



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Vozár Viktor

**OSZCILLÁTOROK
HŐMÉRSÉKLET-FREKVENCIA
ÖSSZEFÜGGÉSÉNEK
IDENTIFIKÁCIÓJA**

KONZULENS

Dr. Kovácsházy Tamás

BUDAPEST, 2020

Tartalomjegyzék

1 Bevezetés	5
1.1 A dolgozat felépítése	7
2 Elméleti áttekintés	9
2.1 Oszcillátorok tulajdonságai	9
2.1.1 Kristály oszcillátor bemutatása	9
2.1.2 TCXO bemutatása [5] [6]	10
2.1.3 OCXO bemutatása	13
2.1.4 Következtetések levonása	13
2.2 Hammerstein-Wiener modell [1] [2]	14
2.3 Peltier elem működési elve	15
2.4 Hőmérséklet mérése	16
3 Mérőrendszer megvalósítása	18
3.1 Hőmérsékletmérés megvalósítása	18
3.1.1 PT1000 ellenállás-hőmérő	18
3.1.2 MAX31865 RTD-to-Digital Converter [18]	19
3.1.3 Mikrokontroller	19
3.2 Peltier elem	19
3.3 Tápegység	20
3.3.1 PWM meghajtás	21
3.3.2 LC szűrő megvalósítása	22
3.3.3 DC tápegység	23
3.4 Relé	24
3.5 Frekvenciamérő műszer	25
3.5.1 A műszer pontossága	26
3.6 Adatok fogadása	26
3.6.1 A programtól elvárt követelmények	26
3.6.2 Csatornák szimultán figyelése Select segítségével	27
3.6.3 Időkezelés	27
3.6.4 DC tápegység állítása	28
3.6.5 Relé állítása	28
3.7 Adatok előfeldolgozása	28
3.7.1 Adatrendező program működése	29
3.8 Termodinamikai megfontolások	30
3.8.1 Szigetelés szerepének vizsgálata	30
3.9 Az összeállított mérőrendszer	31
4 Mérési eredmények feldolgozása	34
4.1 A karakterisztika felvételéhez szükséges mérés feltételei	34
4.1.1 Histerézis elemzése	37
4.2 Frekvencia – hőmérséklet diagram	37
4.2.1 Kompenzálatlan oszcillátor	37
4.2.2 TCXO karakterisztikája	39
4.3 Modellillesztés	40
4.3.1 System Identification Toolbox	40
4.3.2 Modellillesztés eredményei	41
5 Összefoglalás	45
Irodalomjegyzék	47
Ábrajegyzék	49
Függelék	50

Kivonat

Az elosztott rendszerek térnyerésével manapság egyre nagyobb jelentősége van az óraszinkronizációnak. Ennek egyik alapvető feltétele a pontos órajel előállítása. A rezgőkvarcok hibájának legfőbb forrása a hőmérséklet ingadozása. A hiba kompenzációjára számos módszer létezik, azonban a pontosság növekedésével ezek ára drasztikusan emelkedik, továbbá mindegyik megoldásnak megvannak a maga korlátai. A költséges áramkörök helyett azonban használhatunk szoftveres kompenzációt, mely nem igényel drága hardver elemeket, pusztán egy oszcillátort és egy hőmérőt. A szoftvernek ismernie kell az oszcillátor termikus-elektromos kevert modelljét, mely a pontos hőmérséklet ismeretében képes megmondani az eszköz frekvenciáját, és ez alapján elvégezni a kompenzációt. Ezen okból kifolyólag készítettem egy olyan mérőrendszert, melynek segítségével oszcillátorok frekvenciájának hőmérsékletfüggését lehet vizsgálni. A rendszerrel méréseket készítettem, majd a kapott adatokból megkísérlem elkészíteni az oszcillátor termikus-elektromos kevert dinamikus modelljét. A feladatot nehezíti, hogy a frekvencia hőmérsékletfüggése nemlineáris.

Dolgozatomban bemutatom az oszcillátorok hőmérsékletfüggésének kompenzációjára használt legelterjedtebb módszereit. Ismertetem ezen megoldások előnyeit és hátrányait.

Ezt követően részletezem a mérőrendszer összeállításának menetét. Kitérek a hőmérsékletmérés mikrokontrolleres megvalósítására, ismertetem egy Peltier elem működését, illetve vezérlésének módját. A munkám során kipróbáltam több különböző megoldást a Peltier elem meghajtására (például PWM-et és egyenáramot is), ezért szeretném bemutatni az ezek között tapasztalt különbségeket is. A mérőrendszer egyes műszerei aszinkron módon, egymástól függetlenül üzemelnek, az összehangolást egy számítógép végzi. A projekt során írtam egy programot, melynek feladata az egyes eszközöktől jövő üzenetek elmentése, azok szinkronizálása és feldolgozása.

Szeretném továbbá bemutatni a mérési eredményeket, illetve az ezekből levont tapasztalatokat arra vonatkozóan, hogy melyik a legjobb mérési eljárás. Megvizsgáltam, hogy különböző hosszúságú és alakú bemenetekre milyen eredményt ad a rendszer, és ezek alapján megállapítottam, hogy milyen feltételek szükségesek a karakterisztika felvételéhez szükséges mérési eredmény előállításához.

A kapott adatokat felhasználtam az oszcillátor frekvencia – hőmérséklet karakterisztikájának elkészítésére. Megvizsgáltam, hogy a kapott grafikonon hiszterézises-e, vagy sem. A mérési eredményekből elkészítettem a rendszer modelljét MATLAB segítségével. Megvizsgáltam, hogy milyen rendszermodellel lehet a kvarckristály karakterisztikáját a legjobban megközelíteni.

Abstract

With the widespread of distributed systems, clock synchronization is becoming increasingly important today. One of the basic conditions for this is making an accurate and precise clock signal. The main source of error in the quartz crystal is temperature fluctuations. There are many ways to compensate this error, but as precision increases, their cost increases drastically, and each solution has its limitations. However, instead of expensive circuits, we can use software compensation that does not require expensive hardware, just an oscillator and a thermometer. The software must know the thermal-electrical mixed model of the oscillator, which can calculate the frequency of the device based on the exact temperature then perform the frequency compensation. For this reason, I developed a measuring system that can be used to study the temperature dependence of the frequency of oscillators. I made measurements with the system, and then I tried to make a thermal-electric mixed dynamic model of the oscillator from the obtained data. The task is complicated by the fact that the temperature dependence of the frequency is nonlinear.

In my dissertation I present the most common methods used to compensate the temperature dependence of oscillators. I describe the advantages and disadvantages of these solutions.

Next, I will detail the process of assembling the measurement system. I will demonstrate the implementation of temperature measurement with a microcontroller, I will present the Peltier element's behaviour and how to control it. In the course of my work, I have tried several different solutions for driving the Peltier element, for example Pulse Width Modulation (PWM) and Direct Current (DC), so I would like to present the differences between them as well. The individual devices of the measuring system operate asynchronously, independently of each other, so the coordination is performed by a computer. During the project, I wrote a program to save, synchronize, and process data from each device.

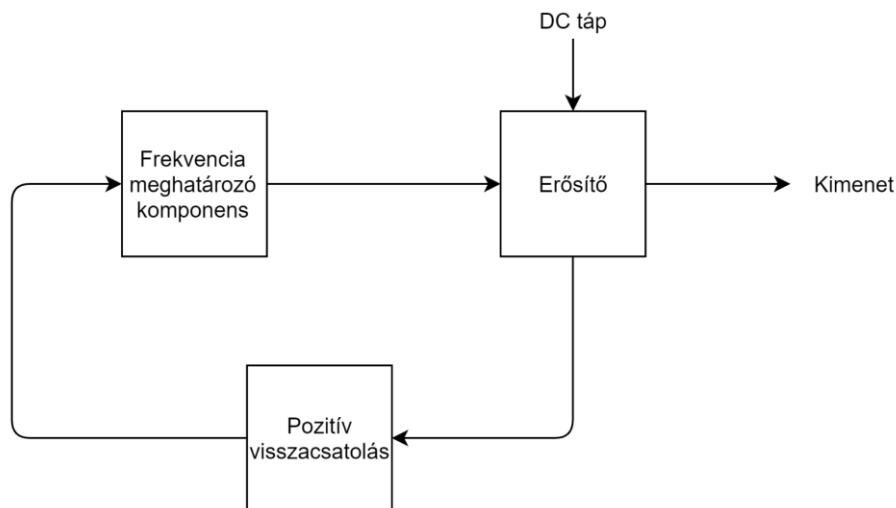
I would also like to present the measurement results and the experience gained from them in terms of which is the best measurement procedure. I examined the results of the system for inputs of different lengths and shapes, and based on these, I determined the conditions required to produce the measurement result needed to record the characteristic.

I use the obtained data to create the frequency – temperature characteristic of the oscillator. I examine whether the resulting graph has hysteresis or not. From the measurement results I also try to make a system model with the help of MATLAB. I examine which system model best approximates the characteristics of a quartz crystal.

1 Bevezetés

Az elosztott rendszerek térnyerésével egyre több olyan biztonságkritikus alkalmazással találkozhatunk, melyektől elvárjuk a valós idejű működést. Számos példát láthatunk ezekre a telekommunikáció, kritikus ipari folyamatok, és a járműelektronika területén. Egy több bemenetű, több kimenetű rendszer csak akkor működik jól, ha a bemeneti mérések és a beavatkozás elég nagy pontossággal ugyanabban az időpontban történik. Ellenkező esetben a jel már más, ami hibát okoz a számítások során, pl. egy szabályzó algoritmusban. Ezen kívül sok esetben szükséges, hogy egy elosztott rendszerben lévő, különböző node-okon történő események között mérjünk eltelt időt, ami szintén szükségessé teszi az órák szinkronizációját.

A valós idejűség ennek megfelelően nem képzelhető el óraszinkronizáció és idővezérelt működés nélkül. Mindezek megvalósításához a szükséges garanciákat az RT-CPS (Real Time Cyber-Physical System) megközelítés tudja biztosítani. A garancia időbeli, tehát szükséges a közös idő, az órákat szinkronizálni kell. Ennek az egyik alapvető feltétele, hogy rendelkezünk pontos lokális oszcillátorokkal.



1. ábra: Oszcillátor blokkdiagramja [21]

Pontos oszcillátorokra egyrészt azért van szükség, mert az óra pontossága befolyásolja az óraszinkronizáció pontosságát (a lokális oszcillátor minden hibája zavarjel, ami a szabályozó hurkot terheli), másrészt pedig holdover üzemmódban (amikor nem lehetséges a szinkronizáció pl. valamilyen hálózati hiba miatt) a rendszer a lokális órajel pontosságára van utalva.

Oszcillátoraink legfőbb hibaforrása a hőmérséklet változása. Ezt okozhatja a levegő hőmérsékletének ingadozása, a légáramlás, az elektronika belső hőforrásai (pl. CPU-k, tápok), a rendszer hőmérséklet-menedzsment megoldásai (ventilátorok, hűtőbordák), és számos egyéb, alkalmazástól függő termikus folyamat. A rendszerben tehát létrejön egy zavarás, mely hatására elcsúszik a frekvencia és az idő. Az elcsúszás drift jellegű, időben változó jelenség.

A hőmérséklet által okozott változások kikompenzálására számos megoldás született. Az ilyen eszközökkel szemben támasztott követelmények egyre szigorúbbak. Pár évtizeddel ez előtt többnyire elégséges volt a 100 ppm nagyságrendű frekvencia pontosság, amely egyszerű kvarc oszcillátorokkal is biztosítható, azonban a kommunikációs igények növekedése miatt ez mára már kevésnek bizonyul, nagyobb frekvencia pontosságot kell biztosítani. Ahhoz ugyanis, hogy növeljük az adatátviteli sebességet, egyre fejlettebb modulációs algoritmusokat alkalmazunk, összetettebb a keretképzési mechanizmus az adatkapcsolati rétegben, egyre kisebbek a megengedhető hibák, így egyre inkább szükség van a frekvencia pontosságának növelésére. Például egy UART periféria Baud-rate-jének előállításához szükséges frekvencia pontosságának meghatározása során a bit időből indulhatunk ki, ami a Baud-rate reciproka, pl. egy 9600-as Baud-rate esetén 104.16 us. Ha egy teljes byte elküldése során (start bit, 8 bit, stop bit) 10 bitet kell küldenünk, és a start bitre szinkronizálunk, akkor kevesebb, mint fél bit időt csúszhatunk el a 10 bit vétele során az adóhoz képest, ha garantálni akarjuk a vételt. Azaz kb. 5%-os lehet a maximális frekvencia hiba az adó és a vevő között. Ezzel szemben egy maximális hosszúságú Ethernet keretre (1522 * 8 bit, vagyis 12176 bit) szintén jó becslés, hogy maximum fél bitet tévedhetünk, ami 0.00004%-os maximális hibát enged meg az adó és a vevő között, ami 40 ppm. Az Ethernet standard 50 ppm-t ír elő, ami 25 ppm – 25 ppm hibával biztosítható az adóra és a vevőre szétosztva a teljes megengedett hibát. A leginkább elterjedt frekvencia kompenzációs megoldások a TCXO (Temperature Compensated Crystal Oscillator), illetve az OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) alkalmazása. Azonban mindkét megoldásnak megvannak a maga hátrányai. A pontosság növekedésével ezen eszközök ára is drasztikusan növekszik. Egy TCXO esetén az oszcillátor öregedése során torzul a hőmérséklet-frekvencia karakterisztika, melyet nem képes a rendszer kompenzálni. Ezen felül még mindig gondot jelent a frekvencia gyors, rövid távú ingadozása (jitter vagy fáziszaj), mivel az ilyen rendszerekben többnyire egy vezérlés van, és ez mindig növeli a rendszer zajait. Az OCXO pedig a működési elve miatt mindig nagyobb méretű, mintha valamilyen más megoldást használnánk, és az ilyen eszközöknek a fogyasztása is nagy, valamint azoknak folyamatosan kell működniük, vagyis nem lehetséges az energia felvétel optimalizálása akkumulátoros üzem esetén. A drága berendezéseket (TCXO, OCXO) felválthatja egy hőmérő, és egy olcsó, de pontos karakterisztikával rendelkező oszcillátor, melyet szoftverrel kompenzálunk kihasználva a rendszer szinten megvalósított óraszinkronizációt. A szoftver lehetőséget nyújthat arra, hogy az óraszinkronizációt felhasználva real-time mérje, és ellenőrizze az oszcillátor frekvenciáját és hőmérsékletét, és ezek alapján folyamatosan korrigálja a karakterisztika paramétereit. A cél egy olyan rendszer kialakítása, melynek pontossága túlszárnyalja a TCXO-ét, és megközelíti az OCXO-ét, valamint a megvalósítás költsége lényegesen alacsonyabb ezeknél. Ez lényegében csupán szoftvert igényel, hiszen az összes egyéb rendszerelem már rendelkezésre áll az alkalmazott elektronikában (hőmérséklet menedzsment miatt a hőmérő, és a rendszerszintű óraszinkronizáció szükségessége miatt annak HW infrastruktúrája már jelen van a HW-ben). A célkitűzés megvalósításához el kell tehát készíteni az oszcillátor termikus-elektromos kevert dinamikus modelljét. Ehhez először meg kell vizsgálni, hogy hogyan reagál az eszköz

frekvenciája a hőmérséklet megváltozására. A modellalkotás során figyelembe kell venni, hogy az oszcillátor hőmérséklete és a hőmérő által mért érték között egy termikus késleltetés van, hiszen nem tudjuk pontosan a rezgőkvarcot mérni, hanem annak csak egy közeli környezetét. A rezgőkvarcok $f - T$ (frekvencia – hőmérséklet) karakterisztikájával számos publikáció foglalkozik, azonban saját oszcillátoraink paramétereinek meghatározásához nekünk is méréseket kell végezni.

A karakterisztika felvételéhez szükséges egy mérőrendszer, mellyel képesek leszünk egy oszcillátor hőmérsékletét változtatni kellően széles tartományon (-10 – 90 °C), és közben az eszköz frekvenciáját is tudjuk mérni. A termikus rendszerek időállandói jellemzően több 10 másodperc nagyságrendűek, így a mintavételi időpontok elég, ha másodperces gyakoriságúak. A rendszer felépítése során törekedni kell arra, hogy a mért eszközt minél jobban elszeparáljuk a környezeti termikus zajoktól, melyek a mérési eredményt torzítanak. Fontos az is, hogy a hőmérsékletet lassan, illetve gyorsan is lehessen változtatni, hogy mind a statikus, mind a dinamikus tulajdonságokat is tudjuk vizsgálni.

A mérések alapján lehetőség nyílik az eszköz tulajdonságainak vizsgálatára. A mérési eredményekre egy olyan modellt kell illeszteni, ami lehetővé teszi a futási idejű modellillesztést, majd a modell végrehajtását pl. egy beágyazott rendszerben. Célszerű választásnak tűnik a Hammerstein-Wiener modell alkalmazása, hiszen fizikai szempontból megfeleltethető a problémának, másrészt a nemlineáris rendszermodellek közül ez az egyik legegyszerűbb (lehetne pl. neurális hálózatot is használni helyette, de ebben az alkalmazásban nehezen képzelhető el bonyolult algoritmusok valós idejű végrehajtása azok komplexitása miatt).

1.1 A dolgozat felépítése

Dolgozatomban ismertetem a projekt megvalósításához szükséges elméleti háttérrel. Bemutatom a rezgőkvarcok alapvető termikus tulajdonságát, illetve a hőmérsékletváltozás hatásának kompenzálására született elterjedt megoldásokat. Részletezem ezen megoldások hibáit, korlátait. Ismertetem a Hammerstein-Wiener modell elméleti háttérét, illetve azt, hogy miért éppen ez a modell képes jól közelíteni az oszcillátor tulajdonságait. Ismertetem továbbá a mérőrendszerben használt hűtő-fűtő elem, a Peltier elem működésének elvét is.

Ezt követően bemutatom a mérőrendszer összeállításának menetét. Bemutatom a szükséges alkatrészeket, ismertetem azok működését. Kitérek a hőmérsékletmérés mikrokontrolleres megvalósítására, bemutatom az oszcillátorok hűtésére, illetve melegítésére használt Peltier elem vezérlésének módját. A munkám során kipróbáltam több különböző megoldást a Peltier elem meghajtására (pl. PWM-et és DC meghajtást is), ezért bemutatom az ezek között tapasztalt különbségeket is. A mérőrendszer egyes elemei aszinkron módon, egymástól függetlenül üzemelnek, az összehangolást egy számítógép végzi. Ismertetem az összehangolást elvégző program feladatainak körét, működési elvét.

Végül bemutatom a kapott mérési eredményeket, illetve az ezekből levont tapasztalatokat. A kapott adatokat felhasználom az oszcillátor frekvencia – hőmérséklet karakterisztikájának elkészítésére. Megvizsgálom, hogy a kapott grafikon hiszterézises-e, vagy sem. A mérési eredményeket felhasználom a rendszer modelljének előállítására. Bemutatom a modellillesztés főbb szempontjait, valamint a kapott eredményeket összehasonlítom az előzetes feltételezésekkel, várakozásokkal.

2 Elméleti áttekintés

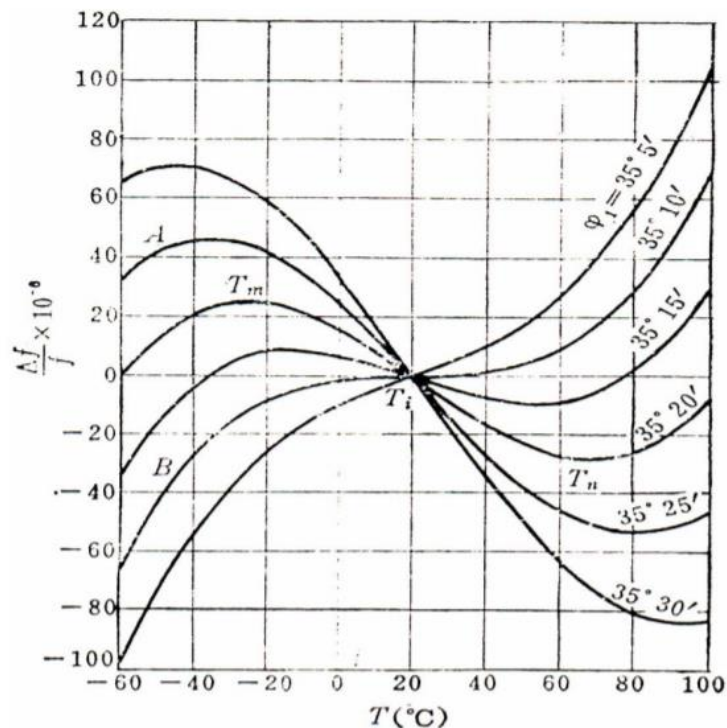
2.1 Oszcillátorok tulajdonságai

2.1.1 Kristály oszcillátor bemutatása

A kompenzálatlan kristály oszcillátorok (XO) frekvenciájának hőmérsékletfüggése az alkalmazott rezgőkvarc tulajdonságaitól függ. Értelemszerűen itt nem alkalmaznak semmilyen védelmet a környezeti hőmérséklet változásával szemben, így a bemutatott eszközök közül ezek hibája a legnagyobb. Ez az érték jellemzően 100 ppm nagyságrendű az üzemi hőmérséklettartományban. Az AT-vágású kvarcok (AT a vágás irányát határozza meg) széles körben elterjedtek, ezeket alkalmazzák a leggyakrabban. Frekvenciájuk hőmérsékletfüggését egy harmadfokú függvénnyel írhatjuk le:

$$f(T) = A_3(T - T_0)^3 + A_1(T - T_0) + A_0 \quad (1)$$

Ahol A_0 , A_1 , A_3 konstansok, T_0 pedig az inflexió pont hőmérséklete [6].



