



SAPIENTIA
ERDÉLYI MAGYAR
TUDOMÁNYEGYETEM

TUDOMÁNYOS DIÁKKÖRI DOLGOZAT

NEMLINEÁRIS TEKERCSEK MÉRÉSÉRE SZOLGÁLÓ KÉSZÜLÉK FEJLESZTÉSE

Szerzők: Csata László-Levente

Sárkány Illés-Sámuel

Konzulens: dr. Kelemen András

egyetemi adjunktus

SAPIENTIA ERDÉLYI MAGYAR TUDOMÁNYEGYETEM

**NEMLINEÁRIS TEKERCSEK MÉRÉSÉRE SZOLGÁLÓ KÉSZÜLÉK
FEJLESZTÉSE**

**DEVELOPMENT OF A MEASURING DEVICE FOR NONLINEAR
INDUCTORS**

Csata László-Levente

Sárkány Illés-Sámuel

Konzulens:

Dr. Kelemen András

Kézirat lezárva: 2024 december 21

Abstract

The operating conditions of the nonlinear inductors used in power-electronic converters are substantially different from the measurement conditions created by conventional laboratory measurement instruments. Therefore, the control of the circuit parameters of such inductors needs the application of special measurement devices, which are capable of creating the conditions specific for converters. For example, it may be important to verify that the DC-link choke of an indirect frequency converter operates in the linear zone of the magnetization curve, because the magnetic saturation can result in instability and excessive stress on the circuit components

Our paper presents a device capable of producing the proper measurement conditions in pulsed mode, thus avoiding the overload of the available power supply. During the measurement, single or multiple, programmable length and programmable magnitude current pulses are produced by discharging a capacitor tank precharged by a low-power voltage supply.

From the current and voltage measurement data acquired during the pulse, the relationship between the magnetic flux and the current has been determined, allowing the parameter identification of the nonlinear inductor.

A dsPIC30F6010a-based development system has been used for data acquisition and measurement process control. Matlab and Simulink environments have been used for data processing, dimensioning, circuit modelling and simulation.

Keywords: Nonlinear inductor measurement, saturation, differential inductance, secant inductance, current pulse.

Kivonat

A nagyteljesítményű áramirányítókban alkalmazott nemlineáris tekercsek működési feltételei lényegesen eltérnek a szokványos laboratóriumi mérőműszerek által előállított mérési feltételektől. Ezért az ilyen tekercsek áramköri paramétereinek az ellenőrzése olyan speciális mérőáramkörök alkalmazását teszi szükségessé, amelyek képesek az áramirányítókra jellemző körülmények előállítására. Így például fontos lehet meggyőződni arról, hogy egy egyenáramú közbensőkör szűrőtekercse a névleges áramerősség közelében is lineáris marad mágneses szempontból, ugyanis a mágneses telítődés az áramköri elemek túlzott igénybevételéhez vezethet.

Dolgozatunk egy olyan készüléket mutat be, amely képes impulzusüzemben előállítani a mérés elvégzéséhez szükséges feltételeket, anélkül, hogy túlterhelné a rendelkezésre álló kis teljesítményű hálózatot, vagy tápegységet.

A mérés során kis átlagteljesítménnyel töltött kondenzátortelep egyszeri, vagy ismételt kisütésével hoztunk létre programozható nagyságú és időtartamú áramimpulzusokat. A tekercsfeszültség időbeni változásának ismeretében meghatároztuk a tekercsfluxus és a tekercsáram közötti összefüggést, amelyből kinyertük a nemlineáris tekercsek jellemzésére használt paramétereket, illetve becsültük a tekercsveszteségeket névleges üzemi körülmények között.

A készülék vezérlésére és a mérési adatok gyűjtésére dsPIC30F6010a alapú fejlesztőrendszert használtunk. Az áramkör modellezését és szimulációját Matlab Simulink környezetben végeztük.

Kulcsszavak: Nemlineáris tekercsek mérése, mágneses telítődés, szekáns induktivitás, áramimpulzus.

Tartalomjegyzék

1	Bevezetés	8
2	Szakirodalom áttekintése	9
3	A tanulmány célkitűzése	11
4	Elméleti megalapozás	12
4.1	Lineáris tekercs paramétereinek a meghatározása	13
4.1.1	A kondenzátor feltöltődési szakasza	13
4.1.2	Kondenzátor kisülési szakasza	13
4.1.3	Csillapodási szakasz	15
4.2	Nemlineáris tekercs paramétermeghatározása	18
5	Gyakorlati megvalósítás	19
5.1	Áramköri elemek	19
5.1.1	A tranzisztormeghajtó (driver) áramkör	20
5.1.2	IGBT félhíd	22
5.1.3	Jelátalakítók	22
5.2	Kódrészletek ismertetése	24
5.2.1	PWM jelgenerálás	24
5.2.2	Analóg-Digitális konverzió (ADC)	27
5.3	Felhasználói felület	31
6	A kapcsolóeszközök termikus méretezése	34
7	Kísérleti eredmények	39
7.1	Mérési módszerek és a mérési eredmények feldolgozásának módszerei	39
7.2	A mérési eredmények kiértékelése	39
7.2.1	A mérési elv igazolása lineáris üzemmódban	39
7.2.2	A nemlineáris üzemmód azonosítása	42
7.2.3	A mérési adatok feldolgozása nemlineáris üzemmódban	45
8	Következtetések	48
8.1	A mérési eljárás és a megvalósított készülék korlátait	48
8.2	Ipari alkalmazási lehetőségek	49
9	Továbbfejlesztési lehetőségek	49
10	Irodalomjegyzék	50
11	Függelék	52
I.	Függelék: Szimulációs vizsgálat	52

II.	Függelék: A mikrovezérlő programozása.....	52
III.	Függelék: A rendszer fizikai megvalósítása.....	54
IV.	Függelék: Az adatok feldolgozása Matlab környezetben.....	56
V.	Függelék: Termikus jellemzők vizsgálata Matlab környezetben	57

Ábrajegyzék

4-1. Ábra: Kondenzátor feltöltési szakasza	13
4-2. Ábra: Kondenzátor kisütési szakasza.....	13
4-3. Ábra:Csillapodási szakasz	15
4-4. Ábra: Kapcsolási rajz az idődiagramok értelmezéséhez	16
4-5. Ábra: Impulzusüzemű mérés szimulációjának eredményei lineáris tekercs esetén.....	17
4-6. Ábra: Lineáris és nem lineáris tekercs méréseinek az összehasonlítása	17
4-7. Ábra: Nemlineáris tekercs fluxusa és árama közötti összefüggés, és az ezekkel definiált induktivitás típusú paraméterek (forrás: [3])	18
5-1. Ábra: A gyakorlatban a megvalósított rendszer tömbvázlata	19
5-2. Ábra: : SKHI22 IGBT meghajtó tömbvázlata.....	21
5-3. Ábra: IGBT4 félhíd belső kapcsolási rajza	22
5-4. Ábra: LV25-P jelátalakító tömbvázlata	23
5-5. Ábra: LA55-P jelátalakító tömbvázlata	24
5-6. Ábra: Holtidő mérése	26
5-7. Ábra: Impulzus mérése	27
5-8. Ábra: Mintavételezés és konverzió egy impulzus ideje alatt	28
5-9. Ábra: Mintavételi és konverziós impulzus	28
5-10. Ábra: : Idődiagram PWM 50%-os kitöltésre	29
5-11. Ábra: Idődiagram PWM 100%-os kitöltésre.....	29
5-12. Ábra: Idődiagram áramkorlátos működésben	30
5-13. Ábra: Áramkorlátos mérés.....	30
5-14. Ábra: A felhasználói felület folyamatábrája.....	31
5-15. Ábra: Üzem módok kezelőfelülete	33
6-1. Ábra: Áramkör megfeleltetése	34
6-2. Ábra: Az SKM50GB12T4 modul termikus impedanciája	36
6-3. Ábra: Tranzisztor és dióda feszültségei és áramerősségei	36
6-4. Ábra: Tranzisztor hőmérséklete	37
6-5. Ábra: Dióda hőmérséklete	37
6-6. Ábra: Tranzisztor 30,5 °C hőmérséklete.....	38
6-7. Ábra: Dióda hőmérséklete 88 °C	38
7-1. Ábra: Időállandó mérése.....	40
7-2. Ábra: Tekercs induktivitás számolása.....	41
7-3. Ábra: A kondenzátor részleges kisülése	44
7-4. Ábra: A kondenzátor teljes kisülése	44
7-5. Ábra A tekercs telítődése	45
7-6. Ábra: A tekercsfluxus változása az áramerősség függvényében	45
7-7. Ábra: Tekercsáram és fluxus időbeli ábrázolása a nagyjelű induktivitással.....	46
7-8. Ábra: : L1 és L2 kigenerálása Matlab környezetben	47
7-9. Ábra: A telítődési áramerősség meghatározása a mágnesezési görbéhez húzott érintők segítségével.....	47

1 Bevezetés

Az áramirányítókban (teljesítményelektronikai konverterekben) alkalmazott tekercsek kevés kivétellel ferromágneses vasmaggal készülnek. Mivel ezek a konverter legnagyobb tömegű elemei, méretezésük, tervezésük igényes feladat, és nagymértékben befolyásolja a berendezés működőképességét, energetikai paramétereit, illetve piaci versenyképességét. A vasmag túlméretezésével a tekercs működése mágneses szempontból a lineáris zónában tartható, de a konverter tömege, költsége megengedhetetlenül magas lehet. Ezzel szemben, a tekercset a telítési határ közelében működtetve, könnyen megtörténhet, hogy különböző okokból (pl. a hőmérséklet növekedése, a szabályozó túllövése, lengések) valóban mélyen telítésbe megy, túláramot okozva, és tovább súlyosbítva a telítődést létrehozó körülményt. Ezért feltétlenül szükséges a tekercs működési feltételeinek a tüzetes vizsgálata tervezéskor, és a ténylegesen megvalósuló üzemmódjának a vizsgálata a konverter üzembe helyezésékor. Mivel legtöbb esetben a konverter gyártása költséges, hosszú folyamat, a gyakorlatban nagyon hasznosnak bizonyul, ha lehetőség van a nagy teljesítményű tekercsek tesztelésére mielőtt azok beépítésre kerülnek. Itt a kulcskérdés az üzemi körülményeknek megfelelő mérési feltételek létrehozása, mivel a névleges munkapontnak megfelelő áramerősség legtöbb esetben meghaladja a gyártó számára rendelkezésre álló lehetőségeket. A szokványos kisjelű mérőműszerekkel (RLC mérőhíddal) történő mérés nagyáramú nemlineáris tekercsek esetében téves eredményre vezet, mert azok a működés szempontjából releváns gerjesztést nem tudják biztosítani. Ebből az igényből kiindulva, tanulmányunk céljából egy olyan készülék fejlesztését fogalmaztuk meg, amely jó közelítéssel képes létrehozni a szükséges mérési feltételeket, anélkül, hogy ez túlterhelné a gyártó rendelkezésére álló energiaforrást (villamos hálózatot, vagy más tápegységet). A megoldást az impulzusüzem jelenti, amely esetében a rövid ideig tartó áramimpulzus erősségének a pillanatértéke nagy, miközben a mérőberendezés teljesítményfelvétele az energiaforrástól elenyésző. A nagy erősségű áramimpulzust hosszú idő alatt, kis felvett teljesítmény mellett felhalmozott energia biztosítja. A nagy teljesítményű, telítődő tekercsek tesztelésekor általában nehéz nagy áramú konstans feszültségforrást biztosítani. Az ilyen források kialakítása és működtetése összetett és költséges lehet. Ennek eredményeként olyan tesztelési eljárásokat kellett kidolgozni, amelyek nem igénylik ezt a nagy teljesítményű feszültségforrást.

A dolgozatban áttekintjük a fenti problémákra a szakirodalomban és az ipari gyakorlatban található megoldásokat, majd elvégezzük egy impulzusüzemmódban működő tekercstesztelő készülék tervezését. A tervezés előkészítő lépéseként felvázoljuk a javasolt áramköri topológia működésével és a kapcsolóeszközök méretezésével kapcsolatos elméleti háttérrel, az áramkör méretezéséhez lineáris üzemmódban hasznosítható analitikus összefüggéseket vezetünk le, majd áramköri szimulációval vizsgáljuk a működést nemlineáris üzemmódban.

A készülék gyakorlati kivitelezése során megépítettük a teljesítményáramkört, illesztettük egy dsPIC-6010a típusú digitális jelkontroller-alapú fejlesztőrendszerrel megvalósított vezérlőegységgel, amelyhez elkészítettük a vezérlőprogramot és a felhasználói felületet.

Elvégeztük a készülék gyakorlati tesztelését különböző mérési üzemmódokban, illetve a mérési eredmények feldolgozását részben a fejlesztőrendszer, részben a Matlab programcsomag segítségével.

A továbbiakban ezeket a tervezési és kivitelezési lépéseket részletezzük.

2 Szakirodalom áttekintése

A nemlineáris tekercsek tesztelésének célja általában az induktivitás meghatározása a mágneses szempontból lineáris tartományban, illetve a mágneses telítődést okozó gerjesztés/áramerősség meghatározása. Ezen kívül meghatározható több, a tervezés és felhasználás szempontjából fontossággal bíró mennyiség, mint például a tekercselés veszteségei („rézveszteségek”), a ferromágneses mag veszteségei („vasveszteségek”), a mágneses fluxus, a mágneses koenergia, illetve a tekercs áramköri viselkedését leíró, induktivitás jellegű paraméterek. Vasmagos tekercsek mérésére a szokványos RLC mérőhíd még a lineáris tartományban történő felhasználás esetén is alkalmatlan, mivel a mágnesezési jelleggörbe nagyon kis gerjesztés esetén erősen nemlineáris, illetve az eredmény frekvenciafüggő. Ennek áthidalására szokás „nagyobb jelű” váltóáramú mérést („voltmérő-ampermérő módszer”) alkalmazni, ami a lineáris gerjesztés tartományában kielégítő, de ugyancsak frekvenciafüggő eredményt ad. A telítési tartomány mérése ezzel a módszerrel legalább két problémát vet fel: csak egy nagyon nagy teljesítményű, nagyfeszültségű berendezéssel lehetséges ennek a tartománynak az elérése, illetve az áram és feszültség torzulása miatt kérdéses az eredmény értelmezése (H Kreis, 2024). A nemlineáris tekercsek tesztelésére

javasolt egyik módszer a tekercs beépítése egy programozható terhelésű egyszerű (pl. feszültségcsökkentő) DC-DC konverterbe. A terheléssel beállítható a tekercs egyenáramú gerjesztése, miközben a kapcsolási perióduson belüli áramlűktetés nagyságát az adott munkaponthoz tartozó differenciális induktivitás határozza meg (Scirè *et al.*, 2021), (Scirè *et al.*, 2018). Egy másik lehetséges mérési módszer kisjelű váltóáram összetevő „ráültetése” egy, a nemlineáris tartománynak megfelelő gerjesztést biztosító egyenáramú összetevőre (Hioki E. E. Corporation, 2023). A nagyteljesítményű tekercsek teszteléséhez az előbbieknél több, relevánsabb információt szolgáltatató mérésre van lehetőség impulzus üzemmódban (Solfas, 2017). Ebben az esetben a méréshez szükséges áramimpulzust egy nagy energiát tároló, előre feltöltött kondenzátortelepnek a vizsgált tekercsen keresztül történő kisütésével hozzák létre. A Power Choke Tester DPG10 típusú impulzusüzemű tekercstesztelő készülék a nagyjelű („szekáns”) induktivitás mérését teszi lehetővé 4000 A-es áramerősségig, emellett lehetőséget biztosítva a differenciális induktivitás, a tekercsfluxus, a mágneses koenergia és az egyenáramú ellenállás mérésére is (H Kreis, 2024). A mérés során alkalmazott energiacsomag a készüléktípusától függően max. 1150...7500J, az alkalmazott feszültségimpulzus 10...400V, míg az áramimpulzus időtartama 3 μ s...70 ms között változtatható. A készülék táplálására max. 450VA teljesítményű tápegységre van szükség. Speciális illesztőegységek alkalmazásával SMD tekercsek mérésére is lehetőség van (Hubert Kreis, 2024).

A ferromágneses anyagok, nemlineáris tekercsek modellezésének igen kiterjedt szakirodalma van (Barili *et al.*, 1988), (Nesba *et al.*, 2006). Tanulmányunkban az egyes áramkörszimulációs programcsomagokban rendelkezésre álló modellek felhasználása volt a feladatunk a gyakorlati mérési eredmények igazolására. Tehát elégséges volt olyan áramkörszimulációs programot használnunk, amely lehetővé tette a mágnesezési karakterisztika definiálását a gyakorlati mérési eredmények alapján (a mágneses hiszterézis és a hőmérséklet befolyásának az elhanyagolásával). Ilyen modell szerkeszthető a Matlab Simulink Simscape könyvtárának a segítségével (Matlab, 2024).

3 A tanulmány célkitűzése

A dolgozat célja, hogy megoldást találjunk arra a problémára, hogy a nemlineáris tekercsek működése eltér a szokványos körülményektől (Kaiser and Durbaum, 2021). Az ilyen tekercsek működését nem lehet megfelelően ellenőrizni és értékelni a szokásos mérési módszerekkel és mérőműszerekkel. Ennek fényében fontos, hogy olyan speciális mérőáramköröket alkalmazzunk, amelyek képesek reprodukálni az áramirányítókra jellemző körülményeket. Ezek a speciális mérőáramkörök lehetővé teszik az áramirányítókban alkalmazott tekercsek áramköri paramétereinek pontos mérését és értékelését. Ezen speciális mérőáramkörök fejlesztése és alkalmazása jelentős előnyökkel járhat az áramirányítók tervezése és üzemeltetése terén. Először is, lehetővé teszik a tekercsek pontosabb és megbízhatóbb méréseit, ami nélkülözhetetlen az optimális tervezéshez.. Másodszor, segítenek minimalizálni a műszaki kockázatokat, például a mágneses telítődés által okozott hibákat, amelyek jelentős károkat okozhatnak az áramköri elemekben. Ezen áramkörök lehetővé teszik a tervezők számára, hogy jobban megértsék és modellezzék a nemlineáris tekercsek viselkedését, ami hozzájárul a tervezési folyamatok hatékonyságához.

A kísérleti berendezésnek számos követelménynek kell megfelelnie annak érdekében, hogy hatékonyan és sokoldalúan használható legyen laboratóriumi környezetben. Először is, képesnek kell lennie a mérési elv igazolására olyan névleges áram- és induktivitási tartományokban, amelyek tipikusak a laboratóriumi környezetben használt vasmagos tekercsek esetében. Ez magában foglalhatja például néhány mH induktivitású tekercsek és akár 50A névleges áramerősségű eszközök vizsgálatát. Emellett a berendezésnek rugalmasnak kell lennie, és könnyen átalakítható kell legyen a teljesítményáramköri elemek újraméretezésével olyan nagy teljesítményű tekercsek tesztelése érdekében, amelyek akár 1000A-ig terjedő nagy áramerősséget igényelnek.

