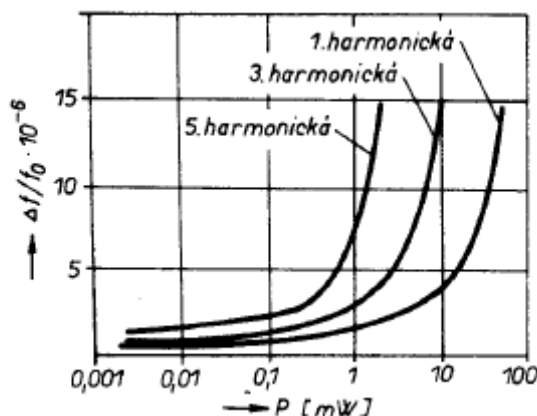
Dalším parametrem který charakterizuje piezoelektrickou krystalovou jednotku je činný výkon na ní vyzářený (hovoří se o něm jako o velikosti buzení). Výrobce udává jeho maximální velikost a můžeme ho zkontrolovat pomocí vztahu

$$P = I_{vf}^2 \cdot R_s \quad (1.8)$$

Kde I_{vf} je vysokofrekvenční proud jí protékající. Rezonanční kmitočet piezoelektrických rezonátorů závisí i na velikosti buzení. Pro malé hodnoty vysokofrekvenčního proudu je možno závislost popsat rovnicí (pro řez AT)[10]

$$\frac{\Delta f}{f} = B \cdot I_{vf}^2 \quad (1.9)$$

Kde konstanta úměrnosti B se pohybuje řádově okolo 0,174. Pro vyšší hodnoty buzení již tato závislost neplatí. Je možno uvést podle [5] tyto empirické grafy.



Obr. 1.5 relativní změna kmitočtu v závislosti na úrovni buzení.

Je vidět, že bychom se měli v úrovni buzení pohybovat do 0,1mW. Podle [20] bychom ale měli volit proud rezonátorem co nejvyšší abychom omezili šum. To je však v rozporu s dlouhodobou stabilitou, která se s úrovní buzení zhoršuje. Navíc podle [20] při proudu vyšším jak $150 \mu A$ začíná piezoelektrická krystalová jednotka produkovat přídavný blikavý šum. Výsledné buzení je tedy výsledkem kompromisu, hlavně by mělo být v oscilátoru konstantní, aby se neměnil rezonanční kmitočet.

1.2 Teplotní závislost rezonančního kmitočtu piezoelektrického rezonátoru

U nejvíce používaného řezu AT, který bude použit i v naší konstrukci, je teplotní závislost možno aproximovat kubickou parabolou. Je znázorněna v příloze na obr. 1. Body obratu jsou dva a to ϑ_{m1} a ϑ_{m2} . V těchto bodech je teplotní činitel kmitočtu α_p nulový. Teplotní závislost je popsána rovnicí

$$\frac{f - f_0}{f_0} = a_1(\vartheta - \vartheta_0) + a_2(\vartheta - \vartheta_0)^2 + a_3(\vartheta - \vartheta_0)^3 \quad (1.10)$$

Kde a_i jsou teplotní koeficienty i -tého řádu a ϑ_0 je teplota inflexního bodu křivky teplotní závislosti rezonančního kmitočtu rezonátoru řezu AT. Jak je odvozeno v [20] pokud nahradíme teplotní závislost rezonančního kmitočtu v okolí obratu ϑ_{mi} parabolou, obdržíme pro ni vztah

$$\alpha_p = a_2 + 3a_3 \cdot (\vartheta_{mi} - \vartheta_0) \quad (1.11)$$

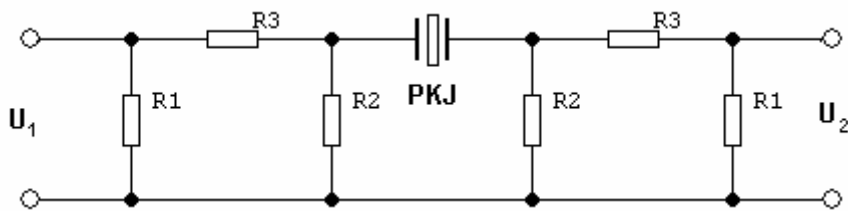
Kde a_i je teplotní činitel kmitočtu n -tého řádu a ϑ_0 je teplota inflexního bodu křivky teplotní závislosti rezonančního kmitočtu AT rezonátoru. Ze vzorce vyplývá důležitý poznatek, že konstanta paraboly lineárně vzrůstá se vzdáleností bodu obratu od inflexního bodu. Pokud tedy bude bod obratu blízko teplotě ϑ_0 nebude potřeba tak vysoká přesnost termostatu, jelikož bude nízká konstanta α_p . Jak je vidět z obr. (1) tak při určité orientaci AT rezonátoru $YXl_{35^\circ 15'}$, oba vrcholy kubické paraboly splynou a rezonanční kmitočet je téměř stálý v rozsahu teplot 10°C až 40°C . Právě tuto křivku bychom chtěli využít. Aby byl termostat použitelný v co největším teplotním rozsahu a nemuseli bychom ho ochlazovat, volíme teplotu termostatu 40°C . Je ovšem třeba si uvědomit že jsme omezeni výrobní přesností orientace krystalového výbrusu. Použitý krystal tedy nebude mít optimální orientaci. V [21] jsou uvedeny teplotní koeficienty kmitočtu rezonátoru řezu AT pro různé úhly řezu.

Úhel řezu φ	Teplotní koeficient kmitočtu		
	$a_1 \cdot 10^7 [K^{-1}]$	$a_2 \cdot 10^{10} [K^{-1}]$	$a_3 \cdot 10^{10} [K^{-1}]$
$35^\circ 25'$	-8,4658	-6,0528	1,2720
$35^\circ 24'$	-7,6130	-5,3296	1,2762
$35^\circ 23'$	-6,7602	-4,6064	1,2804
$35^\circ 22'$	-5,9075	-3,8833	1,2846
$35^\circ 21'$	-5,0547	-3,1601	1,2888
$35^\circ 20'$	-4,2020	-2,4370	1,2930
$35^\circ 19'$	-3,3492	-1,7138	1,2972
$35^\circ 18'$	-2,4964	-0,9907	1,3014
$35^\circ 17'$	-1,6437	-0,2675	1,3056
$35^\circ 16'$	-0,7910	-0,4556	1,3098
$35^\circ 15'$	+0,6180	+1,1788	1,3114

Pokud bychom požadovali větší teplotní rozsah, volili bychom křivku s vyšší teplotou obratu ϑ_{m2} , což by sebou ale přinášelo potíže s větším příkonem termostatu a požadavkem na vyšší teplotní stabilizaci termostatu, neboť když uvažujeme Θ_0 25°C až 30°C tak nám vzrůstá vzdálenost ϑ_{m2} a ϑ_0 tedy i α_p .

1.6 Měření náhradního obvodu PKJ

Existuje mnoho metod jak určit hodnoty prvků náhradního obvodu PKJ. Jednou z možností je řádově určit hodnoty R_h , C_h a L_h z nomogramů uvedených v [10]. U simulací je na závadu vyšší rozptyl ztrátového odporu R_h z jehož velikosti vycházíme při určení oscilačních podmínek. Nenáročnou metodou je měření PKJ pomocí PI článku u vdedeného v [4]. Pomocí této metody zjistíme velikost ztrátového odporu R_h a dále pomocí rozladění dvěma sériovými kondenzátory i C_h . L_h dopočteme z rezonančního kmitočtu PKJ.



Obr. 1.6: PI článek pro měření PKJ. $R_1 = 159\Omega$ $R_2 = 14,2\Omega$ $R_3 = 66,2\Omega$

Pro dané zapojení změříme výstupní napětí U_2 kdy místo PKJ vložíme zkrat a napětí U_{2k} nulovém fázovém posuvu mezi vstupním a výstupním napětím při vložené PKJ. Pak R_h určíme jako

$$R_h = 25 \cdot \left(\frac{U_{2k}}{U_2} - 1 \right) \quad (1.12)$$

Použití vztahu (1.6) pro určení C_h je nevhodné protože v něm vystupuje parazitní kapacita C_0 k níž se přičítají parazitní kapacity spojů a její přesnou velikost je obtížné zjistit. Zelenka odvodil [10] že pokud rozladíme krystal dvěma sériovými kondenzátory, kapacita C_0 ve výsledném vztahu nevystupuje a měření bude zatíženo malou chybou. Změříme sériový rezonanční kmitočet PKJ a poté změříme o kolik se změní při vložení sériového kondenzátoru C_{s1} a C_{s2} . Dynamická kapacita C_h je dána:

$$C_h = \frac{2 \cdot \Delta f_1 (C_{s1} - C_{s2})}{f_r \cdot \left(1 - \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2} \right)} \quad (1.13)$$

Kde Δf_1 je rozdíl rezonančního kmitočtu při vložení kondenzátoru C_{s1} a Δf_2 je rozdíl rezonančního kmitočtu při vložení kondenzátoru C_{s2} . Předpokládá se že kondenzátor C_{s1} má větší velikost jak C_{s2} .

Dynamickou indukčnost pak již případně zjistíme z Thompsonova vztahu

$$L_h = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot C_h} \quad (1.14)$$

2. Navržení termostatu

2.1 Možnosti teplotní stabilizace krystalového oscilátoru

a) teplotní kompenzace využívající teplotně závislých kapacitních reaktancí

U této metody se připojuje buďto paralelně, nebo sériově, podle zapojení oscilátoru teplotně závislá kapacita. Jelikož se nevyrábějí kondenzátory s plynulou změnou teplotního koeficientu, je nutno složit požadovanou kapacitu s požadovaným teplotním koeficientem z několika kondenzátorů s různým teplotním koeficientem. V [2] jsou uvedena doporučená zapojení. Stabilní kondenzátory pro tento účel mají lineární teplotní závislost, je tedy možno ovlivňovat pouze koeficient a_1 . Celkově se kompenzace chová jako bychom měnili úhel řezu piezoelektrické krystalové jednotky. V daném rozmezí teplot jsme teoreticky omezení teplotní stabilitou při tomto způsobu kompenzace. V našem případě by se jednalo o asi $2,5 \cdot 10^{-6}$. V dnešní době je dostupnost kondenzátorů s definovaným teplotním koeficientem omezená. Výhodou jsou nižší nároky na příkon.

b) teplotní kompenzace využívající varikapů a teplotně závislých odporů

Metoda spočívá v zapojení varikapu buďto sériově nebo paralelně k piezoelektrickému rezonátoru podle použitého zapojení. Kapacita varikapu se mění stejnosměrným napětím jehož velikost je odvozena od provozní teploty oscilátoru. Nejčastěji je čidlem teploty termistor. Zapojení je voleno tak, aby bylo dosaženo požadovaného zmenšení teplotní závislosti kmitočtu oscilátoru. V zapojeních je často použito i více termistorů a je nutno kompenzační obvod nastavit. Stejně jako u metody využívající teplotně závislých kapacitních reaktancí je výhodou nižší nárok na příkon. Tato metoda má vyšší účinek než metoda a) protože je možno kompenzovat i teplotní závislost tvaru kubické paraboly (rezonátory AT). V tomto případě jsou podle [10] potřeba tři termistory. Metoda je náročná na nastavení a vyžaduje rozsáhlá měření. Oscilátory tohoto typu mají označení TCXO. V poslední době se prosazují oscilátory typu MCXO. U nich je pouze jedno teplotní čidlo které snímá teplotu. Tu vyhodnocuje mikroprocesor který má v paměti uloženou korekční křivku. Pomocí A/D převodníku se potom přivádí napětí na varikap.

c) použití termostatu

Tato metoda dosahuje nejvyšší stability kmitočtu. Při volbě teploty termostatu rozhoduje několik hledisek, především požadovaný maximální příkon, požadovaná nejvyšší teplota kdy bude termostat ještě účinný, a dále velikost teploty bodu obratu, zde většinou ϑ_{m2} . Tyto parametry je nutno při návrhu uvážit.

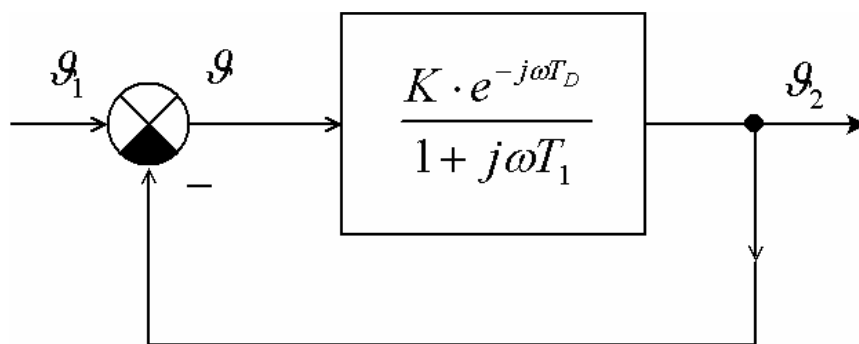
Dále je nutno zvolit jestli požadovaný termostat bude skokový, nebo proporcionalní. Pro proporcionalní v našem případě hovoří i skutečnost, že požadujeme co nejmenší napájecí proud termostatu a to nám skoková regulace neumožňuje. V ní je proud buďto nulový nebo maximální. Navíc při použití proporcionalního termostatu nedochází ke skokovým změnám teploty, které by se mohli promítnout i do frekvence oscilátoru.

Pokud popíšeme termostat jako zpětnovazební systém [4] podle obr. 2, pak ϑ_1 je teplota kterou požadujeme. ϑ_2 je výstupní teplota. Od ϑ_1 se ϑ_2 odečte a chybový signál ϑ je zesílen zesilovačem. Pokud je výstupní teplota ϑ_2 menší než ϑ_1 tak se zvětší ϑ a tím pádem i ϑ_2 . Čím větší bude zesílení K , tím menší bude odchylka ϑ a rozdíl požadované teploty ϑ_1 od ϑ_2 se bude zmenšovat. Naším cílem tedy je aby K bylo co největší. Soustava ale vykazuje určitou setrvačnost. Vyjadřujeme ji zpožděním T_D které nám vyjadřuje že teplota začne stoupat až po určité době kdy prostor vytápíme. Dále je tu časová konstanta T_1 která je dána tepelnou prostupností izolace a tepelnou kapacitou tělesa termostatu. Přechodný děj můžeme zakreslit podle obrázku (3). Vyhovuje aproximace článkem RC připojeném v čase T_D po začátku sledování na zdroj napětí. Přenos článku je dán

$$K_U = \frac{1}{1 + j\omega T_1} \quad (2.1)$$

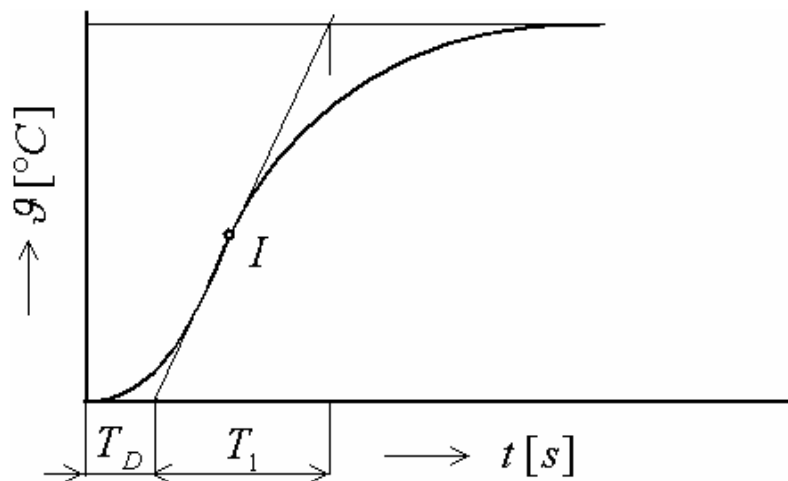
Po zahrnutí vlivu T_D a zesílení K je výsledný vztah:

$$K_U = \frac{K \cdot e^{-j\omega T_D}}{1 + j\omega T_1} \quad (2.2)$$



Obr. 2.1: zpětnovazební smyčka termostatu

Dobu T_D zjistíme z průsečíku tečny v inflexním bodě I s osou x , její sklon udává dobu T_1 . Pokud soustava má ještě zpoždění na výstupu, může se rozkmitat. A to tím snáze čím větší je T_D , T_1 a zesílení K . Z těchto veličin se snažíme minimalizovat T_D . T_1 požadujeme většinou velké, aby byl malý příkon. Minimalizace T_D spočívá v snadném přestupu tepla mezi aktivním členem (topením) a čidlem. Dále zde hraje roli rychlost reakce čidla. Pokud je soustava nestabilní, můžeme pozorovat pomalé periodické kolísání teploty. Je důležité si uvědomit že se jedná o zjednodušení, v našem případě je napájen článek RC ze zdroje proudu, neboť maximální dodávaný výkon je omezen.