2. ábra: AT-vágású kristályok $f - T$ karakterisztikái [4]

2.1.2 TCXO bemutatása [5] [6]

A TCXO-k (Temperature Compensated Crystal Oscillator) működésének lényege, hogy a rezonátor mellé egy kompenzáló áramkör kerül, mely a hőmérséklet változásával járó frekvenciaváltozást igyekszik megszüntetni. A kompenzációnak 3 fő módja létezik.

Az első módszer azon az elven alapszik, hogy az eszközt felépítő alkatrészeket úgy választják meg, hogy azok külön-külön vett hőmérsékletfüggései éppen kiegyensúlyozzák egymást. Klasszikus példa erre a régi ingaóráknál alkalmazott megoldás. Az inga lengési idejét befolyásoló legfőbb tényező a lengő rúd hossza. Az inga periódusidejének képlete:

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{l}{g}} \quad (2)$$

A hőtágulás következtében az eszköz télen siet, nyáron pedig késik. Abban az esetben azonban, ha a rudat különböző hőtágulási együtthatójú anyagokból alkotjuk meg, azok külön-külön vett hőtágulásai a rendszer egészét tekintve kiegyensúlyozzák egymást, így állandó hosszúságot eredményeznek. A módszer mára már elavultnak számít, megvalósítása az elektronikában körülményes.

A második és harmadik lehetőség alapelve megegyezik: folyamatosan mérjük a hőmérsékletet, és a hőmérő kimenetéből állítsunk elő egy hibajelét. A hibajel alapján pedig avatkozunk be az eszköz működésébe. A két módszer abban tér el, hogy a beavatkozás analóg, vagy digitális úton történik.

Analóg TCXO-k esetén a hőmérőből származó hibajelét nem digitalizáljuk, hanem abból közvetlenül egy szorzó áramkör segítségével állítunk elő kompenzációs jelet, melyet egy feszültségvezérelt kristály oszcillátor (VCXO) működtetésére használunk. Az oszcillátor frekvenciája függ a bemeneti feszültségtől. A működés lényege, hogy a VCXO bemeneti feszültsége pont úgy változzék a hőmérséklettől, hogy az oszcillátor hőmérsékletváltozás során fellépő hibáit éppen kiegyensúlyozza. Ehhez ismerni kell a VCXO $f - T$, illetve $f - VC$ karakterisztikáját (ahol VC a bemeneti feszültség). Egy AT-vágású kvarckristály hőmérsékletfüggését jól közelíti az alábbi függvény:

$$f(T) = A_3(T - T_0)^3 + A_1(T - T_0) + A_0 \quad (1)$$

Ahol A_0 , A_1 , A_3 konstansok, T_0 pedig az inflexió pont hőmérséklete [6].

A VCXO frekvenciája a bemeneti feszültségnek jó közelítéssel lineáris függvénye:

$$f(VC) = -G(VC - VC_0) + f_0 \quad (3)$$

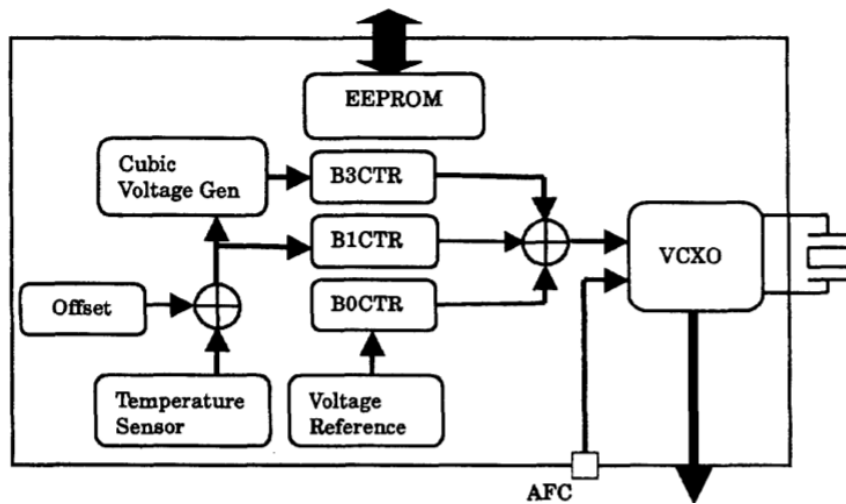
Ahol G , VC_0 és f_0 konstansok, VC pedig a bemeneti feszültség [6]. G a VCXO erősítése, VC_0 a névleges bemeneti feszültség, f_0 pedig a kimeneti frekvencia VC_0 bemenet esetén.

A fenti egyenletek ismeretében megalkotható egy olyan $VC(T)$ bemeneti feszültség, mely hatására a frekvencia állandó értéken marad.

$$VC(T) = B_3(T - T_0)^3 + B_1(T - T_0) + B_0 \quad (4)$$

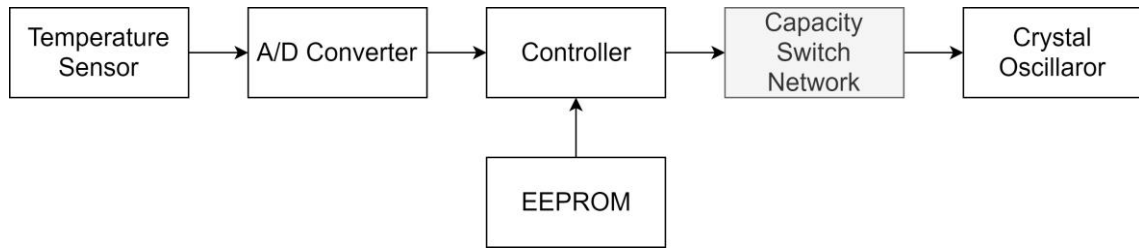
Ahol B_0 , B_1 , B_3 konstansok [6].

A függvény egy analóg áramkörrel megvalósítható. Az áramkör működésének feltétele, hogy a hőmérő a hőmérséklettől lineárisan függő feszültséget állítson elő.



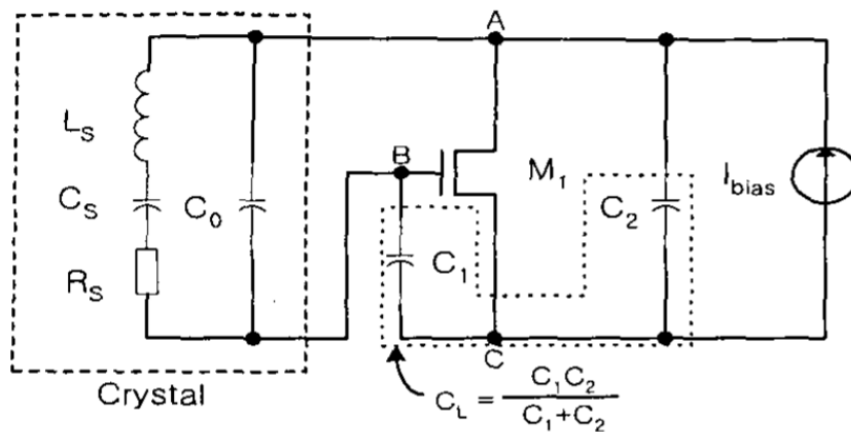
3. ábra: A kompenzáló áramkör blokkdiagramja [6]

A harmadik megoldás szerint a hőmérő hibajelét egy A/D átalakítóval digitalizáljuk, és a kompenzáció is digitális úton történik. Az ilyen eszközöket DTCXO-nak (Digital TCXO) nevezik.



4. ábra: DTCXO blokkdiagramja [5]

Az általam olvasott forrásban [5] a szerző a kompenzációt úgy valósította meg, hogy az oszcillátor C_L csatolt kapacitását változtatta. A digitalizált hibajel alapján az eszköz egy EPROM-ból kiolvassa a kompenzációs kondenzátor beállításához szükséges értéket, majd elvégzi a beavatkozást. A rendszer tehát mindig úgy változtatja C_L értékét, hogy azzal pont kiejtse a hőmérsékletváltozással járó frekvenciaváltozást. A megoldással a frekvencia pontossága 1-10 ppm nagyságrendűre csökkenthető.



$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S \frac{C_S C_L}{C_S + C_L}}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C_S}} \left(1 + \frac{C_S}{2C_L}\right) \quad (5)$$

5. ábra: Egy korai oszcillátor struktúrája és frekvenciájának képlete [5]

A TCXO-k alkalmazása széles körben elterjedt, de pontosságának korlátot szab az EPROM mérete (DTCXO esetén), illetve gondot jelenthet a frekvencia ugrálása (jitter, fáziszaj). További problémát jelent az eszköz öregedése, ilyenkor ugyanis a kimeneti frekvenciára egy offszet terhelődik. Ezen okokból kifolyólag a TCXO-k pontossága ppm nagyságrend környékén tetőzik (a legdrágábbak képesek 0.1 ppm-ig lemenni).

2.1.3 OCXO bemutatása

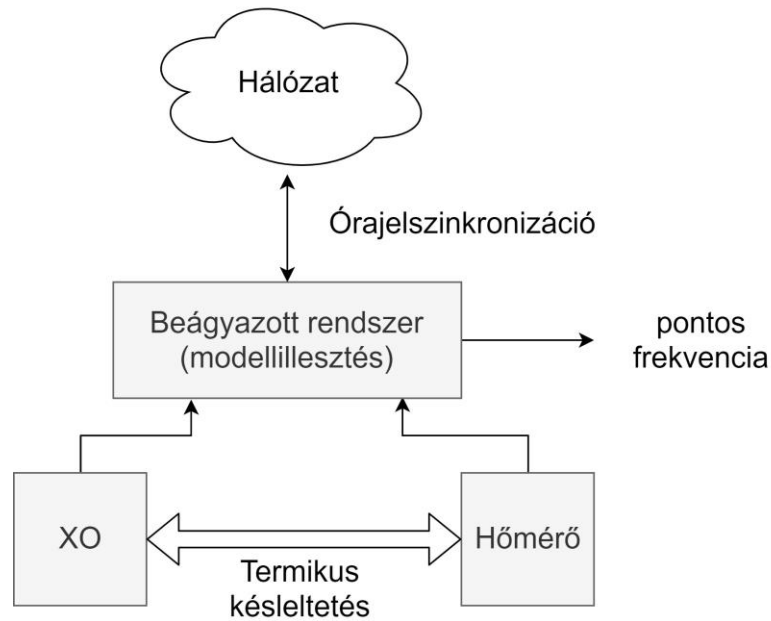
Az OCXO-k (Oven Controlled Crystal Oscillator) működési elve, hogy állandó értéken tartják az oszcillátor hőmérsékletét a frekvencia stabilitása végett. Ehhez egy fűtőszálat alkalmaznak, mely nagyjából 60 °C fokra felfűti az eszközt, és ezen a hőmérsékleten tartja. Az oszcillátor, mivel nincs kitéve a környezet hőmérséklet változásainak, stabil órajelet állít elő.

Ezen eszközök statikus pontossága jellemzően meghaladja a TCXO-két. Mára már sub-ppb ($< 0.001 \text{ ppm} = 1 \text{ ppb}$) pontosságú OCXO-t is kaphatunk, azonban a pontosság növekedésével az árak is drasztikusan emelkedik.

Hátrányuk, hogy induláskor a warm-up time lényegesen nagyobb, hiszen meg kell várni, míg a fűtőszál, és vele az egész eszköz felmelegszik, és beáll állandó hőmérsékletre. Emiatt az eszközöknek folyamatosan működniük kell, és az energia felvétel optimalizálása nem lehetséges akkumulátoros üzem esetén. A külső hőmérséklet hirtelen megváltozása szintén érzékelhető a kimeneti frekvencián (tranzien hibák). Amennyiben a külső hőmérséklet az eszköz üzemi hőmérséklete fölött van, az OCXO nem képes a frekvencia állandó értéken tartására. Az eszköz további hátránya, hogy általában nagyobb, mint más oszcillátorok, hiszen a fűtőszálnak és a szigetelésnek helyre van szüksége. Az eszköz annál stabilabb, minél nagyobb a mérete, hiszen minél nagyobb a hőkapacitása, annál kevésbé érzékeny a környezeti hőmérsékletre.

2.1.4 Következtetések levonása

A TCXO-k és OCXO-k bemutatása után láthatjuk, hogy mindkét megoldásnak megvannak a saját korlátai. A drága szabályozó áramkörök helyett más módszert alkalmazva számos hiba kiküszöbölhető volna. Beavatkozás helyett a korrekció történhetne az oszcillátoron kívül, szoftveres úton az eszköz $f - T$ karakterisztikáját kihasználva. Az oszcillátorra tehát egy modellt kell alkotni, mellyel a program képes a hőmérséklet ismeretében megmondani a rezonátor frekvenciáját. A rendszer szinten megvalósított óraszinkronizációt kihasználva a szoftver képes lenne ellenőrizni a kompenzáció pontosságát és valós időben korrigálni a modell paramétereit. Ez az elv lényegesen olcsóbb, mint az eddigi megoldások, hiszen csak egy hőmérőre és egy kompenzálatlan oszcillátorra van szükség, a számításokat szoftver végzi.

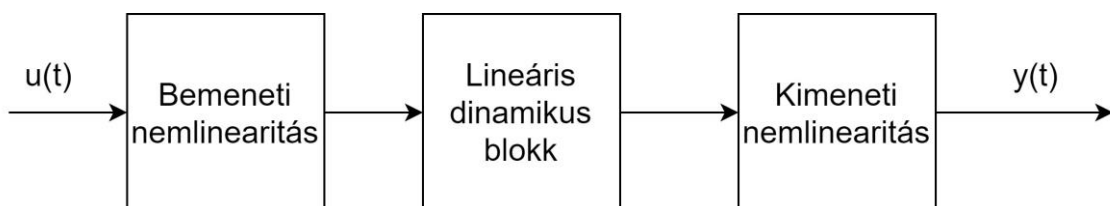


6. ábra: A modellillesztést alkalmazó rendszer blokkvázlata

Kulcsfontosságú tehát, hogy az alkalmazott modell jól leírja a rendszer tulajdonságait. A 2.1.1. fejezetből ismert, hogy a leggyakrabban használt kvarckristályok $f - T$ karakterisztikája egy harmadfokú függvénnyel jól leírható. Azonban tudomásul kell vennünk azt is, hogy a hőmérő által mért érték, és az oszcillátor hőmérséklete között mindig lesz valamekkora késleltetés, hiszen a hőmérő nem helyezhető tetszőlegesen közel az eszközhöz. Olyan modellre van tehát szükség, amely egyszerre tartalmaz statikus nemlinearitásokat, illetve lineáris késleltetéseket is.

2.2 Hammerstein-Wiener modell [1] [2]

A nemlineáris dinamikus rendszerek egyik legáltalánosabb modellezésére az úgynevezett blokk-orientált megközelítést alkalmazzák. A modell tartalmaz lineáris dinamikus blokkokat, és memóriamentes nemlineáris blokkokat (statikus nemlinearitás). A két legegyszerűbb eset, amikor a lineáris blokk elé (Hammerstein modell) vagy mögé (Wiener modell) kerül egy nemlineáris blokk. Abban az esetben, ha a lineáris dinamikus rendszer előtt és után is helyet kap egy-egy statikus nemlinearitás, Hammerstein-Wiener modellről beszélünk.



7. ábra: Hammerstein-Wiener modell blokkdiagramja [1]

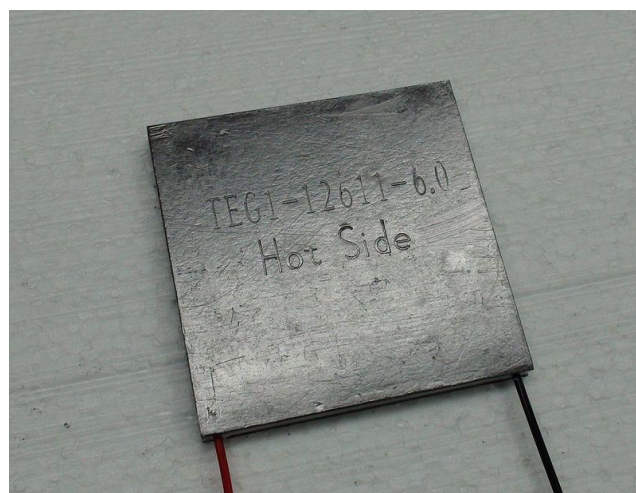
A modell képes MIMO (Multiple Input Multiple Output) rendszereket is leírni, azonban a konkrét alkalmazásban SISO (Single Input Single Output) rendszer leírására kell felhasználni, ahol a bemenet ahőmérséklet, a kimenet pedig a frekvencia. Gyakorlati alkalmazásban egy nyákon akár 3-4 hőmérőt is használhatunk, ekkor MISO rendszerről beszélünk.

Az előzetes feltételezések alapján a Hammerstein-Wiener modell képes leírni az oszcillátor termikus-elektromos modelljét, mert a rendszer főbb jellegzetességeit magában foglalja. A lineáris blokk modellezi az oszcillátor hőmérséklete és a hőmérő által mért hőmérséklet közötti termikus késleltetést. A kimeneti nemlinearitás teremt kapcsolatot a hőmérséklet és a frekvencia között. Ez hivatott modellezni a rezgőkvarc $f - T$ karakterisztikáját (melyet a várakozások szerint egy harmadfokú függvény ír le). A bemeneti nemlinearitásnak abban az esetben van szerepe, ha a hőmérő pontatlan, és a mért és a valós hőmérséklet között statikus nemlinearitás figyelhető meg.

A Hammerstein-Wiener modell identifikációjához szükséges egy mérőrendszer, mely előre megadott hőmérsékleti változásnak teszi ki az oszcillátort. Erre a célra gyakran alkalmaznak hőkamrát. Az egyetemen azonban nem áll rendelkezésemre ilyen eszköz, illetve a berendezéssel csak lassú változásokat lehet létrehozni. A modellalkotáshoz azonban egyaránt szükségem van lassú és gyors hőmérsékleti változásokra is. Ezen okokból kifolyólag a választásom a Peltier elemek alkalmazására esett.

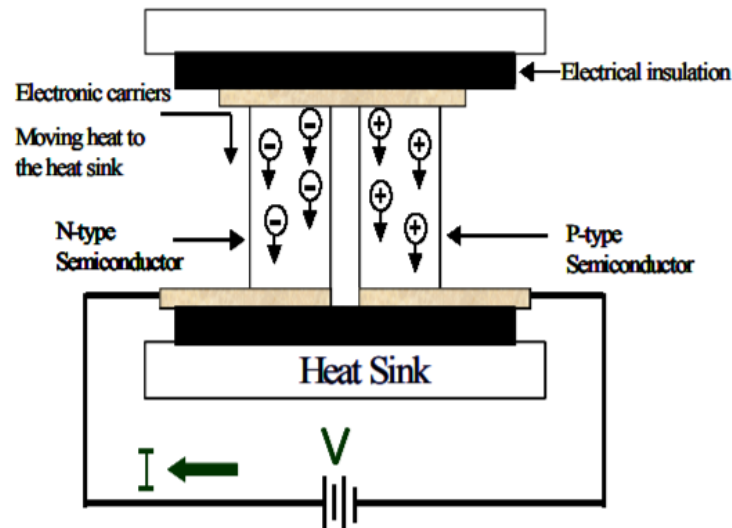
2.3 Peltier elem működési elve

A mérőrendszer megvalósítása során az oszcillátor melegítéséhez, illetve hűtéséhez egy Peltier elemet alkalmaztam. A Peltier elem olyan félvezető lapka, amely a rá kapcsolt feszültség hatására hőmérséklet-különbséget hoz létre a két oldala között. Fordított esetben – két oldala között fellépő hőmérséklet hatására – feszültséget hoz létre.



8. ábra: A Peltier elem [12]

Az eszköz a hőelektromosság jelenségét használja ki, amelyet a Seebeck-, Peltier- és Thomson-hatás magyaráz. A Seebeck-hatás azt jelenti, hogy elektromos feszültség keletkezik, ha két különböző fém különböző hőmérsékleten tartott illesztései találkoznak. A Thomson-hatás szerint változó hőmérsékletű vezetőben a rajta átfolyó áram hatására az anyagtól és az az áramiránytól függően hőelvonás vagy hőfejlődés jelentkezik. A Peltier-hatás lényege, ha kétféle anyagból álló hőelektromos elemen át áramot vezetünk, az érintkezési helyek felmelegsznek vagy lehűlnek, aszerint, hogy az áram milyen irányban halad keresztül [12].



9. ábra: Egy II csatlakozás vázlatja [11]

A hőelektromosság jelensége a XX. század első fele óta aktívan kutatott terület. Mára már sikerült kifejleszteni olyan elemeket, melyek hatásfoka meghaladja a 10%-ot. Ez más módszerekhez képest alacsonynak számít, azonban a megoldás előnye, hogy nem tartalmaz mozgó alkatrészeket. A Peltier elem P és N félvezetőkből áll, melyek elektronikai szempontból sorosan, termodinamikai szempontból pedig párhuzamosan vannak kapcsolva II csatlakozással [11].