A vezérlőprogramnak számos fontos funkciót kell biztosítania:

- Paraméterezési lehetőségek: Lehetővé kell tennie a kísérleti paraméterek beállítását, például a maximális áramerősséget, a mintavételek számát, vagy a mérések időtartamát.
- Diagnosztikai lehetőségek: Képesnek kell lennie a kísérleti adatok elemzésére és diagnosztizálásra, például az induktivitás vagy az ellenállás változásainak nyomon követésére.

- Különböző mérési üzemmódok kiválasztása: Lehetővé kell tennie különböző mérési üzemmódokat, például egyedi impulzus, vagy impulzus-sorozat előállítását, a felhasználó igényei szerint.
- Adatgyűjtés és elemzés: Képesnek kell lennie az adatok gyűjtésére és rögzítésére, valamint azok elemzésére és dokumentálására.
- Felhasználóbarát kezelőfelület: A vezérlőprogramnak intuitív kezelőfelülettel kell rendelkeznie, amely lehetővé teszi a felhasználók számára a könnyű használatot és a hatékony mérési folyamatokat.

4 Elméleti megalapozás

Nagyteljesítményű áramirányítók induktív áramkörü elemeit legtöbb esetben úgy tervezik, hogy azok működése a mágneses szempontból lineáris tartományban történjen. Például indirekt AC/AC áramirányítók egyenáramú közbensőköri szűrőtekercsének lineáris működése kritikus feltétele az áramkörü megfelelő működésének és az egész rendszer stabilitásának. Ettől bizonyos racionális határokig el lehet térni a költséghatékonyság érdekében, de a nemlineáris tartomány elérése magában hordozza az áramkör instabilitásának és túlterhelésének rizikóját.

Fontos kérdés tehát a tekercs viselkedésének pontos ismerete a teljes működési tartományban, mivel így pontosan meghatározható a tekercs terhelhetősége

Az áramirányítókban alkalmazott nemlineáris tekercsek más körülmények között működnek, mint a szokványos laboratóriumi mérőműszerek által előállított mérési feltételek. Ennek következtében az ilyen tekercsek áramkörü paramétereinek ellenőrzése speciális mérőáramkörök alkalmazását teszi szükségessé, melyek képesek az áramirányítókra jellemző körülményeknek az előállítására.

Dolgozatunkban a 4.1 ábrán látható teljesítményáramkörrel létrehozott nagyáramú impulzus segítségével javasoljuk a mérés elvégzését.

Ebben a fejezetben analitikus számítások útján megvizsgáljuk egy lineáris tekercs impulzusüzemű mérése során létrejövő tranziens áramkörü folyamatokat, illetve Matlab Simulink környezetben végzett szimulációval összehasonlítjuk a lineáris és a nemlineáris (telítődő) tekercs viselkedését az impulzusüzemű mérőáramkörben. Végül áttekintjük a nemlineáris tekercsek leírására alkalmas áramkörü paramétereket.

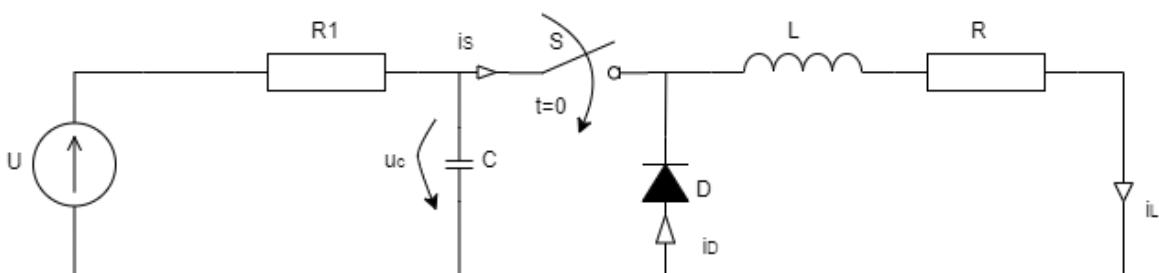
4.1 Lineáris tekercs paramétereinek a meghatározása

Az alábbiakban egyetlen impulzus előállítását tanulmányozzuk, és úgy tekintjük, hogy elegendő idő áll rendelkezésre ahhoz, hogy a kondenzátor a rendelkezésünkre álló feszültségforrással megegyező U feszültségre töltődjön fel.

4.1.1 A kondenzátor feltöltődési szakasza

A 4-1. Ábra: szemlélteti a kondenzátor feltöltését a kapcsoló (tranzisztor) bekapcsolása ($t=0$) esetében, az impulzus létrehozása előtt.

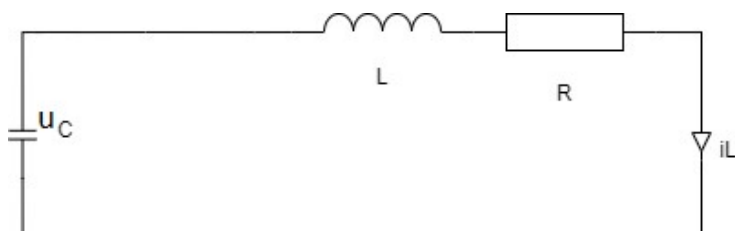
$$u_C = U \quad (4.1)$$



4-1. Ábra: A kondenzátor feltöltési szakasza

4.1.2 Kondenzátor kisülési szakasza

A 4-2. Ábra: a kisülési szakasz, vagyis $t \in (0, T)$ ekvivalens áramköre.



4-2. Ábra: A kondenzátor kisülési szakasza

A kezdeti feltételek

$$\begin{cases} u_C(0 + \varepsilon) = u_C(0 - \varepsilon) = U \\ i_L(0 + \varepsilon) = i_L(0 - \varepsilon) = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Az áramkör differenciálegyenletei

$$u_c = L \frac{di_L}{dt} + R \cdot i_L \quad (4.3)$$

$$i_L = -C \frac{du_c}{dt} \quad (4.1)$$

Ezekből a kondenzátorfeszültség egyenlete

$$U_c = -L \cdot C \cdot \frac{d^2 u_c}{dt^2} - R \cdot C \cdot \left(\frac{du_c}{dt} \right) \quad (4.5)$$

$$L \cdot C \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R \cdot C \frac{du_c}{dt} + u_c = 0 \quad (4.6)$$

Ha $R \cong 0$

$$L \cdot C \frac{du_c^2}{dt^2} + u_c = 0 \rightarrow \text{karakterisztikus egyenlet } L \cdot C \cdot r^2 + 1 = 0 \quad (4.7)$$

A karakterisztikus egyenlet gyökei

$$r_{1,2} = \pm j \frac{1}{\sqrt{LC}} = \pm j \omega_0 \quad (4.8)$$

Az egyenlet megoldása

$$u_c = A e^{r_1 t} + B e^{r_2 t} = A e^{j \omega_0 t} + B e^{-j \omega_0 t} \quad (4.9)$$

$$i_L = -C \frac{du_c}{dt} = -C \cdot A \cdot j \omega_0 \cdot e^{j \omega_0 t} + C \cdot B \cdot j \omega_0 \cdot e^{-j \omega_0 t} \quad (4.10)$$

A kezdeti feltételekből

$$u_c = (0 + \varepsilon) = U \Rightarrow A + B = 0 \quad (4.11)$$

$$i_L = (0 + \varepsilon) = 0 \Rightarrow A - B = 0 \quad (4.12)$$

$$(4.11), (4.12) \Rightarrow A = B = \frac{U}{2} \quad (4.13)$$

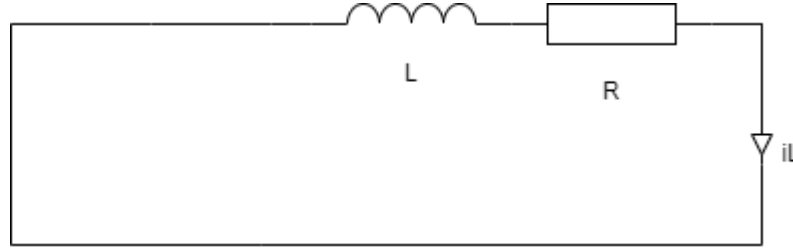
Tehát a kondenzátorfeszültség és tekercsáram az idő függvényében

$$\Rightarrow u_c = \frac{U}{2} (e^{j \omega_0 t} + e^{-j \omega_0 t}) = U \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (4.14)$$

$$i_L = -C \cdot U \cdot \omega_0 \cdot (-\sin(\omega_0 t)) = U \cdot \frac{C}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \sin(\omega_0 t) = \frac{U}{\sqrt{\left(\frac{L}{C}\right)}} \sin(\omega_0 t) \quad (4.15)$$

4.1.3 Csillapodási szakasz

A 4-3. Ábra az ekvivalens áramkör a tranzisztor kikapcsolása után, $t > T$ -re.



4-3. Ábra: Csillapodási szakasz

$$0 = i_L = L \frac{di_L}{dt} + R \cdot i_L \rightarrow \text{karakterisztikus egyenlet} \quad (4.16)$$

$$L \cdot r + R = 0 \Rightarrow r = \frac{-R}{L} \quad (4.17)$$

$$i_L(t) = A \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \quad (4.18)$$

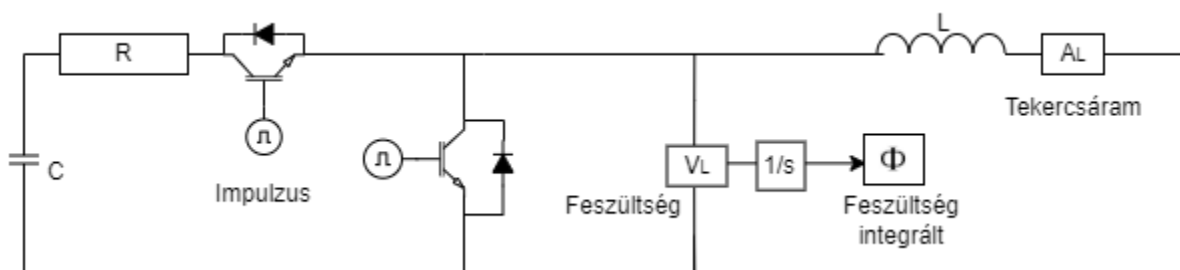
A kezdeti feltétel figyelembe vételével

$$i_L(T) = I_M = A \cdot e^{-\frac{R}{L}T} \Rightarrow A = I_M \cdot e^{\frac{R}{L}T} \quad (4.19)$$

$$i_L(t) = I_M \cdot e^{\frac{R}{L}T} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} = I_M \cdot e^{-\frac{R}{L}(t-T)} \quad (4.20)$$

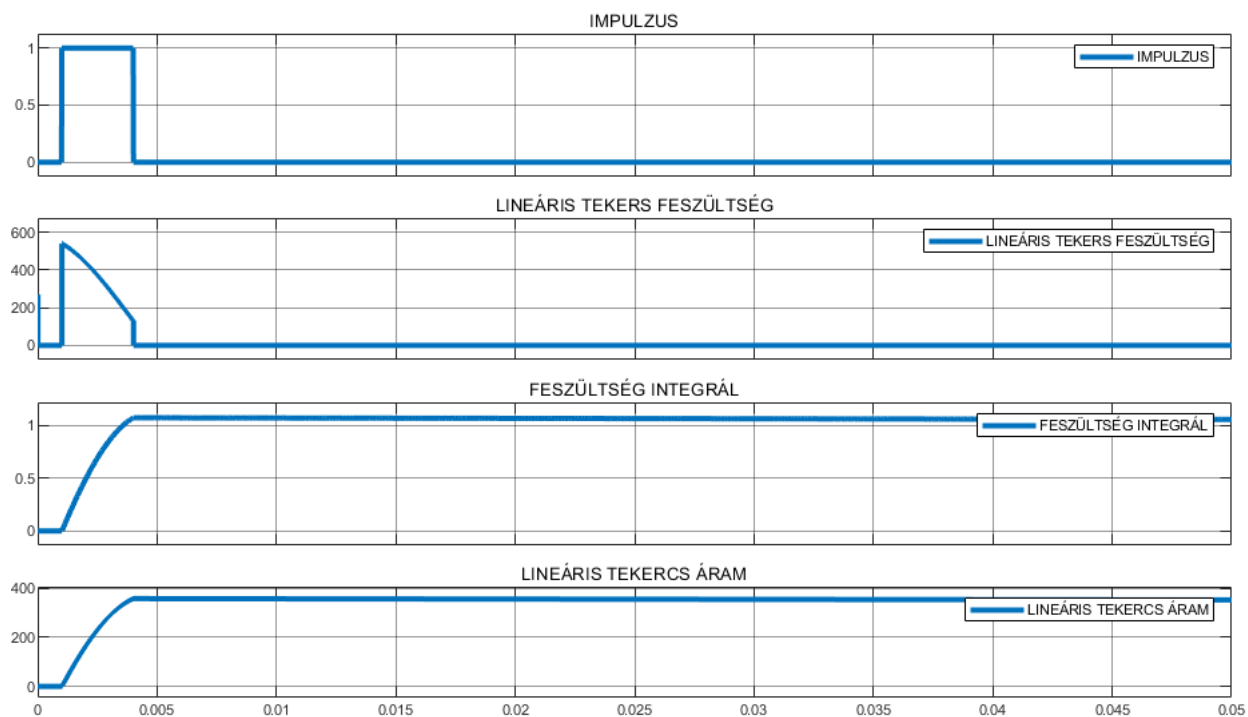
A tanulmányunk során elkészítettük egy lineáris tekercs mérőáramkörének modelljét MATLAB Simulink környezetben, ami bemutatja a tekercs viselkedését. A modell segítségével lehetőségünk volt megvizsgálni és értelmezni a tekercs áram és feszültség változását időben, amikor a kondenzátor rásütése megtörtént (4-2. Ábra:). A modell alapján egy 540 voltos feszültségforrással töltöttük fel egy 100 ohmos ellenálláson keresztül a kondenzátort, aminek kapacitása $C=2400 \mu\text{F}$. Miután a kondenzátor feltelt, 3 ms-os rácsevenzrlő impulzussal bekapcsoltuk az IGBT tranzistort, ezáltal “rásütve” a kondenzátort a tekercsre (4-5. Ábra). Ennél az impulzus szélességnél a kondenzátor nem képes teljesen kisülni, annak érdekében, hogy a kisülés teljesen megtörténjen az impulzus időtartamát meg kell növelni. A Simulink modell lehetővé tette, hogy részletesen megvizsgáljuk ezeket a tranziensfolyamatokat és értelmezzük a tekercs viselkedését különböző feltöltési és kisütési feltételek mellett. Például finomhangolhattuk az ellenállás értékét,

megváltoztathattuk a feszültségforrás értéket, vagy más paraméterekkel rendelkező rácsmeghajtó impulzusokat alkalmazhattunk (4-6. Ábra).

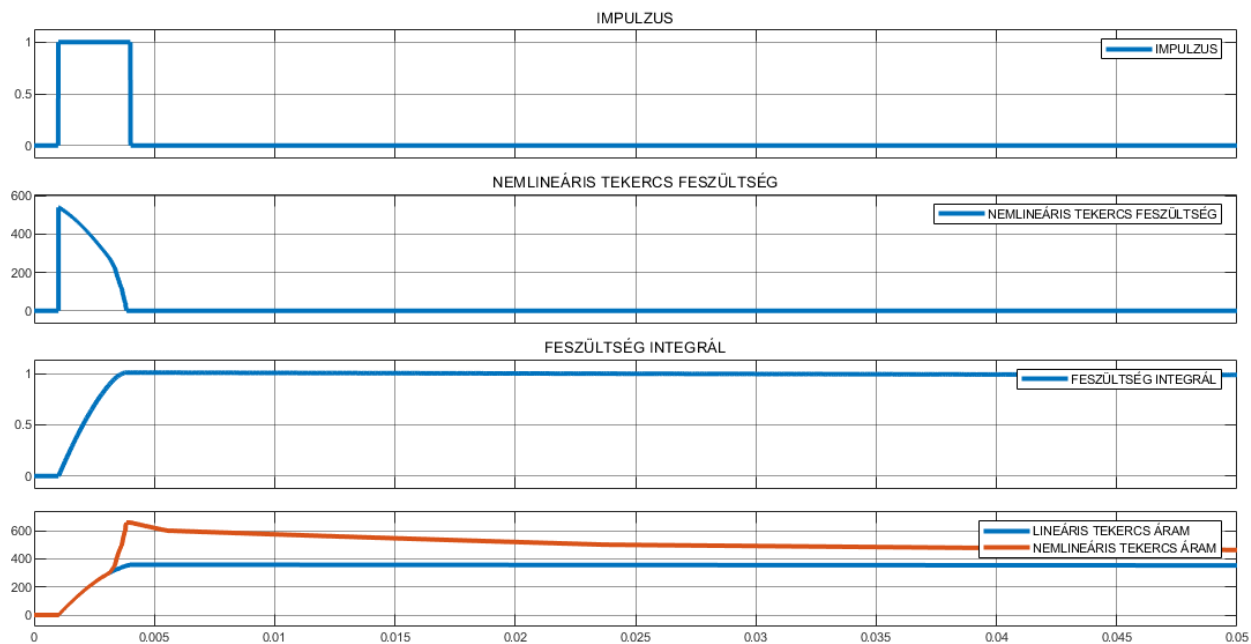


4-4. Ábra: Kapcsolási rajz az idődiagramok értelmezéséhez

Miután elvégeztük a megfelelő méréseket és értelmeztük a szimulációs eredményeket, a nemlineáris tekercs és a lineáris tekercs áramköri viselkedésének összehasonlítása következett. A nemlineáris tekercs esetében észrevehető volt, hogy az áram kezdetben követi a lineáris tekercs áramát, de aztán hirtelen meredeken emelkedni kezd, amikor eléri a telítési gerjesztésnek megfelelő áramerősséget. Ezután fokozatos csökkenés következik, a 4.20 összefüggés értelmében. Ez a megfigyelés rávilágít arra, hogy a nemlineáris tekercs viselkedése eltér a lineáris tekercsétől, különösen a nagy áramértékek esetén. A telítődés után a tekercs differenciális induktivitása nagymértékben csökken, ami szembetűnő áramnövekedést eredményez. A tranzisztor kikapcsolása után a tekercsáram fokozatosan csökken, az induktivitás és ellenállás által meghatározott időállandóval. A szimulációs kapcsolási rajzok az I. függelékben találhatóak.