Obr. 2.2: Přechodný děj

V náročných aplikacích je termostat tvořen měděným tělesem na kterém je navinuto topné vinutí. Zároveň s ním je na tělese navinuto i odporové čidlo. Tím je dosaženo rovnoměrně rozložené teploty.

Nejnáročnější požadavky splňuje termostat na principu skupenského tepla. Zde je odchylka ϑ nulová.

2.2 teplotní čidlo

Na snímání teploty může být použito mnoho fyzikálních principů [3]. Budeme požadovat aby byla vysoká citlivost čidla a pokud možno aby mělo i dostatečnou stálost. Vzhledem k jednoduchosti termostatu přicházejí v úvahu analogová čidla. Nelinearita čidla nám nevádí, cílem je stabilizovat teplotu termostatu na jedné dané teplotě. Z tohoto hlediska nám vycházejí jako nejstabilnější platinová teplotní čidla, která mají ale nízkou citlivost. Z hlediska citlivosti můžeme vyloučit termočlánky které mají příliš malou citlivost. Nejvyšší citlivost mají termistory a dnes již mají pro nás dostatečnou stabilitu.

Termistory

Pro použití teplotního čidla se používá typ NTC s negativní teplotní závislostí. Vyrábějí se práškovou metalurgií z kyslíčnicků kovů. Teplotní rozsah NTC je běžně -50°C až 150°C , ale vyrábějí se typy až do 1000°C .

Při zanedbatelném ohřevu procházejícím proudem je odpor termistoru NTC v závislosti na teplotě dán již pro praktické účely upraveným vztahem:

$$R_1 = R_{ref} \cdot e^{B \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}} \right)} \quad (2.3)$$

Teplotní konstanta B při bližším zkoumání není konstantou ale mění se s teplotou. Pokud uvažujeme teplotní rozsah 25°C až 85°C, je vztah (4.1) zatížen chybou asi 1°C, což pro naše účely vyhovuje, pokud vezmeme v úvahu i výrobní tolerance R_{25} a B. Pokud bychom chtěli zjistit odpor v širším teplotním rozsahu, pak vyhovuje aproximace “Steinhart and Hart”):

$$R_1 = R_{ref} \cdot e^{A+B\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}}\right) + C\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}}\right)^2 + D\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}}\right)^3} \quad (2.4)$$

Nebo by jsme si zjistíme odpor termistoru při dané teplotě z tabulkových hodnot výrobce. Aby platil vztah (2.3) musí být ohřátí procházejícím proudem pro naše potřeby zanedbatelné. Pro nárůst teploty vlivem procházejícího proudu platí vztah

$$\Delta t = \frac{P}{D} = \frac{R_T \cdot I^2}{D}$$

Kde D je zatěžovací konstanta. Z tohoto vztahu je již možno po úpravě zjistit maximální proud termistorem NTC jestliže požadujeme maximální chybu určení teploty vlivem oteplení termistoru.

$$I_{dov} = \sqrt{\frac{\Delta t \cdot D}{R_{max}}}$$

Kde R_{max} je maximální odpor termistoru v teplotním rozsahu, kde budeme termistor používat.

Chyba určení teploty způsobená tolerancí R_{ref} a B je podle [6]

$$\Delta T = \frac{Z}{TC}$$

$$Z = \left[\left(1 + \frac{X}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{Y}{100}\right) - 1 \right] \cdot 100\%$$

X je tolerance R_{ref} a Y je tolerance odporu termistoru kvůli toleranci teplotní konstanty B.

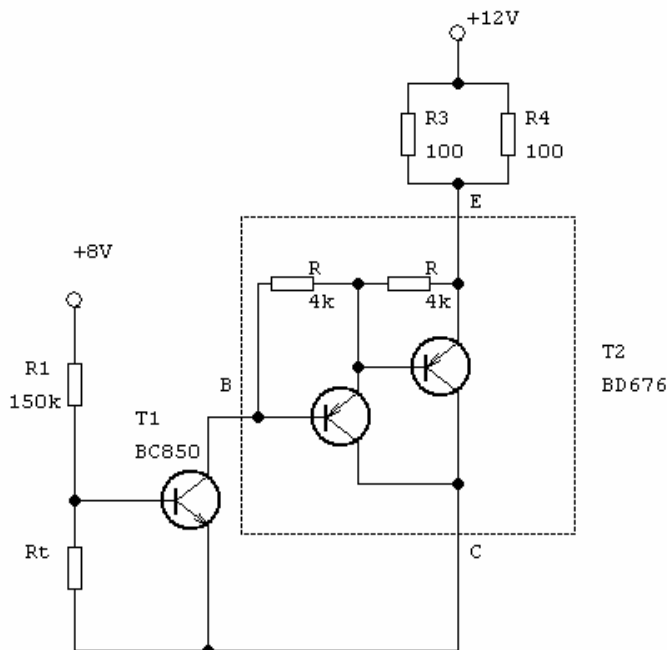
Udává jej výrobce pro různé hodnoty.

TC je teplotní koeficient.

2.3 Návrh jednoduchého termostatu s tranzistory

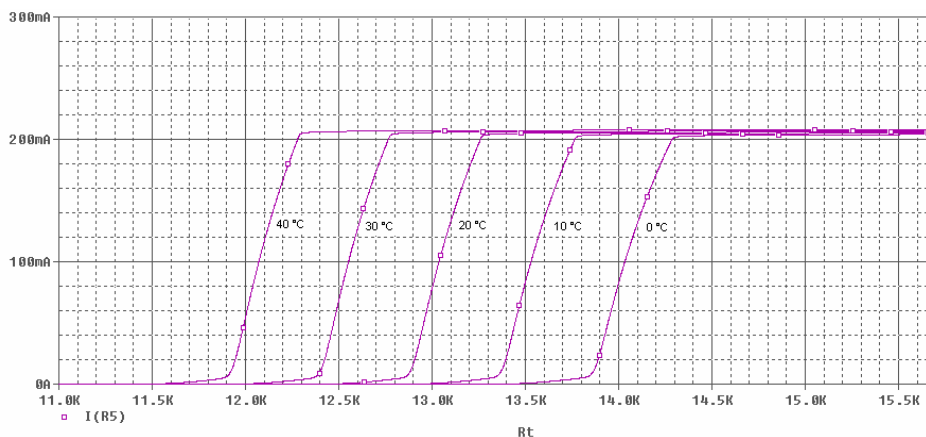
Základní zapojení bylo převzato z [2]. Jedná se o jednoduché zapojení které je přímo umístěno na krystalu. Původní termistor 25 kΩ byl změněn b26n2 dostupný termistor 22 kΩ. Zapojení funguje tak že jestliže je teplota PKJ nižší než požadovaná odpor termistoru R_t vysoký, tranzistor T1 typu BC850 je otevřen a pouští proud do báze darlingtonového tranzistoru T2 typu BD676. Tranzistor T2 a rezistory R2 a R3 vytápí PKJ.

Při teplotě vyšší než je požadovaná je odpor termistoru malý, napětí na něm neotevře tranzistor T1 a PKJ není vytápěna. Mezi těmito dvěma stavy je lineární oblast kde se topný proud ustálí na požadované hodnotě.



zapojení

Obr. 2.1: schéma termostatu s tranzistory



Obr. 2.3: simulace vlivu teploty okolí na funkci termostatu v simulaci ORCAD

V programu ORCAD 10.0 byla hodnota rezistoru R1 dostavena a byl zvolen rezistor 150 kΩ. Jak je ze simulace patrné, závisí nastavená teplota na teplotě okolí. Na tom se podílí teplotní závislost U_{be} daných tranzistorů. Proto je nutné aby regulační obvod byl také v termostatu. Výhodou obvodu je jednoduchost, nevýhodou je nemožnost nastavení zesílení a omezená možnost měnit nastavenou teplotu podle potřeby v zapojení. Proto byl pro porovnání postaven i dokonalejší obvod z přístrojovým OZ.

2.4 Návrh termostatu s OZ

Základem zapojení je odporový můstek. Jako vhodný přístrojový OZ byl zvolen AD620. Je dostupný v ČR a jeho vlastnosti jsou pro tuto aplikaci vynikající. Výrobce doporučuje AD620 přímo pro aplikaci měření teploty pomocí odporového můstku[6]. Je napájen z reference

TL431 jejíž výstupní napětí je nastaveno rezistory R22,R21 na 6V. Protože chceme použít nesymetrické napájení OZ je nutno upravit minimální vstupní napětí a napětí na vývodu REF OZ. Podle katalogového listu [6] je při $U_{cc}=12V$ potřeba aby vstupní napětí bylo vyšší než 2,1V oproti zápornému napájecímu napětí a napětí na REF vyšší než 1,6V. Napětíový posun získáme s rezervou pomocí TL431 na 2,5V. Aby TL431 pracovalo v aktivní oblasti, je otevíráno pomocným rezistorem R27. Podle [8] je minimální katodový proud reference TL431 1mA.

$$R_4 \leq \frac{U_{ref1} - U_{ref2}}{I_{z\min}} \leq \frac{5 - 2,5}{1 \cdot 10^{-3}} \leq 2,5k\Omega$$

Volíme s rezervou $R_4 = 2,2k\Omega$

Jako teplotní čidlo volíme destičkový termistor NTC[6] s těmito parametry:

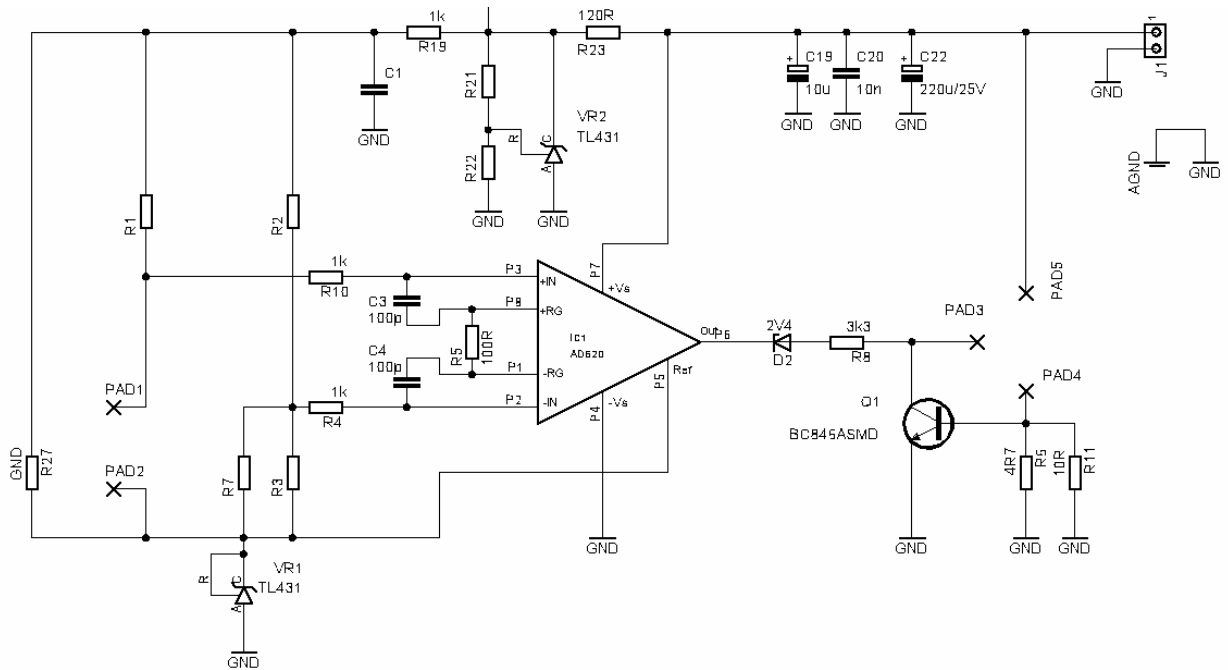
$$R_{25} = 15 k\Omega \pm 5\%$$

$$B_{25/85} = 3740K \pm 2,5\%$$

$$D = 7mW \cdot K^{-1}$$

Odpor termistoru při teplotě 40°C je

$$R_1 = R_{ref} \cdot e^{B \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}} \right)} = 22 \cdot 10^3 \cdot e^{3740 \left(\frac{1}{313,15} - \frac{1}{298,15} \right)} = 12063 \Omega$$



Obr. 2.4 celkové schéma termostatu s OZ

$$X=5\%$$

$$Y=0,28\%$$

$$TC=-3,53\%$$

$$Z = \left[\left(1 + \frac{X}{100} \right) \cdot \left(1 + \frac{Y}{100} \right) - 1 \right] \cdot 100\% = \left[\left(1 + \frac{5}{100} \right) \cdot \left(1 + \frac{0,28}{100} \right) - 1 \right] \cdot 100\% = 5,294\%$$

$$\Delta T = \frac{Z}{TC} = \frac{5,294}{3,53} = 1,5^{\circ}\text{C}$$

Nastavená teplota je tedy $T = (40 \pm 1,5)^{\circ}\text{C}$

Více než absolutní přesnost nás ale zajímá stálost teploty měnící se teplotou okolí. Zvolíme ji tak, že teplota krystalu se nesmí změnit o více jak $0,8^{\circ}\text{C}$. Jestliže jako odpory můstku zvolíme $R_1 = R_2 = R_3 = 12\text{ k}\Omega$ tak to odpovídá max. teplotě termostatu

$$T = \frac{B \cdot T_{25}}{T_{25} \cdot \ln\left(\frac{R_T}{R_{25}}\right) + B} = \frac{3740 \cdot 298,15}{298,15 \cdot \ln\left(\frac{12000}{22000}\right) + 3740} = 40,14^{\circ}\text{C}$$

A pro minimální teplotu termostatu $39,34^{\circ}\text{C}$ je odpor termistoru

$$R_{40} = R_{ref} \cdot e^{B \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_{ref}} \right)} = 22 \cdot 10^3 \cdot e^{3740 \left(\frac{1}{312,49} - \frac{1}{298,15} \right)} = 12371\ \Omega$$

Změna odporu termistoru je tedy 371Ω .

Nyní je třeba zjistit napěťové zesílení rozdílového zesilovače.