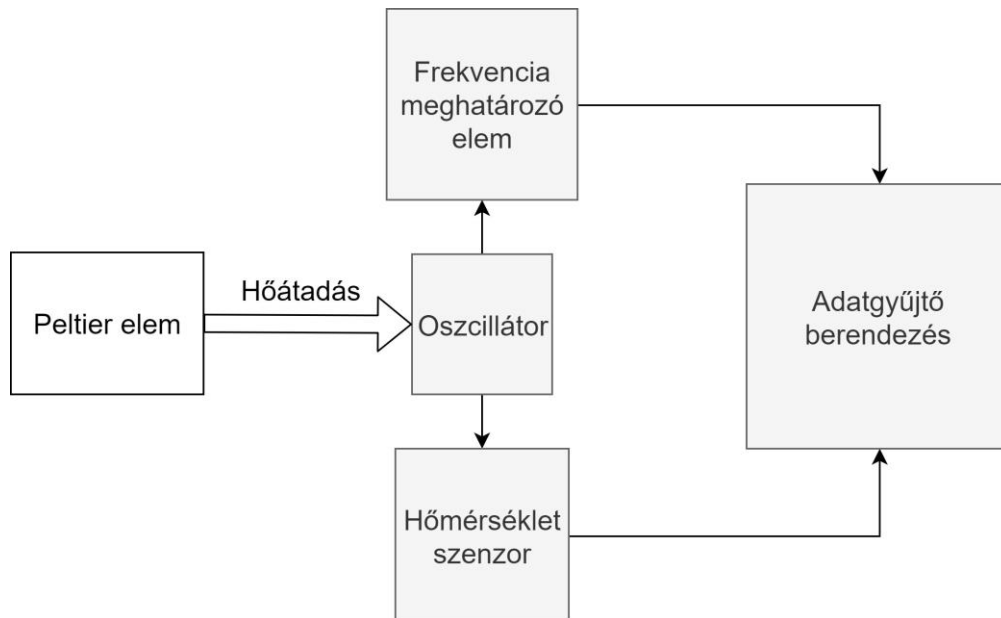
2.4 Hőmérséklet mérése

Az oszcillátor hőmérsékletének mérésére számos eszközt alkalmazhatunk. Használhatnánk IC hőmérőket, azonban ezek pontossága meglehetősen alacsony, illetve körülményes lenne az oszcillátorhoz történő termikus csatolásuk. A PTC és NTC termisztorok szintén nem elég pontosak, illetve erősen nemlineáris a karakterisztikájuk.

A feladatra az RTD (Resistance Temperature Detector) hőmérők alkalmazása a legcélszerűbb. A leelterjedtebb RTD hőmérők a PT100 és PT1000. Ezek kisméretű platinaszálal ellenállások, melyek értéke a hőmérséklettől közel lineárisan függ. A PT100 ellenállása 0 °C-on 100 Ohm, a PT1000 ellenállása 0 °C-on 1000 Ohm. Mindkét eszköz megfelelő a mérések elvégzésére. A PT1000 talán pontosabbnak mondható, hiszen a mérés során kisebb áramok folynak rajta, így az önfűtés kisebb, valamint a nagyobb ellenállás miatt kétvezetékes mérés esetén a huzal ellenállása kevésbé

befolyásolja a mérés eredményét. Természetesen ezek a hatások alig befolyásolják a mérést, a PT100 alkalmazása is megfelelő lett volna a célra.

Az elméleti áttekintés végeztével elkészülhet a mérőrendszer sematikus blokkvázlata, melyen a legfontosabb eszközök kapnak helyet.



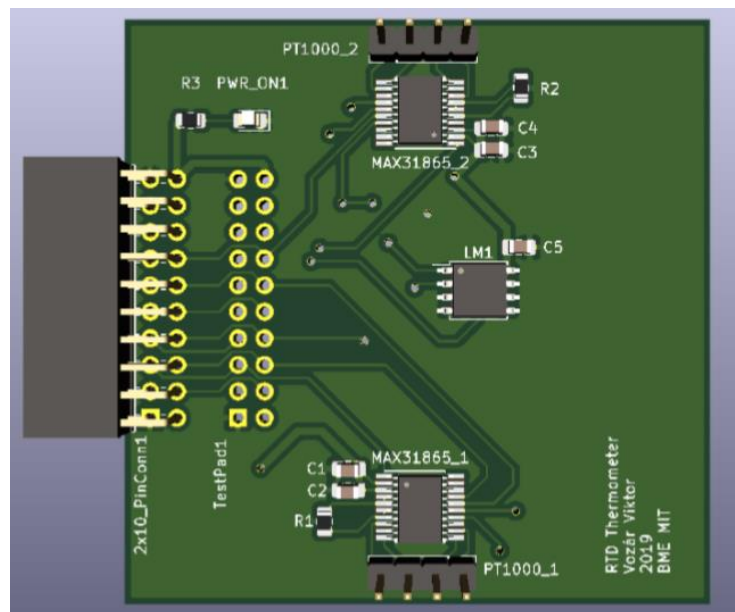
10. ábra: A mérőrendszer blokkvázlata

3 Mérőrendszer megvalósítása

Ebben a fejezetben bemutatom a mérőrendszerben alkalmazott alkatrészeket, illetve azok feladatait.

3.1 Hőmérsékletmérés megvalósítása

Erre a feladatra egy STK3700 fejlesztőkártyát alkalmazok, melyen egy EFM32GG mikrokontroller egység helyezkedik el számos perifériával együtt [20]. A kártyához készítettem egy kiegészítő periféria áramkört, amelyen a hőmérsékletméréshez szükséges elemek kaptak helyet. Az áramkör kapcsolási rajza a függelékben megtalálható (41. 42. és 43. ábrák).



11. ábra: A megtervezett áramkör 3D modellje

3.1.1 PT1000 ellenállás-hőmérő

A hőmérsékletmérés alapjául 2 db platinaszál ellenállás-hőmérő (RTD) szolgál. Működésének elve, hogy az ellenállásokban található vékony platinaszál ellenállása a hőmérséklettel együtt változik. 0 °C-on pontosan 1000 Ohm az ellenállása, és Celsiusonként 0.385 Ohmmal változik. Elvi működési tartománya -200 – 850 °C. Előnye, hogy széles skálán közel lineáris az ellenállás-hőmérséklet karakterisztika. Ezen felül kis méretéből fakadóan kicsi a hőkapacitása, így a mérendő tárgyhoz erősítve hamar felveszi annak hőmérsékletét.

3.1.2 MAX31865 RTD-to-Digital Converter [18]

Az ellenállások értékeinek digitalizálásáért egy-egy MAX31865 típusú chip felel. Az eszköz platinaszálas ellen-álláshőmérőkre lett optimalizálva. Működési elve a következő:

Öszehasonlítja a referencia ellenálláson és az RTD-n eső feszültséget egy delta-sigma AD átalakítóval. A két ellenállás sorba van kötve, így a rajtuk átfolyó áram azonos. Az átalakító referenciafeszültsége a referencia ellenálláson eső feszültség, bemenete az RTD feszültsége. A két érték arányából egy 16 bites digitális értéket képez, melyet SPI (Serial Peripheral Interface) protokollal lehet kiolvasni. Ebben a kommunikációs hálózatban az egyes chippek slave-ként üzemelnek, míg a mikrokontroller a master.

3.1.3 Mikrokontroller

A rendszerben egy STK3700 Giant Gecko fejlesztői kártyát alkalmazok [19] [20]. A mikrokontroller a mérések során több különböző feladatot is ellát. Ezek közül a legfontosabb a hőmérséklet adatok másodpercenkénti beolvasása, feldolgozása, és továbbítása a PC felé. Ennek az időzítésére az eszköz egy belső órajelét használtam fel. A MAX31865 chipkekből történő beolvasás SPI protokollal történik. Ehhez az *spidrv.h* driver könyvtár függvényeit alkalmaztam. A beolvasott adat egy 16 bites bináris szám, melyet decimális értékévé kell alakítani. A chipke adatlapján [18] található egy táblázat, mely 10 °C-os pontossággal tartalmazza, hogy milyen hőmérsékletre milyen bináris érték tartozik. A mérési pontosság maximalizálásának érdekében e táblázatot alapul véve egy lineáris interpolációt alkalmazó függvény végzi el a bináris értékek konvertálását. Az átalakítás befejeztével az adatok soros porton továbbításra kerülnek a számítógép felé.

Ezen felül a mérési elrendezéstől függően egyéb feladatokat is el kell látnia a mikrokontrollernek. PWM meghajtás esetén elő kell állítania az engedélyező és iránymeghatározó jeleket. Az engedélyező jel egy 10 kHz frekvenciájú négyszögjel, állítható kitöltési tényezővel. A funkció megvalósítására az eszköz egyik timer perifériáját használtam fel. Ez azért előnyös, mert a timert többek között PWM jel előállítására tervezték, ezért a processzortól függetlenül képes előállítani a kiválasztott GPIO lábón a jelet. A processzort csupán inicializáció, illetve a kitöltési tényező változtatása során kell lefoglalni erre a feladatra.

A mikrokontrollernek továbbá folyamatosan figyelnie kell a soros portot. DC tápegység alkalmazása esetén egy relé vezérlése is a mikrokontrollerre hárul. A vezérlőjelek állítása a számítógéptől érkező parancsokra történik.

3.2 Peltier elem

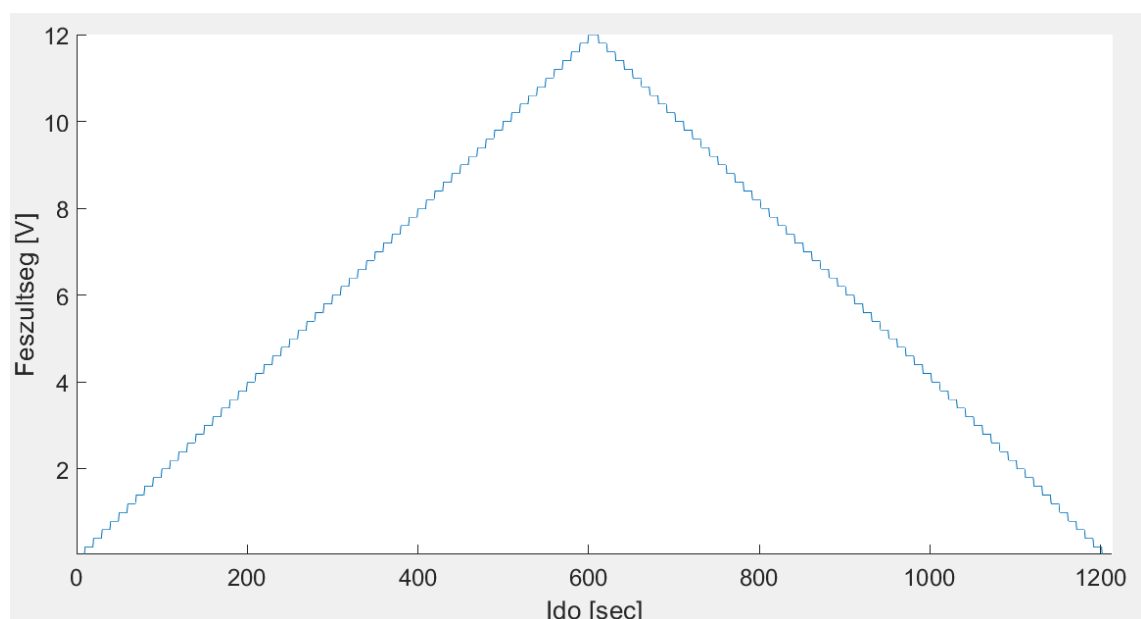
A Peltier elem működésének elméleti háttérét az előző fejezetben részleteztem. A munkám során egy TEC1-12706 típusú eszközt használtam [13], melyet feszültségvezérelt hőpumpaként alkalmaztam. A Peltier elem segítségével viszonylag

pontos hőmérséklet állítható elő, és gyors hőmérsékletváltoztatásra képes. A rákapcsolt feszültséget növelve növekszik a lapka két oldala közötti hőmérséklet-különbség nagysága is. Az áramirányt megfordítva pedig a hőáramlás iránya is megfordul. A hőpumpálás sebessége nem egyenesen arányos az eszközre kapcsolt feszültséggel [13]. Egyrészt ahogy növekszik a két lapka közötti hőmérsékletkülönbség, úgy egyre több hő kezd el visszafele áramlani. Másrészt a feszültséget (és ezzel az áramerősséget) emelve növekszik az eszközön, mint ellenálláson disszipált energia is. A feszültség növelése tehát a hatásfok romlásával jár. A mérőrendszerben azonban nem számít, hogy lineáris-e a bemeneti hőmérséklet, csupán arra kell odafigyelni, hogy a hőmérsékletváltozás kellően lassú legyen ahhoz, hogy a vizsgált eszköz is követni tudja. A feszültséget ekkor hasonlóan lassan kell változtatni.

3.3 Tápegység

A Peltier elem vezérléséhez egy olyan megoldásra van szükség, hogy lehetőség nyíljon a feszültség pontos állítására 0-12 V tartományban, illetve a polaritás megváltoztatására, hiszen az eszközzel hűteni és fűteni egyaránt szeretnék. A munkám során több különböző megoldást kipróbáltam. Először PWM vezérlést alkalmaztam, majd megkíséreltem a PWM jel kisimítását egy LC szűrő közbeiktatásával. A funkciót megvalósító eszközökkel számos probléma fellépett, így amint lehetőségem nyílt rá (az egyetemeket ismét látogathatóvá tették) átálltam egy PC-ről vezérelhető DC tápegység használatára.

Az egyes meghajtások bemutatása során prezentált ábrák ugyanazon feszültség bemenetre adódó hőmérséklet – idő függvények. A bemenet egy 0-12V feszültségű háromszögjel 600 másodperc felfutási idővel, a polaritás pedig olyan, hogy a Peltier elem hűtsön.



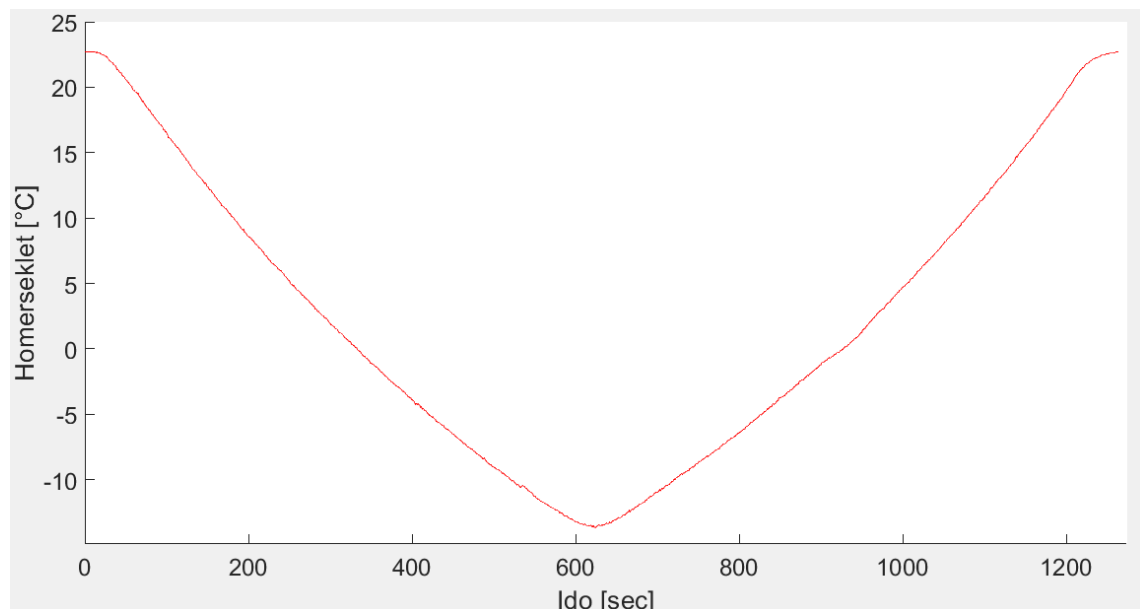
12. ábra: A bemeneti feszültség jelalakja

3.3.1 PWM meghajtás

A PWM (Pulse Width Modulation) lényege, hogy egy fix V_{cc} feszültségű tápegység és egy kapcsoló segítségével úgy tudunk előállítani tetszőleges feszültséget 0 és V_{cc} között, hogy a kapcsolót nagyon gyorsan kapcsolgatva olyan négyszögjeleket állítunk elő, amely az idő X részében V_{cc} feszültségű, $1 - X$ részében pedig zérus. Ez által a négyszögjelet „kiátlagolva” éppen $X * V_{cc}$ feszültség adódik. X -et kitöltési tényezőnek hívják.

Ennek a változatnak a megvalósítására egy L298N motorvezérlőt alkalmaztam [17]. Az eszköz lényegében egy kettős H híd egy engedélyező bemenettel. Működésének elve, hogy három bemenete közül 2 az áram irányát határozza meg, a harmadik pedig az engedélyező bemenet. Az engedélyező bemenetnek egy 10 kHz frekvenciájú négyszögjelet választottam, amelynek a kitöltési tényezőjét változtatva tudom befolyásolni a Peltier elemre jutó teljesítményt. A motorvezérlőt egy 12 V nagyságú tápegység hajtja meg, 3 vezérlő jelét pedig a mikrokontroller biztosítja.

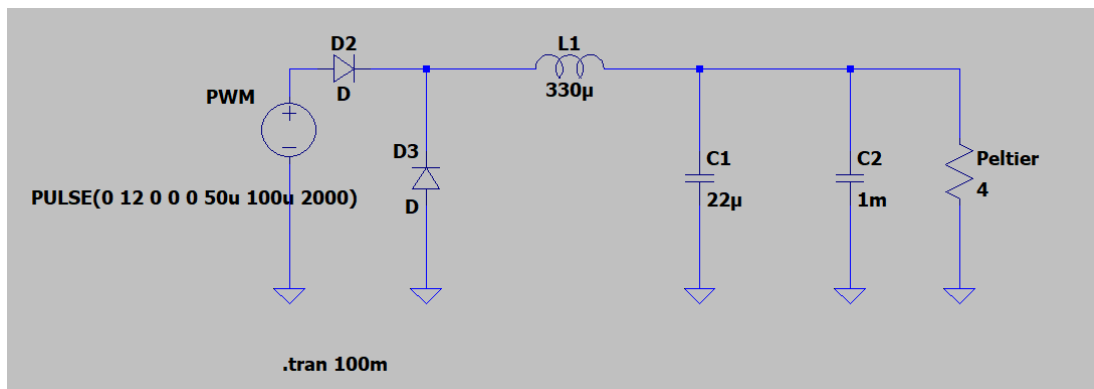
A megoldással viszont több probléma is adódott. Ezek közül a legfőbb az volt, hogy a földelő hálózat nem megfelelő volta miatt a Peltier elemen átfolyó áram erőssége egy bizonyos érték fölé nem tudott emelkedni, így a hőmérsékleti idődiagramon ez „levágta” a piramis tetejét. Ezt megoldva pedig azzal szembesültem, hogy a motorvezérlő könnyen túlmelegszik, és leáll. Ezek tették indokolttá egy stabilabb meghajtás (DC tápegység) alkalmazását. Amikor ezek a problémák nem jelentkeztek, a kimeneti hőmérséklet jelalakja a következőre adódott:



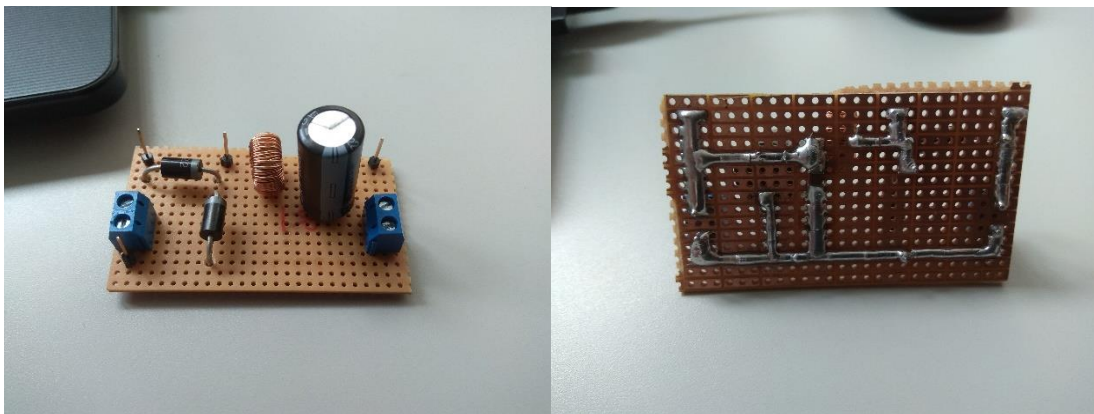
13. ábra: A hőmérséklet idődiagramja PWM bemenetnél

3.3.2 LC szűrő megvalósítása

A szűrő közbeiktatásának fő indoka az volt, hogy leellenőrizzem a Peltiernek átadott teljesítmény változását. Az elképzelés szerint az eszköz egyenárammal való meghajtása során magasabb hatásfok érhető el, mint PWM vezérlés esetén. Ennek oka az, hogy míg DC meghajtással állandó áram folyik, az eszköz állandó teljesítménnyel pumpálja a hőt az egyik oldaláról a másikra. Ezzel szemben PWM meghajtásnál, amikor 12 V feszültség esik a Peltier elemre, addig maximális teljesítménnyel dolgozik, viszont abban az időben, amikor a feszültsége zérus, a hő elkezd visszafele áramlani. Ez a hatás éppen ellene dolgozik az elérni kívánt célnak. Ezen okokból kifolyólag megvizsgáltam, hogy kiküszöbölhető-e a jelenség egy olyan LC szűrő közbeiktatásával, amely kisimítja a PWM jelet.