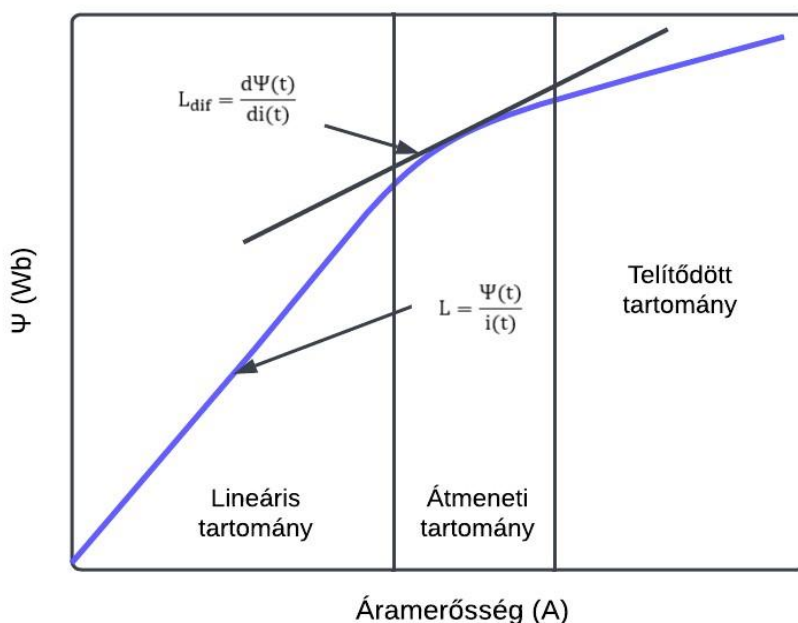
4-5. Ábra: Impulzusüzemű mérés szimulációjának eredményei lineáris tekercs esetén



4-6. Ábra: Lineáris és nem lineáris tekercs viselkedésének az összehasonlítása

4.2 Nemlineáris tekercs paramétermeghatározása

Nemlineáris tekercsek esetén nem határozható meg egy konstans arány a tekercsfluxus és a tekercsáram között, ami lineáris tekercsek esetén az induktivitás definíciója (4-7. ábra). A telítődő tekercsek viselkedése a tekercsfluxus és a tekercsáram közötti összefüggés bonyolultabb. Telítődő tekercsek esetén az áramerősségtől függő fluxus/áramerősség arány (nagyjelű, szekáns induktivitás) ismeretében meghatározható a tekercsfluxus, vagyis a vasmag mágneses igénybevétele, míg a tekercs feszültségének kiszámításához az úgynevezett differenciális (kisjelű) induktivitás alkalmazható. Általában a telítődés határaként az induktivitás 10%-kal való csökkenését szokták megjelölni, de egyes források az áramirányítók tekercseinek a mágneses igénybevételét egy úgynevezett „gyakorlatias” határhoz igazítják, amely szerint a mágneses telítődés ahhoz az áramerősséghez köthető, ahol differenciális induktivitás a maximálishoz viszonyítva felére csökken (Scirè *et al.*, 2021).



4--7. Ábra: Nemlineáris tekercs fluxusa és árama közötti összefüggés, és az ezekkel definiált induktivitás típusú paraméterek

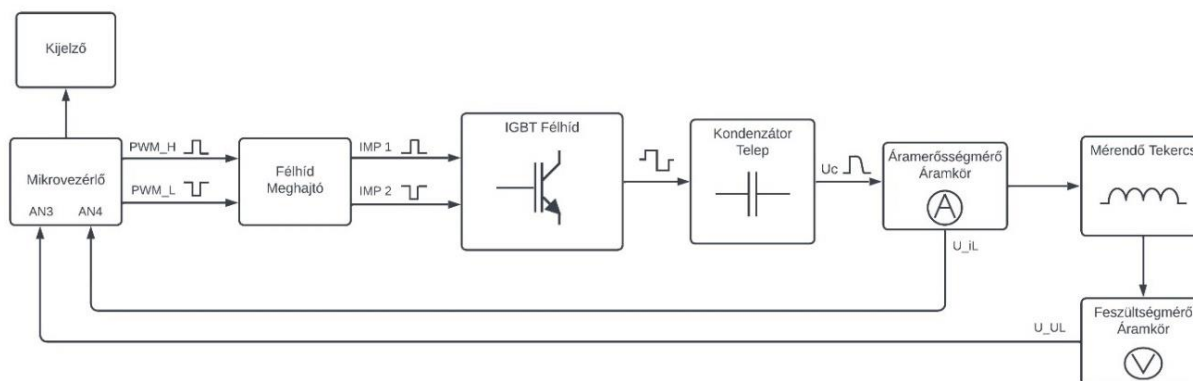
Az áramköri szimulációs programokban, mint például a Spice típusú programokban, vagy a Matlab-Simulink Simscape programcsomagjában, számos modellezési lehetőség áll rendelkezésre a tekercsek viselkedésének szimulálására. A Spice típusú programok esetében (Barili *et al.*, 1988)

valamilyen matematikai modell kerül felhasználásra (a fizikai elméleti háttérén alapuló, vagy viselkedést valamilyen közelítő függvénnyel leíró), illetve a Matlab-Simulink Simscape programcsomagjában, ahol a mágnesezési karakterisztikát fluxus-áramerősség koordinátapárok formájában kell megadni (Matlab, 2024).

Összességében a nemlineáris tekercsek modellezése és jellemzése fontos lépés az tervezésben, melyek az áramköri elemek viselkedésére igen nagy hatással vannak. A szimulációs programok által nyújtott lehetőségek segítségével a tervezők részletes tanulmányt tudnak készíteni a tekercs viselkedéséről különböző működési körülmények között

5 Gyakorlati megvalósítás

A gyakorlatban megvalósított mérőeszköz tömbvázlata az 5.1. ábrán látható. Ez szemlélteti a felhasznált elemeket és azok kapcsolatát.



5-1. Ábra: A gyakorlatban a megvalósított rendszer tömbvázlata

5.1 Áramköri elemek

A mérés során egy kis teljesítménnyel töltött kondenzátortelepet használtunk arra, hogy programozható nagyságú és időtartamú áramimpulzusokat állítsunk elő. Ehhez a

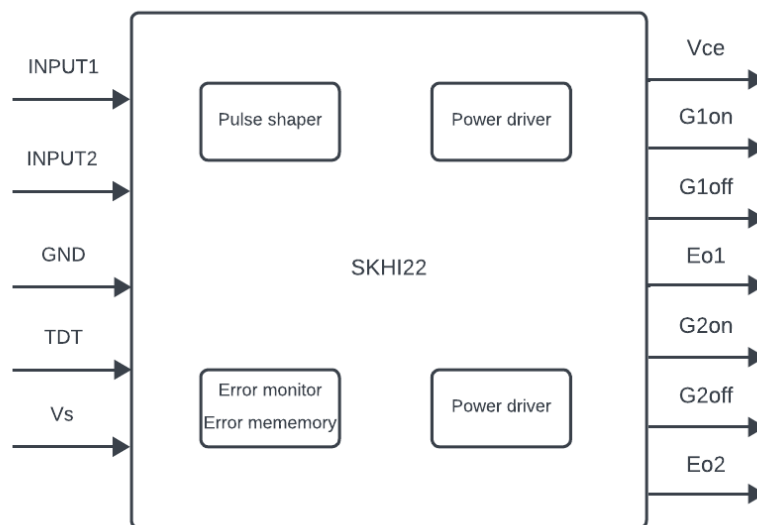
kondenzátorteletet egyszeri vagy ismételt kisütésekkel használtuk fel. Amikor a kondenzátor feltöltődik, az elektromos energiát tárol. Az impulzusok létrehozásához ezután a kondenzátort kisütjük. Az egyszeri kisütés esetén a kondenzátor egyszer adja le az energiát, míg az ismételt kisütés során többször ismétlődően lemerítjük azt, majd újratöltjük, így többször ismétlődő impulzusokat hozunk létre. Ez a módszer lehetővé teszi számunkra, hogy pontosan beállítsuk az impulzusok nagyságát és időtartamát a kisütés során felhasznált töltés mennyiségének és a kisütés időtartamának megfelelően. Így rugalmasan kontrollálhatjuk az áramimpulzusokat a kísérletekben vagy mérési eljárásokban, ami különösen fontos lehet például az elektronikai eszközök viselkedésének vagy teljesítményének vizsgálatában. A kondenzátortelet által tárolt energia lehetővé teszi az impulzusok ismételhetségét, amely kulcsfontosságú a kísérleti eredmények megbízható kiértékelése és értelmezése szempontjából.

A gyakorlati megvalósítás során egy mikrovezérlőt használunk impulzus generálásra, ami egy IGBT félhidat (ellenpárhuzamos diódákkal) hajt meg. A mikrokontroller által adott impulzus, ami 50 százalékos kitöltési tényezőre van beállítva, egy PWM félperiódus idejére vezetésbe hozza a félhid felső tranzisztorát, így a kondenzátor rásül a tekercsre. A rásülés pillanatában a mikrokontrolleren elindítjuk az analóg-digitális konverziót, A multiplexelt analóg bemeneti csatornák két jelátalakítóra vannak csatlakoztatva, a tekercsáram és a tekercsfeszültség mérése céljából. Az egyik méri a tekercs áramot, a másik pedig a tekercs feszültségét. A feszültség kimentése után, integráljuk a tekercsfeszültség időbeli változását, ami megadja a tekercsfluxust. Ez a tekercsfluxus egy fontos paraméter, amely lehetővé teszi számunkra a tekercs jellemzését. A tekercsfluxus és a tekercsáram közötti összefüggésből meghatározhatjuk a nemlineáris tekercsek számos jellemzőjét, amelyek alapvető fontosságúak az áramirányítók és más elektromos rendszerek tervezése és optimalizálása során. A fizikai rendszert alkotó részeket a III. függelékben lehet megtekinteni.

5.1.1 A tranzisztormeghajtó (driver) áramkör

A tanulmány megvalósítása során a félhid rácsmeghajtására egy SKHI-22AH4 R típusú hibrid dupla MOSFET integrált meghajtót alkalmaztunk (5-2. ábra). Ez az eszközt kifejezetten a teljesítmény MOSFET-ek vezérlésére tervezték meg. Gyakorlati megvalósításban ezen hibrid áramköri elem magába foglal egy felső és egy alsó meghajtó áramkört. A felső meghajtó áramkör felelős a felső tranzisztor rácsmeghajtásáért, míg a másik meghajtó felel az alsó tranzisztor

vezérléséért. Ezek a meghajtók előállítják a szükséges rács-feszültségeket az IGBT tranzisztorok hatékony be- és kikapcsolásához, minimalizálva ezzel a kapcsolási veszteségeket. Továbbá tartalmaznak olyan beépített funkciókat, amelyek növelik a megbízhatóságot. Ezek funkciók közé tartoznak, olyan beépített védelmi mechanizmusok, például túláram védelem, túlfeszültségvédelem, alul feszültség zárolás és hőkioldás, amelyek védelmet nyújtanak a tranzisztoroknak és a meghajtó áramköröknek, hogy ne léphessen fel károsodás. Hiba megjelenésekor a hibamemória beállításra kerül, ami abban az esetben lép fel, ha az IGBT váratlan rácsfeszültség csökkenése jelenik meg vagy rövidzár esetén. Rövidzárlat esetén a VCE bemenet hibajelzést küld az impulzustranzformátorokon keresztül a hibamemóriába. A hibamemória blokkolja az összes kapcsolóimpulzust az IGBT-hez, és elindítja a meghajtó hibakimenetét (P10). A hibakimenet egy nyitott kollektoros tranzisztorból áll, amely hiba esetén a jelet a földpontenciálra húzza. A tanulmány során az INPUT1 és INPUT2 bementeket használtuk arra, hogy a mikrovezérlő által generált impulzusokkal megvezéreljük az IGBT félhidat a meghajtón keresztül (Semikron, 2008).

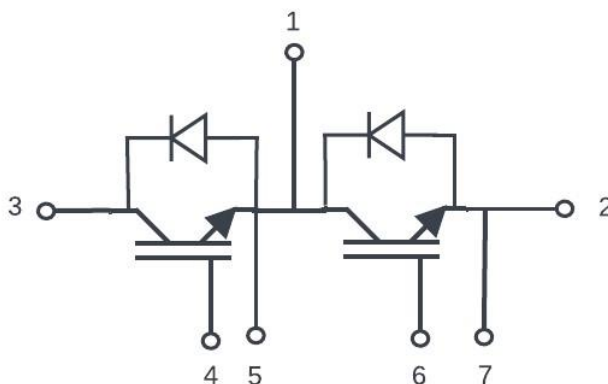


5-2. Ábra: SKHI22 IGBT meghajtó tömbvázlata

5.1.2 IGBT félhíd

Az általunk használt IGBT félhíd modul a Semikron által gyártott SKM50GB12T4. Ezt a félhidat számos alkalmazásban használják, mint például inverterek esetében vagy magas frekvenciás hegesztőkben. A mi alkalmazásunkra is megfelelő mivel 1200V-os CE feszültséggel és 25 C-os tokhőmérséklet esetén 81 A-es egyenárammal terhelhető (Semikron, 2013), valamint a hűtése is könnyen megoldható.

A belső szerkezete az 5-3. ábrán látható.



5-3. Ábra: IGBT4 félhíd belső kapcsolási rajza

5.1.3 Jelátalakítók

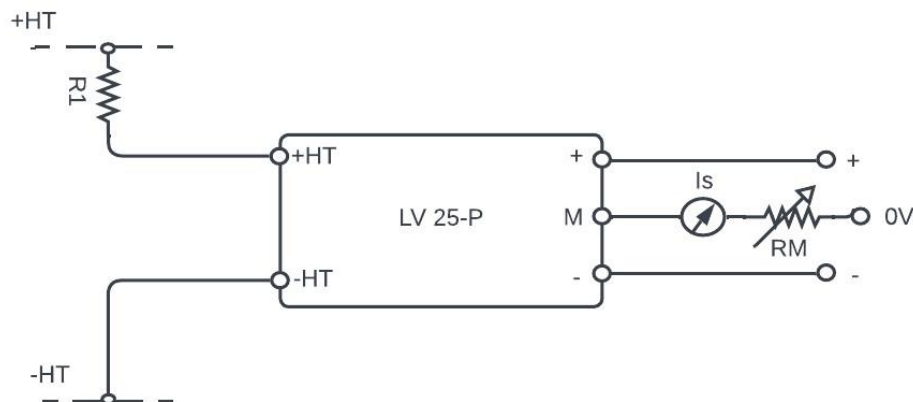
A tekercsáram mérésnek a megvalósításában egy LA55-P típusú áram-jelátalakító (továbbiakban: árammérő) (LEM, 2018) állt a rendelkezésünkre, valamint egy LV25-P (továbbiakban: feszültségmérő) (LEM, 2010) a feszültség mérés számára. Mindkét eszköz a Hall-effektust alkalmazva méri a fizikai mennyiségeket.

A transzformátor primer áramkörével egy általunk megválasztott ellenállást kötünk sorba (R1) (lásd az 5-4. ábrán), amely a mérendő primer feszültségtartománynak és a primerkör névleges áramának megfelelően van méretezve (LEM, 2010). Mindemellett az RM ellenállással szükséges beállítanunk a szekunderoldali feszültséget is úgy, hogy a feszültségtartomány felső határán a jelátalakító kimeneti erősítőfokozata ne telítődjön.

Ezt a következőképpen végeztük el:

Az elképzelésünk az volt, hogy a primer oldali +300V-ra a jelátalakítón a kimeneti feszültség +5V legyen, mivel ez a mikrovezérlő ADC referencia feszültsége és maximum +300V-ot szeretnénk mérni. Ennek érdekében egy labor tápegységen előre meghatározott feszültséget állítottunk be,

+60V-ot. Ennek megfelelően a kimeneten +1V-ot kellene mérjünk. Egy digitális feszültségmérővel mértük a jelátalakító kimenetét és annak megfelelően állítottuk az RM potenciómétert, hogy a kimeneten megkapjuk ezt a +1V-ot. Mindezek után még finomítottunk rajta, hogy az ADC által beolvasott feszültség pontos legyen.



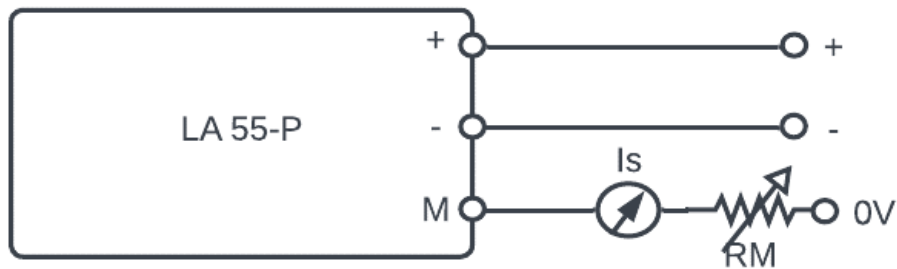
5-4. Ábra: LV25-P jelátalakító tömbvázlata

Így aztán a programban megvalósított kalibrálás egyenlete a következőképpen alakult:

$$mertFesz = \left[\left(nyersAdat \cdot \frac{4.95}{1023.0} \right) - Offset \right] \cdot \left(\frac{300.0}{5.0} \right) \quad (5.1)$$

- nyersAdat: ADC-ről beolvasott feldolgozatlan érték (0-1023);
- Offset: a jelátalakító által bejövő hiba (az a feszültség, amit akkor mérünk rajta, amikor valójában nincs feszültség a mérendő tekercsen).

Az **árammérő** jelátalakító hasonló elven működik, mint az előbbieken tárgyalt mérőeszköz. Ugyancsak szükséges ebben az esetben is a hangolás az RM potencióméter segítségével, lásd az 5–5. ábrán. Most is egy labortápot használtunk egy konstans referencia áram előállítására. Tudva, hogy jelátalakítónk max 70A-t tud megfelelően mérni (LEM, 2018), ezért mi a beállítást úgy végeztük, hogy a kimeneten 60A-nek feleljen meg az +5V.



5-5. Ábra: LA55-P jelátalakító tömbvázlata

A programban megvalósított kalibrációs egyenlet a következőképpen alakult:

$$mertAram = \left[\left(nyersAdat \cdot \frac{4.95}{1023.0} \right) - Offset \right] \cdot \left(\frac{60.0}{5.0} \right) \quad (5.2)$$

- Offset: a jelátalakító által bejövő hiba (az a feszültség, amit akkor mérünk rajta, amikor nem folyik áram a mérendő tekercsen);

A programozott függvény a II. függelékben megtalálható.