Na vstupu rozdílového zesilovače se změní napětí při poklesu teploty na $39,34^\circ\text{C}$ o

$$\Delta U = U_{ref} \cdot \left(\frac{R_T + \Delta R}{R_3 + R_T + \Delta R} \right) - U_{ref} \cdot \left(\frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) \quad (5.1)$$

$$\Delta U = 2,5 \cdot \left(\frac{12000 + 371}{12000 + 12000 + 371} \right) - 2,5 \cdot \left(\frac{12000}{12000 + 12000} \right) = 19,03 \text{ mV}$$

Na výstupu rozdílového zesilovače při napájecím napětí 12V bude max. napětí na výstupu OZ podle [3] $U_{cc} - 3\text{V}$, tedy 9V . Potřebné napěťové zesílení je tedy

$$A_u = \frac{U_{out}}{\Delta U} = \frac{9}{19,03 \cdot 10^{-3}} = 473$$

Pro napěťové zesílení rozdílového zesilovače AD620 platí

$$A_u = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_G + 1} \quad (5.2)$$

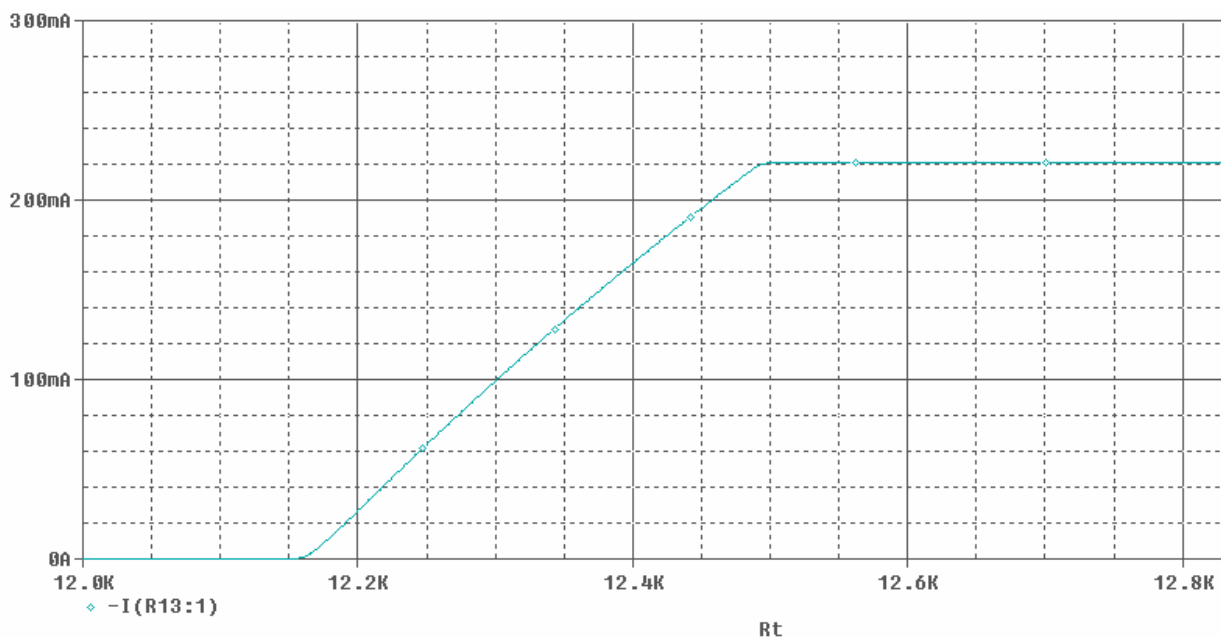
Z toho vyjádříme R_G

$$R_G = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{A_u - 1} = 104 \Omega$$

Zvolíme z řady E12 odpor $R_G = 100\Omega$

Na výstup je nutné umístit zenerovu diodu, neboť podle katalogu je min. výstupní napětí $U_{cc} - 1,2\text{V}$. Při tomto výstupním napětí by tranzistor byl ještě otevřený. Zenerovu diodu zvolíme s nejmenším vyráběným napětím tedy $2,7\text{V}$. Tranzistor volíme s rezervou BD135. Minimální proudové zesílení tranzistoru je 60.

$$R_8 = \frac{(U_{out \max} - U_Z - U_{BE}) \cdot h_{21}}{I_{\max}} = \frac{(10 - 2,7 - 0,6) \cdot 60}{0,23} = 1,5 \text{ k}\Omega \quad (5.3)$$



Obr. 2.5 Simulace proudu v závislosti na R_t v programu ORCAD 10.0

2.5 Konstrukční provedení

Velmi důležitá byla z hlediska dosažených parametrů mechanická konstrukce. Bylo nutné dát teplotní čidlo a výkonový člen co nejbližší k sobě. Termistor je umístěn v šroubovacím otvoru tranzistoru.

Velmi důležitý je výběr lepidla, které použijeme na připevnění součástek ke krystalu. Běžné typy lepidel jsou nepoužitelné, jsou spíše teplotními izolanty a neúměrně zvyšují dobu T_d . Výsledky s nimi dosažené nedosahovali zvolených požadavků, protože soustava termostatu byla nestabilní. Nakonec bylo zvoleno lepidlo ALTECO 3 – TON QUICK EPOXY ADHESIVE. Toto lepidlo má několik velmi výhodných vlastností. Rozhodující výhodou je, že obsahuje ocelové plnidlo. Má vlastnosti kovu, je vysoce tepelně vodivé a přitom je elektricky nevodivé. To jej určuje jako nejvýhodnější pojivo mezi termistorem a tranzistorem s rezistory. Odolává teplotám -20°C až 120°C .

Termistor je umístěn v upevňovacím otvoru tranzistoru a rezistory jsou též umístěny co nejbližší. Celý celek je obmotán samolepící měděnou páskou. Termostat je potom umístěn v molitanu který je mechanicky umístěn v kovové krabici bez čel o rozměrech $20\text{mm} \times 30\text{mm} \times 20\text{mm}$. Jednotlivé vývody z termostatu jsou barevně odlišeny a provedeny vodičem o průměru $0,5\text{mm}$ takto:

Barva vodiče	Zapojen v termostatu	Zapojen na desce
Bílý	Báze tranzistoru	Pad 3
Modrý	Editor tranzistoru	Pad 4
Dva černé	Termistor	Pad1, pad2
Červený	Kolektor tranzistoru	Pad 5

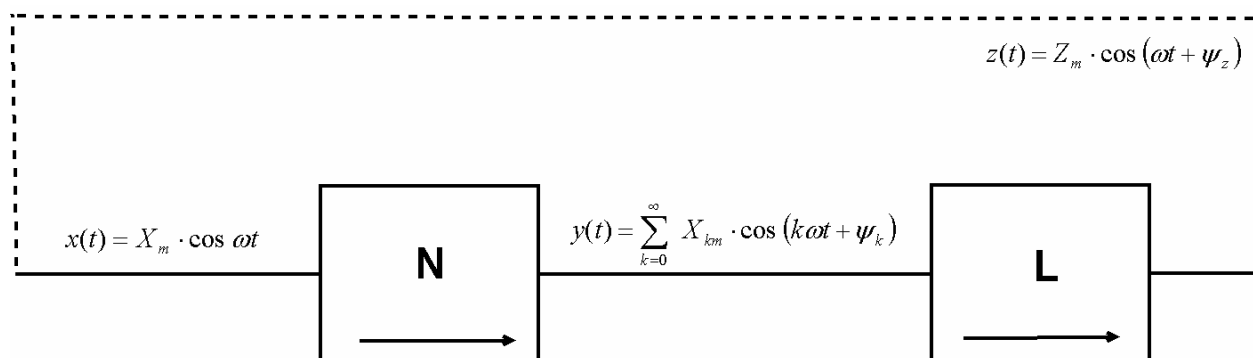
Elektrická část termostatu byla realizována desce plošných spojů spolu s oscilátorem která je uvedena v přílohách.

3. Teplotně stabilizovaný krystalový oscilátor

3.1 metody řešení oscilátoru

Oscilátor je generátor harmonického signálu. Z energetického hlediska představuje měnič stejnosměrné energie na střídavou. Pro jeho popis je možno použít lineární a nelineární teorii obvodů. Nelineární teorie umožňuje popsat všechny děje v oscilátoru, včetně dějů přechodných. Její použití je však omezeno značnou složitostí. Lineární teorie umožňuje použít jednoduché postupy známé z lineárních a linearizovaných obvodů. Dá se použít v době kdy nastává počátek kmitů, tehdy je amplituda signálů ještě malá. Posléze začne exponenciálně stoupat a obvod se stane nelineární. Pak se amplituda kmitů ustálí nelinearitami obvodu. Nelinearita obvodu se projevuje vždy, jinak by amplituda stoupala nade všechny meze až k nekonečnu.

Pro ustálený periodický děj je možno použít lineární teorii ve spojení s metodou harmonické rovnováhy [10],[7]. Metoda vychází z toho že každou nelineární soustavu lze rozdělit na dvě části. Na část lineární a nelineární. Lineární přenosový obvod L je přizpůsoben k tomu aby potlačoval vyšší harmonické než je základní harmonická. Situace je znázorněna na obrázku (6).



Obr. 3.1: Nelineární soustava

Metoda harmonické rovnováhy řeší nestabilní obvody, je-li jisté že generují harmonické, nebo téměř harmonické kmity. Sleduje se při ní rovnováha harmonických složek uvnitř uzavřené smyčky. Má-li se v obvodu na obrázku 6 dosáhnout rovnovážného harmonického stavu po propojení vstupu s výstupem, musí platit:

$$X_m \cos \omega t = Z_m \cos(\omega t + \psi_z) \quad (3.1)$$

Z toho vyplývá

$$\psi_z = 0 \quad X_m = Z_m \quad (3.2)$$

Jelikož ale část L nemusí být dokonalým filtrem, mohou vyšší harmonické proniknout zpět na vstup. Proto následují další zpřesňující kroky, např. to že se uvažují další členy harmonické řady. Pak platí:

$$x(t) = X_{1m} \cos \omega t + X_{2m} \cos(2\omega t + \varphi_2) \quad (3.3)$$

Z toho se vypočítá nové rozložení spektra. $y(t)$ a $z(t)$ tak aby po ustálení kmitů platilo $z(t) \rightarrow x(t)$

Vyšetřování oscilačních podmínek

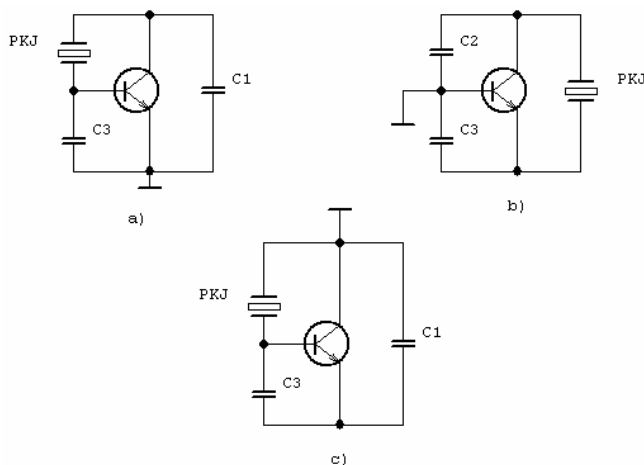
V programu Ansoft Designer je kromě metody harmonické rovnováhy implementována i jednoduchá metoda na zjištění kmitočtu na kterém daný oscilační obvod kmitá. Do uzlu který je označen jako zdroj oscilací je vložen AC zdroj napětí který zde dodává střídavý proud. Oscilační podmínky jsou potom splněny jestliže:

$$\operatorname{Im}\{I_f\} = 0 \quad \text{a} \quad \operatorname{Re}\{I_f\} < 0 \quad (3.4)$$

3.2 Typy krystalových oscilátorů

Jak již bylo napsáno, krystal má dvě hlavní rezonance a to sériovou a paralelní. Na kmitočtu sériové rezonance se chová jako činný odpor ,mezi sériovou a paralelní rezonancí jako proměnná indukčnost. V zásadě lze krystalové oscilátory rozdělit podle zapojení v kterém piezoelektrická krystalová jednotka kmitá na tři druhy.

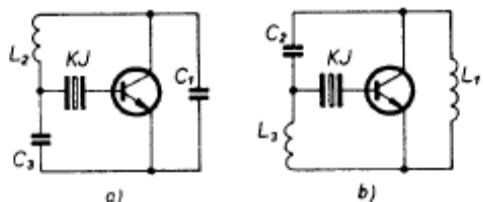
1) První druhem je známé třibodové zapojení, kdy zpětnovazebním článkem je článek PI. Krystal se zde zapojen vždy místo jedné z reaktancí. Pracuje mezi sériovou a paralelní rezonancí a představuje indukčnost. Nejznámější zapojení jsou Pierceův oscilátor, Colpittsův oscilátor a Clappův oscilátor . Liší se tím, v jakém zapojení pracuje tranzistor. Pierceův oscilátor pracuje v zapojení SE, Colpittsův oscilátor v zapojení SC a Clappův oscilátor v zapojení SB. Jsou znázorněny schématicky na obrázku 3.2



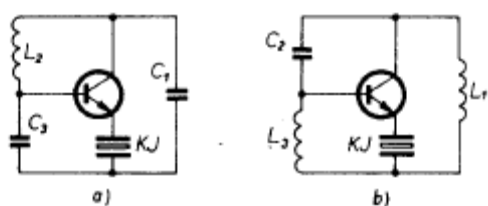
Obr. 3.2: a)Pierce b) Clapp c) Colpitts

Nevýhodou těchto oscilátorů je že impedance v obvodu jsou relativně velké a tím pádem se mohou projevit parazitní kapacity. Pierceův oscilátor je z nich nejkvalitnější ,ale je u něj značně kritická stabilizace bázevého proudu tranzistoru. Jeho výhodou též je že krystal je zatížen kapacitně, jeho jakost Q není tedy snížena. Z hlediska jednoduchosti i dostatečné stability je výhodný Colpittsův oscilátor.

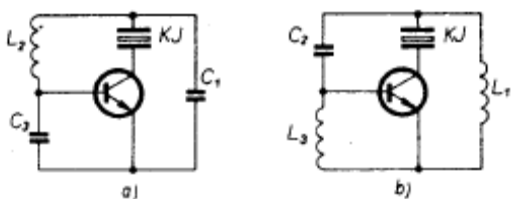
2) Druhou skupinu tvoří oscilátory kde je krystal zapojen do záporné zpětné vazby. Svým selektivním charakterem potom určuje oscilační kmitočet. Krystal kmitá na kmitočet minimálního odporu KJ, tedy v blízkosti sériové rezonance. V zapojeních zde uvedených oscilátor kmitá i když je krystal nahrazen činným odporem jehož velikost je rovna R_s který se většinou značí ESR. Toho lze například využít při určování R_s substituční metodou. Oscilátory jsou na obr. 3.3 obr. 3.4 a obr. 3.5.



Obr. 3.3: Oscilátory s PKJ v obvodu záporné zpětné vazby v bázi

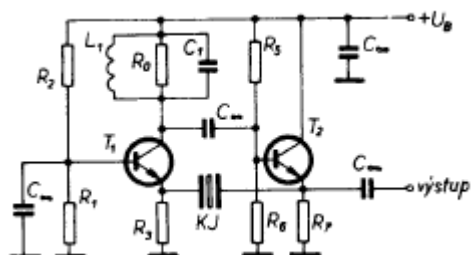


Obr. 3.4: Oscilátory s PKJ v obvodu záporné zpětné vazby v emitoru

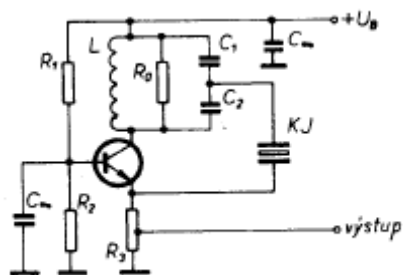


Obr. 3.5: Oscilátory s PKJ v obvodu záporné zpětné vazby v kolektoru

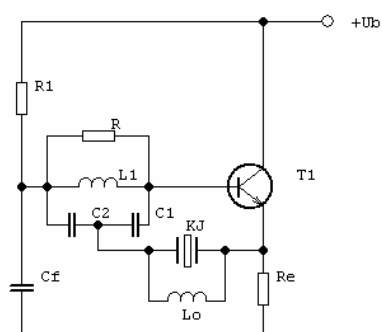
3) Třetí skupinu tvoří oscilátory kde se krystal vkládá do obvodu kladné zpětné vazby. Krystal v nich kmitá v blízkosti sériové rezonance na kmitočet svojí minimální impedance. Jedná se především o zapojení typu Butler, kterých existuje značné množství typů. Jedná se o zapojení jednotranzistorová i dvoutranzistorová .



Obr 3.6.: zapojení Butler s dvěma tranzistory.



Obr 3.7.: Zapojení Butler s uzemněnou bází a jedním tranzistorem.



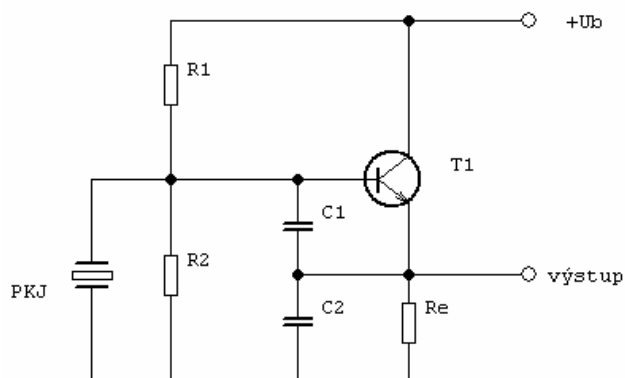
Obr. 3.8: zapojení Butler emitorový sledovač

U těchto typů, které se často používají jako harmonické na vyšších kmitočtech, je doporučeno vykompenzovat parazitní kapacitu C_0 paralelně zapojenou indukčností L_0 . Kapacita C_0 představuje totiž na vyšších kmitočtech relativně malou impedanci a obvod by se přes ní mohl rozkmitat na parazitním kmitočtu.