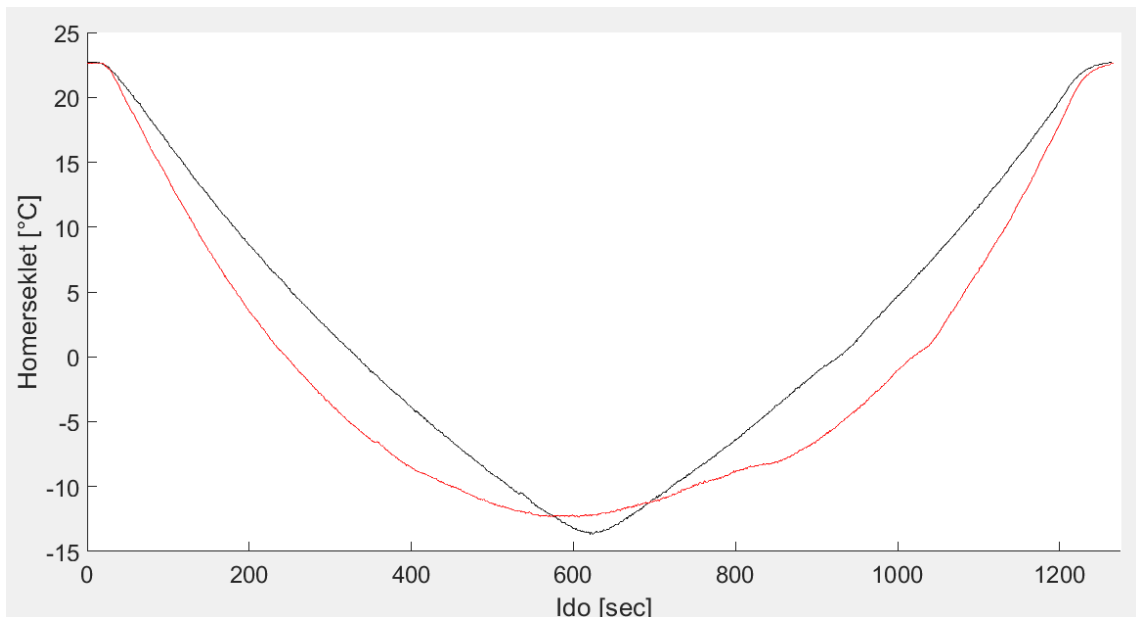


14. ábra: A szűrő tervrajza



15. ábra: Az elkészült szűrő

A szűrő alkalmazása azonban nem hozta meg a kívánt eredményeket. A hőmérséklet idődiagramját összehasonlítva az előző grafikonnal azt kapjuk, hogy az elérhető minimális hőmérséklet nem csökkent, tehát a teljesítmény egyáltalán nem javult. Ezt magyarázhatja az a tény, hogy a közbeiktatott eszközökön keletkező veszteségek nem elhanyagolhatók. A diódákon biztosan létrejön egy statikus feszültségesés, az induktivitás ellenállása pedig nem elhanyagolható. Emiatt a kimeneti feszültség mindig alacsonyabb, mint a bemeneti PWM jel átlaga.



16. ábra: A hőmérséklet idődiagramja LC szűrővel (piros)

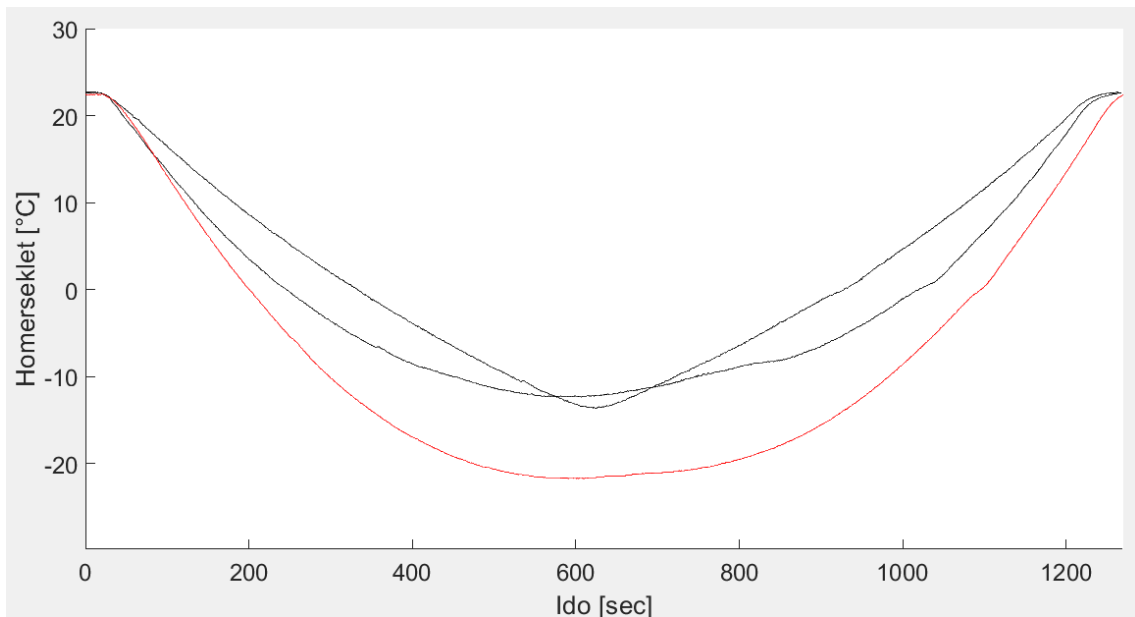
Az ábrán pirossal jelöltem az LC szűrővel végzett mérés eredményét, feketével pedig a PWM mérésnél előzőleg feltüntetett grafikont összehasonlítás gyanánt. Érdeemes továbbá megfigyelni az ábrán azt, hogy a szűrő alkalmazásával megváltozott a kimeneti jel alakja. A bemenet mindkét esetben egy 0-12V tartományú háromszögjel (12. ábra). PWM esetén a kimenet is egy háromszögjelre hasonlít, azaz az összefüggés hozzávetőlegesen egyenes arányosság. Ennek magyarázata az, hogy 12V feszültségen a Peltier elem egy fix hőpumpálási teljesítményt képes produkálni, a kitöltési tényezővel pedig egyenes arányosságban áll ez a teljesítmény. LC szűrő esetén azonban az eszköz már egyenfeszültséget kap, és a Peltier elem hatásfoka – a fentebb taglaltak miatt – a feszültség növekedésével romlik.

3.3.3 DC tápegység

A fenti problémákra végső megoldást egy TENMA 72-2710 típusú, PC-ről vezérelhető DC tápegység alkalmazása jelentette [14]. Annak, hogy miért nem rögtön ezt az opciót alkalmaztam, egyszerű indoklása az, hogy a távoktatásra való átállás miatt nem volt lehetőségem az egyetemi műszerek használatára.

Az eszköz USB porton kapcsolódik a számítógéphez, onnan soros porton vezérelhető. A feszültség lekérdezésére el kell küldeni neki a „*VOUTI?*” parancsot. A feszültség állítására pedig a „*VSET1:<X>*” parancs elküldése szükséges, ahol X egy 2 tizedesjegy pontosságú decimális szám (pl. *VSET1:10.50*).

A tápegység maximum 30 V feszültséget és 5 A áramot képes kiadni magából. Ezen értékek megfelelnek a vizsgálataimhoz, hiszen maximum 12 V feszültséget kapcsolok a Peltier elemre, és ekkor az áramerősség nem haladja meg az 5 A maximumot.



17. ábra: A hőmérséklet idődiagramja DC tápegységgel (piros)

Az ábrán pirossal látható a DC tápegységes mérés eredménye, feketével pedig az előző két mérésé (PWM és LC). Az eredményeket összehasonlítva az előzőkkel az látható, hogy az elért minimális hőmérséklet több mint 5 °C fokkal alacsonyabb. Ez azt jelenti, hogy a hatásfok érzékelhetően javul ezt a módszert alkalmazva. Az ábrán továbbá az is látszik, hogy a jel alakja az LC szűrő ábrához hasonlít, hiszen itt is egyenáramú vezérlést kap a Peltier elem.

A tápegység egyetlen hátránya, hogy nem lehet megfordítani az áramirányt. Ez a probléma indokoltá teszi egy relé alkalmazását.

3.4 Relé

Mivel a DC tápegység nem képes a kiadott feszültség polaritását megfordítani, erre a célra relét használok [16]. Az alkalmazott modulon (37. ábra) csak az első 2 relét használom fel erre a célra (IN1, IN2 bemenetek), a harmadik, illetve negyedik relé (IN3, IN4) nincs bekötve. Az eszköz a bemeneti jeleket optocsatolóval választja el a kimenettől.

Az eszköz bemeneti jeleit a mikrokontroller biztosítja. A föld- és tápcsatlakozáson kívül 2 db GPIO láb kell a két relé állásának meghatározásához (IN1, IN2). Ezek állása (az áramiránytól függően) mindig 0 – 1 vagy 1 – 0 lehet. A relé kimenetein (J1, J2) a Peltier elem két végpontját lehet a tápegység V_{cc} és GND pontja között kapcsolgatni az IN1 és IN2 jelek segítségével. A bemenetek 1 – 1 vagy 0 – 0 állása esetén a Peltier elem két lábát rövidre zárjuk, így a rajta eső feszültség zérus. A mikrokontroller a PC-től soros porton kap parancsokat arra vonatkozóan, hogy melyik helyzetbe állítsa a két relét.

3.5 Frekvenciamérő műszer

Az oszcillátor frekvenciájának mérésére az egyetemi (Hameg HM8122) frekvenciamérő műszert használok. Az eszköz sajátossága, hogy egy mikrokontroller van a kijelző digitális vezérlő vezetékeire csatlakoztatva, amely mintavételezi azokat, és USB porton keresztül elküldi az adatokat a számítógépnek. Az adatküldés gyakorisága 2.25 Hz.

Egy ilyen adatsor 26 db ASCII karaktert tartalmaz. Ezek formátuma a következő:

M	:	TP	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	?	S9	S10	S11	S12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
---	---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	---	----	-----	-----	-----	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

4. ábra: A fogadott adat karakterszekvenciája

- M: mód (frekvenciamérés esetén M = 3)
- Kettőspont
- TP: tizedespont helyét jelző karakter
- S1-S12: screen digitek
- ?: nem használt digit
- Az adatsor végén 10 db 0 áll

0000	0	1000	8
0001	1	1001	9
0010	2	1010	A
0011	3	1011	I
0100	4	1100	11
0101	5	1101	U
0110	6	1110	DASH -
0111	7	1111	BLANK

5. ábra: Kijelző bitek szegmens kódjai [15]

Amennyiben a kijelző egyik digitje nem világít, azt az adatsorban 'F' karakter jelzi. A '-' jel ekvivalense az 'E' karakter. Az S11, S12 karakterek a kitevő digitjeit tárolják (pl. E6 = - 6). A 26 karakteres ASCII adatsorból kinyerhető a műszer által mért frekvencia.

3.5.1 A műszer pontossága

A karakterisztika elkészítéséhez kulcsfontosságú, hogy a vizsgált oszcillátorokat pontos műszerekkel mérjük. Az eszköz pontosságának ellenőrzéséhez a tanszéken méréseket végeztek. Lemérték egy nagyon pontos mesteróra (Meinberg M600 OCXO) frekvenciáját. A mérések alapján kiderült, hogy az eszköznek nem nulla, állandó értékű offszetje van (nagyságrendileg 30 Hz, ami kis mértékben minden bekapcsolás után változik), viszont a kijelzőn hosszú időn keresztül nem változott a mérés eredménye. Ezek alapján tehát a frekvencia driftje a mérési pontosság alatti. Az offszet hiba pedig nem jelent problémát, hiszen azt az óraszinkronizáció teljes mértékben képes kikompenzálni. A mérőrendszer elsődleges feladata a frekvencia **eltéréseinek** vizsgálata.

3.6 Adatok fogadása

Az egyes mérőműszerek a számítógéphez csatlakoznak. A PC feladata az ezekkel való kommunikáció megvalósítása. Erre a célra készítettem egy Linux programot, mely képes az egyes portokat kezelni a Linux rendszerhívásait felhasználva.

3.6.1 A programtól elvárt követelmények

A számítógépnek párhuzamosan kell kezelnie 3 soros portot:

- Másodpercenként fogadnia kell a hőmérséklet adatokat az STK3700 mikrokontrollertől
- Szükség esetén ki kell küldenie a mikrokontrollernek a relé vezérléséhez szükséges parancsokat
- 2.25 Hz frekvenciával fogadja a frekvenciamérő adatait
- Valamilyen gyakorisággal ki kell küldenie a feszültség lekérdezéséhez szükséges parancsot a DC generátornak, majd fogadni a választ
- Valamilyen gyakorisággal ki kell küldenie a feszültség beállításához szükséges parancsot a DC generátornak, majd leellenőrizni, hogy megérkezett-e az üzenet
- A fogadott adatokat időbélyeggel ellátva 3 külön fájlba kell elmentenie
 - *output_1.dat*: hőmérsékletmérés eredménye
 - *output_2.dat*: frekvenciamérés eredménye
 - *output_3.dat*: feszültségmérés eredménye

Az egyes portok aszinkron módon, egymástól függetlenül üzemelnek. Ezek megfelelő kezelésére a program a Select file descriptort alkalmazza.

A cél az, hogy az egyes műszerekből jövő adatok külön-külön fájlba kerüljenek időbélyeggel ellátva. A frekvenciamérőből érkező adatsort fel kell dolgozni, és decimális formában elmenteni. A programot el kell látni túlmelegedés elleni védelemmel, azaz ha egy bizonyos hőmérséklet fölé emelkedik a mérőrendszer, akkor a tápegységet le kell állítani.

Az egyes csatornákat meg kell nyitni az inicializáció során. Ehhez szükség van az egyes csatornák nevére (pl. /dev/ttyACM0) és sebességére (pl. B115200). Ezeket az adatokat indulás után egy konfigurációs fájlból olvassa be a program. Amennyiben a konfigurációs fájl nem létezik, vagy nem sikerül megnyitni a benne megadott összes csatornát, a program kilép.

3.6.2 Csatornák szimultán figyelése Select segítségével

A select egy rendszerhívás és API, amely a be- és kimeneti file descriptorok állapotát felügyeli. A program egy végtelen while ciklusban üzemel, a select érzékeli, ha valamelyik csatornán karakter érkezett. Annak függvényében, hogy a karakter az első, második vagy harmadik csatornáról jött, úgy bekerül egy megfelelő karaktertömbbe. A karaktertömbök kezelése csatornánként különböző.

Az első csatorna a hőmérsékletmérő mikrokontroller soros portja. Az eszköz másodpercenként elküldi a 2 db PT1000 által mért hőmérsékletet vesszővel elválasztva, az üzenet végén sortöréssel. Ha az utoljára fogadott karakter sortörés volt, a program kimentti egy fájlba a két hőmérsékleti adatot időbélyeggel ellátva, majd törli az első csatornához tartozó karaktertömböt. A törlés előtt ellenőrzésre kerül, hogy a mért értékek nem haladják-e meg a megengedett maximumot. Amennyiben igen, egy jelzőbit segítségével a program kilép, és a DC tápegység leállításra kerül.

A második csatorna a frekvenciamérő műszeré. Az innen jövő adatok szintén sortöréssel végződnek (oda kell figyelni a Windows és Linux sortörései közötti különbségre). Amennyiben az utolsó karakter sortörés volt, a program meghívja a karaktersorra az átalakító függvényt, amely az adatsor szintaktikáját figyelembe véve elvégzi a *double* típusúvá történő átalakítást. Amennyiben az adatsor hibás (pl. túl rövid vagy a műszer rossz módban van), a függvény nullával tér vissza. A frekvencia értékét időbélyeggel együtt fájlba menti a program (ez nem azonos a hőmérsékletmérő kimeneti fájljával).

A harmadik csatornáról érkezik a DC tápegység összes üzenete. A műszer felől csak a feszültség értéke érkezik, és az is csak a lekérdező parancs helyes küldése után. Az eszköz azonban nem küld sortörést, viszont mindig pontosan 5 karakterből áll az adatsor (0 V esetén pl. 00.00). Itt tehát a karakterek számát kell figyelni fájlba mentés előtt. A továbbiak hasonlóan zajlanak, mint a fenti két csatornánál: az eredményt időbélyeggel ellátva egy harmadik fájlba menti a program.

3.6.3 Időkezelés

A programnak több okból is tudnia kell a pontos időt kezelni. Egyrészt az adatok fájlba mentése időbélyeggel történik a későbbi ábrázolás végett, másrészt pedig a DC tápegységnek meghatározott időközönként kell parancsokat küldeni. A tényleges alkalmazásban a feszültség lekérdezése másodpercenként (a kiküldött parancs: *VOUTI?*), a feszültség állítása pedig ennél ritkábban (általában 5, 10, illetve 30 másodpercenként) történik (pl. *VSETI:10.50*).

Ezen feladatok ellátására a *clock_gettime()* függvény tökéletesen alkalmas. A függvény megadja az 1970. január 1. óta eltelt időt. Visszatérési értéke egy *timespec* típusú struktúra, mely külön tárolja a másodperceket és a nanoszekundumokat. Az

időmérés pontosságának elvi határa tehát 10^{-9} sec (a rendszerhívás által visszaadott értéknek ez a felbontása), viszont a lekérdezés ennél pontatlanabb. Az adatstruktúra ugyan nanoszekundum felbontású, de az inkrementálás egysége ennél nagyobb. Mindemellett az adatküldés és feldolgozás ideje sem nulla. A mérésekhez azonban bőven elég a milliszekundum pontosság is, hiszen a termikus folyamatok időállandója több másodperc.

Az időbélyeg elmentéséhez a program egyszerűen lekéri a függvény segítségével a pontos időt közvetlenül az adatsor érkezése után.

3.6.4 DC tápegység állítása

A generátor időzítése (mind a feszültség állítása, mind a lekérdezése) úgy történik, hogy az idő folyamatos lekérdezése mellett figyeli a program, hogy eltelt-e már az előre meghatározott idő az utolsó parancs kiküldése óta.

Amennyiben a feltétel teljesül, úgy ez engedélyezi a parancs kiküldését. A feszültség beállítása egy tömbből történik (*dc_tomb*), mely az inicializáció során kerül feltöltésre egy külső fájlból. Ebben adható meg numerikusan, hogy a generátor milyen jelalakot állítson elő. A kiküldendő parancsot a program egy stringben állítja össze, majd ez kerül kiküldésre a DC tápegység file descriptorához.

3.6.5 Relé állítása

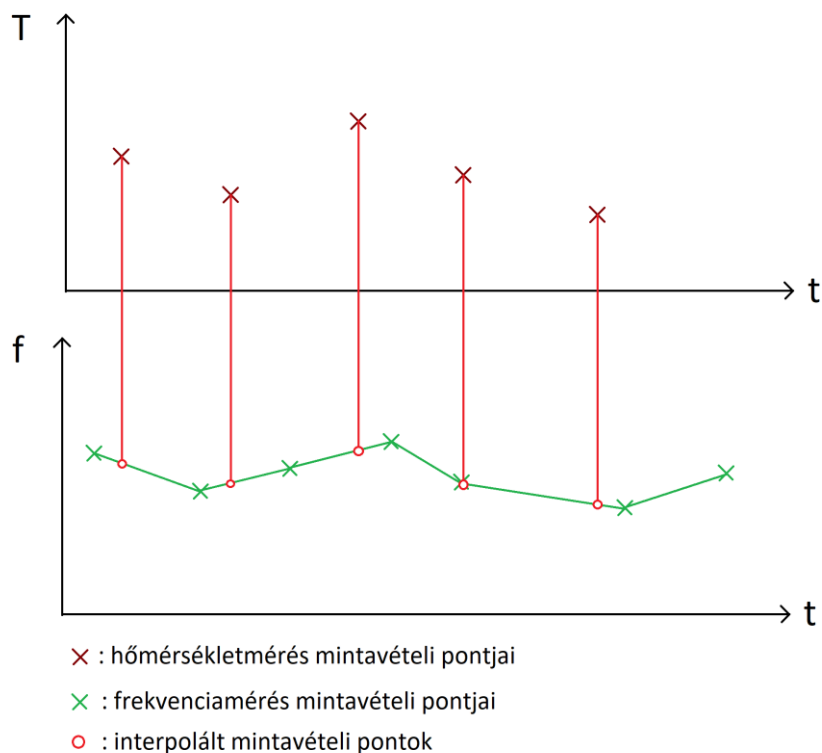
A program a polaritást 2 paranccsal tudja megváltoztatni. Melegítés esetén a „HEAT”, hűtés esetén pedig a „COOL” parancs kerül kiküldésre a mikrokontroller csatornájára. Induláskor a „HEAT” parancs az alapértelmezett üzenet. Ezen parancsok időzítése a feszültség jelalakjától függően intuitív módon történik. Háromszögjel esetén pl. akkor történik polaritás váltás, ha a *dc_tomb* aktuális eleme nulla. Négyzögjel esetén pedig a *dc_tomb* indexének léptetésekor mindig megtörténik a megfelelő parancs kiküldése.

3.7 Adatok előfeldolgozása

A céloom az, hogy felvegyem az oszcillátor frekvencia – hőmérséklet grafikonját. A probléma viszont az, hogy a frekvenciát és a hőmérsékletet külön műszerrel mérem. Ezen műszerek egymástól függetlenül működnek, különböző időpontokban mérnek, és különbözik a mintavételi frekvenciájuk is.

Adott tehát két adatfájl, az egyikben a frekvencia a pontos idővel, a másikban pedig a 2 hőmérséklet, szintén a pontos idővel. Ebből úgy kapható frekvencia – hőmérséklet grafikon, hogy minden hőmérsékletmérés időpontjára leképezzük abba az időpontba a frekvenciát lineáris interpolációval. Ugyanezt kell elvégezni a feszültség adatokra is. Ezen feladatok megvalósítására írtam egy adatrendező programot C nyelven, mely a 3 kimeneti fájlból készít 1 fájlt, mely a következő formátumban tárolja az adatsorokat:

<hőm. mérés ideje>, <hőm. 1>, <hőm. 2>, <frekvencia>, <feszültség>



18. ábra: A lineáris interpoláció működési elve

3.7.1 Adatrendező program működése

A program 3 bemenete a fentebb ismertetett output_1.dat, output_2.dat, és output_3.dat. Feladata a függetlenül érkező adatok összeszinkronizálása. A 3 bemeneti adatsorból egyetlen kimeneti fájlt készít.

A program működése a következő lépésekből áll:

- Beolvassa a bemeneti adatsorokat, és tömbökben eltárolja azokat
- Elvégzi a frekvencia adatsorának előfeldolgozását
- A hőmérsékleti adatsort megfelelő hosszúságúra vágja
- Elvégzi az interpolációt a feszültségre és a frekvenciára is, hőmérséklet mintavételi időpontjaihoz igazítva
- Interpoláció közben folyamatosan kiírja az eredményeket a kimeneti fájlba

3.7.1.1 Frekvencia előfeldolgozása

Mivel az adatgyűjtő program nem megfelelő üzenet esetén nullával tér vissza, az adatsor hibás elemeket is tartalmaz. Amennyiben az adatrendező program az elvárt értéktől lényegesen különbözőt talál, annak helyére az előző értéket írja be.