5.2 Kódrészletek ismertetése

5.2.1 PWM jelgenerálás

Az impulzusok generálására egy dspic30f6010A típusú mikrokontrollert használtunk (Microchip Technology Inc., 2006), aminek az impulzus szélesség moduláló (Motor Control PWM) elemét használtuk fel. Ezen a működési módokat a PTCN regiszter PTMOD két bitjének a beállításával választhatjuk ki.

- **PTMOD<1:0>:** PWM Időbázis Mód Választó bitek
- 11 = A PWM időbázis folyamatosan felfelé és lefelé működik, PWM frissítésekhez külön megszakításokkal.
- 10 = A PWM időbázis folyamatosan felfelé és lefelé számláló módban működik.
- 01 = A PWM időbázis egyszeri esemény módban működik (Single event counting)
- 00 = A PWM időbázis szabadon futó módban működik (Free Running mode).

A dolgozat megvalósítása során a PWM mód beállításai közül a „10” beállítást használtuk, valamint a „01”-et. A „10”-es üzemmódot használva megadjuk a PTPER regiszternek az értéket, amikor pedig a PTEN bit beállítása megtörténik, akkor elkezdődik a számolás felfele és mikor megegyezik a PTMR értéke a PTPER regiszter értékével, akkor a PTMR értéke lenullázódik a következő órajel élre, majd a számlálás kezdődik előlről. A „01”-es üzemmódban azonban az impulzus (számlálás) csak egyszeri alkalommal történik meg, majd a PWM leáll. Ezután követkeik a kitöltési tényező definiálása, ahol a MCPWM (Motor Control Pulse Width Modulation) modul egyszerűsíti a több, szinkronizált pulzusszélesség-modulált kimenet generálását. Mindegyikhez négy 16 bites speciális funkciós regiszter van hozzárendelve, Ezt az értéket a felhasználó képes változtatni a mikrovezérlő adta lehetőségek által.

$$PWM\ Period = [PRy + 1] \cdot T_{CY} \cdot (TMR\ Pre\ scale\ Value) \quad (5.3)$$

$$PWM\ Frequency = \frac{1}{PWM\ Period} \quad (5.4)$$

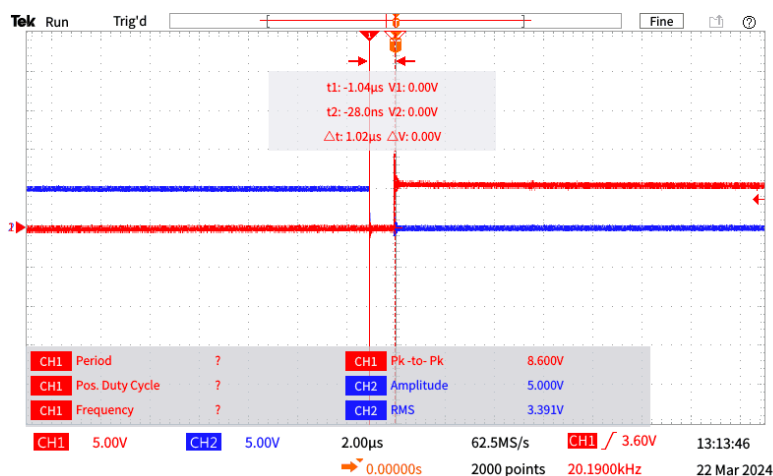
A megadott képletben a következő változók szerepelnek:

- PWM Period: A PWM periódusa (a ciklusidő), azaz az időtartam, amely alatt a PWM jel egy teljes ciklust tesz meg;
- PRx: A PWM periódusregiszter értéke;
- Tcy: Az órajel periódusa (a CPU órajelének vagy a rendszer órajelének időtartama);
- TMRx előosztó érték: A Timer előosztó értéke.

A PWM (Pulse Width Modulation) komplementer módban működik. Ez azt jelenti, hogy amikor az egyik láb magas szintre áll, a másik láb alacsony szintre vált, és fordítva. Ahhoz, hogy ez a váltás megfelelően működjön, szükség van egy kis időbeli eltolásra a két láb között, hogy elkerüljük a rövidzár kialakulását. Ezt az időbeli késleltetést nevezzük holtidőnek, "Dead Time"-nak. A "Dead Time" prescaler nulla értékre van állítva, és a "Dead Time" beállításának értéke 20, ami egy mikroszekundumos késleltetést jelent. Ez a beállítás biztosítja az áramkör megfelelő működését és védi a rendszert a potenciális problémáktól. A Dead Time időt a következő képlettel lehet kiszámítani:

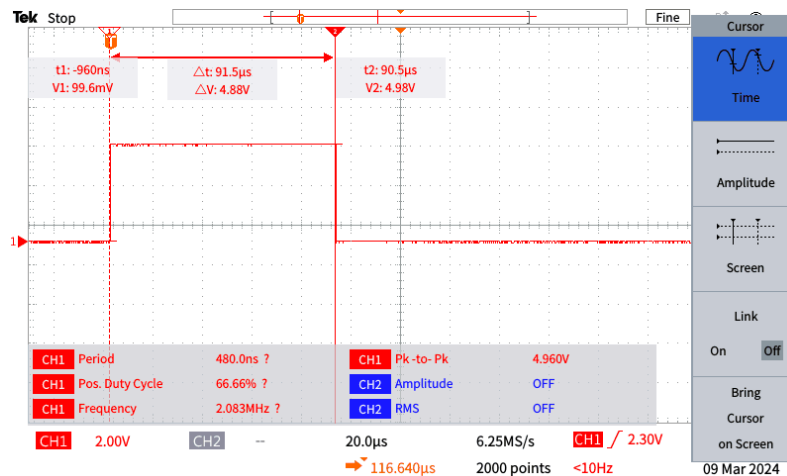
$$DT = \frac{DEAD\ TIME}{Pre\ scaler\ Value \cdot T_{CY}} \quad (5.5)$$

A 5–6. ábra megmutatja a holtidő jelenséget.



5-6. Ábra: Holtidő mérése

Miután a felhasználó kiválasztotta az impulzus szélességét, következik annak beállítása, hogy hány impulzusnyit szeretne mintavételezni az adott tranziens jelenségből. Ez az érték közvetlenül befolyásolja az impulzusok gyakoriságát és időtartamát, és így az általuk kiváltott jelek tulajdonságait. Az LCD kijelzőn (Bolymin Inc., 2008) megjelenő értékek segítenek a felhasználónak az aktuális konfiguráció vizuális ellenőrzésében és finomhangolásában, elősegítve a felhasználói élményt és a hatékony konfigurációt (5-14. ábra). Miután ezeket a beállításokat elvégezte, a felhasználó az "Enter" gomb megnyomásával aktiválja az impulzusgenerálást. A PWM (Pulse Width Modulation) beállítása során a felhasználó módosíthatja a PTPER (Period) regiszter értékét, amely a periódus hosszát határozza meg mikroszekundumban. Az 5-7. ábra egy impulzust ábrázol.



5-7. Ábra: Impulzus mérése

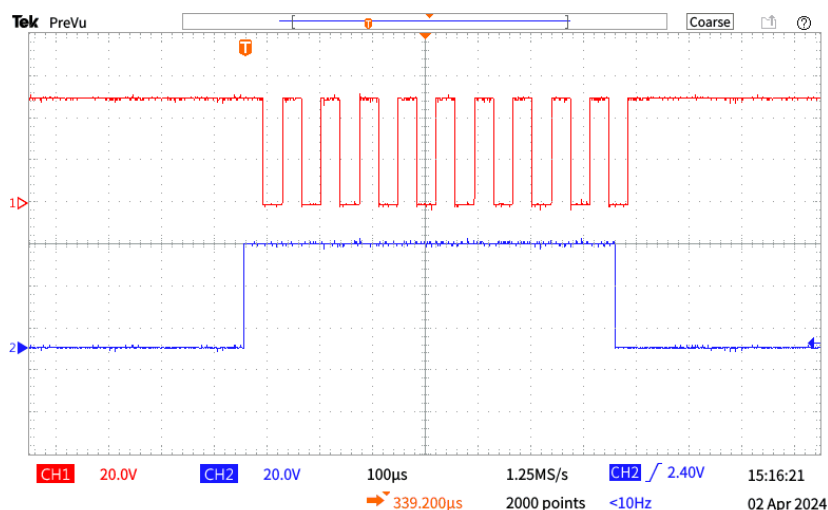
5.2.2 Analóg-Digitális konverzió (ADC)

Az analóg-digitális konverzió az, amely során az analóg jel digitális formába való átalakítása történik. Ezt az értéket a mikrokontroller beállítása során a kívánt értékre fogja alakítani. A FORM két bites adatmezője az adatkimeneti formátum biteket állítja be az ADC-ben. Az érték 00 esetén az ADC kimenete egész szám formátumban lesz, ahol a legmagasabb bit a jel előjele (jeles szám esetén), a többi bit, pedig az átalakított analóg érték bináris reprezentációja. A bináris formátumú adatot a DOUT (Data Output) jelöli, amelyben “dd dddd dddd” az átalakított adatot jelenti. A bináris adatok alapján lehet azonosítani az analóg jelet. Ezek mellett még más formákat is beállíthatunk, melyek a következők lehetnek:

- 11 (Signed Fractional): Az ADC kimenete előjellel ellátott tört formátumban van
- 10 (Fractional): Az ADC kimenete tört formátumban van
- 01 (Signed Integer): Az ADC kimenete előjellel ellátott egész szám formátumban van
- 00 (Integer): Az ADC kimenete egész szám formátumban van

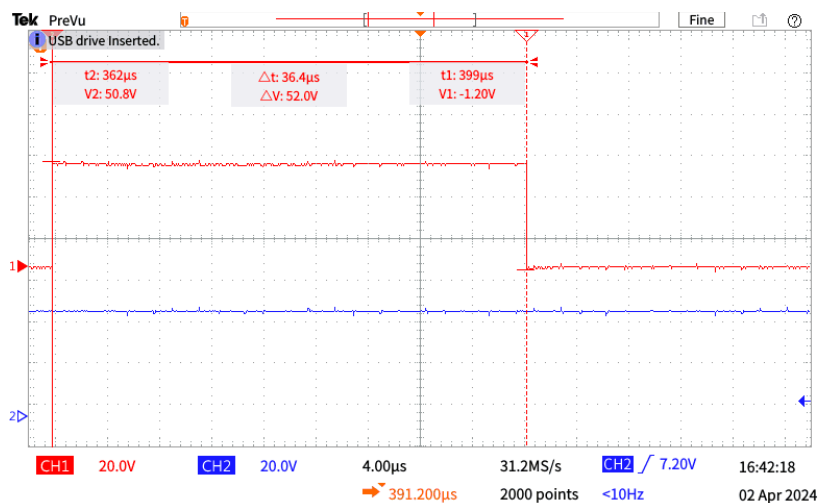
Az analóg-digitális konverzió során az eszköz mintavételezi az analóg jel értékét a megadott időközönként, és digitális értékké alakítja azt. A felhasznált A/D konverter 10 bites felbontású. A mintavételezés során azonban figyelniünk kellett arra, hogy ne haladjuk meg a kiadott impulzus szélességét, valamint beleütköztünk abba a problémába is, hogy nem tudtuk az adatokat eléggé hamar feldolgozni két mintavétel között. Ennek megoldása érdekében a konverziós értékeket először el kellett menteni egy-egy tömbbe, analóg csatornánként, majd későbbi feldolgozásra

kerültek. Az 5-8. ábra azt mutatja, hogy hogyan zajlik a mintavételezés egy mérési periódus alatt. Az egyes csatornán minden billenés egy konverzióknak felel meg.



5-8. Ábra: Mintavételezés és konverzió egy impulzus ideje alatt

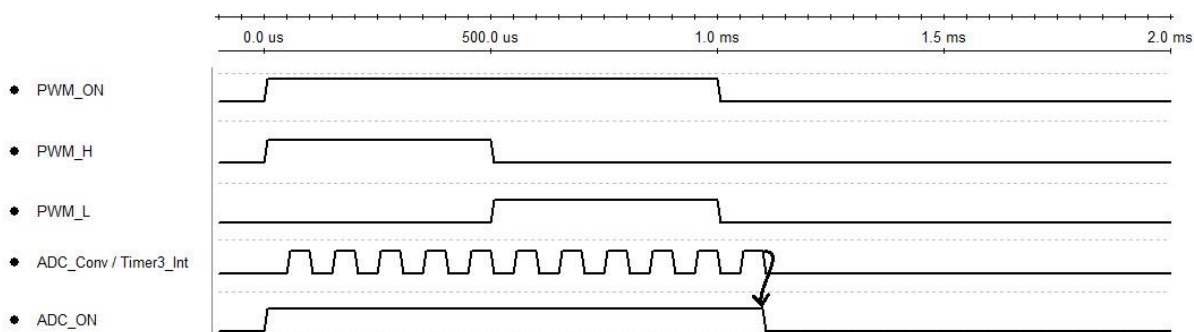
Azonban az is megfigyelhető, hogy nem pontosan addig tart a mintavételezés, ameddig az impulzus. Ennek egyik oka, hogy a megszakításrutinban is vannak olyan utasítások, amelyek megnövelik a megszakításrutin végrehajtásának az időtartamát. Ahhoz, hogy a mintavétel pontosan véget érjen lemerjük, hogy mekkora ez az eltolódás egy mintavétel esetén és ezt kivonjuk. Erre a következtetésre több mérés elvégezve jöttünk rá, miszerint az elvárt érték mindig nagyobb lesz 1 mikroszekundummal, példának adott az 5-9. ábra, amin azt láthatjuk, ahogyan a 35.35us helyett 36.4us-ot kaptunk itt tehát az eltérés = $36.4 - 35.35 = 1.05$ us.



5-9. Ábra: Mintavételi és konverziós impulzus

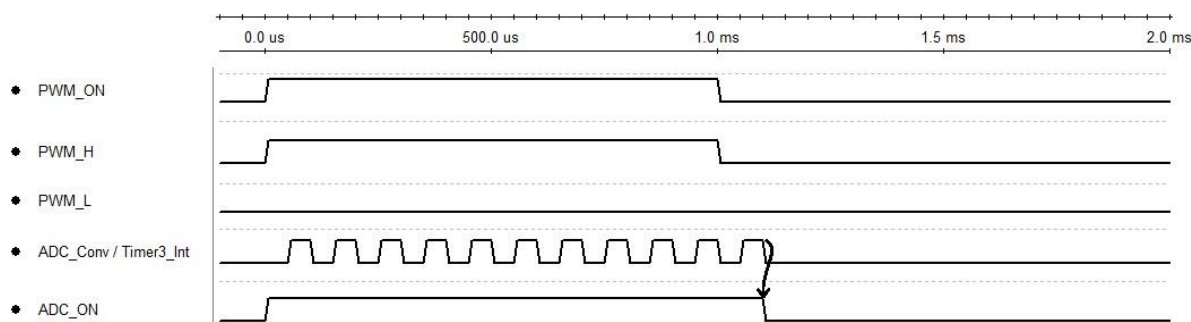
Miután lejárt az analóg csatornáknak a mintavételezése következett az adatok feldolgozására szolgáló algoritmusok implementálása. Mivel két analóg csatornán mintavételeztünk, így két darab egész típusú tömb volt deklarálva, melyek közül az egyik tartalmazta a tekercs áramot és a másik a tekercs feszültséget.

A következőkben láthatjuk, hogy hogyan alakulnak a folyamatok az idő függvényében ábrázolva. Az 5–10. ábra mutatja, hogy mi történik abban az esetben, hogyha a PWM-et 50%-os kitöltési tényezővel üzemeltetjük, egyszeri impulzus kiadására, komplementárisan. Miután megadtuk, hogy mekkora legyen az impulzus periódusa („Single Shot”-esetében szélessége) elindítjuk a PWM-et és vele együtt az ADC-t is. Ezért ebben az esetben olyankor is mintavételezünk, amikor az alsó tranzisztor van éppen bekapcsolva és a felső nincs.



5-10. Ábra: PWM idődiagram 50%-os kitöltésre

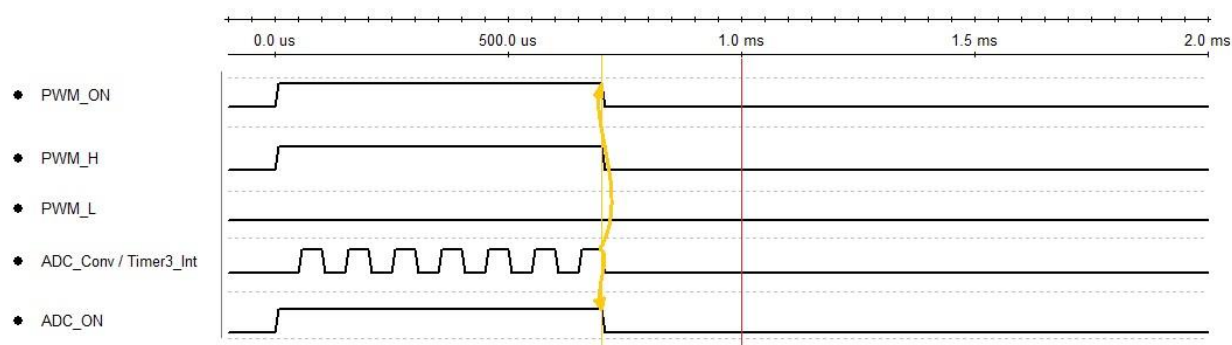
Ez az eset azonban számunkra nem érdekes, így egy jobb megoldás az, hogyha a “Single Shot” kitöltési tényezőjét 100%-ra állítjuk. Ebben az esetben pedig a mintavételezés csak akkor történik, amikor a felső tranzisztor van vezetésben, ezt láthatjuk az 5–11. ábrán.



5--11. Ábra: PWM idődiagram 100%-os kitöltésre

Mindkét esetben a mintavételezés leállása akkor történik meg, amikor a felhasználó által megadott mintavételek számát elértük. A mintavételek száma arányosan változik annak szélességével, mivel nem akarjuk meghaladni a PWM jel szélességét, a mintavételezés során.