3.3 Návrh oscilátoru 10 MHz

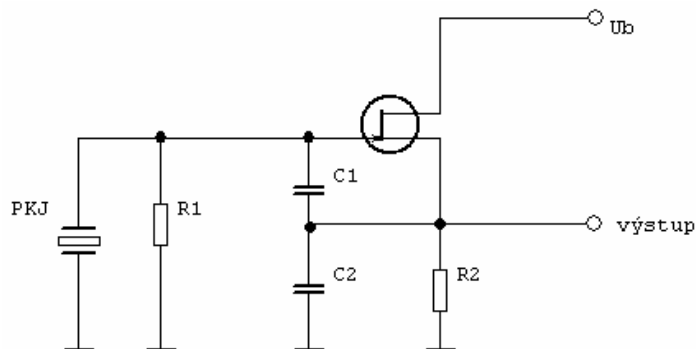
Bylo zvoleno zapojení typu Colpits. Požadavkem byly malé rozměry a dobrá stabilita. Z tohoto důvodu byla zvolena koncepce kdy je celý oscilátor přilepen na daný krystal a je spolu s ním termostatován. Tím je značně potlačena teplotní závislost použitých pasivních i aktivních prvků.

Základní zapojení Colpittsova oscilátoru pro bipolární tranzistor:



Obr. 3.9: Zapojení oscilátoru Colpitts pro bipolární tranzistor

V případě zapojení s tranzistorem JFET získáme několik výhod. Díky vysokému vstupnímu odporu tranzistoru JFET bude tranzistor méně ovlivňovat rezonanční kmitočet. Nastavení výstupní amplitudy bude plynulejší a ve spektru se nebudou příliš zvýrazněny vyšší harmonické. Tranzistory JFET mají také nižší šum $1/f$ a díky tomu bude mít oscilátor nižší fázový šum. Z toho vyplývá vyšší krátkodobá stabilita. Nevýhodou je vyšší teplotní závislost parametrů tranzistoru která ale bude potlačena díky termostatování celého oscilátoru. Zapojení s tranzistorem JFET je znázorněno na obr. 3.10.



Obr. 3.10: Colpittsův oscilátor s tranzistorem JFET

Podmínky oscilací pomocí lineární teorie oscilátorů můžeme získat například pomocí programu SNAP. Tranzistor JFET budeme zjednodušeně modelovat pomocí jeho strmosti g_{fs} . Rezistor R_1 zanedbáme pro jeho velikost řádově okolo $1 M\Omega$, obdobně budeme předpokládat, že se příliš neprojeví rezistor R_2 . Pak můžeme získat zjednodušený vztah pro amplitudovou podmínku oscilací:

$$g_{fs} \cdot X_1 \cdot X_2 > R_h \quad (3.5)$$

Kde g_{fs} je strmost tranzistoru JFET, X_1 a X_2 jsou reaktance kondenzátorů C_1 a C_2 . R_h představuje ztrátový odpor krystalu. Pro zvolený pracovní bod 4mA (při nižším proudu již

narůstá šum tranzistoru JFET) je $g_{fs} = 10 \text{ mS}$. Pro určení maximální hodnoty kondenzátorů

C_1 a C_2 je nutno změřit ztrátový odpor krystalu 10MHz.

Pro zapojení na obr. 1.6 byly změřeny tyto parametry:

$$U_b = 30 \text{ mV}$$

$$U_{bk} = 23,5 \text{ mV}$$

$$C_{s1} = 69 \text{ pF}$$

$$C_{s2} = 33,7 \text{ pF}$$

$$f_s = 9996567,2 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_1 = 1525,3 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_2 = 3009,3 \text{ Hz}$$

Ztrátový odpor krystalu

$$R_h = 25 \cdot \left(\frac{U_b}{U_{bk}} - 1 \right) = 25 \cdot \left(\frac{30 \cdot 10^{-3}}{23,5 \cdot 10^{-3}} - 1 \right) = 6,91 \Omega$$

Dynamická kapacita krystalu

$$C_h = \frac{2 \cdot \Delta f_1 (C_{s1} - C_{s2})}{f_r \cdot \left(1 - \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2} \right)} = \frac{2 \cdot 1525,3 (69 \cdot 10^{-12} - 33,7 \cdot 10^{-12})}{9996567,2 \cdot \left(1 - \frac{1525,3}{3009,3} \right)} = 21,8 \text{ fF}$$

Parazitní kapacita C_0 byla změřena na RLC můstku při nízkém kmitočtu 1kHz.

$$C_0 = 5,5 \text{ pF}$$

Činitel jakosti krystalu Q činí podle [1.5]

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_h \cdot C_h} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 6,91 \cdot 21,8 \cdot 10^{-15}} = 105000$$

Jedná se o typickou hodnotu jakosti nevakuovaného krystalu

V [10] byl vztah 3.5 upraven pro definovaný dělicí kondenzátorů C_1 a C_2 .

$$n = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.6)$$

$$C_k = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.7)$$

$$C_{p \max} = (C_k + C_0)_{\max} = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{n(1-n) \cdot g_{fs}}{R_h}} \quad (3.8)$$

C_k představuje kapacitu sériového spojení C_1 a C_2 . Je doporučeno volit $C_2 = 2C_1$ pak je

$$n = \frac{2}{3}.$$

$$C_{p\max} = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{n(1-n) \cdot g_{fs}}{R_h}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6} \cdot \sqrt{\frac{\frac{2}{3} \left(1 - \frac{2}{3}\right) \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{6,91}} = 285,4 \text{ pF}$$

Kapacitu C_0 zanedbáme. Pro maximální velikost C_1 a C_2 nám vychází

$$C_k = \frac{C_1 \cdot 2C_1}{C_1 + 2C_1} \Rightarrow C_1 = \frac{3}{2} \cdot C_k = \frac{3}{2} \cdot 285,4 \cdot 10^{-12} = 428 \text{ pF}$$

$$C_1 = 2 \cdot C_1 = 856 \text{ pF}$$

Kapacity C_1 a C_2 musí být menší aby byla potřebná rezerva zisku. V některých publikacích[1] [5] se dokonce doporučuje dosazovat za R_h trojnásobek jeho hodnoty. Bylo to způsobeno dřívějším způsobem výroby PKJ kdy byl značný rozptyl R_h . Navíc je požadovaný výstupní úroveň za oddělovačem minimálně 4dBm. Potřebná optimalizace oscilátoru je provedeno v programu Ansoft Designer (obr. 3.11) Byl nastaven stejnosměrný pracovní bod tranzistoru JFET a dále byl u následujícího oddělovacího stupně nastaven proud 10mA a polovina napájecího napětí na emitorovém rezistoru. Poté bylo nastavena potřebná úroveň signálu na výstupu oddělovače. Použitý krystal je navržen pro paralelní rezonanci. Jak vyplynulo i z měření, jeho doporučená zatěžovací kapacita C_L je 30pF. Změřený kmitočet při této kapacitě v PI článku byl 9999852Hz. Krystal byl tedy v prostředí programu Ansoft modelován těmito parametry:

$$C = 21,8 \text{ fF}$$

$$f_p = 9999852 \text{ Hz}$$

$$C_0 = 5,5 \text{ pF}$$

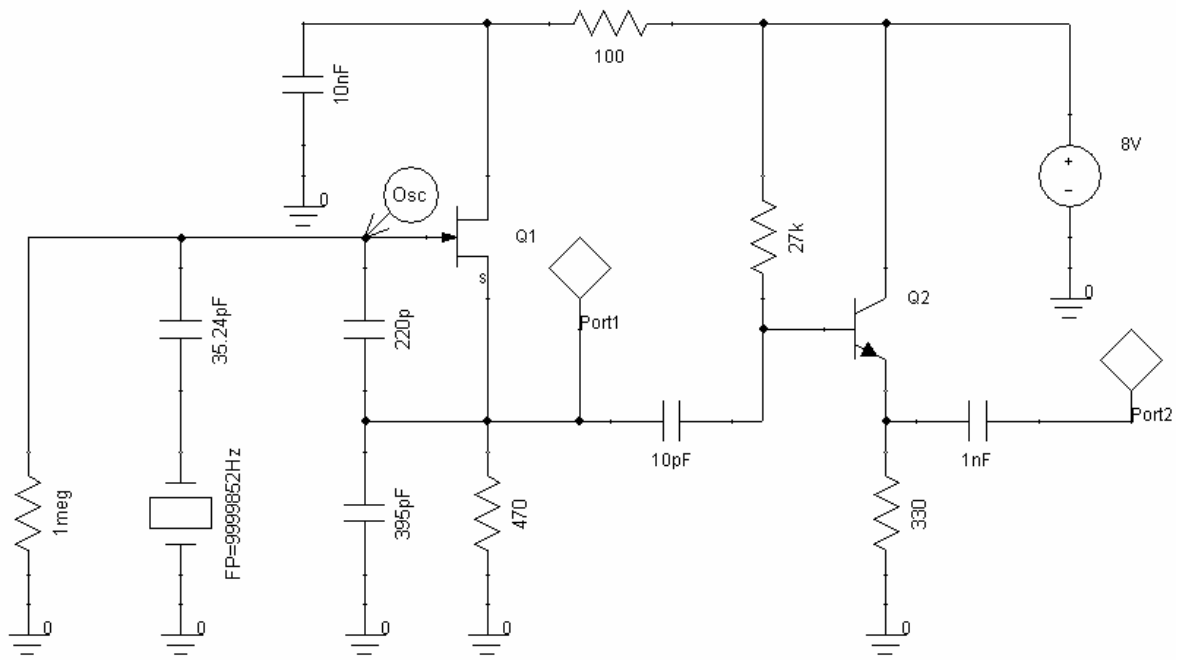
$$C_L = 30 \text{ pF}$$

$$ESR = 8 \Omega$$

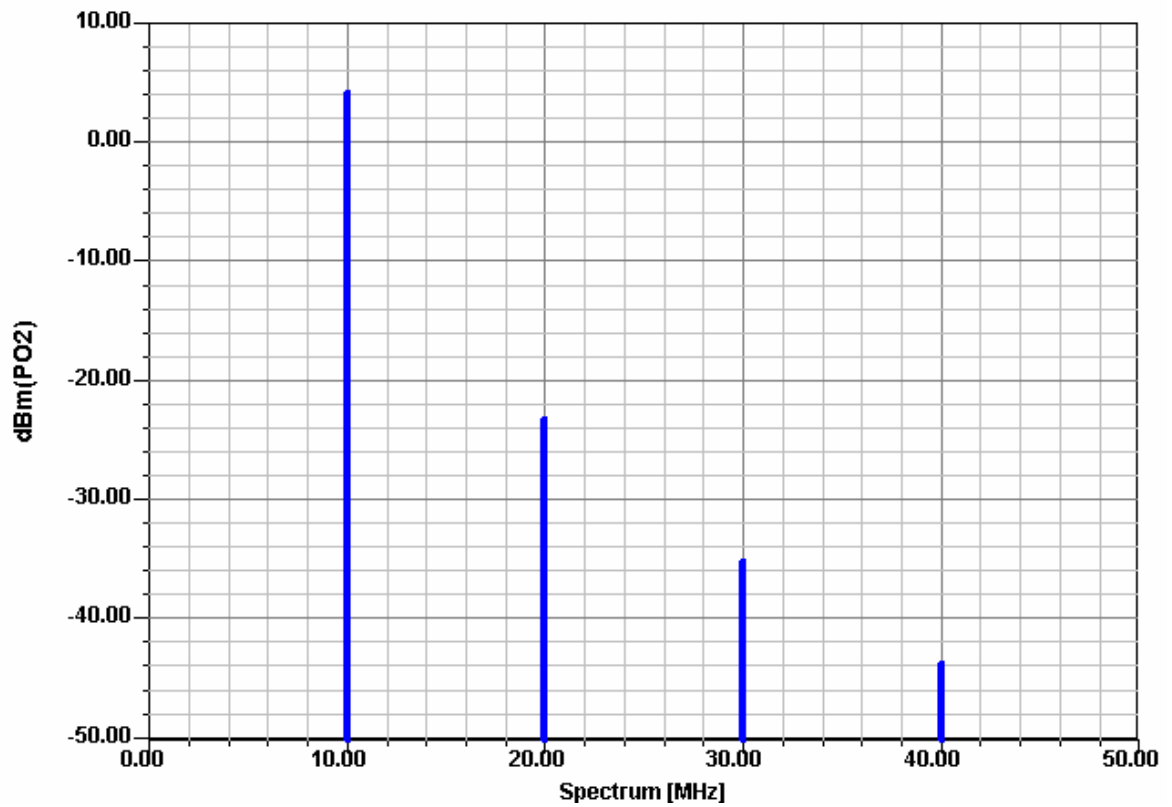
Protože je krystal navržen pro $C_L = 30 \text{ pF}$ je nutno s ním do série umístit malý kondenzátor C_s který posune kmitočet oscilátoru k požadovaným 10MHz. Pro danou konfiguraci bylo v simulaci zjištěno, že vyhovují hodnoty $C_1 = 220 \text{ pF}$, $C_2 = 395 \text{ pF}$ a $C_s = 35,24 \text{ pF}$. Jelikož se obvodu nalézají dva aktivní prvky bylo nutné označit v zapojení oscilační bod.(prvek OSCPTR).

Simulace výstupního spektra je na obr. 3.12. Je patrné že díky použití tranzistoru JFET jsou potlačeny vyšší harmonické. Fázový šum je simulován na obr. 3.13.

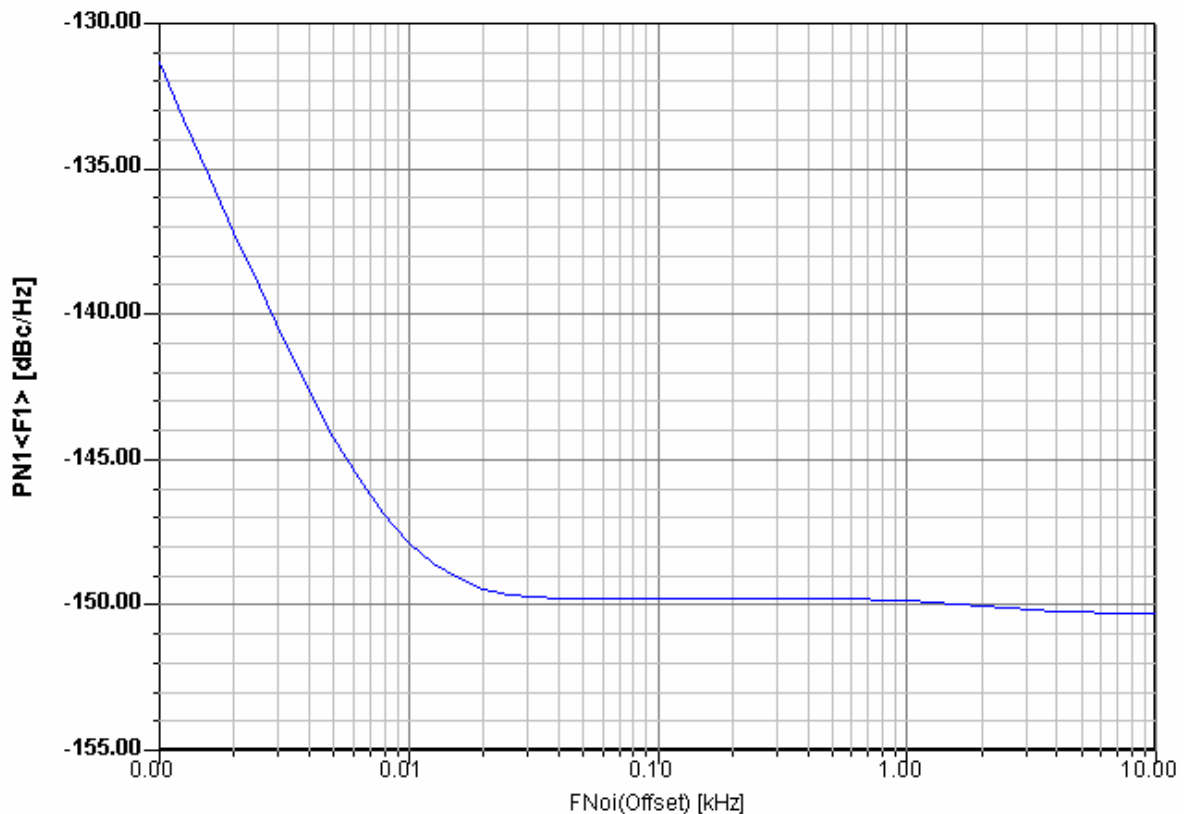
Byla zvolena simulace Harmonic Balance oscillators analysis s měřením spektra šumu od 1Hz do 10kHz s deseti body na dekádu. Rezonance byly hledána mezi 8MHz a 12MHz. Byly uvažovány první čtyři harmonické.