Amennyiben a legelső elem hibás, annak helyére egy előre megadott (becsült átlag) érték kerül be. Ez által a grafikonon nem lesznek kiugró tüskék.

3.7.1.2 Hőmérséklet vágása

Azt szeretném elérni, hogy egy adott t időpontban érkező hőmérsékleti adathoz a program számolja ki az abban az időpontban lévő frekvenciát. Lineáris interpoláció esetén ennek az a feltétele, hogy a t időpont előtt és után is legyen frekvencia adat. Emiatt az adatsorból el kell hagyni azokat a hőmérsékleti adatokat, melyek hamarabb érkeztek a legelső frekvenciaadatnál vagy feszültségadatnál. Hasonló megfontolásból azokat is el kell hagyni, melyek később érkeztek, mint a legutolsó frekvencia vagy feszültség.

3.7.1.3 Interpoláció elvégzése

A program végighalad a hőmérsékleti adatokon, és egyesével mindegyikhez megkeresi a közvetlenül előtte és a közvetlenül utána beérkező frekvenciát. Az időkülönbségekből egyszerű arányszámítással megbecsüli a kérdéses időpontban a frekvencia értékét. A becslés annál pontosabb, minél nagyobb az adatsűrűség.

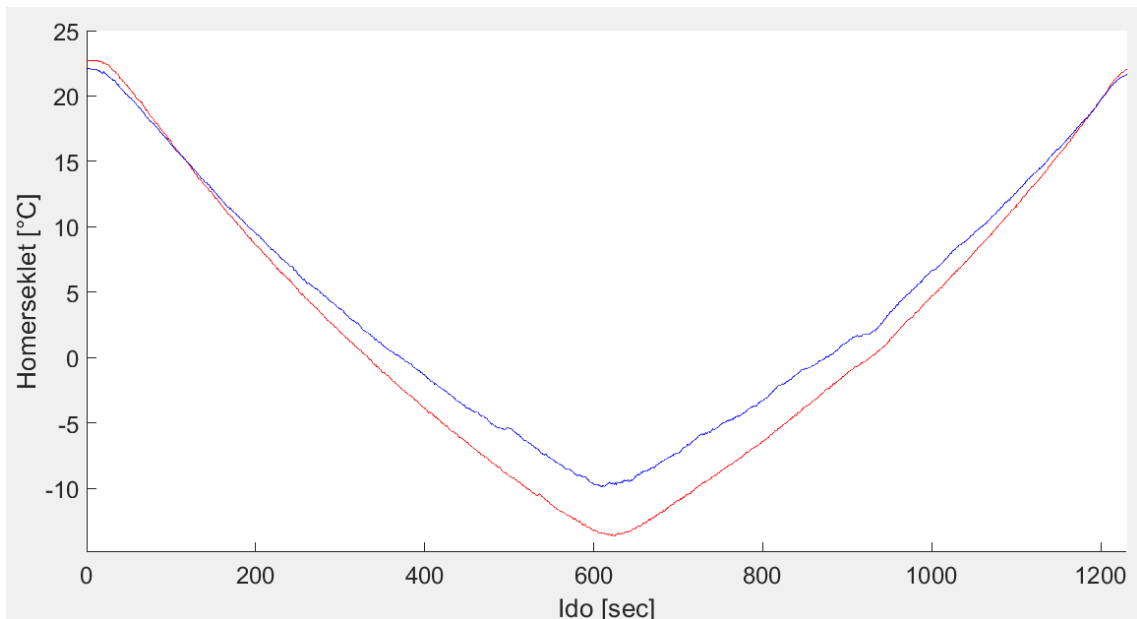
3.8 Termodinamikai megfontolások

A mérések során arra törekszem, hogy minél nagyobb hőmérséklettartományban tudjam vizsgálni az oszcillátor működését. A Peltier elem állandó feszültség hatására azonban nem állandó hőmérsékletet állít elő, hanem (megközelítőleg) fix hőmérsékletkülönbséget a két oldala között. Ezért tehát igyekszem az alsó oldalt állandó hőmérsékleten tartani (ez lesz a referenciapont), a felsőt pedig minél jobban elszigetelni a környezettől, ezzel csökkentve a hő eláramlását.

Az alsó oldalt ezért egy hűtőbordához rögzítettem, közéjük hővezető pasztát kentem. A hűtőborda egy edény vízben helyezkedik el. A víz magas fajhője miatt nehezen változtatja hőmérsékletét, és megfelelően magas a hővezetési tényezője a hűtőborda közel állandó hőmérsékleten tartásához. Hosszú mérések során azonban a víz hőmérséklete is megemelkedhet, hiszen van, hogy a Peltier elem 30-40 Watt teljesítménnyel üzemel. Amennyiben a víz felmelegszik, úgy felfele eltolódik a referenciapont hőmérséklete. Ez leginkább hűtés során okoz problémát, hiszen a Peltier elem ehhez a hőmérsékletéhez képest hűt. Ezen okból kifolyólag érdemes minél nagyobb víztömeget használni. A mérőrendszeremben egy 6 literes edényt alkalmazok. Ez elégnek bizonyult a feladat ellátására.

3.8.1 Szigetelés szerepének vizsgálata

A felső oldal szigetelésére hungarocellt alkalmazok. A hungarocell gátolja a hőáramlást, így mind hűtés, mind fűtés esetén szélesebb tartományban tudom vizsgálni az oszcillátor viselkedését. Ezt az elképzelést mérésekkel támasztottam alá. Két mérést végeztem: egyet a hungarocellel, egyet pedig nélküle. A többi paramétert változatlanul hagytam.

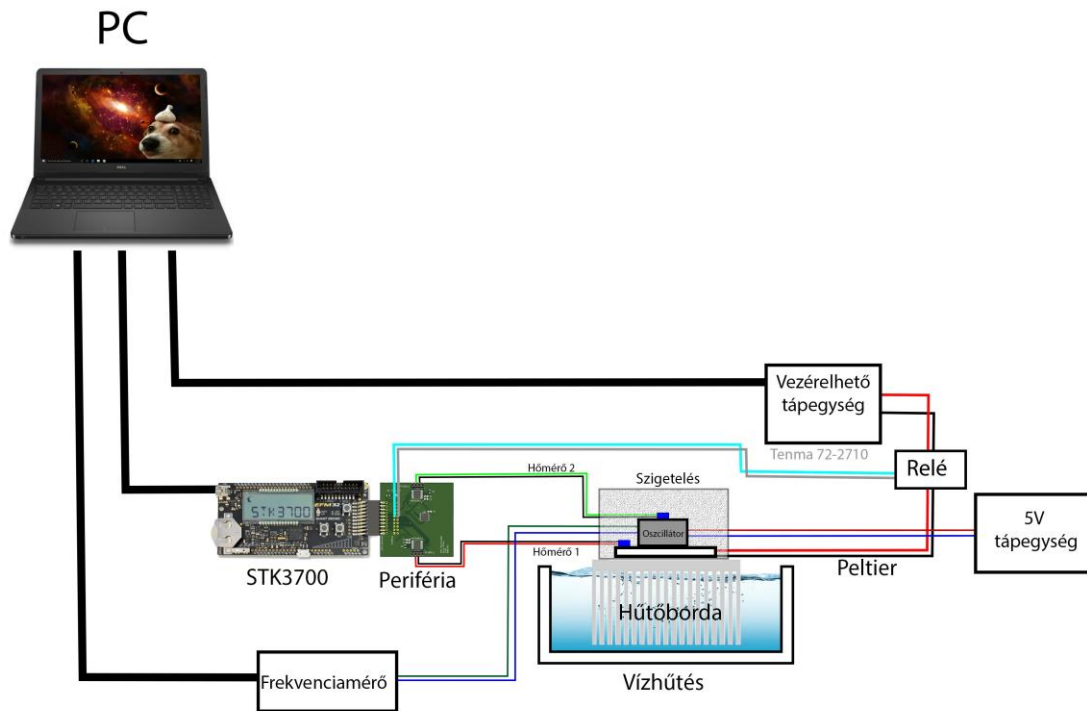


19. ábra: Szigetelés hatásának vizsgálata

Az ábrán kézzel jelöltem azt a mérést, amikor nem alkalmaztam szigetelést, pirossal pedig azt, amikor igen. Látható, hogy a hungarocell alkalmazásával közel 5 fokkal alacsonyabb hőmérsékletre sikerült lehűteni a felületet. Ezen felül érzékelhetően zajosabb a kék görbe, hiszen ekkor a rendszer jobban ki van téve a környezeti változásoknak.

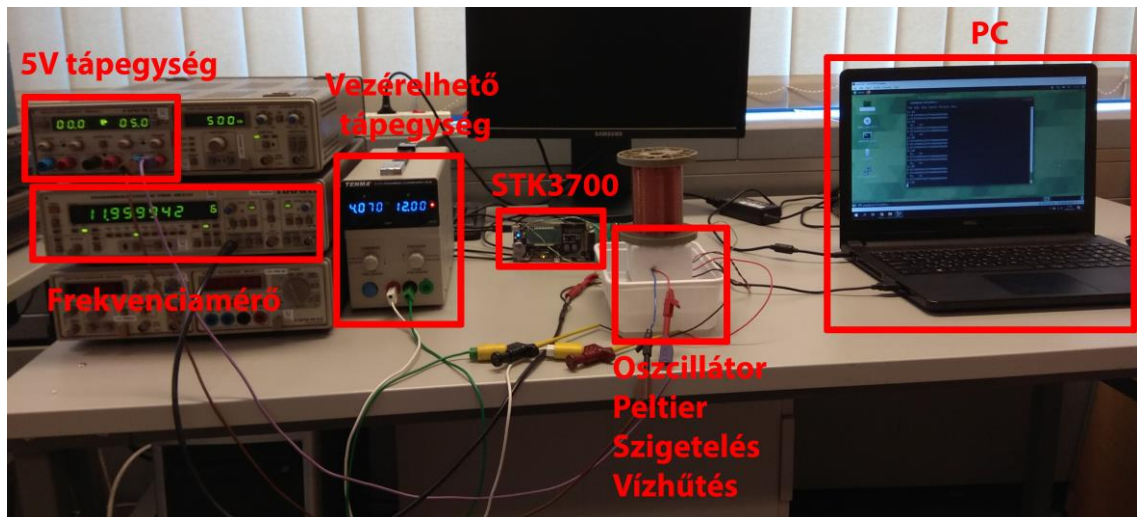
3.9 Az összeállított mérőrendszer

Az egyes eszközök vezérlését a számítógép végzi. Összesen 3 soros portot felhasználva kapcsolódik a DC tápegységhez, a mikrokontrollerhez, illetve a frekvenciamérő műszerhez. A frekvenciamérővel csak egyirányú kommunikáció zajlik, az eszköz automatikusan küldi a mért adatokat. A mikrokontroller szintén automatikusan küldi a hőmérsékletet, viszont a relé állításához a PC is küld neki parancsokat, így ezen a csatornán kétirányú kommunikáció folyik. A DC tápegységgel szintén kétirányú a kommunikáció, hiszen a feszültség állításához és lekérdezéséhez is ki kell küldeni az eszköznek a megfelelő parancsot.



20. ábra: A mérőrendszer blokkvázlata

A tápegység kimenete és a Peltier elem közé a relé ékelődik be, melynek szerepe a polaritás megváltoztatása. Az eszköz a mikrokontrollertől kapja az ehhez szükséges vezérlő jeleket. A Peltier elem termikusan egy hűtőbordához van csatolva, közéjük hővezető pasztát kentem. Ez által az alsó oldalon keletkező felesleges hő könnyen tud a hűtőborda felé távozni. A referenciapont hőmérséklete tehát közel állandónak tekinthető. A Peltier felső, változó hőmérsékletű oldalára helyeztem el a vizsgált oszcillátort. Itt szintén hővezető pasztát alkalmaztam a termikus csatolás végett. Az oszcillátor egy állandó feszültségű tápforrásra van kötve, frekvencia kimenete pedig a mérőműszerrel van összekapcsolva. A rendszerben 2 db PT1000 ellenállás-hőmérőt alkalmazok. Egyiket a Peltier elem változó hőmérsékletű oldalára erősítettem, másikkal pedig az oszcillátor Peltiertől távolabbi oldalának hőmérsékletét mérem. Lassú változások során a két hőmérő közel azonos hőmérsékletet kell, hogy mérjen, gyors bemeneti változásoknál viszont a második hőmérő lemarad az elsőtől. A lemaradás mértéke a vizsgált oszcillátor termikus tulajdonságaitól függ. Az oszcillátor és a hőmérők hungarocell szigeteléssel vannak beborítva, így jobban elkülönülnek a környezeti hatásoktól.



21. ábra: A mérőrendszeréről készült fénykép

A fényképen még egy kisebb térfogatú vizes edény szerepel, azonban a mérési tapasztalatok alapján ezt lecseréltem egy 6 literes edényre a referenciapont állandó értékén tartása végett.

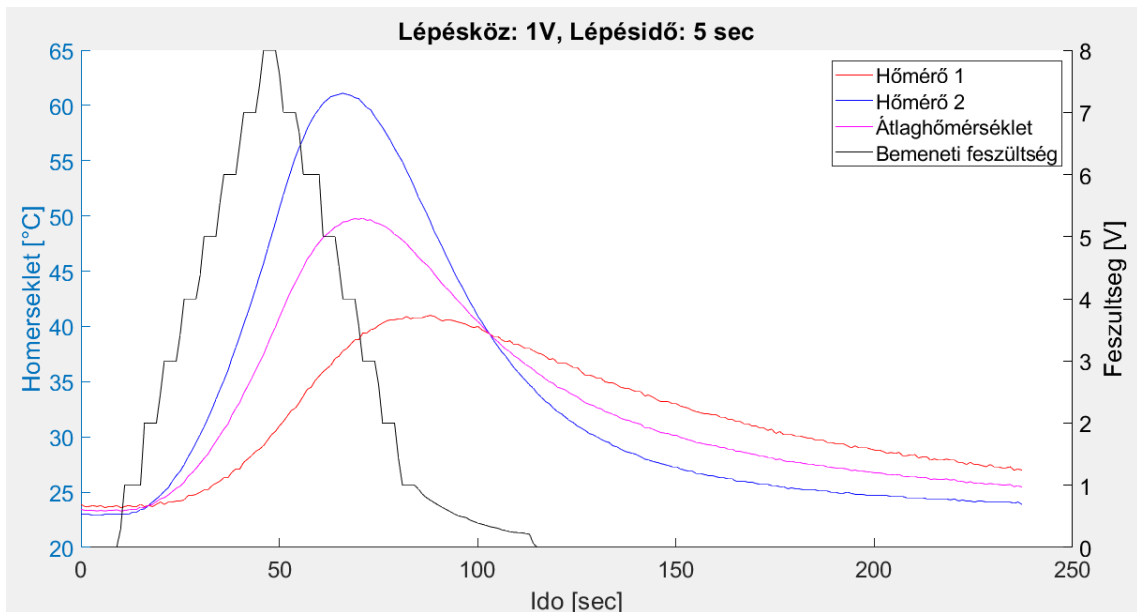
4 Mérési eredmények feldolgozása

A mérések során két különböző oszcillátor tulajdonságait vizsgáltam meg. Elsőként egy IQXO – 350C típusú, 12 MHz frekvenciájú kompenzálatlan oszcillátorral, majd pedig egy Rakon RTX5032A típusú 50 MHz frekvenciájú TCXO oszcillátorral végeztem méréseket. Az eszközöknek felvettem az $f - T$ (frekvencia – hőmérséklet) grafikonját, majd a kompenzálatlan oszcillátorra modellt illesztettem a Hammerstein-Wiener modell alapján.

4.1 A karakterisztika felvételéhez szükséges mérés feltételei

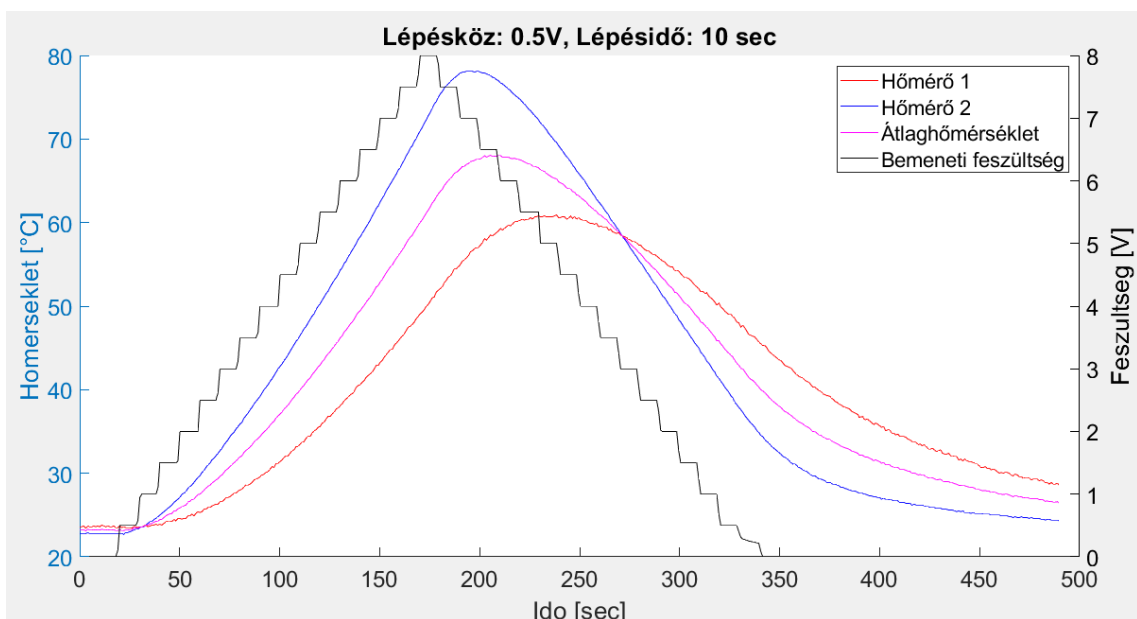
Ahhoz, hogy fel tudjuk rajzolni az oszcillátor $f - T$ karakterisztikáját, a hőmérsékletmérés pontosságát maximalizálni kell. Az elrendezésben két hőmérővel végeztem méréseket. Egyikkel a Peltier elem felületét, másikkal az oszcillátor Peltier elemtől távolabb eső oldalát mértem. Az oszcillátor távolabbi oldalának hőmérséklete általában lemarad a Peltier elem felületének hőmérsékletétől. A rezgőkvarc az eszköz belsejében található. Pontos hőmérséklete ismeretlen, csupán azt tudjuk, hogy a két mért hőmérséklet által meghatározott tartományon belül vesz fel értéket. Ha a két hőmérő nagyon különböző értéket mér, akkor a pontatlanság (és ezzel a hiba lehetősége) növekszik. A cél tehát az, hogy a két hőmérővel közel azonos értékeket mérjünk. Ehhez olyan mérésre van szükség, ahol a feszültség változása elég lassú ahhoz, hogy az oszcillátoron a hő át tudjon terjedni a másik oldalra. Lassú mérések során fellép az a probléma, hogy a hűtőfolyadék (és ezzel a referenciapont) felmelegszik, így érdemes nagy víztömeget használni ennek elkerülésére. A szigetelésnek is fontos szerepe van a mérés pontosságának növelésére, hiszen a hungarocell megóvja a rendszert a környező levegő áramlataitól, ami a mérési eredményben zajként jelenne meg.

Munkám során megvizsgáltam, hogy milyen bemeneti feszültség adja a legpontosabb kimeneti hőmérsékletet. Olyan bemenetet kerestem, amely hatására a két hőmérő által mért érték lehetőleg kevésbé térjen el úgy, hogy a mérés időtartama se nyúljon túl hosszúvá. Bemeneti feszültségként egy 0-8V tartományú háromszögjelet használtam, melynek felfutási idejét változtattam (a polaritás olyan, hogy a Peltier elem melegítse az oszcillátort). A DC tápegység csak kvantált értékeket tud felvenni, így lépcsős jellel közelítettem meg a jelalakot. A felfutási idő változtatható a lépcsős jel lépésközének és a lépések között eltelt idő állításával. Számos mérést végeztem e két tényezőt változtatva. A lépésköz 0.1 V, 0.2 V, 0.5 V, és 1 V, a lépések között eltelt idő 5 sec, 10 sec, illetve 30 sec között változott. Ezen két dimenzió szerint mátrixos alakban felvettem az összes lehetséges mérést. Hely hiányában azonban ezek közül csak a leglényegesebbeket mutatom be. A többi grafikon a függelékben található (39. és 40. ábra).