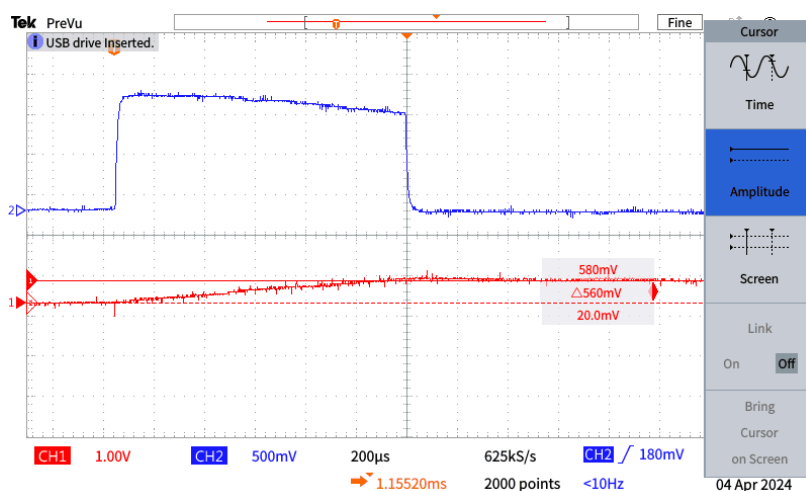
Egy másik mérési módot láthatunk az 5–12. ábrán, ahol elindítjuk a mérést, azonban a mintavételek száma helyett most az áramkorlátot tudjuk beállítani, így aztán az impulzus és a mintavételezés csak addig fog tartani, ameddig el nem érjük az előírt értéket. Tehát mondjuk az előírt 1ms-os impulzus és mérés csak 0.7ms-ig fog tartani, mivel ott már eléri a beállított áramkorlátot.



5-12. Ábra: Idődiagram áramkorlátos működésben

A Timer3 megszakításkezelő függvénye és az áramkorlátos mód megvalósítása a II. függelékben megtekinthető.

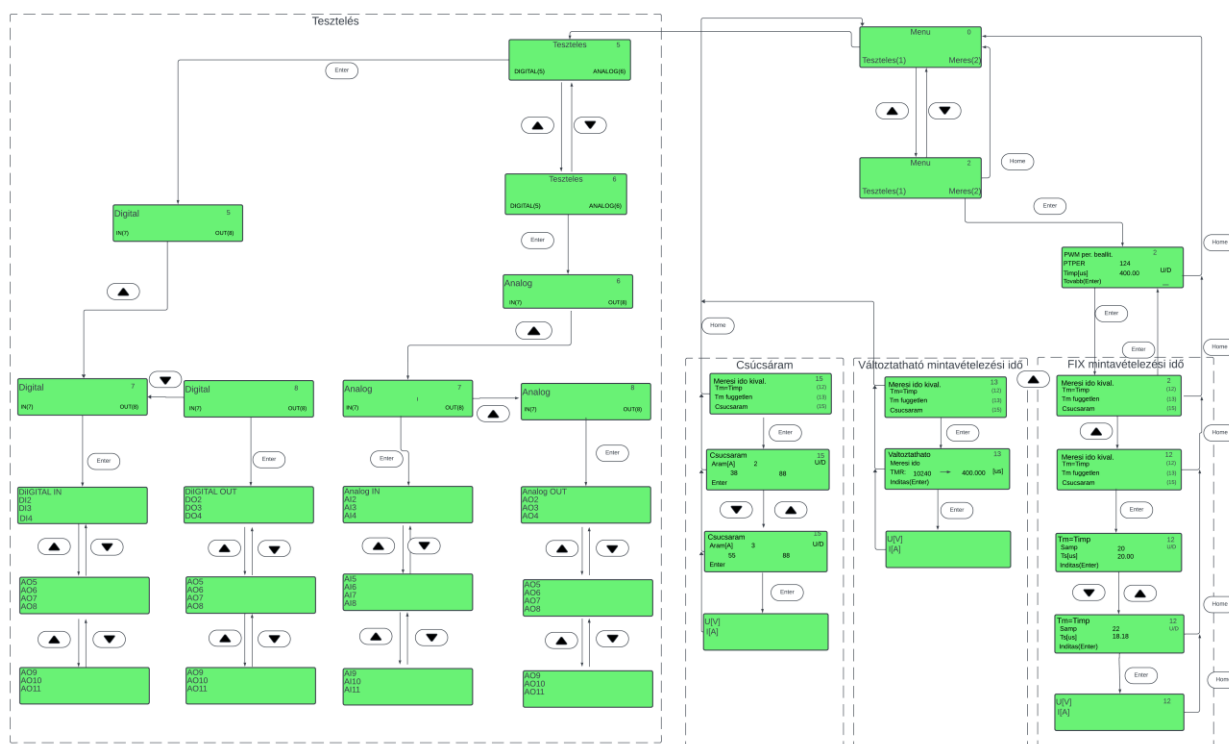
Egy gyakorlati példa látható az 5–13. ábrán, ahol az áram jelátalakító kimenete 560mV, ami 6,72A-nek felel meg.



5-13. Ábra: Áramkorlátos mérés

5.3 Felhasználói felület

A mikrovezérlős egység irányítása és felhasználóbarátta tételének az érdekében kibővítettük a rendszert egy LCD kijelzővel, amin láthatjuk a különböző paramétereknek a beállításait és a mikrovezérlő által kiszámított értékeket. Ezenkívül az LCD kijelző lehetővé teszi a digitális és analóg kimenetek nyomon követését is, melyben segít a menürendszer 5–14. ábrán bemutatott tömbvázlata. Ez azt jelenti, hogy a felhasználók láthatják azokat az értékeket és jeleket, amelyeket a rendszer kimenetként szolgáltat vagy esetleg bemenetén jelennek meg. Ez segíthet az esetleges hibák gyors azonosításában és javításában, valamint optimalizálhatja a rendszer hatékonyságát.



5-14. Ábra: A felhasználói felület folyamatábrája

A rendszerünkben található funkciók alapján több részt különböztettünk meg. Az első fő rész, amikor a felhasználó eldönti, hogy mérni szeretne az eszközzel vagy tesztelni a ki és bemeneteket. Ha a mérést választja, akkor az első dolga azt eldönteni, hogy az impulzus-szélesség modulált jel mekkora legyen, ennél a beállítási lehetőségnél látni lehet a PTPER regiszter által megkapott szám értékét és ezt mikroszekundumban is kifejezve megjelenik az adott oldalon. Ezt követi az a rész mikor el kell dönteni, hogy a mintavételezési idő adott hosszúságú legyen vagy szeretnénk rajta változtatni, ami azt takarja, hogy helyzettől függően beállítható a mintavételezési periódus.

Meghatározott mintavételezési időt választva beállíthatjuk, hogy mennyi mintavételt szeretnénk elvégezni az adott idő alatt, melynek függvényében a mikrovezérlő kiszámítja, hogy mennyi ideig tart egy mintavétel, melyet láthatunk az 5-15. ábrán. Ez alapján az ADC fogja venni a mintavételeket és a kapott értékek elmentésre kerülnek egy tömbbe, amit majd a későbbiekben feldolgoz. Abban az esetben, ha változattani szeretnénk a mintavétel idején, akkor a *Változtatható mintavételezési idő*-t kell kiválasztani, ahol egyaránt lehet növelni vagy csökkenteni a mintavétel idejét.

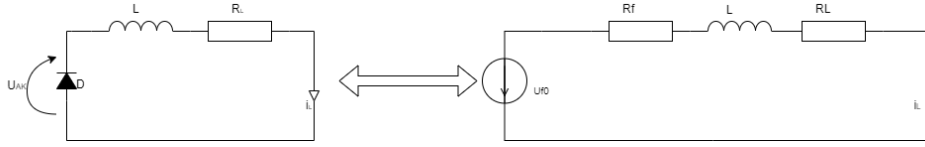
A következő megvalósítás, amit implementáltunk a rendszerünkbe az, hogy adott csúcsáramon kapcsolja ki a tranzistorokat. Ebben a funkcióban azt valósítottuk meg, hogy egy előírt áramerősség elérése esetén a rendszer kapcsolja ki a félhíd felső tranzisztorát. Amint látható az 5-15. ábrán csúcsáram módusú impulzuskorlátozás esetén kiválasztható, hogy milyen áramerősséig mintavételezzen és mentse az adatokat a mikrokontroller, és ha ezt az értéket elérjük, akkor kapcsolja le a tranzisztort és az ADC funkcióját a mikrokontrollernek. Az LCD kijelzőre kivan írva amperben az áramerősség értéke, melyet egy átalakítás révén a kijelzőre is kiírunk az átláthatóság kedvéért. Ez az átalakítás azért szükséges, mert az ADC által beolvasott feldolgozatlan adattal hasonlítjuk össze a felhasználó által beállított értéket és mivel tudjuk, hogy az ADC által feldolgozott nyers adat 0-1023-es tartományba van, így át kell alakítanunk ennek a skálának megfelelően az áramerősség értékét. Ez az átalakított érték figyelhető meg a harmadik sorban, ami vizuálisan segít a felhasználói élmény javításában.



5--15. Ábra: Üzem módok kezelőfelülete

6 A kapcsolóeszközök termikus méretezése

Ezen fejezet tartalmazza azon számításokat, amelyek hozzájárulnak a tranzisztor és dióda termikus viselkedésének a megértéséhez. A dióda esetében a 4-3 ábra helyett a 6-1 ábrán látható helyettesítő kapcsolást használtuk. Első lépésben az adatlapokat elhasználva kikerestük az alkatrészek termikus paramétereit, melyeket fel kell használnunk.



6-1. Ábra: A dióda termikus számításához használt ekvivalens áramkör

A tranzisztor és a dióda veszteségeit egyszerűsítő feltételezéssel lineáris tekercs esetén érvényes szinuszos áramimpulzusra és az ezt követő exponenciális hullámformára határoztuk meg.

A diódaveszteségek számítása a 6.1 ábra felírt differenciálegyenlet megoldásából indul ki. Itt t_2 a tranzisztor kikapcsolásának pillanatától számított idő.

$$0 = U_{F0} + (R_L + r_F) \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow i_L(t_2) = \frac{-U_{F0}}{R_L + r_F} + A \cdot e^{-\frac{t_2}{\frac{L}{R_L + r_F}}} \quad (6.1)$$

$$i_L(t = Tp) = i_L(t_2 = 0) = I_{max} \rightarrow I_{max} = -\frac{U_{F0}}{R_L + r_F} + A \quad (6.2)$$

$$A = I_{max} + \frac{U_{F0}}{R_L + r_F} \quad (6.3)$$

$$i_L(t_2) = i_D = \frac{-U_{F0}}{R_L + r_F} + \left(I_{max} + \frac{U_{F0}}{R_L + r_F} \right) \cdot e^{-\frac{t_2}{\frac{L}{R_L + r_F}}} \quad (6.4)$$

$$P_D = U_{AK} \cdot u_D = (U_{F0} + r_{F0} \cdot i_D) \cdot i_D \quad (6.5)$$

$$\frac{dP_D}{dt_2} = U_{F0} \cdot \frac{di_D}{dt_2} + 2 \cdot r_F \cdot i_D \cdot \frac{di_D}{dt_2} = \quad (6.6)$$

$$= (U_{F0} + 2 \cdot r_F \cdot i_D) \cdot \left(I_{max} + \frac{U_{F0}}{R_L + r_F} \right) \cdot \frac{-(R_L + r_F)}{L} \cdot e^{-\frac{t_2}{\frac{L}{R_L + r_F}}} \quad (6.7)$$

I_{max} az áramimpulzus csúcsértéke

$$I_{max} = \frac{U}{\sqrt{\left(\frac{L}{C}\right)}} \quad (6.8)$$

A tranzisztor veszteségei szinuszos áramimpulzus esetén.

$$i_T = I_{max} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (6.9)$$

$$p_T = U_{CE} \cdot i_T = (U_{CE_0} + r_{CE} \cdot i_T) \cdot i_T \quad (6.10)$$

$$= U_{CE_0} \cdot i_T + r_{CE} \cdot i_T^2 \quad (6.11)$$

$$= U_{CE_0} \cdot I_{max} \cdot \sin(\omega_0 t) + r_{CE} \cdot \frac{I_{max}^2}{2} \cdot (1 - \cos(2\omega_0 t)) \quad (6.12)$$

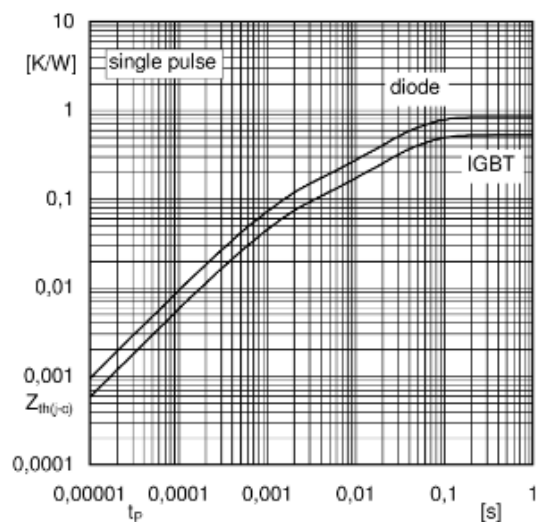
$$\frac{dp_D}{dt} = U_{CE_0} \cdot \frac{di_T}{dt} + 2 \cdot r_{CE} \cdot i_T \cdot \frac{di_T}{dt} = (U_{CE_0} + 2 \cdot r_{CE} \cdot i_T) \cdot \frac{di_T}{dt} \quad (6.13)$$

$$\frac{di_T}{dt} = \omega_0 \cdot I_{max} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (6.14)$$

Az így meghatározott veszteségek alapján meghatározható a kapcsolóeszközök félvezető struktúrájának a hőmérséklete az idő függvényében, vagyis a fenti teljesítményimpulzusokra adott tranziens válasz. Ehhez szükséges lenne a félvezető eszközök tranziens termikus modellje, amely az általunk felhasznált kapcsolóeszközök adatlapjában nincs megadva. Így a tranziens termikus számítást az adatlapban megadott termikus impedanciák függvényében kell elvégeznünk (Fukunaga and Funaki, 2020), (Vaucourt, 2023).

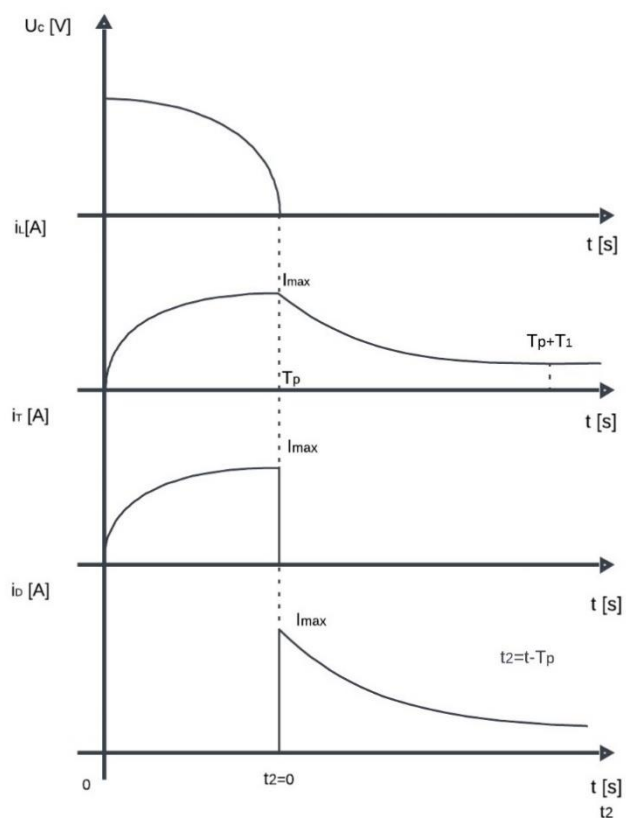
Tudva, hogy a termikus impedancia tulajdonképpen az átmeneti függvény (a teljesítmény egységimpulzusra adott válasz), a hőmérséklet időfüggvényét az átmeneti függvény módszerével, a termikus impedancia és a veszteségi teljesítmény időderiváltja konvolúciós szorzatának kiszámításával tudjuk meghatározni.

Például, ha az impulzus hossza 0,0001 másodperc, akkor az 0,0005 K/W-nak felelne meg az IGBT esetében 6–2. ábra. A hőmérséklet kiszámítására írtunk egy Matlab kódot, ami segít abban, hogy leszimuláljuk a különböző paraméterű rendszerek esetében hogyan változik a tranzistor és a dióda termikus igénybevétele az impulzusszélesség függvényében. Ezáltal egy egyszerű eszköz lehet a különböző paraméterű rendszerek esetében a tranzistorok és diódák termikus igénybevételének modellezésére az impulzusüzemű környezetben. A kód megírása során fontos volt, hogy figyelembe vegyünk minden olyan tényezőt, amely befolyásolhatja a termikus viselkedést, például az eszköz típusát, a rendszer konfigurációját, az üzemi körülményeket.



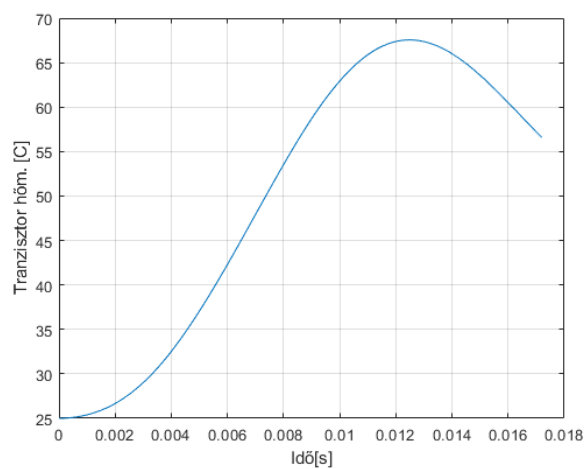
6-2. Ábra: Az SKM50GB12T4 modul termikus impedanciái

A következőkben beállítottuk az áramköri elemek paramétereit, felhasználtunk a kísérletek során. Ezek után meghatároztuk az áramimpulzus paramétereit (6-3. ábra).