Obr. 3.11: simulace oscilátoru 10MHz



Obr. 3.12: Simulace spektra výstupního signálu

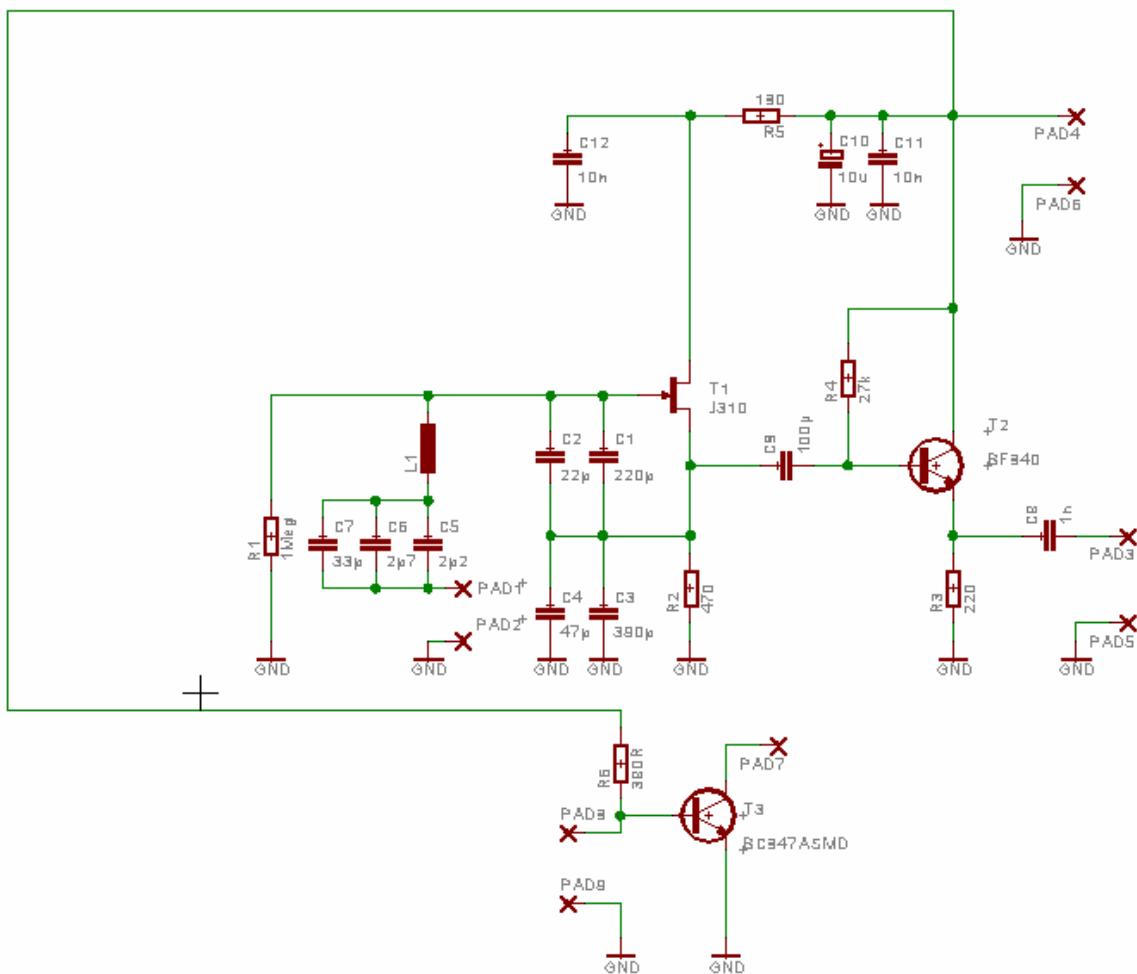


Obr. 3.12: Fázový šum oscilátoru 10MHz

Obvod byl navržen na miniaturní desce které je přilepena ke krystalu. Kvůli malým rozměrům jsou prvky velikosti 0603. Protože je nastavení kondenzátorů C_1 , C_2 a C_s značně kritické, jsou poskládány z několika hodnot. Použití kapacitních trimrů bylo zavrhnuto pro jejich horší jakost čímž by vzrostl fázový šum a zhoršila by se krátkodobá stabilita. Cívka L1 není využita a je nahrazena zkratem. V případě použití krystalu určeného pro sériovou rezonanci by mohl být kmitočet pomocí ní posouván směrem k nižším kmitočetům. Na desce byl umístěn i regulační tranzistor s nastavovacím rezistorem z jednoduchého tranzistorového termostatu.

Jednotlivé vývody na desky jsou zapojeny takto

Vývod	
Pad1,Pad2	Krystal
Pad3	Výstup oscilátoru
Pad4	Napájení +8V
Pad5,Pad6,Pad9	Zem
Pad 7	Báze BD676
Pad 8	Termistor



Obr. 3.13 Celkové zapojení na DPS

Barevné značení přípojných vodičů oscilátoru

Barva	funkce
červená	+8V
Žlutá	+12V
Modrá	Společná zem

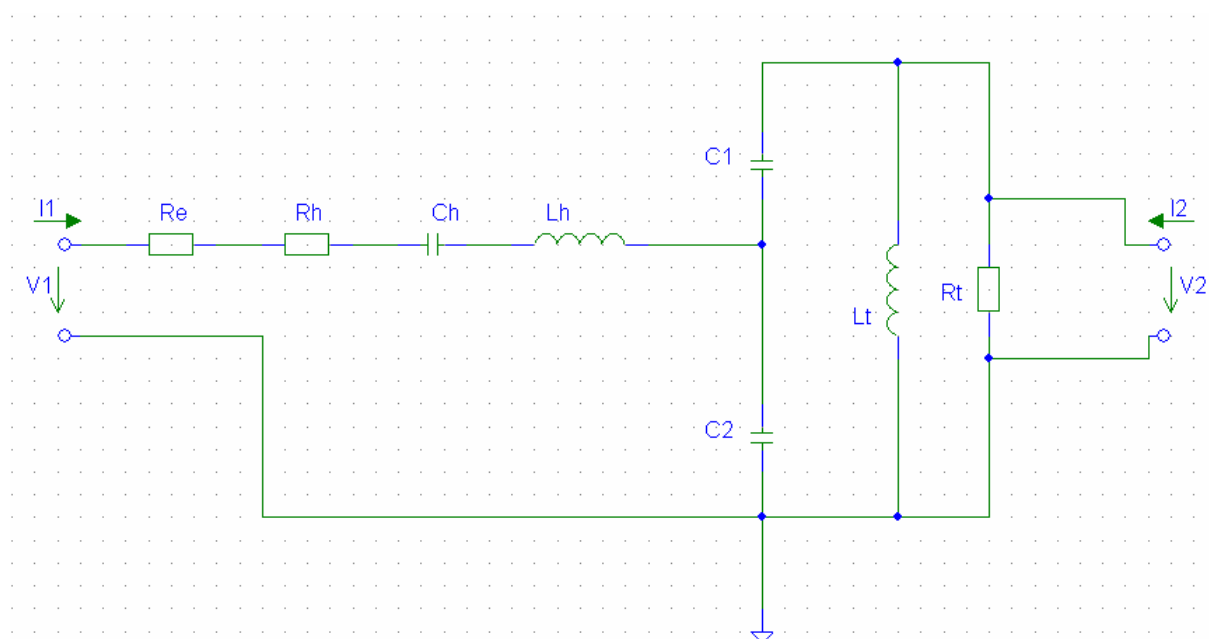
Celý oscilátor je spolu s termostatem zabalen do vodivé měděné fólie. Ta je tepelně izolována molitanem a celek je uložen do kovové krabičky bez čel o rozměrech 30mmx20mmx80mm(šxvxd).

3.4 Návrh oscilátoru 102,5 MHz

Vycházelo se aplikační poznámky AN419 [18] od firmy Analog Devices. Zapojení je optimalizováno na nízký fázový šum (-134dBc ve vzdálenosti 1kHz od nosného kmitočtu). Původní kmitočet 125MHz byl upraven na 102,5MHz. Zapojení je typu Butler emitorový sledovač. Oproti více používanému zapojení Butlerova oscilátoru s uzemněnou bází má několik výhod.

V zapojení se společnou bází tranzistor pracuje jako napěťový zesilovač které kompenzuje ztráty v obvodu. Může ale napěťově zesilovat i parazitní oscilace které mohou vzniknout například vlivem vnitřní zpětné vazby tranzistoru. Jelikož na vyšších kmitočtech není již parametr y_{21} čistě reálný, vzniká na tranzistoru fázový posuv který se musí kompenzovat v kapacitním nebo indukčním děliči. Toto nastavení je kritické a zapojení je dosti choulostivé na nastavení. Při malém proudu tranzistoru je reálná část y_{21} nedostatečná a není splněna amplitudová podmínka oscilací. Pokud je ale nastaven příliš velký proud tranzistorem, vstupní odpor tranzistoru v zapojení SB bude příliš malý a utlumí obvod kde opět oscilace ustanou.

V zapojení Butler emitorový sledovač tyto problémy nenastávají. Tranzistor má napěťové zesílení menší jak 1 a pracuje jako zesilovač proudu. Pro parazitní oscilace není splněna oscilační podmínka. Nastavení proudu není kritické jelikož je zde odpor emitoru ve funkci výstupního odporu tranzistoru. Zapojení zpětnovazebního článku z hlediska vstupního(napětí na emitoru tranzistoru) a výstupního napětí(napětí na bázi tranzistoru) je na obr. 3.14.



Obr. 3.14: zapojení zpětnovazebního obvodu

Vidíme, že výstupní odpor tranzistoru, který je v zapojení SC přibližně roven převrácené hodnotě y_{21} , je v sérii se ztrátovým odporem krystalu. Celkově nám tedy snižuje činitel jakosti Q . Je proto vhodné volit větší proud tranzistorem aby byla jeho velikost vzhledem k R_h malá.

Hodnoty náhradního obvodu krystalu určíme z nomogramů v [10]. Nomogramy pro harmonické krystalu jsou uvedeny v příloze 2. Hodnoty náhradního obvodu budou pro krystal 102,5Mhz přibližně:

$$R_h = ERS = 50 \Omega$$

$$C_h = 1 \text{ fF}$$

A statická kapacita byla změřena RLC metrem na kmitočtu 1kHz

$$C_0 = 6,02 \text{ pF}$$

Tranzistor MPSH10 který není v ČR dostupný byl nahrazen nízkošumovým tranzistorem BFR92A. Pracovní bod nebyl prozatím měněn neboť na 5mA vykazuje BFR92A minimální šum[15]. Napájecí napětí je 5V.

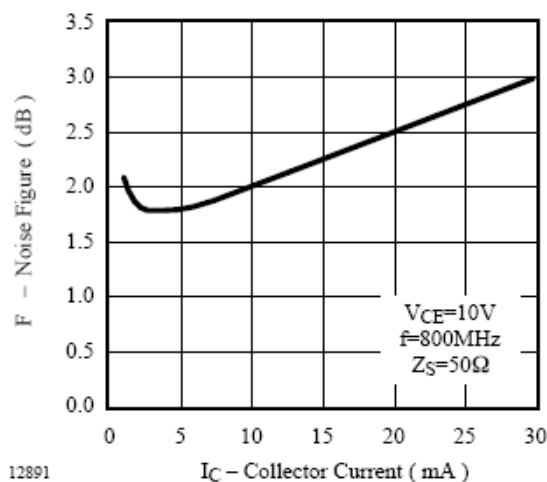


Figure 4. Noise Figure vs. Collector Current

Obr. 3.15. šumové vlastnosti BFR92A v závislosti na proudu kolektoru

Jako Model tranzistoru je použit Gummel-Poonův model, podle standartu SPICE. Ze šumových vlastností respektuje výstřelový šum (Shot Noise), to je bílý šum, kmitočtově nezávislý; spolu s tepelným šumem parazitních odporů a blikavý šum (Flicker Noise), to je šum typu „1/f“, t.j. uplatňuje se na nízkých kmitočtech, a díky superpozici na oscilačním kmitočtu se bude podílet na fázovém šumu.

Pro kvadrát blikavého šumu platí[19]

$$\overline{i^2} = KF \cdot \frac{I_B^{AF}}{f^{FCP}} \cdot \Delta f \quad (3.9)$$

Kde KF je koeficient blikavého šumu a AF je exponent Blikavého šumu.

Bohužel, parametry KF,AF,FCP jsou pouze doporučené a většinou se neudávají. Pak se implicitně uvažuje KF=0,AF=1,FCP=1. U tranzistoru BFR92A je výrobce nezaručuje. U obdobných typů bývá přibližně[20] $KF = 3,2 \cdot 10^{-16}$. Pokud necháme implicitní nastavení tak se uvažuje pouze tepelný šum odporů R_{BB} , R_{E1} , R_{C2} a výstřelkový šum který závisí na proudu procházejícím tranzistorem. Pro tranzistor BFR92A se udávají rozptylové parametry. Pro pracovní bod $U_{ce}=5V$, $I_c=5mA$ a frekvenci 100MHz jsou jejich hodnoty:

$$s_{11} = 0,783 \angle 177,9^\circ$$

$$s_{12} = 0,002 \angle 84,5^\circ$$

$$s_{21} = 1,765 \angle -2,4^\circ$$

$$s_{22} = 1,004 \angle -1,4^\circ$$

Pro přepočet platí [15]:

$$y_{21} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{-2 \cdot s_{21}}{(1 + s_{11}) \cdot (1 + s_{22}) - s_{12} \cdot s_{21}} = (-0,159 + 0,024i) \text{ S}$$

Reálná část výstupní impedance je tedy přibližně rovna 6Ω a činitel jakosti Q nebude výrazně snížen.

V programu Ansoft Designer byl nejdřív nastaven ss pracovní bod. Amplitudová podmínka z vycházející z lineární teorie obvodů vychází v tomto případě příliš složitě a a její použití v technické praxi je problematické. Hrubý odhad velikosti jednotlivých prvků je uveden v prameni [22] a konkrétní optimalizace obvodu je provedena pomocí simulací. Všechny uváděné indexi prvků obvodu platí pro obr. 3.16. Cívka L_1 spolu s kondenzátorem C_1 jsou naladěny v okolí rezonanční kmitočtu tak aby nebyli vybudeny nižší rezonanční módy krystalu. Zvolíme cívku L_1 120nH.