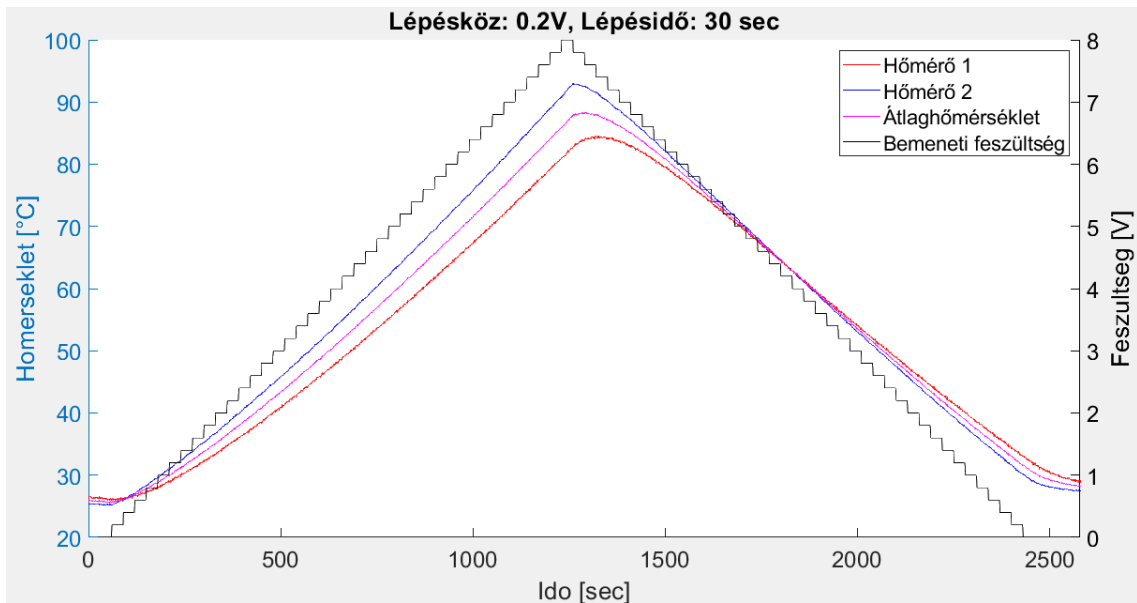


22. ábra: 1 V lépésköz, 5 másodperc lépésidő

A 22. ábrán a bemeneti feszültség lefutása a vizsgáltak között a leggyorsabb. Látható, hogy a feszültség a lefutás végén nem tudja azonnal felvenni a 0 V értéket. Ennek oka az, hogy a Peltier elem hőmérsékletkülönbség esetén generátorként működik. Az is látható, hogy a bemenet lépcsőzetessége nem jelentkezik a kimeneti hőmérsékleten. Piros színnel tüntettem fel az oszcillátor távolabbi oldalának hőmérsékletét. Gyors változás esetén ez nagyon lemarad a Peltier felszínétől (több, mint 20 °C). A 23. ábrán a feszültségjel már lassabban változik, így a piros görbe is kevésbé marad le a kékhez képest, de a különbség továbbra is jelentős. Szembetűnő az is, hogy a maximális hőmérséklet magasabb. Ennek oka, hogy a rendszernek leadott teljesítmény a feszültséggörbe alatti területtel arányos.

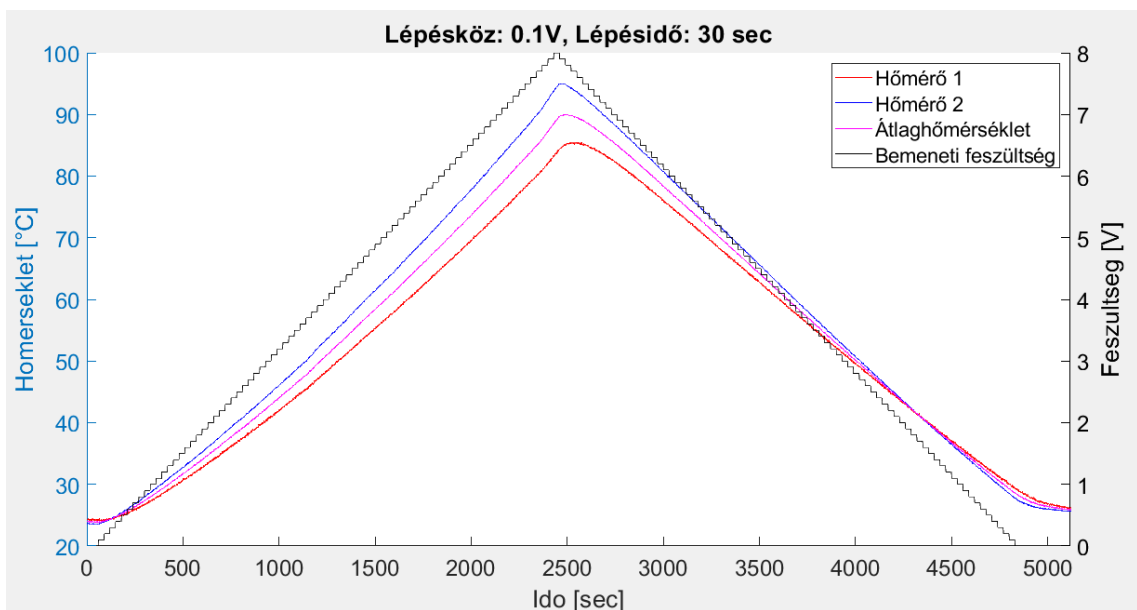


23. ábra: 0.5 V lépésköz, 10 másodperc lépésidő



24. ábra: 0.2 V lépésköz, 30 másodperc lépésidő

A 24. és 25. ábrákon még lassabb a bemeneti háromszögjel. Ennek eredményeképp a piros és kék görbe közötti különbség egyre csökken, illetve a maximális hőmérséklet is tovább növekszik. Azonban az is látható, hogy a lépésközt felére csökkentve (0.2 V-ról 0.1 V-ra) már nem tapasztalható akkora különbség, mint a 22. és 23. vagy a 23. és 24. ábrák között. Ezek szerint nem érdemes sokkal tovább csökkenteni a bemeneti jel sebességét.



25. ábra: 0.1 V lépésköz, 30 másodperc lépésidő

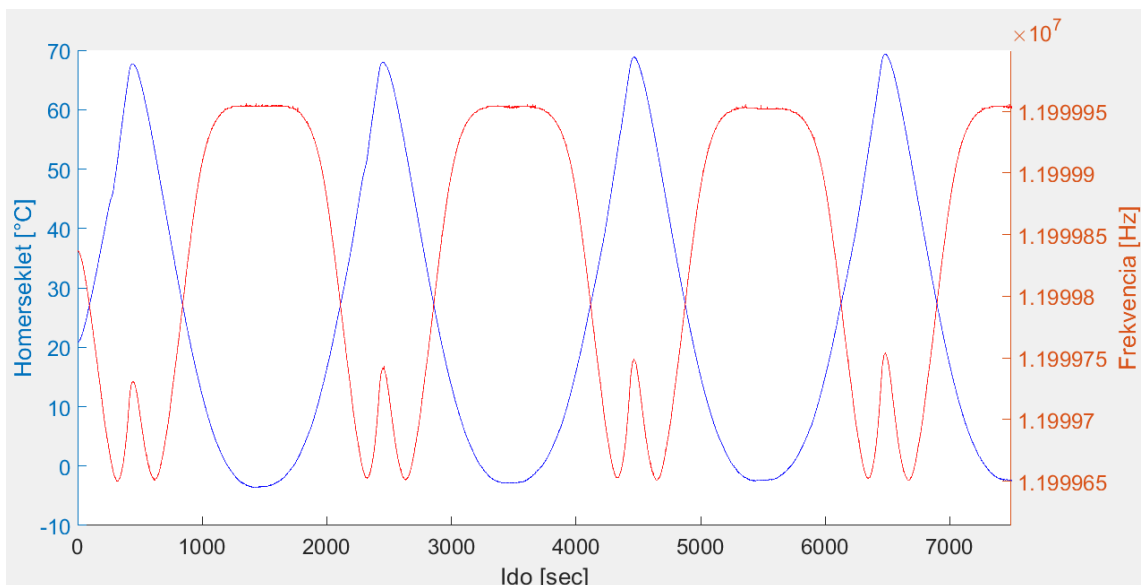
4.1.1 Hiszterézis elemzése

A mérések során előfordulhat, hogy találkozunk olyan $f - T$ grafikonnal, ahol a felfele és lefele haladó görbék nem azonos vonalon haladnak, hanem hiszterézist írnak le. Ez a modellillesztés során problémát okoz, ezért igyekszünk elkerülni ezt az esetet. Szerencsére rendelkezésünkre állnak olyan tudományos cikkek, melyek a hiszterézis kialakulásának okaival, illetve annak elkerülésével foglalkoznak [7] [8]. A dokumentumok alapján a jelenség kialakulásának legfőbb oka az, hogy a mért eszköz hőmérséklete – termodinamikai tehetetlensége révén – lemarad a hőt közlő test hőmérsékletétől. Ez a hatás azonban kiküszöbölhető, ha hagyunk elég időt a rendszernek ahhoz, hogy állandósuljon a hőmérséklet. A megoldást az jelenti, ha minél lassabb felfutású bemeneti feszültséget adunk a Peltier elemnek, így a hőmérsékletváltozás is lassú lesz.

4.2 Frekvencia – hőmérséklet diagram

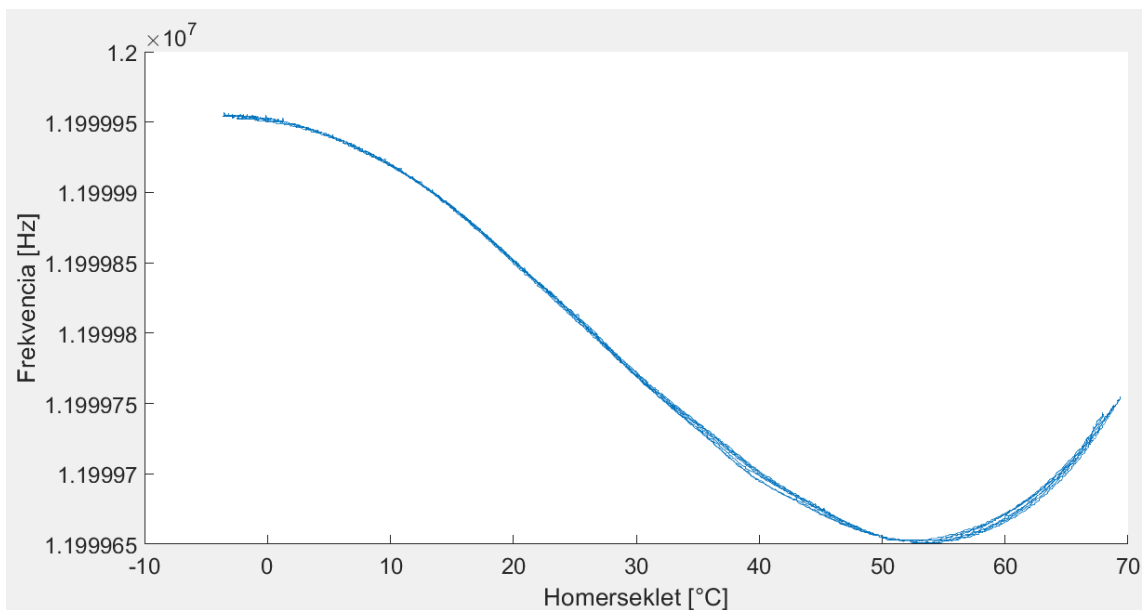
4.2.1 Kompenzálatlan oszcillátor

A frekvencia – idő, és hőmérséklet – idő adatsorok feldolgozásával megkapható a frekvencia – hőmérséklet diagram. Az alábbi grafikonon látható a két hőmérő átlaghőmérsékletének és a frekvenciának az időbeli alakulása.



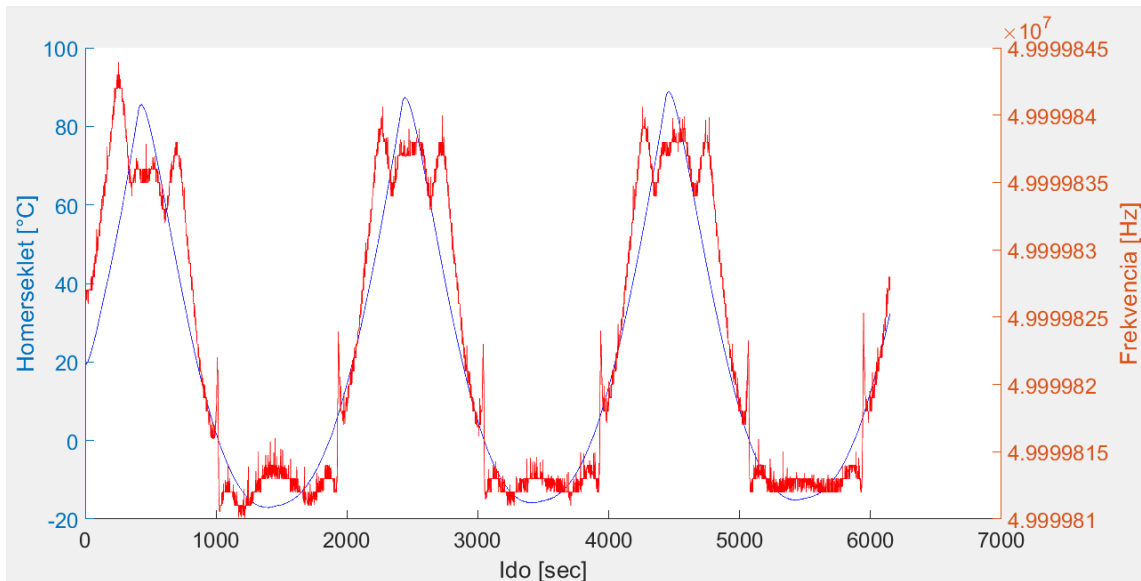
26. ábra: Kékkel a hőmérséklet, pirossal a frekvencia görbéje (XO)

Ezeket az adatokat feldolgozva elkészíthető az $f - T$ ábra. Az $f - T$ ábrán (27. ábra) az látható, hogy a grafikon alakja jól közelíti egy harmadfokú függvény alakját. Ez összhangban van az elméleti áttekintésben ismertetett AT-vágású kvarcok karakterisztikájával [4]. A mérés pontosításának érdekében egymás után többször is végigfuttattam a teljes hőmérséklettartományon az eszközt, és ez alapján rajzoltam fel az $f - T$ karakterisztikát. Az ábrán látható, hogy ugyanazon útvonaton futnak a görbék. Az is látható továbbá, hogy a karakterisztika nem hiszterézises. Igaznak bizonyult tehát az a feltételezés, miszerint a mérési eredményekben fellépő hiszterézis a rendszer termikus időállandóinak köszönhető, mely hatás kiküszöbölhető elegendően lassú méréssel.



27. ábra: A kompenzálatlan oszcillátor $f - T$ görbéje

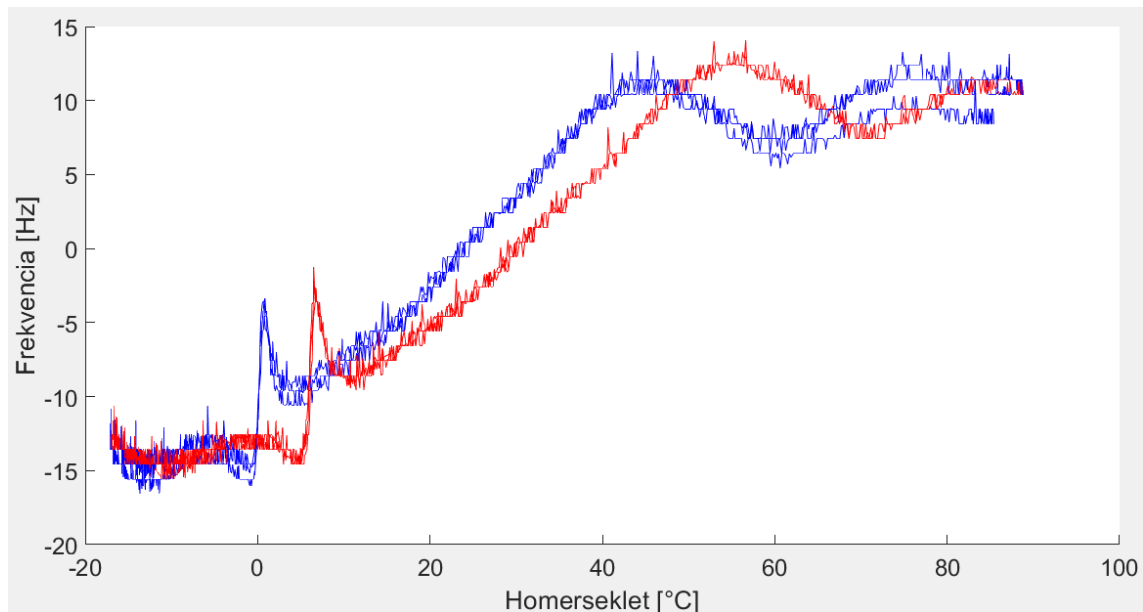
4.2.2 TCXO karakterisztikája



28. ábra: Kékkel a hőmérséklet, pirossal a frekvencia görbéje (TCXO)

A kompenzált oszcillátortól azt várjuk, hogy a frekvencia ingadozása lényegesen kisebb legyen. A felső ábrán az abszolút frekvenciát ábrázoltam, az alsón (f – T diagram) pedig a frekvencia eltérését a kiindulóponttól.

Az ábrákon látható, hogy a teljes tartományon nagyjából 30 Hz-et változik a frekvencia. Az eszköz pontossága tehát körülbelül 0.6 ppm. Az f – T grafikont felvéve látszik, hogy a görbe alakja itt már nem olyan szabályos, mint a kompenzálatlan oszcillátornál. Ez természetes, hiszen az eszközben egy bonyolult vezérlés van, amit nem ismerünk. A TCXO garanciát vállal arra, hogy a hibát egy megadott határ alatt tartja, de nem mond semmit az e határ alatt húzódó görbe alakjáról.



29. ábra: A TCXO $f - T$ görbéje

Az ábrán piros színnel jelöltem a melegedési szakaszokat, kékkel pedig a lehűlési szakaszokat. Látható, hogy a karakterisztika hiszterézises. A mérés elég lassúnak mondható, hiszen a 28. ábrán látszik, hogy egy teljes periódus 2500 másodpercig tart. Ennyi idő elég az eszköznek, hogy lekövesse a Peltier elem hőmérsékletét. A jelenséget tehát az eszköz belső vezérlése okozza. Mivel a frekvencia meghatározásához nem csak a hőmérsékletet kell ismerni, hanem azt is, hogy melegedési vagy hűlési fázisban vagyunk, az eszköz modellezésére nem alkalmas a Hammerstein-Wiener modell, hiszen a rendszer nem memóriamentes.

4.3 Modellillesztés

A rendszer modelljének meghatározására a MATLAB System Identification Toolbox applikációját használom. A rendszer bemenete a hőmérséklet (átlaghőmérséklet), kimenete pedig a frekvencia.

4.3.1 System Identification Toolbox

Az applikáció egy egyszerűen használható felületet nyújt a felhasználónak. A bemeneti adatok importálása után több approximációs eljárás közül lehet választani. A jelenlegi rendszerhez a nemlineáris modellek közül kell kiválasztani a Hammerstein-Wiener modellt. A felugró ablakban lehetőség nyílik a lineáris blokk, illetve a bemeneti és kimeneti nemlinearitás paramétereinek változtatására. A nemlineáris blokkok becslésére számos megoldást ajánl a program (pl. vonalas közelítés, telítődés, stb...). A kimeneti nemlinearitásról tudjuk, hogy az hivatott megteremteni a kapcsolatot az oszcillátor hőmérséklete és frekvenciája között. Láthattuk, hogy az összefüggést egy harmadfokú függvény írja le. A kimeneti nemlinearitásnál tehát *one dimensional*

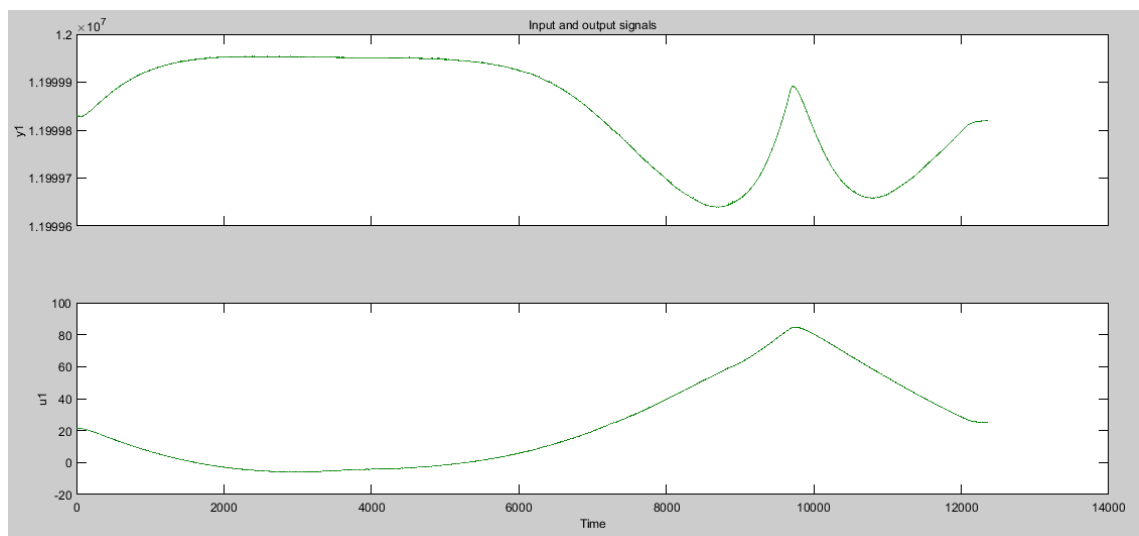
polynomial választással kell élnünk, ahol a fokszám 3. A bemeneti nemlinearitás a hőmérő hőmérséklete és a hőmérő által mutatott érték között teremt kapcsolatot. Mivel a hőmérő jó közelítéssel lineáris, ez a blokk akár el is hagyható. A lineáris blokk testreszabásakor megadhatjuk a pólusok és zérusok számát, valamint a bemeneti késleltetés nagyságát. Ezen paraméterek meghatározása heurisztikus módon történt, az ezzel kapcsolatos méréseket nem mutatom be hely hiányában. Továbbfejlesztési lehetőség a pólusok és zérusok paraméterezésének vizsgálata.

Az illesztett modell érvényességét egy validációs adatsoron tesztelhetjük le. Fontos, hogy ez az adatsor különbözzék attól, amelyiken a modellillesztést végrehajtottuk.