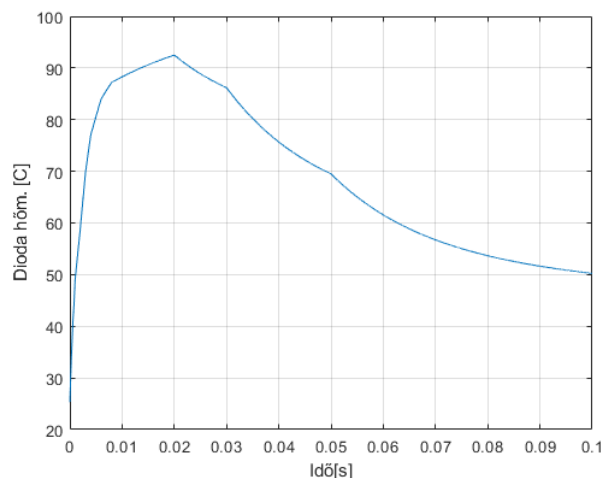
6-3. Ábra: Tranzisztor és dióda feszültségei és áramerősségei

A paraméterek Matlab kódba való bevitele a V. függelékben található. Ezt a beállítást felhasználva tudtunk kísérletezni, hogy mekkora hőmérséklet ér el a dióda és a tranzisztor. Teljes félperiódust kihasználva láthatjuk, hogy a hőmérséklet eléri a maximális értéket és mivel lejárt a tranzisztor vezetési szakasza, így elkezdődik a hűlési szakasz, melyet a 6-4. ábrán figyelhetünk meg. Ez az információ fontos lehet a rendszer tervezésében és optimalizálásában. Például, a hűtési rendszer megfelelő méretezése és tervezése, valamint a vezérlési algoritmusok finomhangolása lehetővé teheti, hogy a tranzisztor és a dióda hőmérséklete a megfelelő tartományban maradjon az üzem során



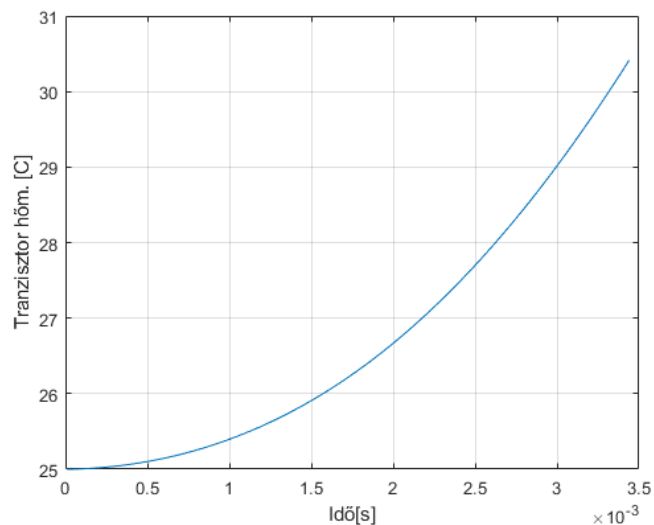
6-4. Ábra: A tranzisztor hőmérsékletének változása az áramimpulzus során

A dióda esetén a félvezető struktúra hőmérsékletének alakulását a 6.5 ábra szemlélteti. Ebből az ábrából kiindulva látható, hogy hőmérséklet 92 °C körül éri el a maximális értéket.



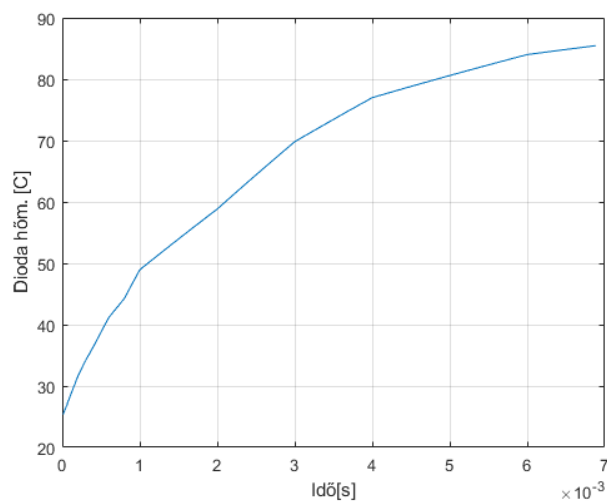
6-5. Ábra: A dióda hőmérsékletének alakulása a tranzisztor kikapcsolása után

A továbbiakban egyötödére csökkentettük az áramimpulzus időtartamát, és ennek köszönhetően a tranzisztor esetében a maximális hőmérséklete csak 30,5 °C (6-6. ábra).



6-6. Ábra: A tranzisztor hőmérsékletének az alakulása rövid áramimpulzus esetén

A dióda esetében a hőmérséklet nagyon gyorsan felugrik. A 6-7. ábrán látható, hogy a maximális hőmérséklet közelében van, már $7 \cdot 10^{-3}$ szekundum alatt.



6-7. Ábra: A dióda hőmérsékletének alakulása rövid áramimpulzus esetén

A termikus vizsgálat Matlab kódrészletei megtekinthetőek az V. függelékben.

7 Kísérleti eredmények

7.1 Mérési módszerek és a mérési eredmények feldolgozásának módszerei

Kísérleti utunk során több fajta módon végeztünk méréseket és dolgoztunk fel adatokat. A **mérési elv igazolásához, lineáris üzemmódban** első sorban egy reosztátot használtunk, majd ennek mértük le az időállandóját oszcilloszkóp segítségével és hasonlítottuk össze a számolt mennyiséggel. Ezt követően a reosztáttal sorba kötöttünk egy tekercset és felhasználva a reosztát ismert paramétereit, valamint a méréseinket megtudtuk határozni a tekercs addig ismeretlen induktivitását. Ezt az eredményt később összevetettük egy másik mérés és számolás eredményével, amelyet már "Single Shot" üzemmódban végeztünk és reosztát nélkül. Ezek a mérések által vizsgáltuk a rendszerünk helyességét. A továbbiakban a **nemlineáris üzemmód azonosítása** következett, melyben oszcilloszkópon mértük a jelátalakítók kimeneteit és megvizsgáltuk a telítődési pontokat. Ezt kétféleképpen végeztük el. Első alkalommal egy állandó impulzusszélességet állítottunk be, majd a kondenzátor kezdeti feszültségét változtattuk, majd a második méréssorozatunk alkalmával viszont a feszültség mellett az impulzus szélességét is változtattuk. Ezek után a **mérési adatok feldolgozása** következett, **nemlineáris üzemmódban**, amely során egy mérés adatait kimentettük az oszcilloszkópról egy CSV állományba, majd azt Matlab-ban dolgoztuk fel.

7.2 A mérési eredmények kiértékelése

7.2.1 A mérési elv igazolása lineáris üzemmódban

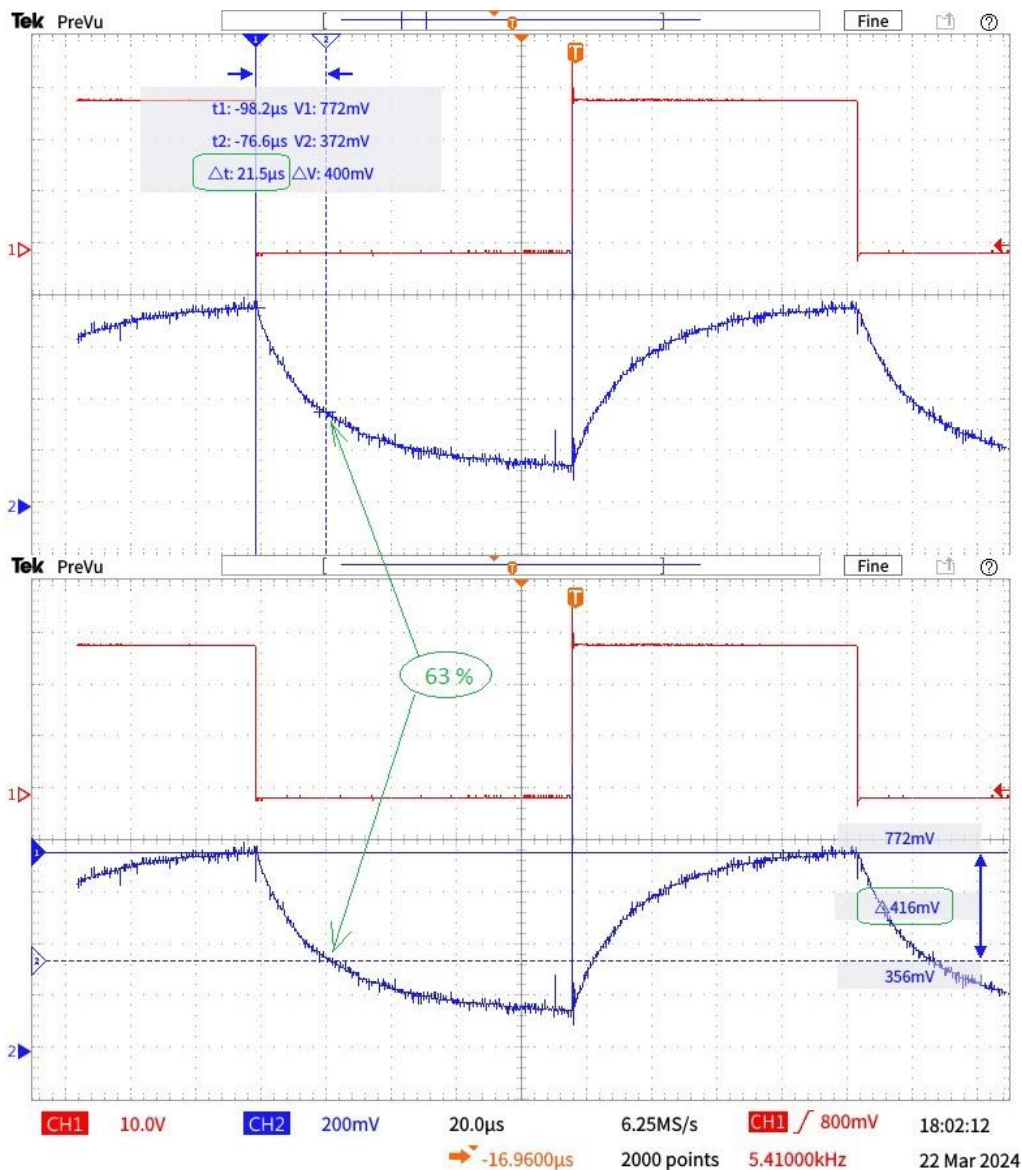
Több fajta mérést valósítottunk meg. Az egyik ilyen mérés során bekötöttünk fogyasztóként egy reosztátot, aminek lemértük a paramétereit. $R_{reoszt} = 21.4 \, \Omega$,
 $L_{tek} = 0.44 \, mH$.

Ebből az következik, hogy az időállandó:

$$\tau = \frac{L_{tek}}{R_{reoszt}} = \frac{0.44 \cdot 10^{-3}}{21.4} = 20.5 \, \mu s \quad (7.1)$$

Ezek után a PWM-et **folytonos üzemmódban** működtetve, a kondenzátoron felgyülemlett energiát periodikusan rásütöttük a fogyasztóra, miközben vizsgáltuk az áramot. Először lemértünk

az amplitúdó 63%-át, majd meghatároztuk az ehhez tartozó időpillanatot és ebből következőleg meg tudtuk mérni az időállandót, ami $21.5\mu\text{s}$, szinte pontosan ugyanaz, mint amit számoltunk és figyelembe kell venni a transzduktor válaszütemét is.



7-1. Ábra: Időállandó mérése

Ezt követően bekötöttünk egy tekercset sorba a reosztáttal, viszont szükséges volt, hogy lecsökkentsük a PWM frekvenciáját, mivel egy olyan impulzusszélességet akartunk előállítani, ami elég nagy ahhoz, hogy a kondenzátort teljesen ki tudjuk sütni, a szaturáció elérésének érdekében. Ahhoz, hogy ez megvalósuljon beállítottuk a PWM prescalert 1:64-re.

Ebben az esetben is lemertük a rendszerünk időállandóját. Az áram amplitúdója ebben az esetben 392mV-nak megfelelő áram, amiből következik, hogy ennek 63% az 246.96mV. Ebből adódóan leolvassuk az időállandót: $\tau = 318 \mu s$. A sorba kötött ellenállás paraméterei most a következők: $R = 37.5 \Omega$ (ebbe beletartozik a tekercs ellenállása is), $L = 750 \mu H$. Ezekből az adatokból kiszámítható az össz induktivitás.

$$\tau = \frac{L}{R} \xRightarrow{\text{köv.}} L = \tau \cdot R \quad (7.2)$$

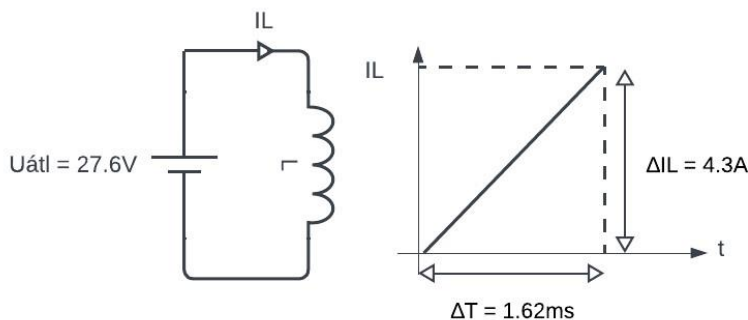
$$L_{\text{össz}} = 318 \cdot 10^{-6} \cdot 37.5 = 0.012 H$$

Ebből hogyha kivonjuk a sorba kötött ellenállás induktivitását, akkor megkaphatjuk, hogy mennyi a mérendő tekercs induktivitása.

$$L_{\text{tekercs}} = 0.012 - 750 \cdot 10^{-6} = 11.25 mH$$

Ezek után átváltottuk "Single Shot" módra a PWM generátort és kivettük a sorba kötött reosztátot. Az előbbieken erre azért volt szükség, mert a folytonos impulzus leadás során a tekercsen megjelent egy DC komponens is, amit ezzel korrigáltunk. A későbbiekben azonban majd szükségesnek bizonyult a kondenzátorral sorba kötni egyet, mivel rájöttünk, hogy a tekercs a kisütés után elkezd a tápról felvenni az áramot, ezzel pedig korlátoztuk, jóllehet megnöveltük a kondenzátor feltöltődésének időállandóját, de ez elhanyagolható a mi esetünkben.

A továbbiakban mértünk egy impulzusnyit és megállapítottuk, hogy a kondenzátoron a feszültség még így sem csökken le 0-ra így az átlagfeszültség, ami a tekercsen megjelent $U_{\text{átl}} = 27.6V$, valamint $\Delta T = 1.62ms$ alatt az áram 4.3A-re növekedett. Ezek alapján pedig ismét kiszámítható a tekercs induktivitása. A 7-2. ábra szemlélteti mindezt.



7-2. Ábra: Tekercs induktivitás számolása

$$U - L \cdot \frac{di}{dt} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \Rightarrow L = \frac{U_{\text{átl}} \cdot \Delta t}{\Delta I_L} = \frac{27.6 \cdot 1.62 \cdot 10^{-3}}{4.3} = 10.4 \text{ mH} \quad (7.3)$$

Látható, hogy ez majdnem megegyezik azzal, amit az előző esetben számoltunk.

7.2.2 A nemlineáris üzemmód azonosítása

A következő lépésben a kondenzátor kapacitását 300uF-ra növeltük és felvittük a feszültséget 60V-ra, majd ezt követően minden mérés során növeltük egészen 155V-ig.

A mérések során mértük a feszültséget az árammérő jelátalakítón és ebből számoltuk ki az áramot a tekercsen. A mérés összefoglalása a(z) 1. táblázat.

1. táblázat: A tekercsáram mérése, változó feszültség függvényében

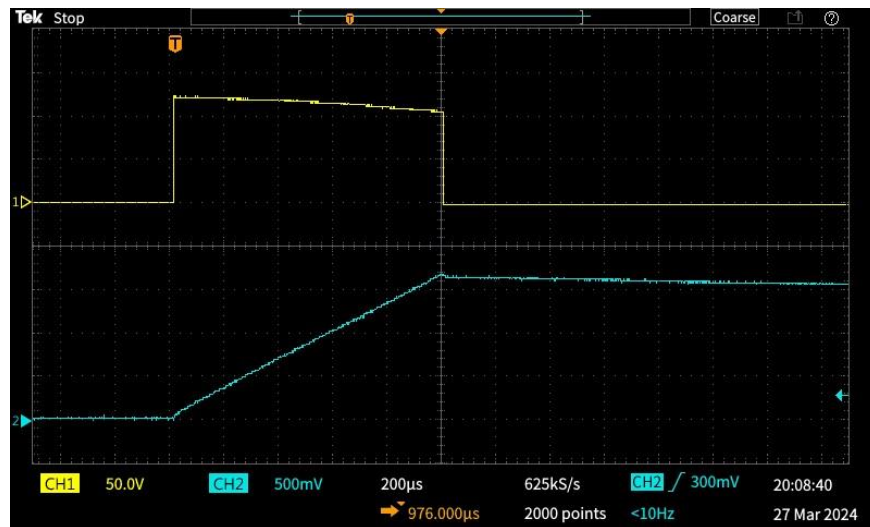
Áram mérése, tekercsen, változó feszültség függvényében			
Nr	U _c [V]	U _{tr} ad [V]	I _L [A]
1	60	1.78	9.942
2	80	2.52	14.382
3	90	2.96	17.022
4	95	3.16	18.222
5	100	3.48	20.142
6	105	3.68	21.342
7	110	4.08	23.742
8	115	4.56	26.622
9	119.4	4.96	29.022
10	125	5.6	32.862
11	130	6.24	36.702
12	135	6.88	40.542
13	140	7.6	44.862
14	145	9.6	56.862
15	150	10.5	62.262
16	155	11.2	66.462

Ezt követően egy olyan méréssorozatnak fogtunk neki, amely során nem csak a feszültségimpulzus amplitúdóját változtatjuk, hanem a kisütés idejét is. Ennek összefoglalása látható a 2. táblázatban, ahol **sárga színnel** van jelölve minden mező, amely eltér az előző mérésben beállított értéktől.

2. táblázat: Áram mérése, tekercsen, változó feszültség és változó impulzus szélesség függvényében

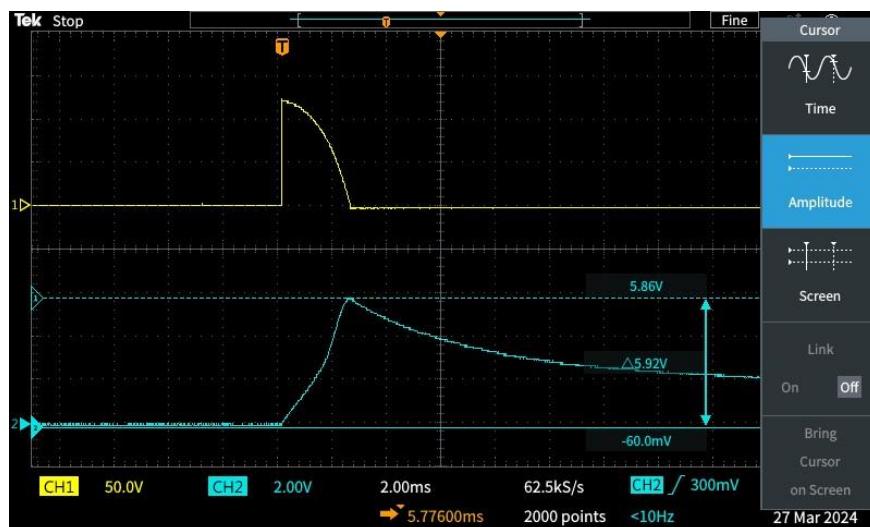
Áram mérése, tekercsen, változó feszültség és változó impulzus szélesség függvényében				
Nr.	Uc [V]	Urad [V]	IL [A]	DeltaT [us]
1	60	0.172	0.294	113.6
2	120	1.62	8.982	993.6
3	120	2.64	15.102	1553.7
4	120	4.4	25.662	2033.81
5	120	5.92	34.782	2513.75
6	135	8	47.262	2513.75
7	135	7.2	42.462	2033.8
8	135	3.76	21.822	1553.7
9	135	1.92	10.782	993.6
10	155	2.24	12.702	993.6
11	155	6.24	36.702	1553.7

Az vizsgálat célja az volt, hogy addig növeljük az impulzus amplitúdóját vagy a szélességét, ameddig a tekercsen nyilvánvalóvá válik a telítődés. Az elején tehát egy beállított kezdeti 120V-ot sütöttünk rá a tekercsre, de ez nem tudott teljesen megtörténni, mivel a beállított idő leállította a folyamatot (kisütést). Ez látható a 7-3. ábrán.