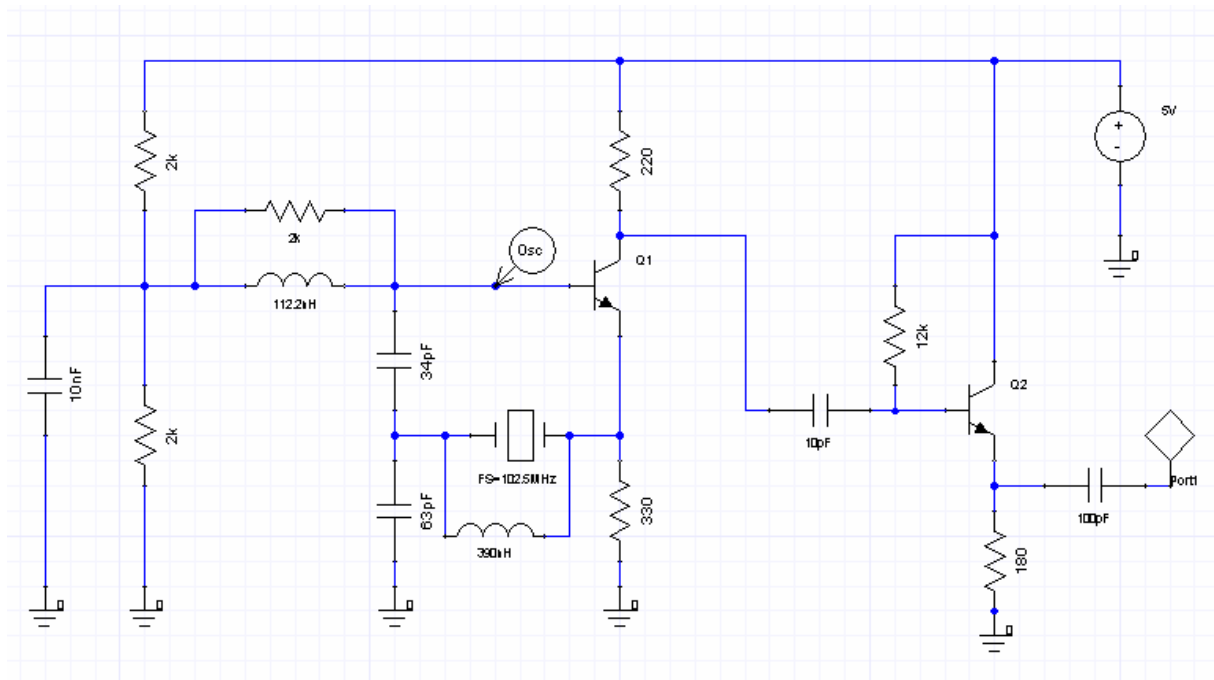
$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (102,5 \cdot 10^6)^2 \cdot L_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (102,5 \cdot 10^6)^2 \cdot 120 \cdot 10^{-9}} = 20 \text{ pF}$$

Kondenzátor C_2 by měl mít na oscilačním kmitočtu absolutní hodnotu reaktance menší nebo rovnou ekvivalentní sériový odpor piezoelektrické krystalové jednotky. Pro $R_h = 50 \Omega$

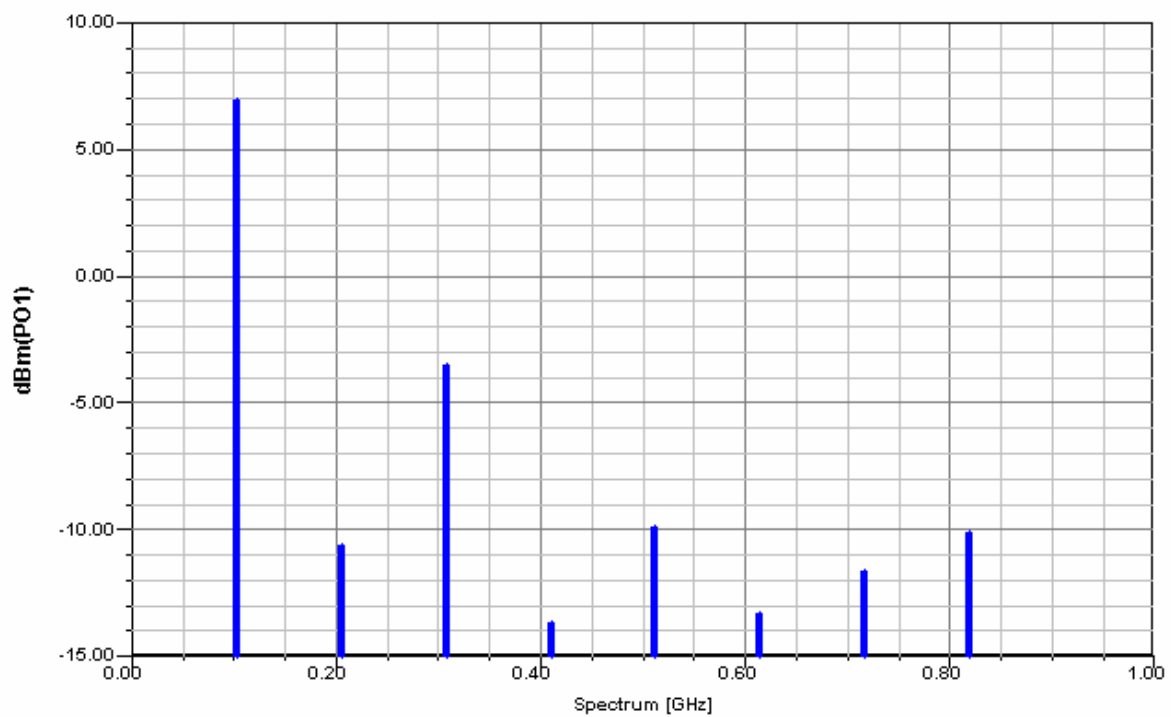
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_s \cdot f_s} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 102,5 \cdot 10^6} = 31 \text{ pF}$$

Tlumící odpor, který zmenšuje jakost laděného odvodu (čím větší je činitel jakosti Q piezoelektrické krystalové jednotky oproti laděnému obvodu, tím je kmitočet stabilnější [5],[22]) volíme podle aplikační poznámky roven $2 \text{ k}\Omega$. Po simulaci v Ansoftu se postupně měnila hodnota C_1 a C_2 tak aby byla splněna oscilační podmínka. Schéma při splnění oscilační podmínky je na obrázku 3.16. C_1 se zvětšilo na 34pF a C_2 na 63pF. Výstupní výkon byl snížen tak aby se amplituda v oscilátoru ustálila díky nelinearitě tranzistoru a nikoli díky jeho saturaci. Tento způsob omezení amplitudy má vyšší stabilitu [22]

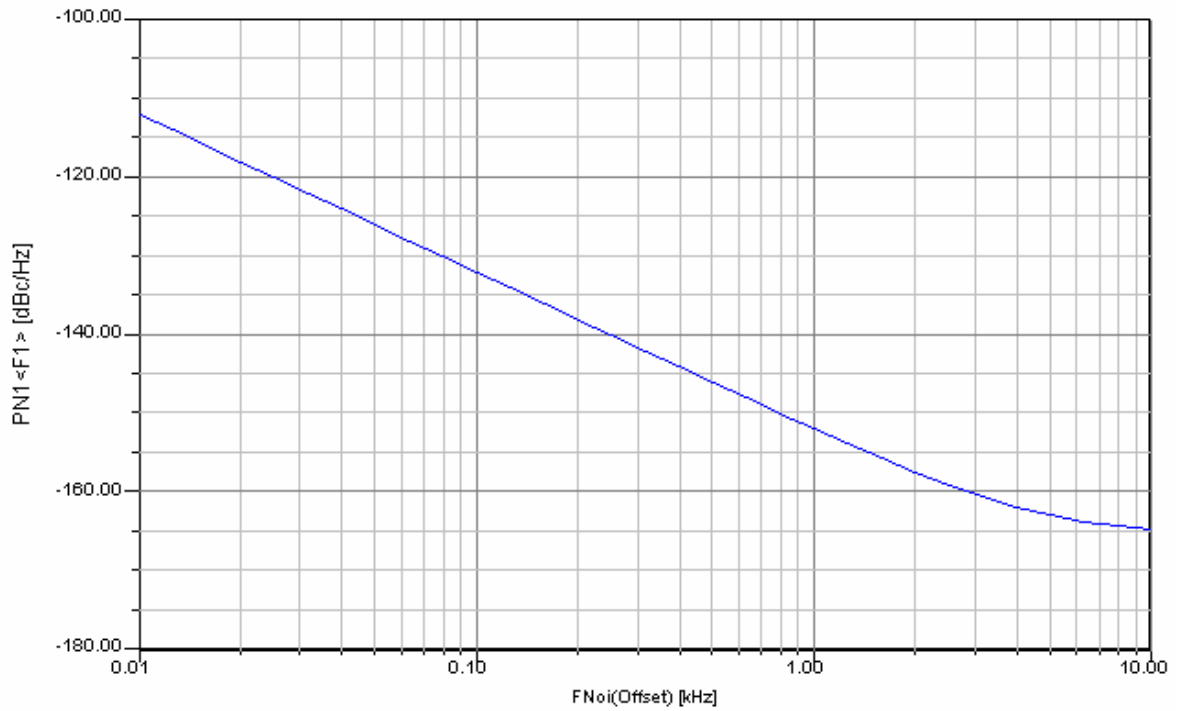
Jelikož krystal pracuje v sériové rezonanci, je nutno je nutno omezit vliv parazitní kapacity C_0 jejich hodnota reaktance začíná být řádově stejná jako ztrátový odpor krystalu. Kompenzace je provedena cívkou 390nH paralelně ke krystalu.



Obr. 3.16 Optimalizované hodnoty oscilátoru 102,5MHz



Obr. 3.17 spektrum výstupního signálu oscilátoru 102,5MHz



Obr. 3.18 fázový šum oscilátoru 102,5MHz

Při uvažování parametru KF tranzistoru se fázový šum téměř nezměnil. Je to dáno tím, že kmitočet zlomu tranzistoru kdy se začíná uplatňovat šum $1/f$ je výrazně nižší než kmitočet zlomu daný jakostí obvodu Q.

Celkové schéma oscilátoru 102,5MHz je v příloze F.

5. Naměřené výsledky

5.1 parametry termostatu

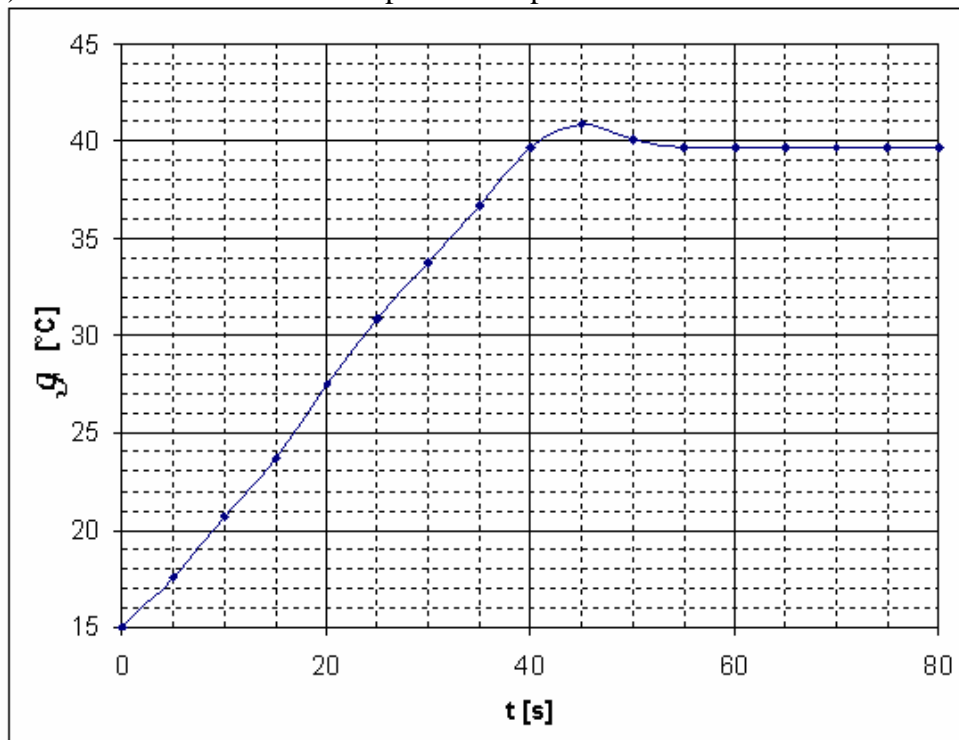
Nejdůležitější parametry termostatu[10]:

- Doba náběhu termostatu na provozní teplotu
- Příkon termostatu
- Činitel stabilizace termostatu

Parametry termostatu v oscilátoru 102,5MHz

Zde byla vytápěna pouze PKJ.

a) Doba náběhu termostatu na provozní teplotu:



Obr. 5.1: Náběh termostatu na jmenovitou teplotu pro teplotu okolí 15°C.

Jak je z grafu patrné, nejprve je nutno dodat potřebnou energii k ohřátí tělesa termostatu ,což trvá asi 40 sekund, na požadovanou teplotu 40°C, pak následuje mírný překmit a teplota termostatu se ustálí asi po 60 sekundách. Teplota byla měřena nepřímo pomocí napětí na

snímacím termistoru, takže by se co nejvíce měla blížit skutečné teplotě PKJ. Zpoždění T_D nebylo dostupnými měřicími prostředky měřitelné.

Závislost doby náběhu na teplotě:

$\vartheta_{\text{okolí}} [^{\circ}\text{C}]$	Doba náběhu [s]
-1	95
4	85
15	60
20	50

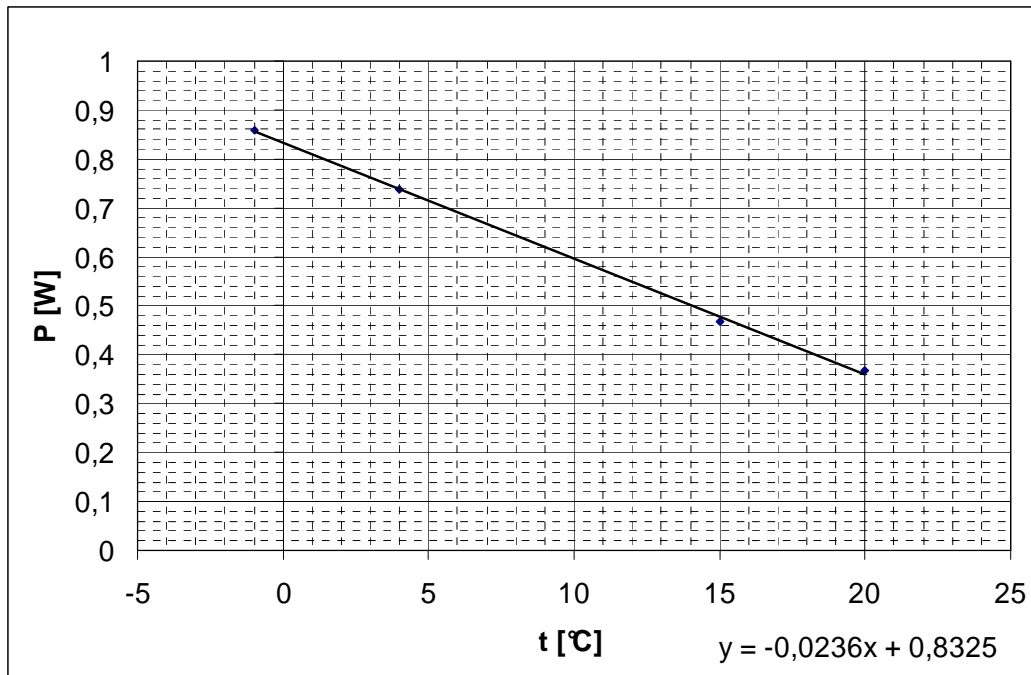
b) Příkon termostatu

příkon dodávaný do termostatu v závislosti na okolní teplotě

$\vartheta [^{\circ}\text{C}]$	I [mA]	P [W]	$P_{\text{celkl}} [\text{W}]$
-1	70	0,8596	1,1596
4	60	0,7368	1,0368
15	38	0,46664	0,7666
20	30	0,3684	0,6684

$U_{\text{cc}}=12,00\text{V}$

P_{celkl} je příkon po připočtení příkonu řídicího obvodu a spotřeby oscilátoru, celková spotřeba činila 25mA.



Obr. 5.2.: Závislost příkonu termostatu na okolní teplotě

Z grafu je získána rovnice lineární regrese

$$P = -0,0236 \cdot \vartheta + 0,8325 \quad [W, ^\circ C] \quad (5.1)$$

Z rovnice lineární regrese vyplývá, že s poklesem okolní teploty o $1^\circ C$ vzroste příkon termostatu o $23,6 mW$. To odpovídá tepelnému odporu $42,3 K \cdot W^{-1}$. Z rovnice (5.4) můžeme určit teoretickou minimální teplotu kdy termostat bude ještě udržovat teplotu $40^\circ C$. Maximální topný proud je $220 mA$. Tomu odpovídá příkon při $12V$ napájení $2,64 W$. Pokud tento výkon dosadíme do (5.4) a vyjádříme teplotu, tak zjistíme minimální teplotu okolí.

$$\vartheta_{\min \text{ okolí}} = \frac{2,64 - 0,8325}{-0,0236} = -76,6 \text{ } ^\circ C$$

Jedná se o teoretickou hodnotu, v praxi budeme omezeni teplotním rozsahem elektronických součástek i teplotním rozsahem lepidla které by mělo mít požadované vlastnosti do minimální teploty $-20^\circ C$. Požadavek na teplotní rozsah $-10^\circ C$ až $+30^\circ C$ bylo tedy splněn.