4.3.2 Modellillesztés eredményei

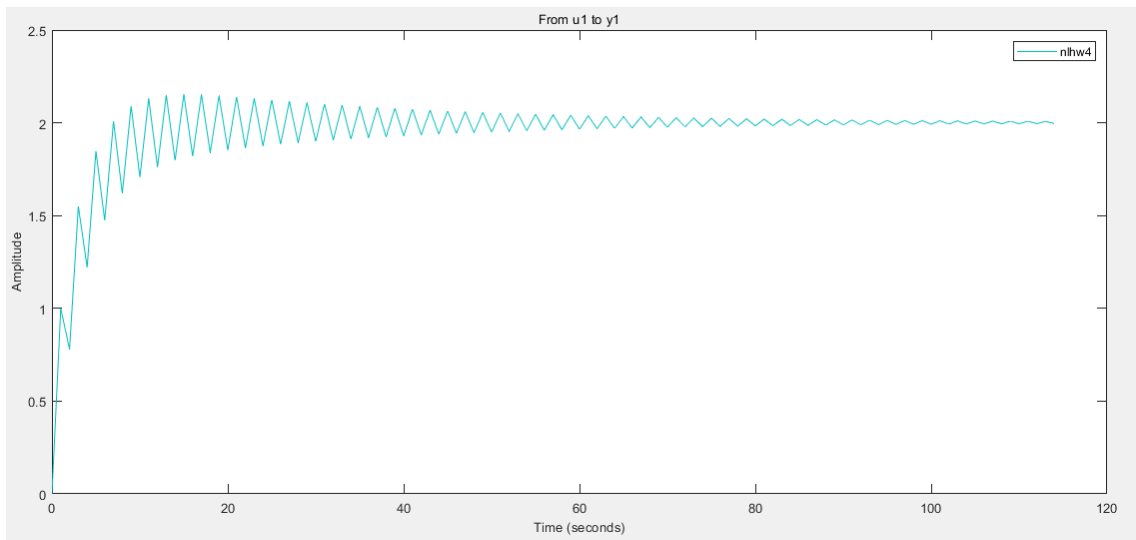
Az összegyűjtött ismeretek alapján megvizsgáltam, hogy a kompenzálatlan oszcillátor adatsorára hogyan illeszt modellt a szoftver. A modellillesztést számos különböző paraméterrel elvégeztem, azonban hely hiányában csak a legjobban illeszkedő eredményt mutatom be. Ezen modellre a következő beállításokat alkalmaztam:

A bemeneti nemlinearitást elhagytam, a kimeneti nemlinearitás pedig egy harmadfokú polinom, a lineáris blokk zérusainak száma 2, pólusainak száma 3, bemeneti késleltetése 1. Az applikáció a következő bemeneti adatsor alapján végezte el a modellillesztést:



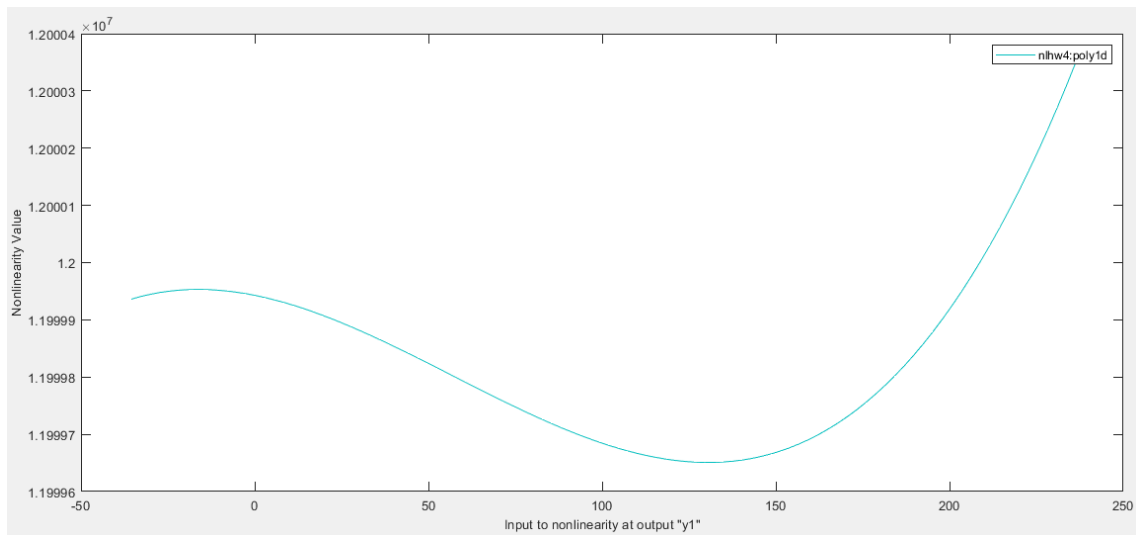
30. ábra: A modellillesztésre használt bemeneti adatsor

A bemeneti adatsor egy lassan változó jel, ami bejárja a teljes hőmérsékleti tartományt (nagyjából $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$ -tól $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ig). Az erre kapott rendszermodell paraméterei a következő ábrákon látszanak.



31. ábra: A kapott modell lineáris blokkjának ugrásválasza

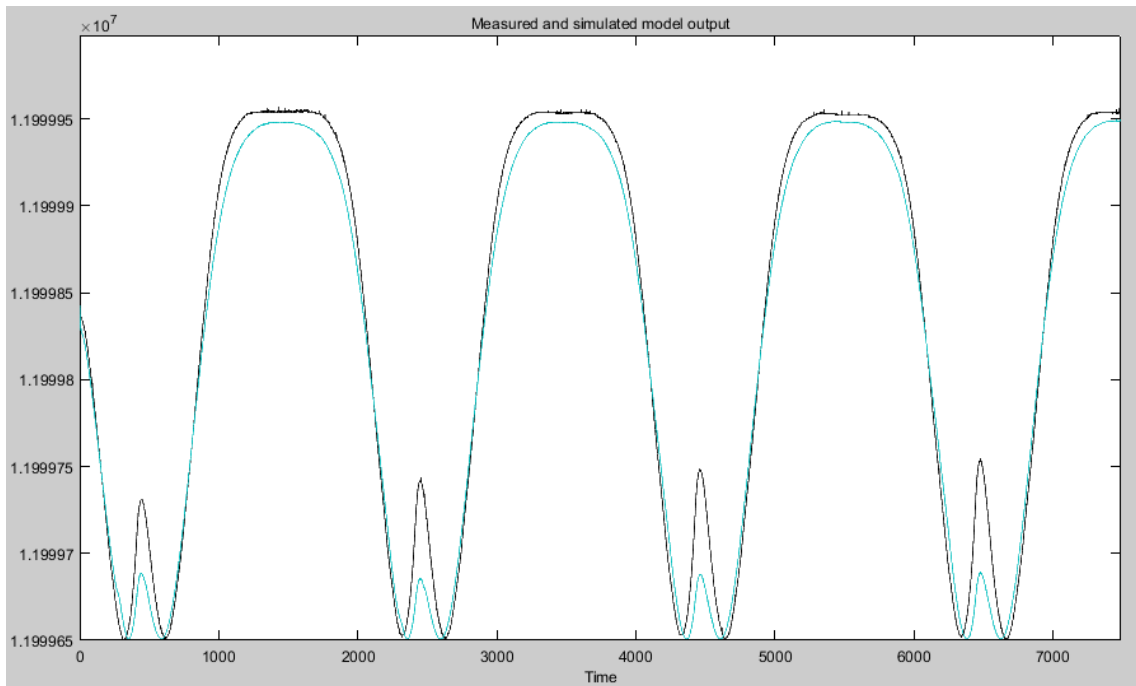
A lineáris blokk ugrásválaszán látható, hogy állandósult értéke 2, a beálláshoz szükséges idő nagyjából 50 másodperc. Ezen felül a tranziens szakaszban lengés figyelhető meg. Ismeretes, hogy termikus rendszerekben nincsen induktitásnak megfelelő elem. Azonban ahhoz, hogy a rendszer ugrásválaszában lengés legyen, a rendszernek tartalmaznia kell induktivitást is. Mivel a lineáris blokk egy termikus késleltetést hivatott modellezni, nem szabadna a tranziensnek lengenie. A hiba okának felderítése további méréseket igényel.



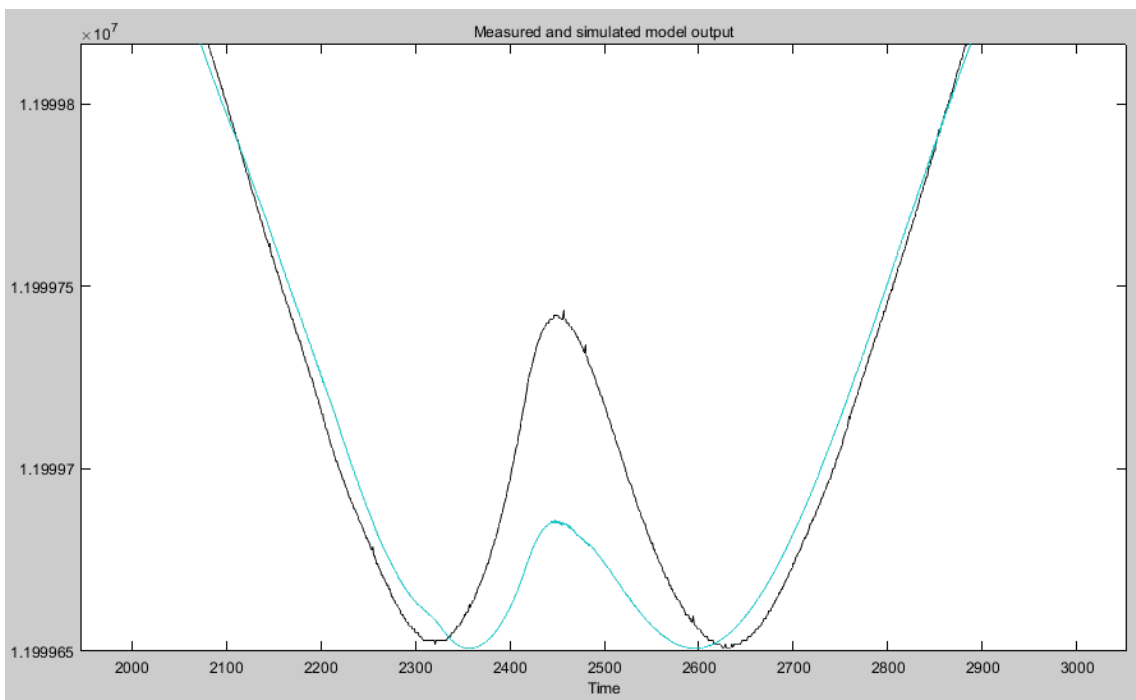
32. ábra: A kapott modell kimeneti statikus nemlinearitása

A kimeneti nemlinearitás ábráján látszik, hogy jellegre jól megközelíti a kompenzálatlan oszcillátor 3.2.1. fejezetben bemutatott $f - T$ karakterisztikáját. A jellegzetes pontok (lokális minimum, lokális maximum, inflexiós pont) x koordinátái azonban nem egyeznek meg az $f - T$ grafikonon látottakkal. Ezt többek között az okozza, hogy a lineáris blokk statikus erősítése 2, így ezek a pontok az x tengelyen átskálázódnak kétszeres értékűre.

A modell pontosságának meghatározására szükséges egy validációs adatsor. Az adatsor tartalmazza a valódi rendszer be- és kimenetét. A bemenetet megkapja a modell, és az erre adott kimenetet összehasonlíthatjuk a valódi rendszer kimenetével.

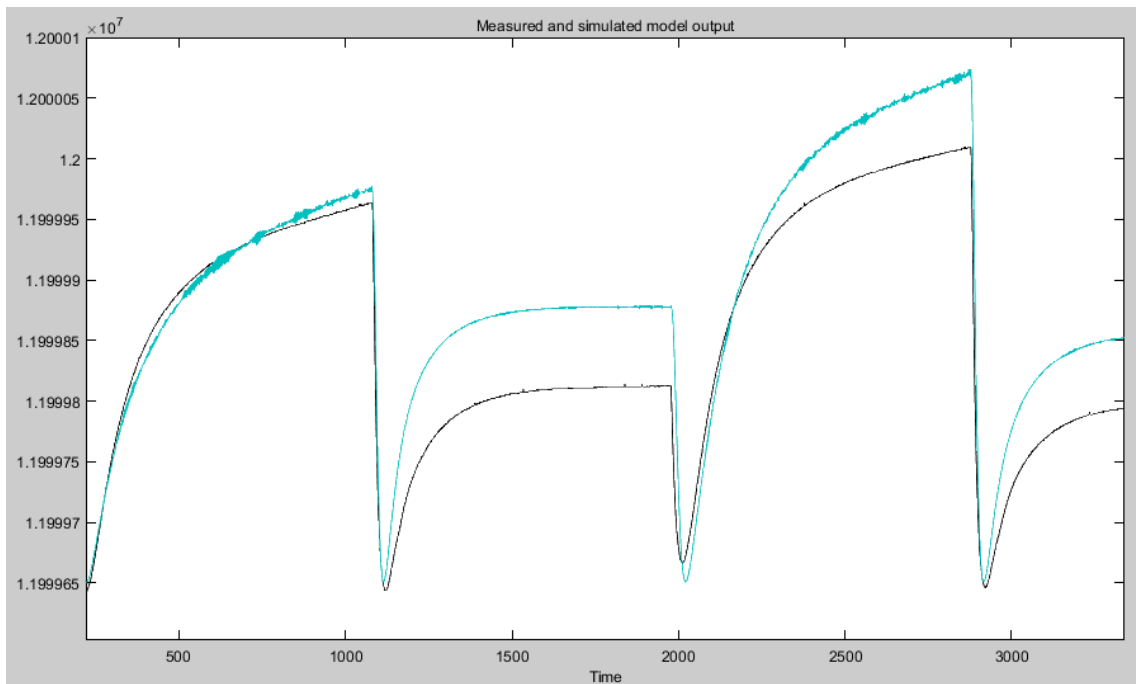


33. ábra: A modellillesztés eredménye



34. ábra: A modellillesztés hibái

A modell illeszkedése 85.79%. Látszik azonban, hogy ez a modell nem képes minden változást lekövetni. A 34. ábrán látható a legnagyobb eltérés kinagyítva. Az eltérés maximuma nagyjából 60 Hz. Mivel a mért eszköz névleges frekvenciája 12 MHz, ez az eltérés 5 ppm pontosságot jelent. Ez nagyságrendileg megegyezik egy átlagos TCXO pontosságával, azonban az eredmény tovább javítható. A hibát az okozhatja, hogy a modellalkotásra használt adatsor nem elég változatos. A hőmérséklet lassan változik, így a frekvencia is. A szoftver nem képes ez alapján kitalálni a rendszer dinamikus jellemzőit. Ez a jelenség sokkal szembetűnőbb, ha egy hirtelen változású validációs adatsoron vizsgáljuk a modellt.



35. ábra: Négyzögjel bemenet használata validációs adatsorként

A bemeneti adatsor ezúttal egy hirtelen változású négyzögjel. Látható, hogy ezt kevésbé képes lekövetni a modell. A kék görbe illeszkedése 47.94%. Az eltérés maximuma közel 150 Hz. Ez 12.5 ppm pontosságnak felel meg, ami nem elfogadható. Olyan bemeneti adatra van tehát szükségünk, amely egyaránt tartalmazza a háromszögjelre jellemző lassú változásokat, illetve a négyzögjelre jellemző gyors ugrásokat. Továbbfejlesztési lehetőség a modell pontosságának javítása az illesztésre használt adatsor megváltoztatásával.

5 Összefoglalás

Munkám során irodalomkutatást végeztem a legnépszerűbb frekvencia stabilizációs eljárásokról. Összehasonlítottam az egyes megoldásokat, felvettem azok előnyeit, illetve hátrányait. A tapasztalatok alapján felvettem egy másfajta megközelítés lehetőségét, mellyel nagy pontosságú órajel állítható elő drága berendezések felhasználása nélkül. Az elképzelés szerint egy kompenzálatlan oszcillátorra olyan modellt illesztünk, mely tartalmazza a rendszer termikus késleltetéseit, valamint a frekvencia – hőmérséklet karakterisztika statikus nemlinearitásait.

Ezt követően elkészítettem egy mérőrendszert, mellyel széles hőmérsékleti tartományon tudok vizsgálatokat végezni. A rendszert addig finomítottam, amíg megtaláltam a nagy pontosságú frekvencia – hőmérséklet karakterisztikák felvételéhez szükséges elrendezést.

Méréseket végeztem egy kompenzálatlan oszcillátoron, valamint egy TCXO-n. Mindkét eszköznek felvettem az $f - T$ karakterisztikáját, majd megállapítottam, hogy a TCXO a belső vezérlés miatt sokkal bonyolultabb görbéket ír le, így modellillesztésre nem alkalmas. A kompenzálatlan oszcillátorra modellt illesztettem a MATLAB System Identification Toolbox applikációjának segítségével. A megfelelő modell kiválasztásakor figyelembe vettem a rendszer nemlineáris jellegét, valamint a hőmérő és a kvarckristály között fellépő termikus késleltetést. Az előzetes megfontolások alapján a Hammerstein-Wiener modellt alkalmaztam a rendszer leírására. A modell illeszkedése jó, azonban közel sem ideális. A legnagyobb eltérés a rendszer és a modell válasza között meghaladta az 5 ppm-et, ami egy ma kapható átlagos TCXO pontosságának felel meg. A tapasztalatokat leszűrve fontolóra vettem egy új identifikációs adatsor felvételét, mely jellegét tekintve olyan, hogy az applikáció egyszerre tudja megfigyelni rajta a modellezni kívánt rendszer dinamikus és statikus tulajdonságait is, ezzel pontosabb modellt alkotva róla.

Továbbfejlesztési lehetőségek

A modell pontossága jelentős mértékben növelhető a megfelelő identifikációs adatsor megadásával. Ezen okból kifolyólag további méréseket kell készítenünk, melyekben a hőmérséklet időbeli lefutása változatos, egyszerre tartalmaz a dinamikus és statikus karakterisztika megállapításához szükséges elemeket. Ezen felül további vizsgálatok szükségesek a lineáris dinamikus rendszert illetően. A kapott modell ugrásválaszában ugyanis lengés figyelhető meg, ez pedig nem lehetséges egy termikus modellben, hiszen a rendszer nem tartalmazhat induktivitást. Amennyiben sikerül elég pontos modellt készíteni, el lehet gondolkozni a modell mikrokontrolleres környezetbe való átültetésén, illetve az óraszinkronizáció megvalósításán ebben a környezetben.

Érdeemes lehet továbbá megvizsgálni egy OCXO tulajdonságait is összehasonlítással jelleggel.

Köszönetnyilvánítás

Szeretnék köszönetet mondani az Ericsson Magyarország Kft.-nek a szakmai tanácsadásért és a mérőrendszer megalkotásához szükséges egyes eszközök biztosításáért, illetve a Silicon Laboratories Hungary Kft.-nek az STK3700 fejlesztőkártyáért.

A dolgozatban ismertetett eredmények a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Kar Balatonfüredi Hallgatói Kutatócsoport szakmai közössége keretében jöttek létre a régió gazdasági fejlődésének elősegítése érdekében. Az eredmények létrehozása során figyelembe vettük a balatonfüredi központú Rendszertudományi Innovációs Klaszter által megfogalmazott célkitűzéseket, valamint a párhuzamosan megvalósuló EFOP 4.2.1-16-2017-00021 pályázat támogatásával elnyert „BME Balatonfüredi Tudáscentrum” térségfejlesztési terveit.

Irodalomjegyzék

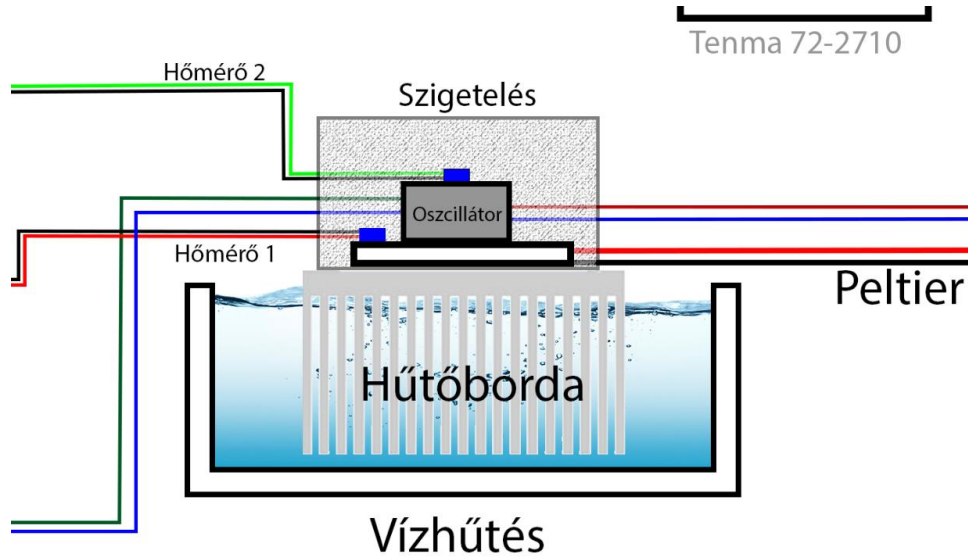
- [1] Wills, A., Schön, T. B., Ljung, L., & Ninness, B. (2013). *Identification of hammerstein–wiener models*. *Automatica*, 49(1), 70-81.
- [2] Mathews, V. J., & Sicuranza, G. L. (2000). *Polynomial signal processing*. Wiley.
- [3] Ljung, L. (1995). *System identification toolbox: User's guide*. Natick, MA: MathWorks Incorporated.
- [4] Zhou, H., Nicholls, C., Kunz, T., & Schwartz, H. (2008). *Frequency accuracy & stability dependencies of crystal oscillators*. Carleton University, Systems and Computer Engineering, Technical Report SCE-08-12.
- [5] Lee, S. J., Han, J. H., Hank, S. H., Lee, J. H., Kim, J. S., Je, M. K., & Yoo, H. J. (2000, May). *One chip-low power digital-TCXO with sub-ppm accuracy*. In *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) (Vol. 3, pp. 17-20)*. IEEE.
- [6] Nemoto, K., & Sato, K. I. (2001, June). *A 2.5 ppm fully integrated CMOS analog TCXO*. In *Proceedings of the 2001 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition (Cat. No. 01CH37218) (pp. 740-743)*. IEEE.
- [7] Filler, R. L. (1988, June). *Measurement and analysis of thermal hysteresis in resonators and TCXOs*. In *Proceedings of the 42nd Annual Frequency Control Symposium, 1988. (pp. 380-388)*. IEEE.
- [8] Filler, R. L., Rosati, V. J., Schodowski, S. S., & Vig, J. R. (1989, May). *Specification and measurement of the frequency versus temperature characteristics of crystal oscillators*. In *Proceedings of the 43rd Annual Symposium on Frequency Control (pp. 253-256)*. IEEE.
- [9] Kwon, H. K., Ortiz, L. C., Vukasin, G. D., Chen, Y., Shin, D. D., & Kenny, T. W. (2019, June). *An Oven-Controlled MEMS Oscillator (OCMO) With Sub 10mw, ±1.5 PPB Stability Over Temperature*. In *2019 20th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors XXXIII (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXXIII) (pp. 2072-2075)*. IEEE.
- [10] Wojciechowski, K. E., & Olsson, R. H. (2015). *A fully integrated oven controlled microelectromechanical oscillator—part II: characterization and measurement*. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 24(6), 1795-1802.