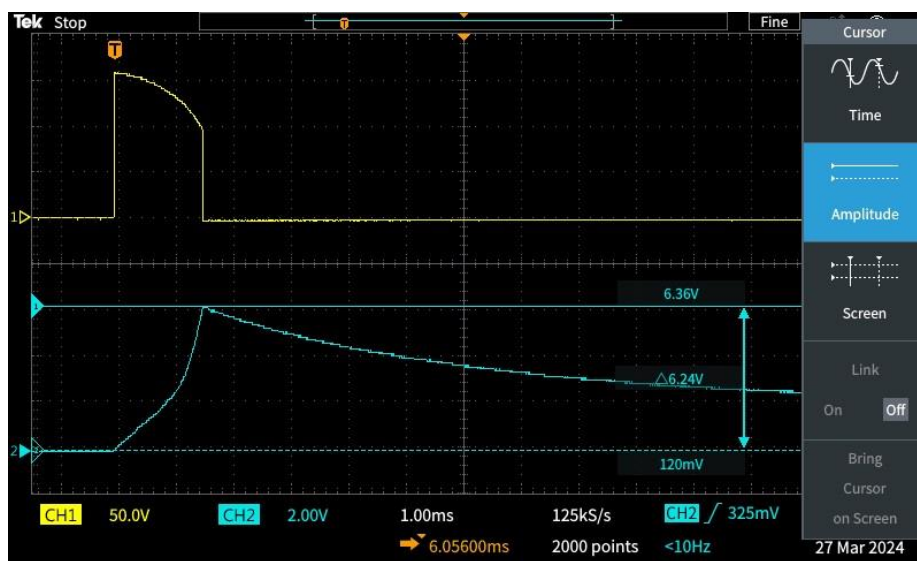
7-3. Ábra: A kondenzátor részleges kisülése

Ennek okán elkeztük folyamatosan növelni az impulzus szélességét, mindaddig, amíg a kondenzátort teljesen letudtuk méríteni egy mérés alatt 7-4. ábra.



7-4. Ábra: A kondenzátor teljes kisülése

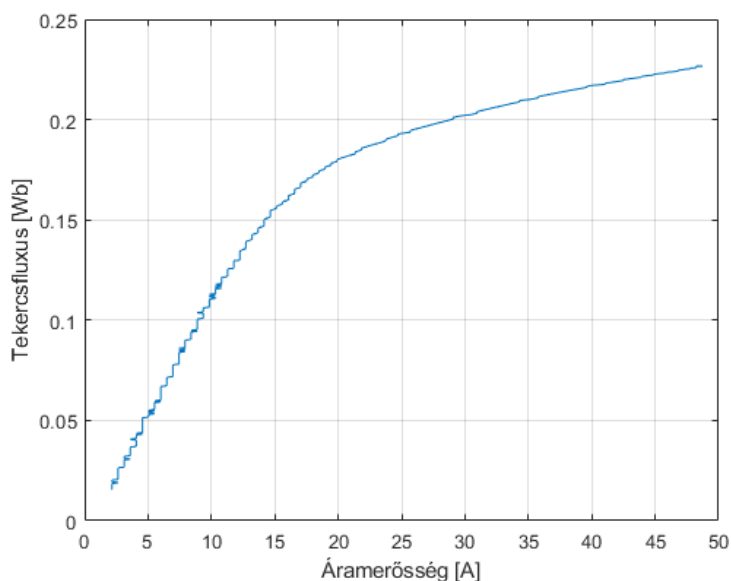
Itt már látható a szaturációs jelenség is, majd a továbbiakban növeltük a feszültséget és csökkentettük az impulzus szélességét, mindaddig amíg a tekercs teljesen lineárisan nem viselkedett, ezért ismét növeltünk a feszültségen, amire viszont már nem lineárisan viselkedett. Ezután pedig ismét növelve a feszültséget és az impulzus szélességet megint megjelenik a nemlinearitás. (7-5. ábra)



7-5. Ábra: A tekercs telítődése

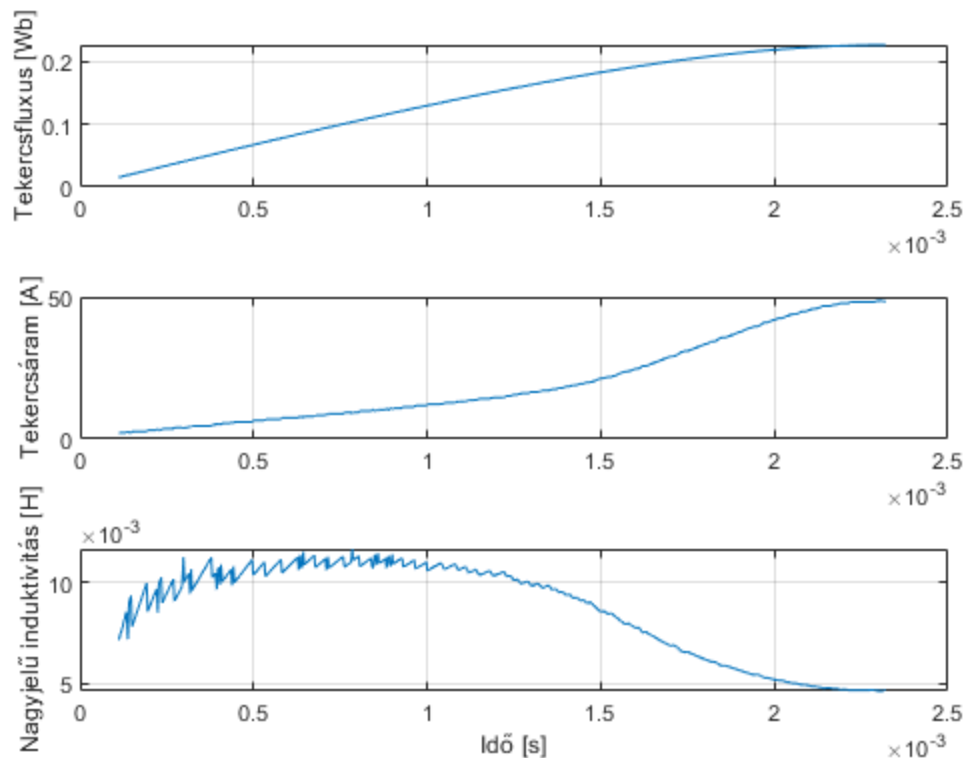
7.2.3 A mérési adatok feldolgozása nemlineáris üzemmódban

Egy mérés során kimentettük a tekercsen mért feszültséget és áramot egy CSV állományba, amit a Matlab környezetben könnyen feltudunk dolgozni. Az oszcilloszkóppal (Tektronix TBS1052C (Tektronix, 2020), OpenChoice Desktop (Tektronix, 2016)) gyűjtött tekercsáram és tekercsfeszültség adatok alapján azonosított mágnesezési görbét, ami 7-6. ábrán látható.



7--6. Ábra: A tekercsfluxus változása az áramerősség függvényében

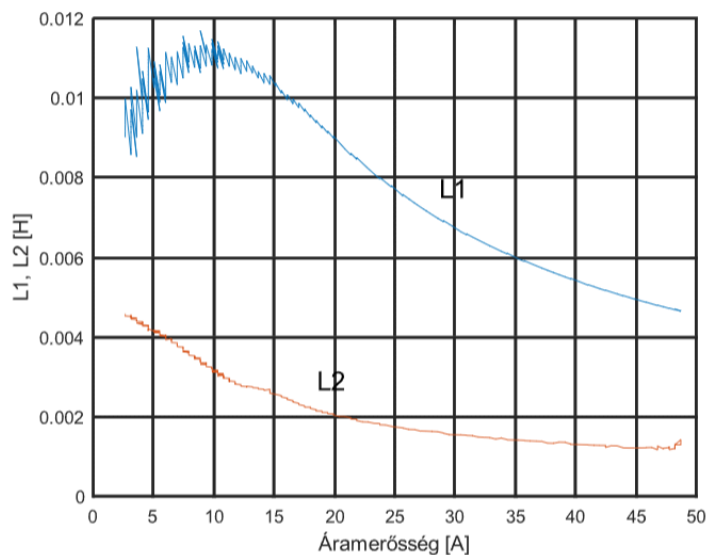
Az oszcilloszkóppal gyűjtött adatok alapján meghatároztuk a nagyjelű induktivitást és a tekercsfluxust, amit a tekercsen mért feszültség integrálásával kaptunk meg 7-7. ábra. Numerikus módszert használtunk az integrál kiszámítására, amit húrtrapéz módszernek neveznek. Az eljárás lényege, hogy az integrálási tartományt kis szakaszokra osztjuk, majd ezeken a részzszakaszokon egyenként egy trapéz területét számoljuk ki. Ezeket az összes résztrapéz területét összegezzük, hogy közelítsük az integrál alatti területet. Minél finomabbra osztjuk a tartományt, annál pontosabb lesz az eredmény. A trapézmódszer egy egyszerű és hatékony módja az integrálásnak különösen, ha nincs analitikus megoldás az integrálra, vagy ha az analitikus megoldás túl bonyolult lenne.



7--7. Ábra: Tekercsáram és fluxus időbeli ábrázolása a nagyjelű induktivitással

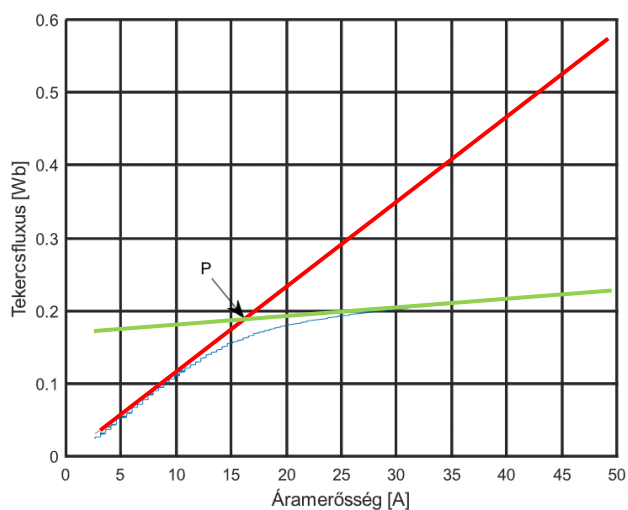
A telítődés meghatározásához felhasznált induktivitások az áramerősség függvényében rendkívül fontosak az elektromos áramkörök tervezésében és elemzésében. Az induktivitás, különösen nagy áramerősségek esetén, komplex viselkedést mutathat, amelyet a mágnesezési görbék és az érintők segítségével lehet jellemezni. Az L_1 induktivitás tulajdonképpen a nagyjelű induktivitás, ami azt

jelenti, hogy nagyobb áramerősségek esetén a mágneses térben jelentős változások következnek be. Az L2 induktivitás a mágnesezési görbe végpontjából húzott érintő iránytényezője 7-8. ábra.



7--8. Ábra: L1 és L2 kigenerálása Matlab környezetben

Ez a paraméter segít megérteni, hogy az induktivitás milyen módon reagál a telítési tartományban. A mágnesezési görbének ez a része általában görbült, és az érintő jellemzően a görbület legfelső pontjához kapcsolódik. A telítődési áramerősség meghatározása mind két érintő metszéspontjának megfelelő áramerősség 7-9. ábra. A feldolgozási Matlab kód az IV függelékben megtekinthető.



7--9. Ábra: A telítődési áramerősség meghatározása a mágnesezési görbéhez húzott érintők segítségével

8 Következtetések

8.1 A mérési eljárás és a megvalósított készülék korlátait

A korlátok számos fontos tényezőhöz kötődnek, amelyek befolyásolják a mérési folyamatokat és a mérési eredmények pontosságát. Ezek a korlátok különböző területeken jelentkezhetnek, és különböző módon befolyásolhatják a mérési folyamatokat. Nézzük meg részletesebben ezeket a korlátokat:

- **Mérő-átalakítók sávszélessége és késleltetése:** A mérő-átalakítók (az áram- és feszültségmérők) sávszélessége (200kHz az árammérő, 40kHz a feszültségmérő átalakító esetén) és az általuk okozott késés szorosan összefügg, és ez befolyásolja a lehetséges mérési frekvenciát és időtartamot. Rövid mérési időintervallum esetén a feszültségmérő átalakító kb. 10 μ s-os késleltetési ideje és az árammérő átalakító kb. 1 μ s-os késleltetési ideje közti különbség a mért jelek számottevő eltolódását okozza.
- **A mintavételezési periódus alsó korlátja és konverziós idők:** A digitális jelprocesszorok által végzett mintavételezés és a konverziós idők alsó korlátja további kihívásokat jelenthetnek a mérési folyamat során, ezek befolyásolják a mérési minták lehetséges számát és a mérés pontosságát, különösen rövid időtartamú impulzusok esetén.
- **A teljesítmény félvezető kapcsolóeszközök igénybevételi korlátai** (a megvalósított eszközben alkalmazott modullal 120 A-es csúcsáramú, nem ismétlődő impulzusok állíthatók elő): A feszültség-, áram- és teljesítmény-igénybevételi korlátok befolyásolják az áramimpulzusok jellemzőit és a lehetséges mérési tartományt.
- **A rendelkezésre álló kondenzátortelep kapacitása** (300 μ F) és tárolt energiája korlátozza az áramimpulzusok amplitúdóját és időtartamát, és ezáltal a lehetséges mérési tartományt (maximális áramerősség, minimális induktivitás).
- **A mérés nem alkalmas a tekercs tesztelésére üzemi hőmérsékleten:** nem veszi figyelembe a mágnesezési jelleggörbe hőmérsékletfüggését. A mérési eljárás és az alkalmazott eszközök nem megfelelőek a tekercsek üzemi hőmérsékleten történő tesztelésére. Ez azt jelenti, hogy a mérési eredmények nem írják le teljes mértékben a tekercsek valós viselkedését és igénybevételi korlátait az üzemi környezetben. A tekercsek mágnesezési jelleggörbéje jelentősen befolyásolhatja azok teljesítményét és működését, és ez a görbe

hőmérsékletfüggő lehet. Ennek eredményeként a mérési eredmények torzítottak lehetnek. Ez a korlát fontos szempont lehet, ha a tekercsek valós üzemi környezetben történő tesztelését és értékelését kívánjuk elvégezni.

Ezen korlátok megértése és figyelembevétele kulcsfontosságú a mérési folyamatok tervezése és végrehajtása során. A korlátok megfelelő kezelése és optimalizálása lehetővé teszi a pontos és megbízható mérési eredmények elérését, és segíthet abban, hogy a mérési célok teljesüljenek.

8.2 Ipari alkalmazási lehetőségek

A dolgozatban bemutatott mérési elv és eszközök kiválóan alkalmazhatók nagy teljesítményű áramirányítók lemezelte vagy ferritmagos tekercseinek ellenőrzésére. Ezek az eszközök lehetővé teszik a tekercsek karakterisztikáinak meghatározását és a mérési eredmények gyors és pontos elemzését még azok beépítése előtt. A mérési elv és eszközök alkalmazása lehetővé teszi a tekercsek teljesítményeszközökben való hatékony felhasználását, mivel a mágneses telítődés negatív hatásait megelőzhetjük. A tekercsek mágneses telítődése jelentős problémát jelenthet az áramkörü elemek számára, különösen nagy teljesítményű áramirányítók esetén. Ez a jelenség többletvesztéseket, az áramkörü elemek megnövekedett igénybevételét és stabilitási problémákat okozhat, ezáltal csökkentve az áramirányítók hatásfokát és megbízhatóságát. A tesztelés lehetőséget ad a tekercsek mágneses telítődésének korai azonosítására és a megfelelő intézkedések meghozatalára annak érdekében, hogy minimalizáljuk vagy elkerüljük ezeket a negatív hatásokat az áramkörü elemekre.

9 Továbbfejlesztési lehetőségek

Javasolt fejlesztések közé tartozik, a változtatható mintavételezési idő implementálása. Ez lehetővé tenné a felhasználók számára, hogy finomhangolják a mintavételezési folyamatot az adott alkalmazás specifikus igényei szerint. Például egyes alkalmazások lehet, hogy csak az impulzus szélességének a feléig kellenek az adatok, hogy meghatározható legyen bizonyos paraméter vagy a másik változat, hogy az impulzus szélességének az ideje nem elég a megfelelő mennyiségű adat begyűjtéséhez ahhoz, hogy megfelelő következtetéseket tudjunk levonni. Továbbá fontos lenne a számítógépes kommunikáció megvalósítása a mikrokontrollerrel, ami hozzájárulna a könnyebb adatgyűjtés megvalósításához. A mikrokontrollerrel való kommunikáció létrehozása alapvető

fontosságú a hatékony adatgyűjtéshez. Ez lehetővé teszi az adatok gyors és megbízható átvitelét a mikrokontrollerről a számítógépre. Ez megvalósítható lenne egy USB-n keresztül, mely egy elterjedt interfész a számítógépek és külső eszközök között. Az általunk használt fejlesztőlapon található egy USB csatlakozó, amelyre a megfelelő interfészt implementálva képesek lehetünk az mikorkontroller által gyűjtött adatokat lementeni és feldolgozni. Igen fontos tényező a kapcsolóeszköz megfelelő termikus paramétereit kiszámolni, így a további fejlesztések közé sorolhatjuk az eszköz termikus modellezését. A termikus modellezés segítségével megérthetjük a félvezető kapcsolóeszközök hőmérsékletének változását különböző működési körülmények között, és előre jelezhetjük a problémákat, melyek a hőhatásból erednek. Ezt a funkciót kilehetne bővíteni még az impulzushossz és a csúcsáram korlátozására a termikus modell alapján elkészített keresési táblázatok alapján.