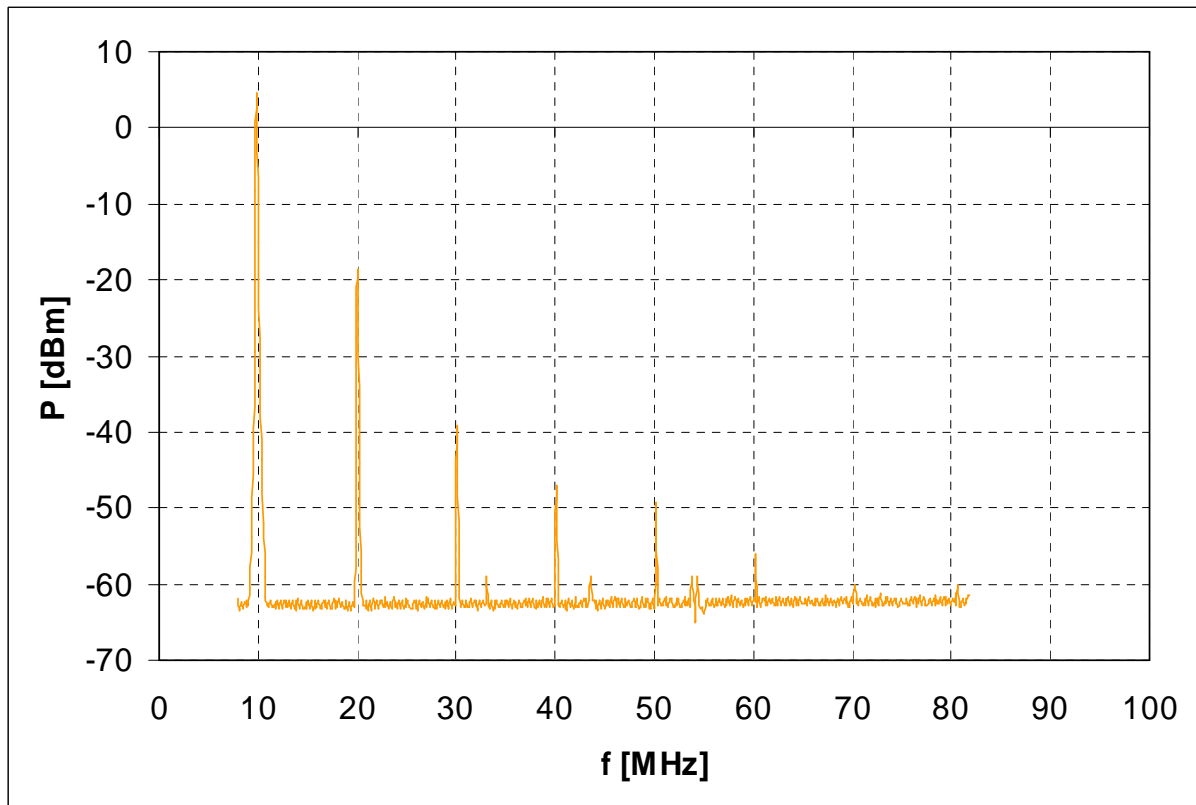
c) činitel stabilizace

Byl měřen nepřímo přes napájecí proud. Při ustáleném napájecím proudu se ze simulace v programu ORCAD 10.0 odečetla hodnota odporu termistoru R_t a z něj se vypočítala příslušná teplota. Je určen pouze orientačně, kvůli rozptylu β tranzistoru.

$\vartheta_{\text{okolí}} [^{\circ}\text{C}]$	$I [\text{mA}]$	$R_t [\Omega]$	$\vartheta_{\text{termostatu}} [^{\circ}\text{C}]$
-1	70	12206	39,697
20	30	12260	39,581

$$Q_h = \frac{\Delta\vartheta_{\text{okolí}}}{\Delta\vartheta_{\text{termostatu}}} = \frac{20 - (-1)}{39,697 - 39,581} = 181 \quad (5.2)$$

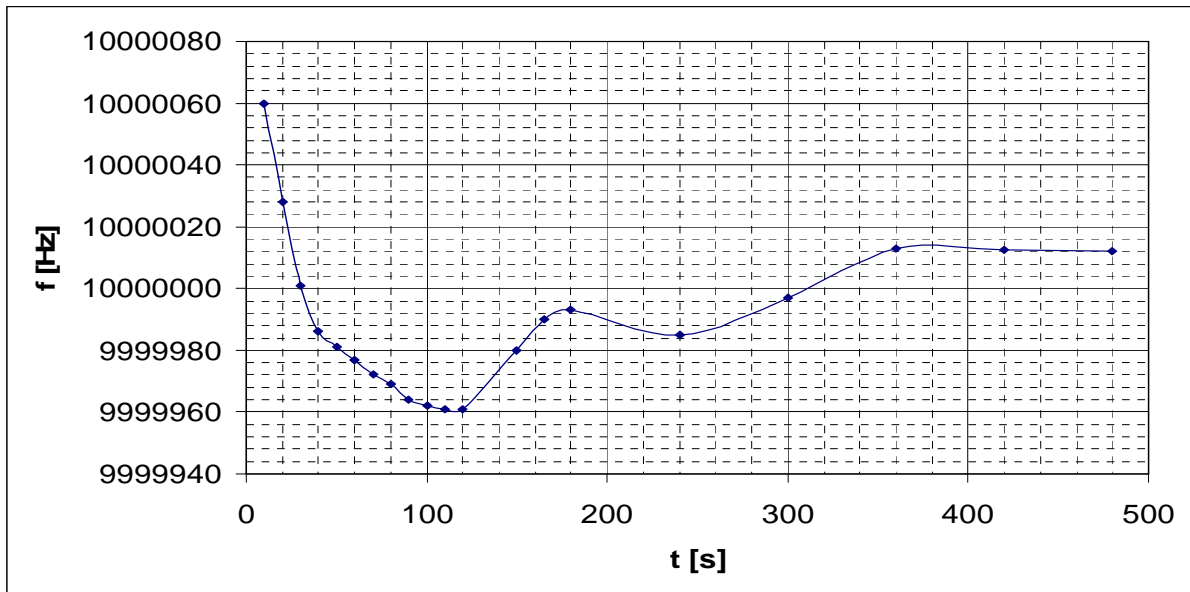
5.2 parametry oscilátoru 10MHz



Obr. 5.3: Spektrum oscilátoru 10MHz. RWB=100kHz VBW=100kHz Měřeno na spektrálním analyzátoru Advanced R3131.

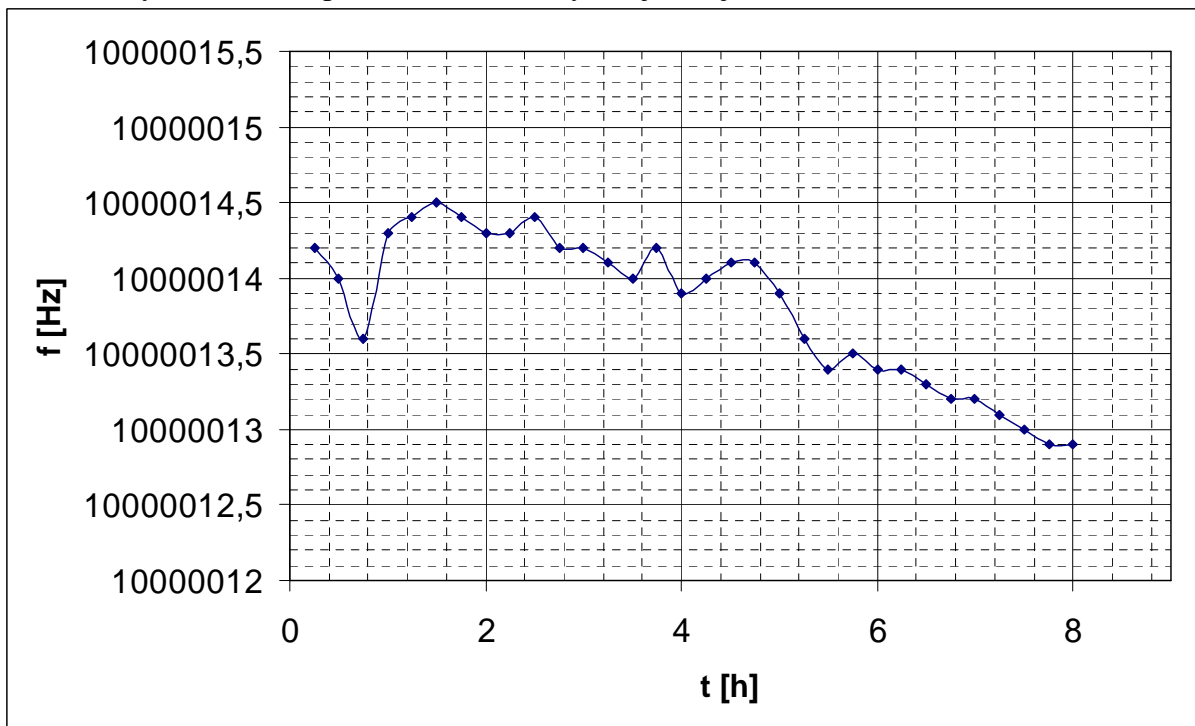
Potvrdily se simulace v programu Ansoft a potlačení druhé a třetí harmonické je velmi dobré. Výkon první harmonické vzrostl na 7dBm po obmotání oscilátoru měděnou fólií. Zřejmě zanesla do obvodu další kapacity a změnila dělicí poměr kapacitního děliče.

Na Obr. 5.4 je znázorněn náběh oscilátoru na jmenovitý kmitočet. Ji vidět mírné přetopení termostatu a konečné ustálení na jmenovité hodnotě 10000014 MHz.



Obr. 5.4 Náběh oscilátoru 10Mhz na jmenovitý kmitočet

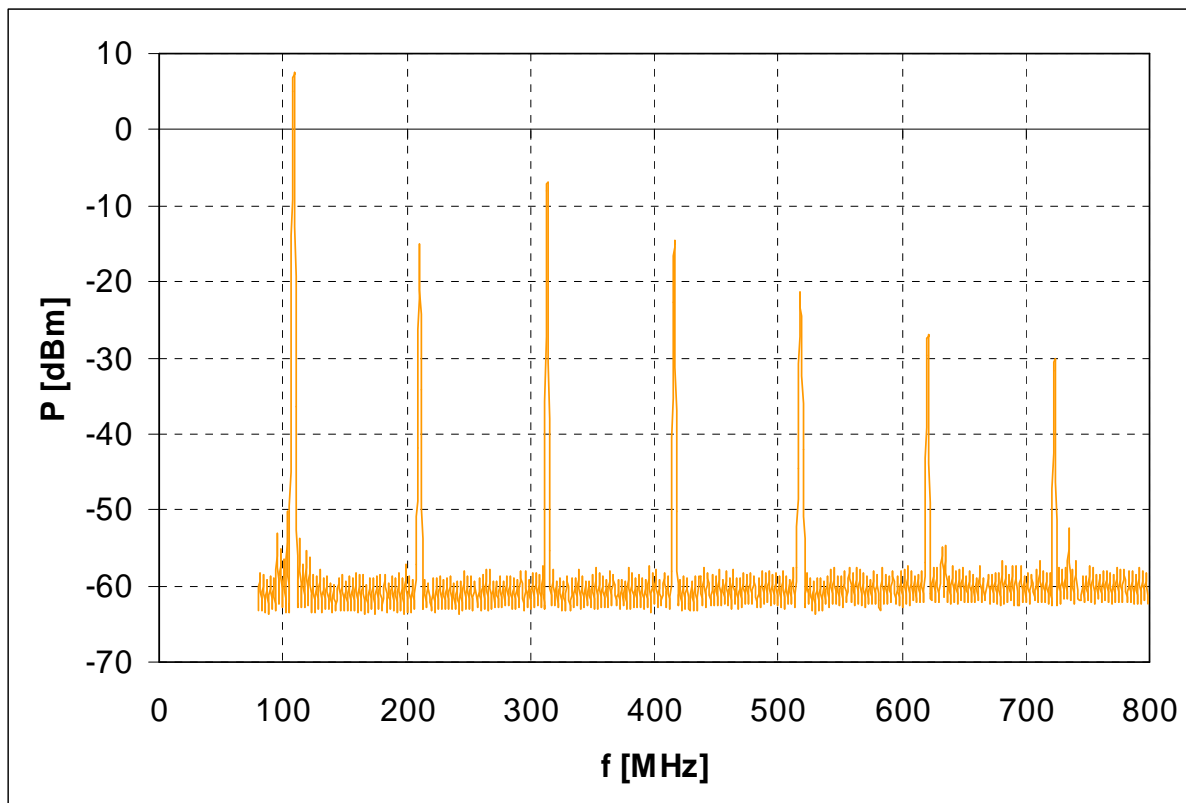
Oscilátor byl měřen dále po dobu 6 hodin aby se zjistila jeho střednědobá stabilita.



Obr. 5.5 Střednědobá stabilita oscilátoru 10Mhz

Je třeba uvést že použitý čítač měl rozlišení na desetinu Hz. Určitá nestabilita kmitočtu tedy může připadnout i na chybu posledního digitu. Krátkodobá stabilita za 1 minutu nebyla měřitelná jelikož se pouze měnil poslední digit.

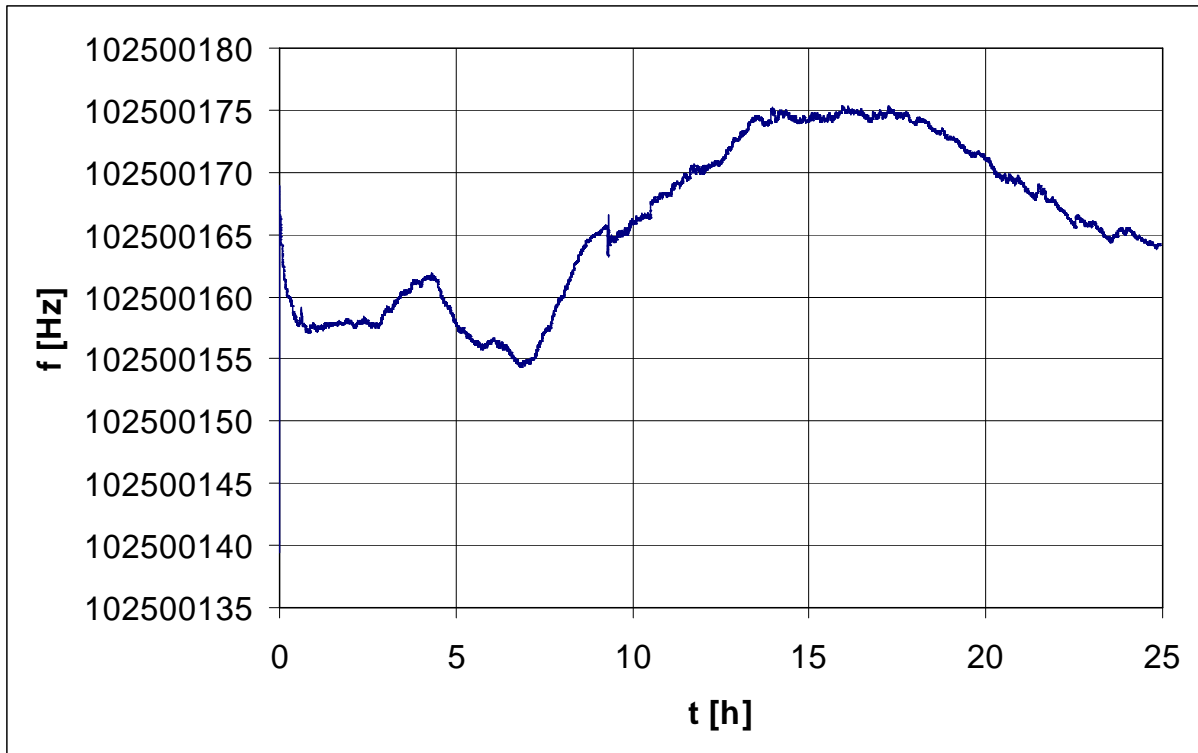
5.3 parametry oscilátoru 102,5 MHz



Obr. 5.6: Spektrum oscilátoru 102,5MHz. RWB=1MHz VBW=1MHz Měřeno na spektrálním analyzátoru Advanced R3131.