- [11] Pang, D. Y., Jeon, W. S., Choi, K. H., Kwon, T. K., Kim, N. G., & Lee, S. C. (2005). *Temperature Control using Peltier Element by PWM Method*. *Power*, 6203, L6203.
- [12] *Thermoelectric effect* – Wikipedia
https://en.wikipedia.org/wiki/Thermoelectric_effect (2020. október 25.)
- [13] *Peltier elements*
<https://www.meerstetter.ch/customer-center/compendium/70-peltier-elements>
(2020. október 25.)
- [14] *Tenma 72 – 2710 Programmable DC Power Supply datasheet*,
<http://www.farnell.com/datasheets/2578054.pdf> (2020. október 25.)
- [15] *MC14499DW datasheet*,
<https://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/000/MC14499DW-pdf.php>
(2020. október 25.)
- [16] *4 Channel 5V Relay Module*
http://wiki.sunfounder.cc/index.php?title=4_Channel_5V_Relay_Module
(2020. október 25.)
- [17] *L298N Datasheet*
https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf
(2020. október 25.)
- [18] *MAX31865 RTD-to-Digital Datasheet*
<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX31865.pdf> (2020. október 25.)
- [19] *EFM32GG Schematic*
<https://www.silabs.com/documents/public/schematic-files/EFM32GG-BRD2200A-A03-schematic.pdf> (2020. október 25.)
- [20] *EFM32GG Reference Manual*
<https://www.silabs.com/documents/public/reference-manuals/EFM32GG-RM.pdf>
(2020. október 25.)
- [21] *Oscillators*
<https://electronicsdesk.com/oscillator.html> (2020. október 25.)

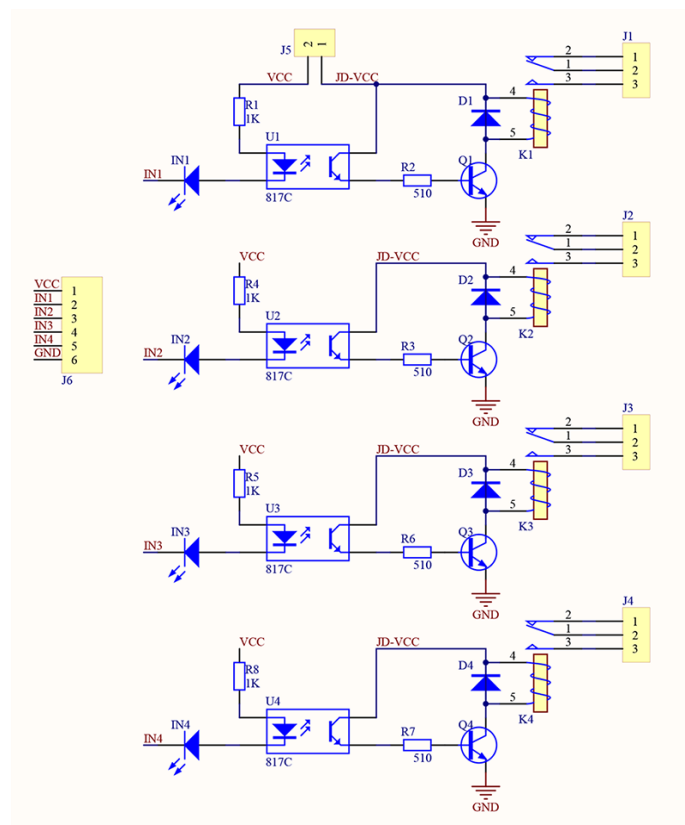
Ábrajegyzék

1. ÁBRA: OSZCILLÁTOR BLOKKDIAGRAMJA [21].....	5
2. ÁBRA: AT-VÁGÁSÚ KRISTÁLYOK F – T KARAKTERISZTIKÁI [4]	9
3. ÁBRA: A KOMPENZÁLÓ ÁRAMKÖR BLOKKDIAGRAMJA [6]	11
4. ÁBRA: DTCXO BLOKKDIAGRAMJA [5]	12
5. ÁBRA: EGY KORAI OSZCILLÁTOR STRUKTÚRÁJA ÉS FREKVENCIÁJÁNAK KÉPLETE [5].....	12
6. ÁBRA: A MODELLILLESZTÉST ALKALMAZÓ RENDSZER BLOKKVÁZLATA.....	14
7. ÁBRA: HAMMERSTEIN-WIENER MODELL BLOKKDIAGRAMJA [1].....	14
8. ÁBRA: A PELTIER ELEM [12]	15
9. ÁBRA: EGY Π CSATLAKOZÁS VÁZLATA [11]	16
10. ÁBRA: A MÉRŐRENDSZER BLOKKVÁZLATA	17
11. ÁBRA: A MEGTERVEZETT ÁRAMKÖR 3D MODELLJE.....	18
12. ÁBRA: A BEMENETI FESZÜLTÉS JELALAKJA	20
13. ÁBRA: A HŐMÉRSÉKLET IDŐDIAGRAMJA PWM BEMENETNÉL.....	21
14. ÁBRA: A SZŰRŐ TERVRAJZA	22
15. ÁBRA: AZ ELKÉSZÜLT SZŰRŐ	22
16. ÁBRA: A HŐMÉRSÉKLET IDŐDIAGRAMJA LC SZŰRŐVEL (PIROS)	23
17. ÁBRA: A HŐMÉRSÉKLET IDŐDIAGRAMJA DC TÁPEGYSÉGGEL (PIROS)	24
18. ÁBRA: A LINEÁRIS INTERPOLÁCIÓ MŰKÖDÉSI ELVE.....	29
19. ÁBRA: SZIGETELÉS HATÁSÁNAK VIZSGÁLATA	31
20. ÁBRA: A MÉRŐRENDSZER BLOKKVÁZLATA	32
21. ÁBRA: A MÉRŐRENDSZERRŐL KÉSZÜLT FÉNYKÉP	33
22. ÁBRA: 1 V LÉPÉSKÖZ, 5 MÁSODPERC LÉPÉSIDŐ	35
23. ÁBRA: 0.5 V LÉPÉSKÖZ, 10 MÁSODPERC LÉPÉSIDŐ	35
24. ÁBRA: 0.2 V LÉPÉSKÖZ, 30 MÁSODPERC LÉPÉSIDŐ	36
25. ÁBRA: 0.1 V LÉPÉSKÖZ, 30 MÁSODPERC LÉPÉSIDŐ	36
26. ÁBRA: KÉKKEL A HŐMÉRSÉKLET, PIROSSAL A FREKVENCIA GÖRBÉJE (XO).....	37
27. ÁBRA: A KOMPENZÁLATLAN OSZCILLÁTOR F – T GÖRBÉJE	38
28. ÁBRA: KÉKKEL A HŐMÉRSÉKLET, PIROSSAL A FREKVENCIA GÖRBÉJE (TCXO)	39
29. ÁBRA: A TCXO F – T GÖRBÉJE.....	40
30. ÁBRA: A MODELLILLESZTÉSRE HASZNÁLT BEMENETI ADATSOR	41
31. ÁBRA: A KAPOTT MODELL LINEÁRIS BLOKKJÁNAK UGRÁSVÁLASZA	42
32. ÁBRA: A KAPOTT MODELL KIMENETI STATIKUS NEMLINEARITÁSA	42
33. ÁBRA: A MODELLILLESZTÉS EREDMÉNYE	43
34. ÁBRA: A MODELLILLESZTÉS HIBÁI.....	43
35. ÁBRA: NÉGYSZÖGJEL BEMENET HASZNÁLATA VALIDÁCIÓS ADATSORKÉNT.....	44
36. ÁBRA: AZ OSZCILLÁTOR KINAGYÍTVÁ A MÉRŐRENDSZER BLOKKVÁZLATÁN.....	50
37. ÁBRA: A RELÉ MODUL BLOKKVÁZLATA [16].....	50
38. ÁBRA: L298N MOTORVEZÉRLŐ H-HÍDJA [17]	51
39. ÁBRA: A BEMENETI LÉPCSŐS JELEK JELALAKJA	51
40. ÁBRA: A LÉPCSŐS BEMENETEKRE ADÓDÓ HŐMÉRSÉKLETI GÖRBÉK.....	52
41. ÁBRA: AZ STK3700 BŐVÍTŐCSATLAKOZÓ BEKÖTÉSE	52
42. ÁBRA: AZ RTD-TO-DIGITAL CHIPEK BEKÖTÉSE	53
43. ÁBRA: AZ LM74 DIGITÁLIS HŐMÉRŐ BEKÖTÉSE	53

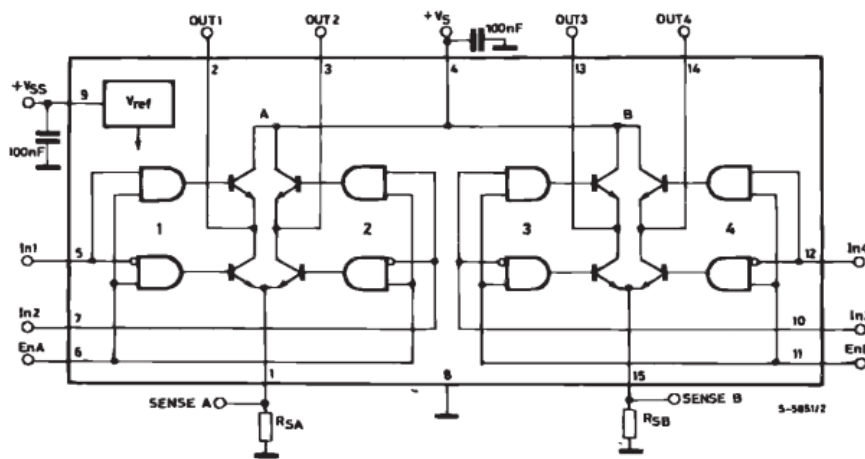
Függelék



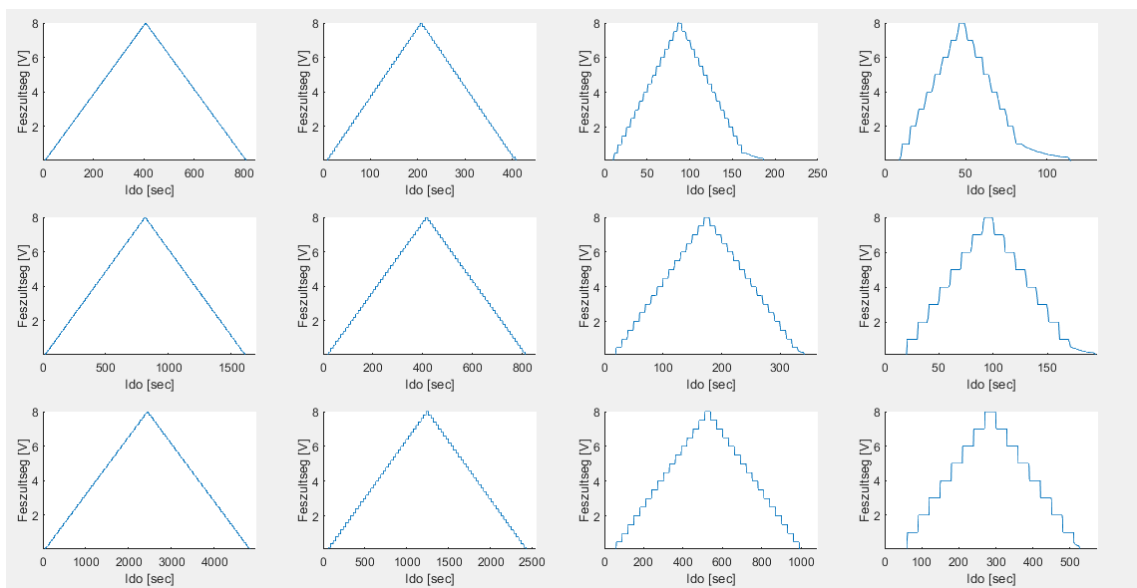
36. ábra: Az oszcillátor kinagyítva a mérőrendszer blokkvázlatán



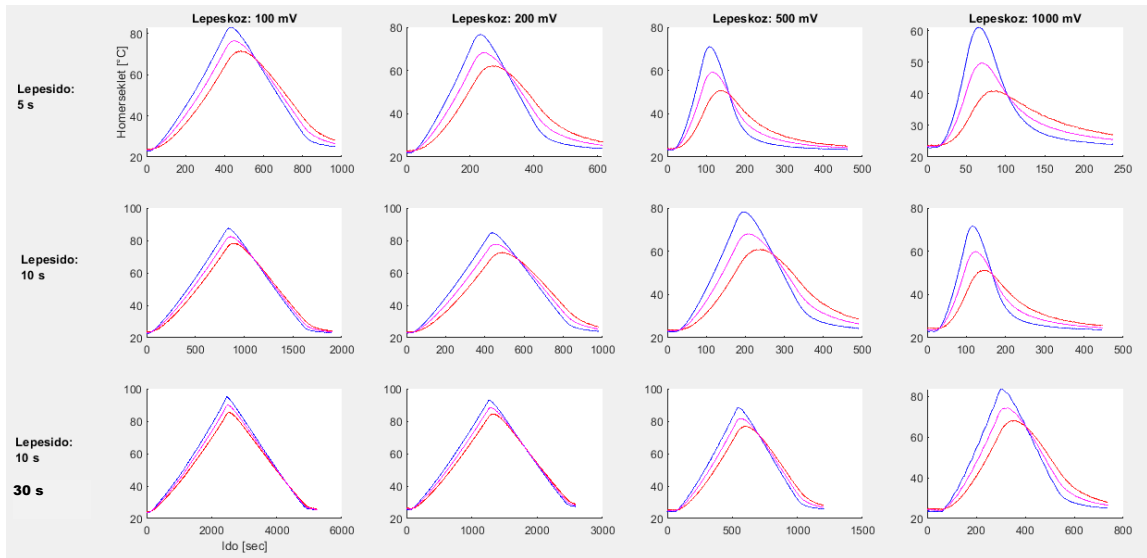
37. ábra: A relé modul blokkvázlata [16]



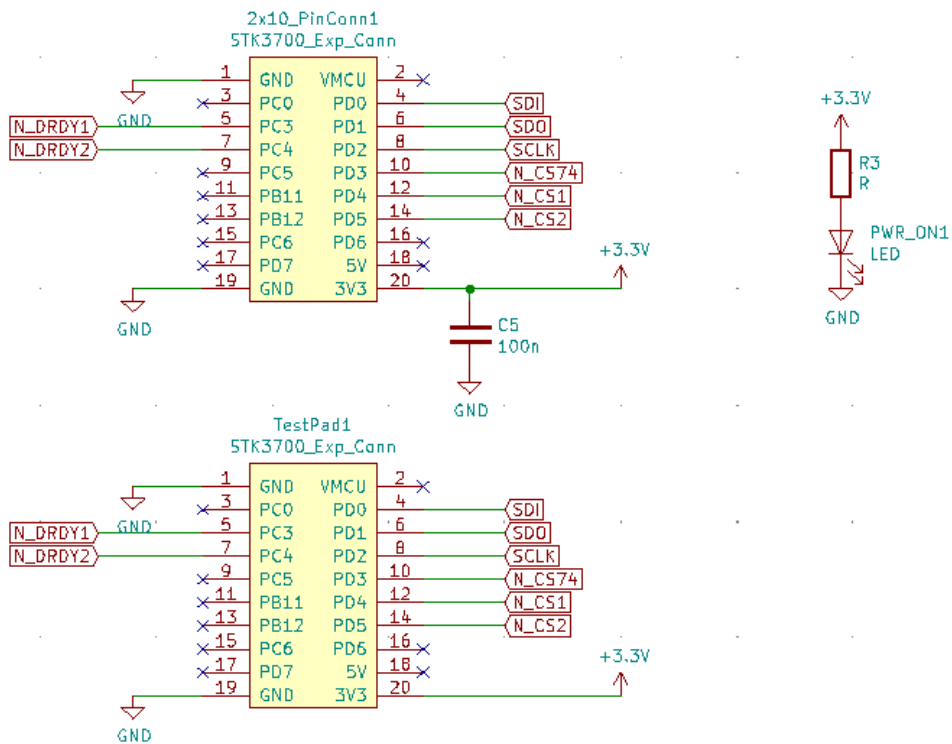
38. ábra: L298N motorvezérlő H-hídja [17]



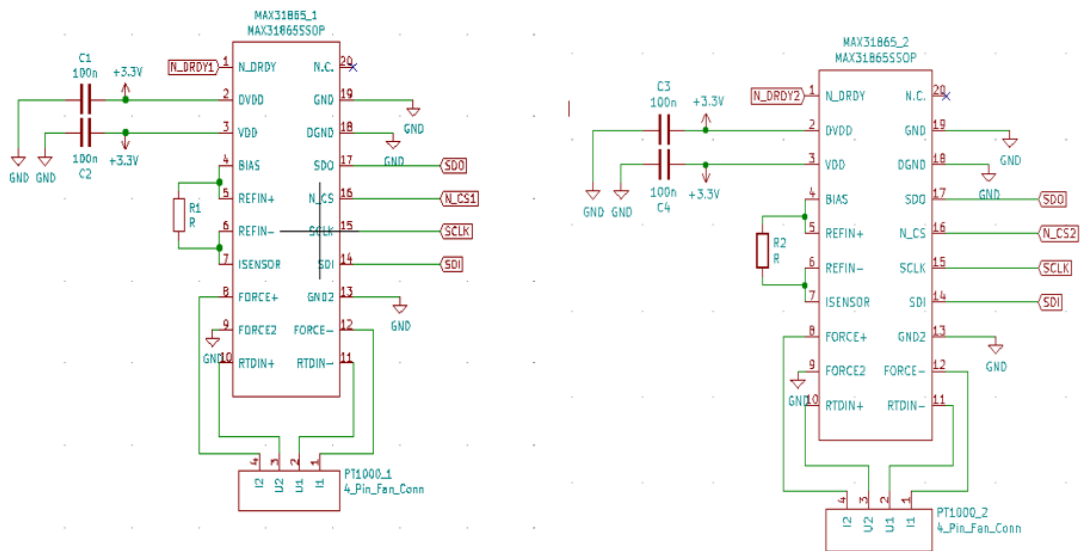
39. ábra: A bemeneti lépcsős jelek jelalakja



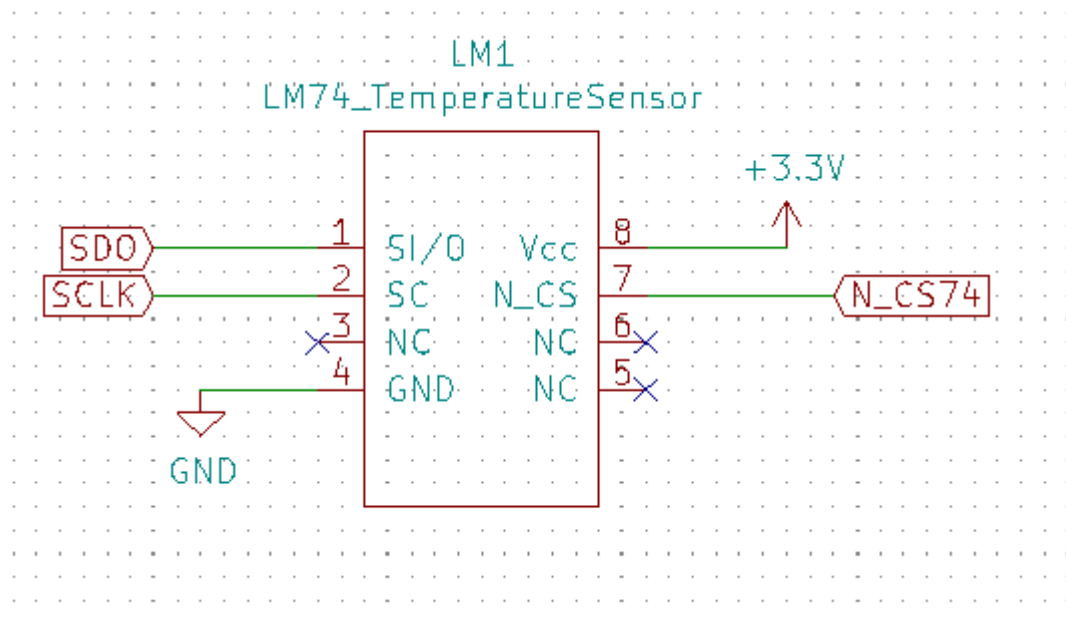
40. ábra: A lépcsős bemenetekre adódó hőmérsékleti görbék



41. ábra: Az STK3700 bővítőcsatlakozó bekötése



42. ábra: Az RTD-to-Digital chipék bekötése



43. ábra: Az LM74 digitális hőmérő bekötése