Köszönetnyilvánítás

Ezúton is meg szeretnénk köszönni Szöllösi Istvánnak a kísérleti berendezés összeállításában nyújtott segítségét, illetve dr. Fekete Albert-Zsombornak az LCD meghajtó program rendelkezésre bocsátását.

10 Irodalomjegyzék

Barili, A. *et al.* (1988) ‘A Simulation Model for the Saturable Reactor’, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35(2), pp. 301–306. Available at: <https://doi.org/10.1109/41.192663>.

Bolymin Inc. (2008) ‘SPECIFICATIONS FOR LCD MODULE-MODEL NO. BC2004A series VER.01’. Taichung: Bolymin, Inc., pp. 1–32.

Fukunaga, S. and Funaki, T. (2020) ‘Transient thermal network model identification for power module packages’, *Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE*, 11(2), pp. 157–169. Available at: <https://doi.org/10.1587/nolta.11.157>.

Hioki E. E. Corporation (2023) ‘Inductor DC Bias Testing Using an LCR Meter and DC Power Source- application_IM3536_DC-Bias-Testing_E1_231215’. Corporation, HIOKI E. E., p. 2. Available at: <https://www.hioki.com/us-en/download/40874>.

Kaiser, J. and Durbaum, T. (2021) ‘An Overview of Saturable Inductors: Applications to Power Supplies’, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(9), pp. 10766–10775. Available at: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3063411>.

Kreis, H (2024) ‘Power Choke Tester DPG10 B - SERIES’. Planegg, Germany: ed-k, pp. 1–11. Available at: <https://www.ed-k.de/wp-content/uploads/docs/SpecificationDPG10.pdf>.

Kreis, Hubert (2024) ‘Pulsed Inductance Measurement on Low-inductance , High-Current SMD

Inductors', *Published by EEPower as part of an exclusive digital content partnership with Bodo's Power Systems*, pp. 1–13. Available at: <https://eepower.com/technical-articles/pulsed-inductance-measurement-on-low-inductance-high-current-smd-inductors/#>.

LEM (2010) 'Voltage Transducer LV 25- Datasheet'. LEM International SA, pp. 20–23. Available at: <https://www.lem.com/en/product-list/lv-25p>.

LEM (2018) 'Current Transducer LA 55-P Electrical data'. LEM International SA, p. 2. Available at: <https://www.lem.com/en/product-list/la-55p>.

Matlab (2024) 'Simulink'. Matlab. Available at: <https://www.mathworks.com/products/simulink.html>.

Microchip Technology Inc. (2006) 'dsPIC30F Family Reference Manual'. Microchip, pp. 1–772. Available at: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70046e.pdf>.

Nesba, A. *et al.* (2006) 'A Novel Method for Modeling Magnetic Saturation in the Main Flux of Induction Machine', in *Proceedings of the 5th WSEAS Int. Conf. on System Science and Simulation in Engineering, Tenerife, Canary Islands, Spain, December 16-18, 2006*, pp. 150–155.

Scirè, D. *et al.* (2018) 'Characterization of non-linear inductors including thermal effects for power applications', *Renewable Energy and Power Quality Journal*, 1(16), pp. 728–734. Available at: <https://doi.org/10.24084/repqj16.446>.

Scirè, D. *et al.* (2021) 'Non-linear inductors characterization in real operating conditions for power density optimization in smps', *Energies*, 14(13), pp. 1–19. Available at: <https://doi.org/10.3390/en14133924>.

Semikron (2008) 'Driver_SKHI_22AH4_R.pdf'. Semikron Danfoss, pp. 1–10. Available at: https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/igbt-driver/detail/skhi-22-ab-h4-r-l5012522l5012524.html?no_cache=1.

Semikron (2013) 'SKM50GB12T4-Datasheet'. Semikron Danfoss, pp. 1–5. Available at: https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm50gb12t4-22892000.html?no_cache=1.

Solfas (2017) 'High Current Inductance Analyser LI'. Solfas, p. 2017. Available at: www.solfas.com.

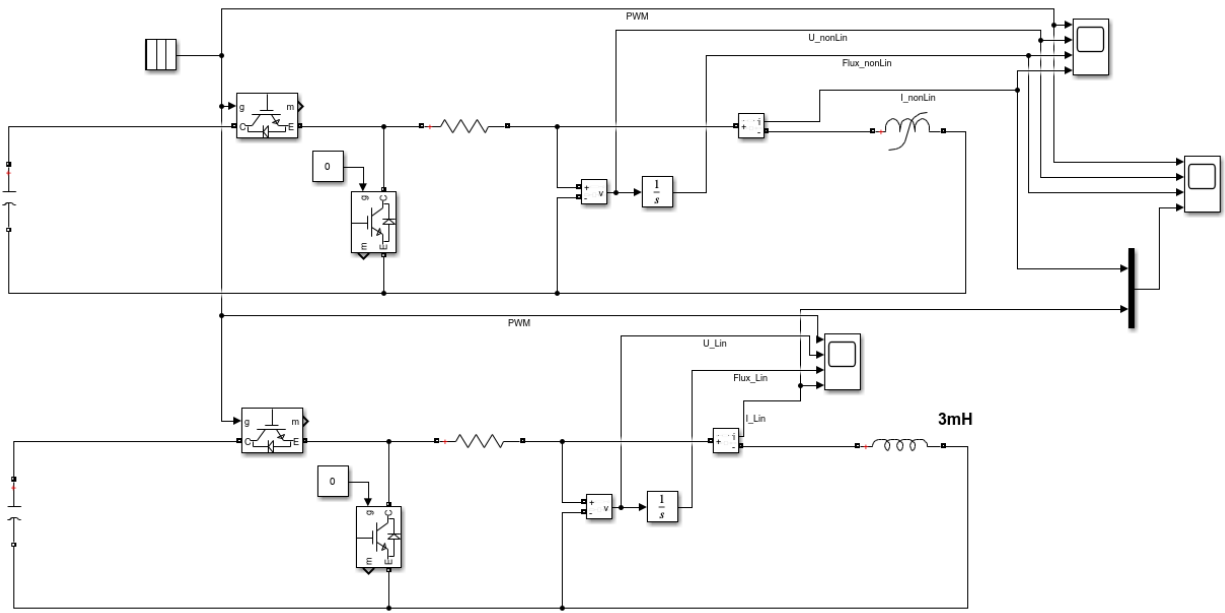
Tektronix (2016) 'Tektronix Openchoice Desktop Application TDSPCS1 - v2.6'. Tektronix. Available at: <https://www.tek.com/en/support/software/utility/tektronix-openchoice-desktop-application-tdspcs1-v26>.

Tektronix (2020) 'TBS1000C Series Oscilloscopes User Manual', pp. 1–190. Available at: <https://download.tek.com/manual/TBS1000C-Series-Digital-Storage-Oscilloscope-User-Manual-077157100.pdf>.

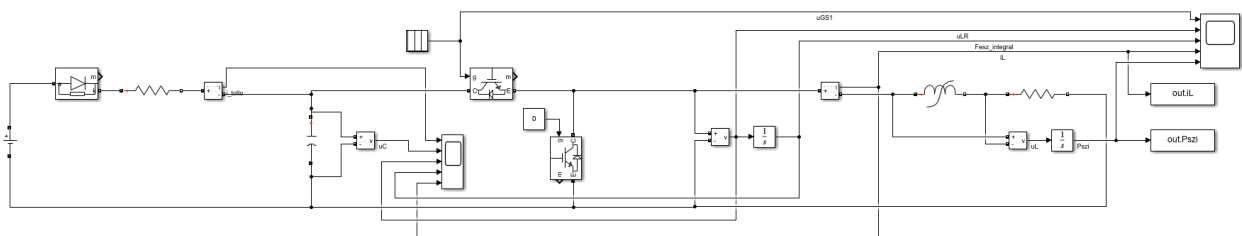
Vaucourt, C. (2023) 'Understanding the Theory Behind Transient Thermal Impedance', *eepower-Technical Articles*, (March), pp. 1–3. Available at: <https://eepower.com/technical-articles/understanding-the-theory-behind-transient-thermal-impedance/>.

11 Függelék

I. Függelék: Szimulációs vizsgálat



FI.1: Szimulációs áramkör rajza a lineáris és nem lineáris tekercs vizsgálatára



FI.2: A valódi mérés szimulációja

II. Függelék: A mikrovezérlő programozása

Áram és feszültség számítása a mintavételezett adatokból:

```
for (int i = 0; i < mintavetelekszama; i++)  
{  
    mertFesz[i] = (((nyersadat1[i] * 4.95) / 1023.0) - Offsetfesz) * (300.0 /  
5.0);
```

```

        mertAram1[i] = (((nyersadat2[i] * 4.95) / 1023.0) - Offsetaram) * (60.0 /
5.0);
    }

```

Timer3 megszakításkezelő rutin:

```

void __attribute__((__interrupt__)) _T3Interrupt(void)

    IFS0bits.T3IF = 0; // clear interrupt flag
    T3CONbits.TON = 0; // timer off
    TMR3 = 0;
    if (mintavetelCount >= 1)

    {
        mintavetelCount--;
        T3CONbits.TON = 1; // timer on
    }
    else
    {
        ADCON1bits.ADON = 0b0; // ADC off
        maincount = 3;          // Go to measuring page;
        feldolgozas();
        aramcounter = 0;
    }
}

```

Az áramkorlátozott üzemmód esetén az ADC megszakításban a következő kódrészlet állítja le a teljes folyamatot:

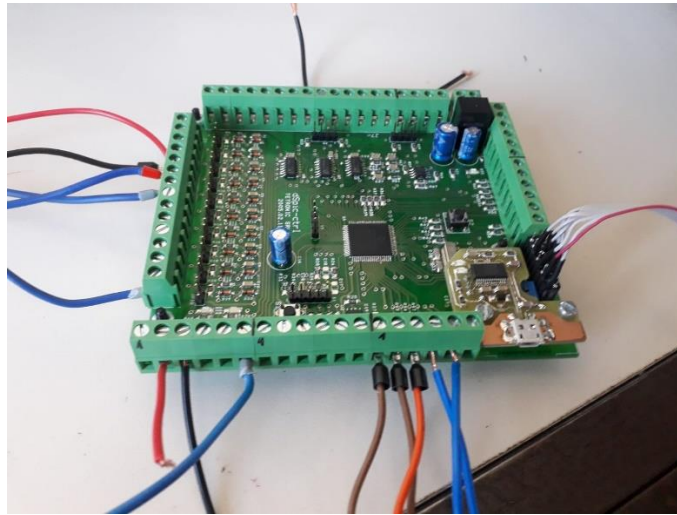
```

if (aramcounter == 1)
{

    if (nyersadat2[index] >= aramvaltozo_adcnek && index >= 2)
    {
        ADCON1bits.ADON = 0b0; // ADC off
        T3CONbits.TON = 0;      // timer off
        PTCNbits.PTEN = 0;      // Disable Single Shot
        feldolgozas();
        aramcounter = 0;
        maincount = 3;
    }
}

```

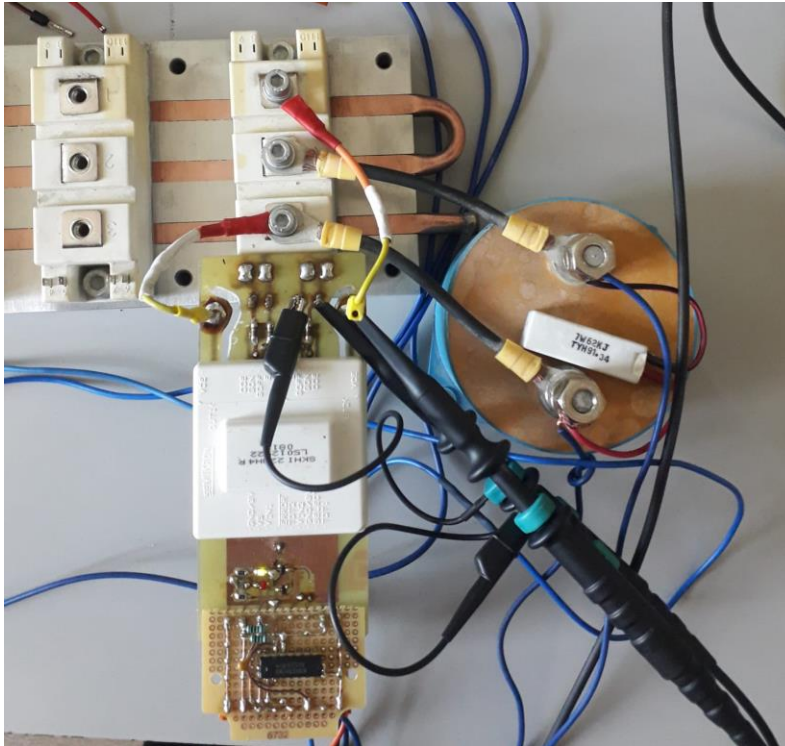
III. Függelék: A rendszer fizikai megvalósítása



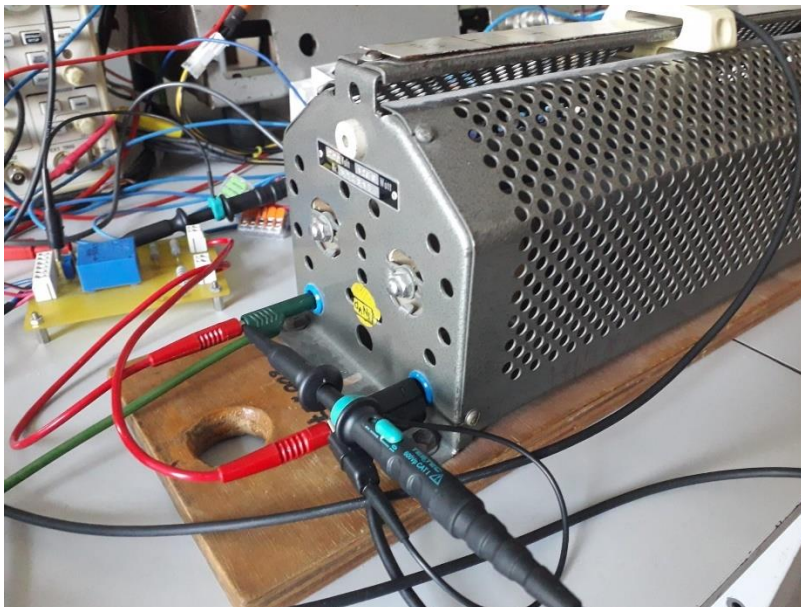
FIII.1: dsPIC30F6010A mikroprocesszorral megvalósított fejlesztőlap



FIII.2: A folyékonykristályos kijelző üzembe helyezve



FIIL.3: Az IGBT félhíd, a meghajtó és a kondenzátor



FIIL.4: A mérendő reosztát, háttérben a feszültség mérésére szolgáló jelátalakító

IV. Függelék: Az adatok feldolgozása Matlab környezetben

```
Ku=1;
Ki=60/10;
A=readtable("4_feldolgozva.csv")
Ido=A.Time;
Fesz=Ku*A.Ch1;
Aram=Ki*A.Ch2;
Fluxus=[];
Ni=length(Ido)
Fluxus(1)=0;
for i=2:1:Ni
Fluxus(i)=Fluxus(i-1)+1/2*(Fesz(i)+Fesz(i-1))*(Ido(i)-Ido(i-1));
end
M=length(Fluxus)

%-----
% Számítás szimulációs eredményekből

N=length(Fluxus)

tvect=[]; Crtvect=[]; Fluxvect=[]; Lvect=[];
for i=2:1:N
    if Ido(i)>0 & Aram(i)>2 & (Fluxus(i)>Fluxus(i-1))
        t=Ido(i);
        Crt=Aram(i);
        Flux=Fluxus(i);
        L=Flux/Crt;
        tvect=[tvect t];
        Crtvect=[Crtvect Crt];
        Fluxvect=[Fluxvect Flux];
        Lvect=[Lvect L];
    end
end

Crt1vect=[]; DLvect=[];
N1=length(Fluxvect)
for i=2:1:N1
    DFlux=Fluxvect(i)-Fluxvect(i-1);
    DCrt=Crtvect(i)-Crtvect(i-1);
    DL=DFlux/DCrt;
    Crt1vect=[Crt1vect Crtvect(i)];
    DLvect=[DLvect DL];
end
```

V. Függelék: Termikus jellemzők vizsgálata Matlab környezetben

```
VCE0=0.9; % Tranzisztor nyitófeszültség[V]
rCE=32e-3; % Tranzisztor ellenállás[Ohm]
VF0=1.5; % Dióda nyitófeszültség [V]
rF=28e-3; % Dióda ellenállás [Ohm]
L=10e-3; %[H]
RL=0.3; % a tekercs ellenállása [Ohm]
C=10*300e-6; %[F]
U=155; %[V]
Zc=sqrt(L/C)
Tetaamb=25; %Környezeti hőmérséklet

%Ipeak=150; %%%%% Meghatározott csúcsáram
Ipeak=U/Zc
Omega0=1/sqrt(L*C);
%Omega0=2*pi/20e-3; %%%%% Meghatározott periódus

Halfper=1/2*2*pi/Omega0;
Tpulse=1*Halfper
Tl=20*Tpulse; % Ennyi ideig figyeljük a dióda hőmérsékletét a tranzisztor
kikapcsolása után

%Tranzisztor számítások
TimevecttranzInterp=[]; ZthtranzvectInterp=[];
for time=Timevecttranz(1):1e-5:Timevecttranz(length(Timevecttranz))
    TimevecttranzInterp=[TimevecttranzInterp time];
end
ZthtranzvectInterp=interp1(Timevecttranz,Zthtranzvect,TimevecttranzInterp)
;

TimevecttranzLim=[]; ZthtranzvectLim=[];
for k=1:1:length(TimevecttranzInterp)
    if TimevecttranzInterp(k)<=Tpulse
        TimevecttranzLim(k)=TimevecttranzInterp(k);
        ZthtranzvectLim(k)=ZthtranzvectInterp(k);
    end
end

%Dióda számítások
TimevectdiodeInterp=[]; ZthdiodevectInterp=[];
for time=Timevectdiode(1):1e-5:Timevectdiode(length(Timevectdiode))
    TimevectdiodeInterp=[TimevectdiodeInterp time];
end
ZthdiodevectInterp=interp1(Timevectdiode,Zthdiodevect,TimevectdiodeInterp)
;

TimevectdiodeLim=[]; ZthdiodevectLim=[];
```

```
for k=1:1:length(TimevectdiodeInterp)
if TimevectdiodeInterp(k)<=T1
    TimevectdiodeLim(k)=TimevectdiodeInterp(k);
    ZthdiodevectLim(k)=ZthdiodevectInterp(k);
end
end
```