Naměřené výsledky odpovídají simulacím v Ansoftu. Výkon první harmonické byl 8dBm. Potlačení vyšších harmonických je horší než u oscilátoru 10MHz s tranzistorem JFET.

Měření dlouhodobé a krátkodobé stability u oscilátoru 102,5MHz probíhalo najednou. Bylo měřeno časové období 24 hodin.



Obr. 5.5 krátkodobá a střednědobá stabilita oscilátoru 10Mhz

U výstupního kmitočtu oscilátoru 102,5Mhz je vidět určitou závislost na okolní teplotě. Během večera a noci(10 až 20 hodina) frekvence stoupala a během dne klesla. Celkově byl poměr $\frac{\Delta f}{f}$ během 24 hodin $2 \cdot 10^{-7}$. Je třeba uvážit, že krystal nebyl speciální vystálý či vakuovaný. U běžných krystalů se udává stárnutí $\frac{\Delta f}{f} = 5 \cdot 10^{-6}$ za rok.

Závěr: Požadavek nízkého příkonu se u postavených oscilátorů podařilo splnit. Teplotní stabilita byla u oscilátoru 102,5 lepší jak $2 \cdot 10^{-7}$ za den. Krátkodobá stabilita za 1 minutu byla menší jak $1 \cdot 10^{-8}$. U oscilátoru 10MHz byla stabilita za 6 hodin také okolo $2 \cdot 10^{-7}$. Krátkodobá stabilita byla menší $1 \cdot 10^{-8}$. vzhledem k omezenému rozlišení displeje. .Jak Simulace programu Ansoft Designer korespondovaly s naměřenými výsledky. Pro měření stability u oscilátoru 102,5MHz bylo využito automatizované měřící pracoviště a program VEE. Oba dva přístroje měli dobu náběhu na jmenovitý kmitočet okolo 7 minut.

6. literatura

- [1] ODYNIEC, M. *RF and Microwave Oscillator Design*. Boston: Artech House, 2002.
- [2] VOGEL, P., *10GHz Transverter in Microstripline Technik*. DUBUS No. 2, 1986.
- [3] KREIDL, M. *Měření teploty – senzory a měřící obvody*. BEN 2005.
- [4] VACHALA, V.; KŘIŠŤAN, L. *Oscilátory a generátory*. SNTL 1974.
- [5] PAVLOVEC, J. ; ŠTRAMAR, J. *Krystalové jednotky a oscilátory*. AR B/2,1987.
- [6] katalogový list: NTC Thermistor 2322 640 3/4/6, BCcomponents 1998.
- [7] katalogový list : AD625, National Devices, 2000.
- [8] katalogový list: TL431, Fairchild Semiconductors, 2003.
- [9] JOSEF, D. *Amatérská radiotechnika a elektronika 2 díl*. Naše Vojsko , 1986.
- [10] ZELENKA, J. *Piezoelektrické rezonátory a jejich použití*. Academia , 1983.
- [11] VACHALA, V.; KŘIŠŤAN, L. *Oscilátory a generátory*. SNTL 1974.
- [12] PAVLOVEC, J. ; ŠTRAMAR, J. *Krystalové jednotky a oscilátory*. AR B/2,1987.
- [13] ŠOJDR J. , : *Krátkodobá stabilita kmitočtu krystalového oscilátoru*. Sborník přednášek Elektronické a piezoelektrické prvky a obvody, 1983.
- [14] C-MAC Frequency Products. *Crystal product data book 2000*. Crewkerne, 1999.
- [15] katalogový list: BFR92A, Vishay semiconductors, 1999.
- [16] STRÁNSKÝ J. *Polovodičová technika II*, SNTL, 1981.
- [18] CUSHING R. *AN-419 A Discrete, Low Phase Noise, 125 MHz Crystal Oscillator for the AD9850 Complete Direct Digital Synthesizer* Analog devices
- [19] nápověda programu Ansoft Serenade a Ansoft Designer
- [20] ŠOJDR J. , : *Krátkodobá stabilita kmitočtu krystalového oscilátoru*. Sborník přednášek Elektronické a piezoelektrické prvky a obvody, 1983
- [21] PAVLOVEC, J. *Rektifikace teplotní závislosti kmitočtu oscilátorů s piezoelektrickými krystalovými jednotkami*. SO 10,1979.
- [22] Matthys R., J. *Crystal oscillators circuit*. Krieger Publishing Company, 1991.

Seznam symbolů

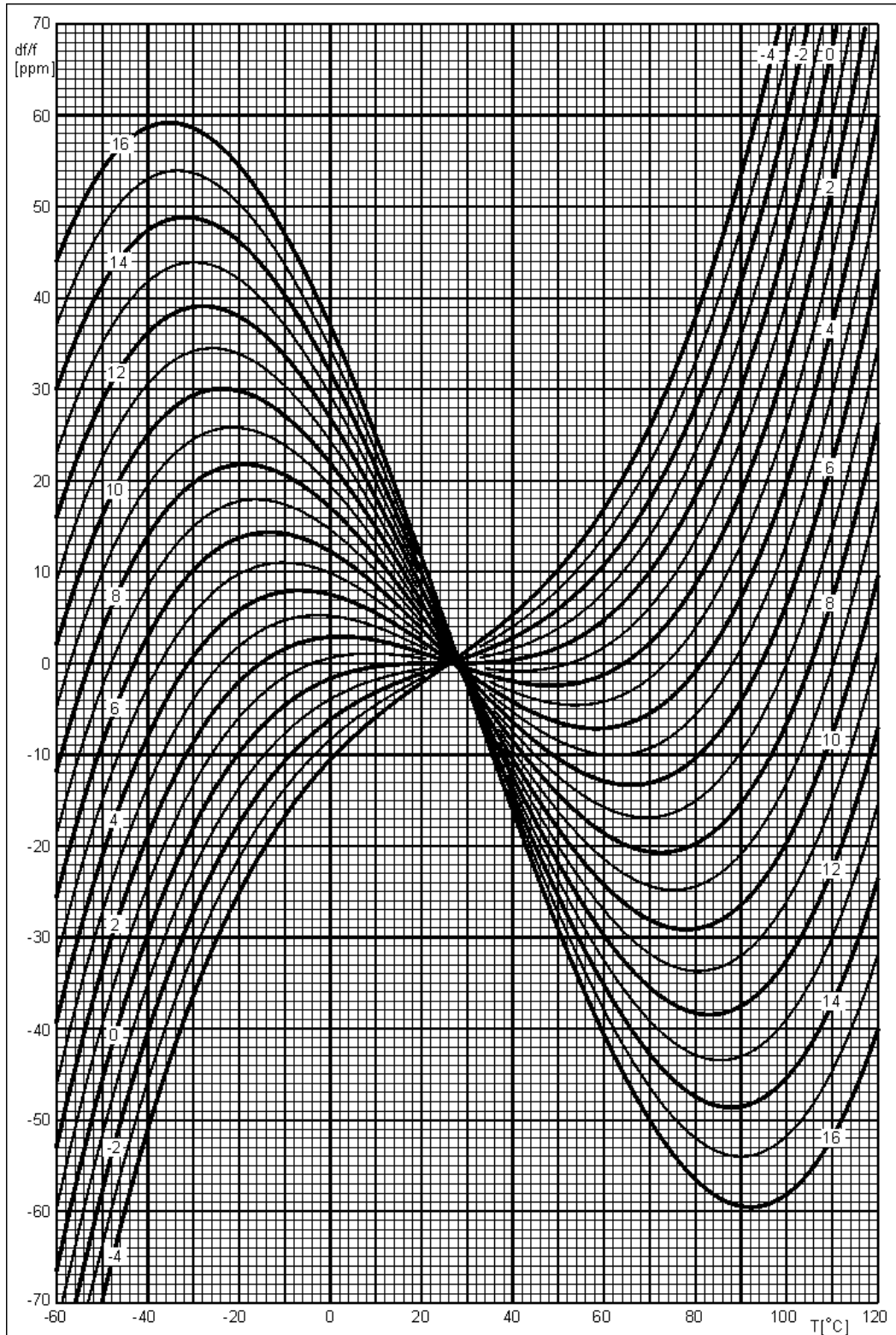
R_h	ztrátový odpor PKJ na h-té harmonické
C_h	dynamická kapacita PKJ na h-té harmonické
L_h	dynamická indukčnost PKJ na h-té harmonické
C_0	statická kapacita PKJ
f_s	sériový rezonanční odpor PKJ
f_p	paralelní rezonanční odpor PKJ
ϑ	teplota okolního prostředí
ϑ_0	teplota inflexního bodu PKJ

Seznam zkratk

<i>PKJ</i>	Piezelektrická krystalová jednotka
<i>TCXO</i>	Teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor
<i>OCXO</i>	termostatovaný krystalový oscilátor

Přílohy:

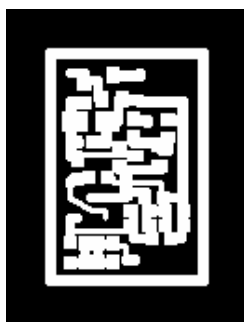
Příloha A



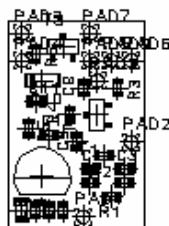
Obr. 1 teplotní závislost rezonančního kmitočtu piezoelektrické krystalové jednotky řezu AT

Příloha B oscilátor 10Mhz deska plošných spojů

oscilátoru 10MHz – Deska plošných spojů

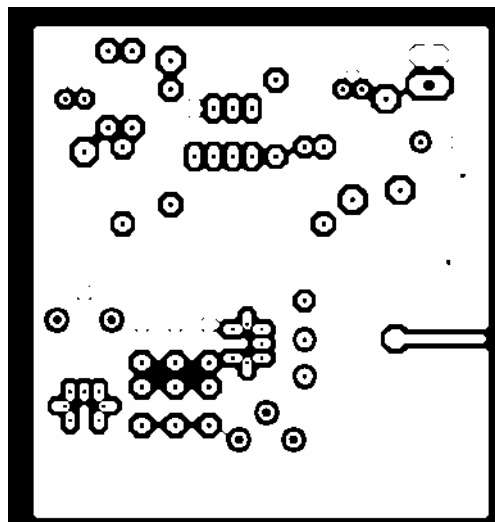


Motiv plošných spojů

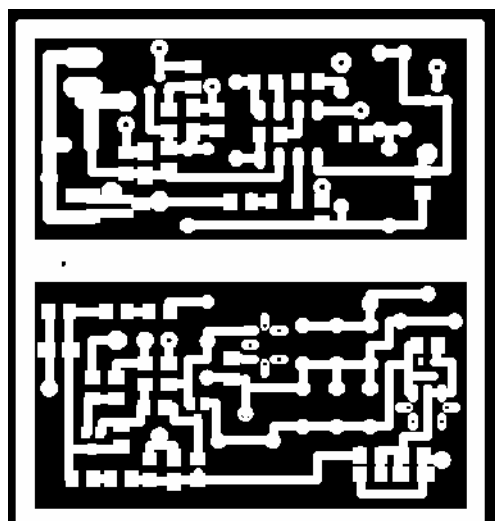


Osazovací plán

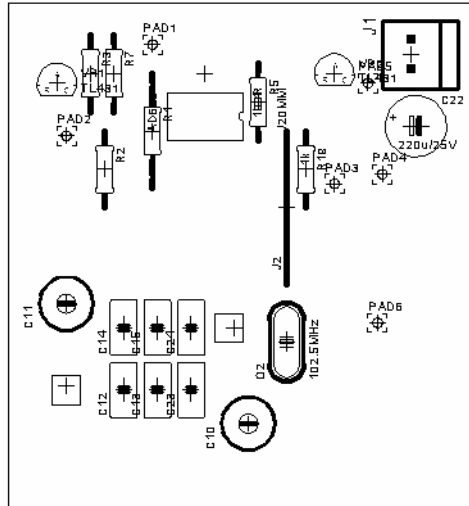
Příloha C oscilátor 102,5Mhz deska plošných spojů



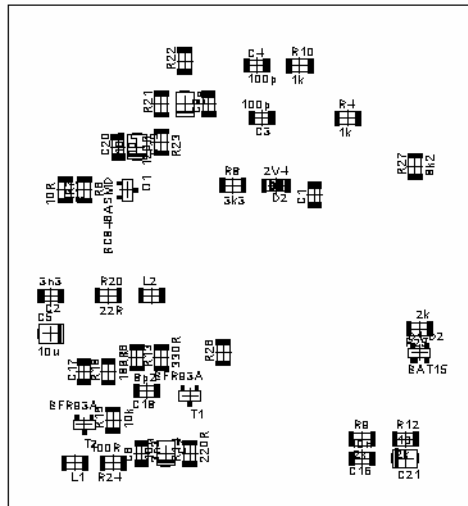
Strana Top



Strana Botton



Osazovací plán strana top



Osazení strana Botton

Příloha D

Seznam součástek pro oscilátor 102,5MHz

C1	10n	C-EUC1206
C2	3n3	C-EUC1206
C3	100p	C-EUC1206
C4	100p	C-EUC1206
C5	10u	CPOL-EUB/3528-21W
C6	3n3	C-EUC1206
C7	10u	CPOL-EUB/3528-21W
C8	10u	CPOL-EUB/3528-21W
C9	10u	C-EUC1206
C10	15p	C-TRIMM808
C11	15p	C-TRIMM808 1
C12	27p	C-EU050-035X075
C13	2p7	C-EU050-035X075
C14	33p	C-EU050-035X075
C15	15p	C-EU050-035X075
C16	10n	C-EUC1206
C17	100p	C-EUC1206
C18	8p2	C-EUC1206
C19	10u	CPOL-EUB/3528-21W B
C20	10n	C-EUC1206
C21	10u	CPOL-EUB/3528-21W B
C22	220u/25V	CPOL-EUE3.5-8
C23	1p5	C-EU050-035X075
C24	6p8	C-EU050-035X075
D2	2V4	ZENER-DIODESOD80C
IC1		AD620
L1	neosazeno	L-EU
L2	neosazeno	L-EU
L3	120nH	RFC51K
L4	390nH	RFC51K
Q1	BC846ASMD	
Q2	102,5MHz	
R1	12k	R-EU_0207/15
R2	12k	R-EU_0207/10
R3	12k	R-EU_0207/10
R4	1k	R-EU_M1206
R5	100R	R-EU_0207/10
R6	4R7	R-EU_M1206
R8	3k3	R-EU_M1206
R9	2k	R-EU_M1206
R10	1k	R-EU_M1206
R11	10R	R-EU_M1206

R12	2k	R-EU_M1206
R13	330R	R-EU_M1206
R14	220R	R-EU_M1206
R15	10k	R-EU_M1206
R18	180R	R-EU_M1206
R19	1k	R-EU_0207/10
R20	22R	R-EU_M1206
R21	3k9	R-EU_M1206
R22	2k6	R-EU_M1206
R23	120R	R-EU_M1206
R24	100R	R-EU_M1206
R25	2k	R-EU_M1206
R27	8k2	R-EU_M1206
T1		BFR93A
T2		BFR93A
VR1		TL431
VR2		TL431

Příloha E

Seznam součástek pro oscilátor 10MHz

C1	220p	C-EUC0603
C2	22p	C-EUC0603
C3	390p	C-EUC0603
C4	47p	C-EUC0603
C5	2p2	C-EUC0603
C6	2p7	C-EUC0603
C7	33p	C-EUC0603
C8	100p	C-EUC0603
C9	1n	C-EUC0603
C10	10u	CPOL-EUA/3216-18W
C11	10n	C-EUC0603
C12	10n	C-EUC0603
L1	neosazeno	L-EUL2012C
R1	1Meg	R-EU_R0603
R2	470	R-EU_R0603
R3	220	R-EU_R0603
R4	27k	R-EU_R0603
R5	180	R-EU_R0603
R6	390R	R-EU_R0603
T1		J310
T2		BF840 1
T3		BC847ASMD

Příloha F

Celkové schéma oscilátoru 102,5MHz s termostatem

