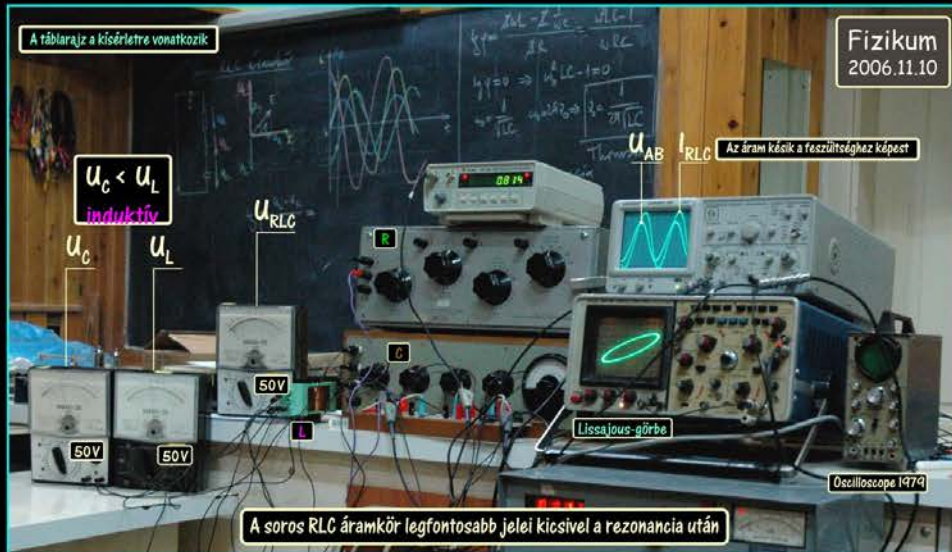


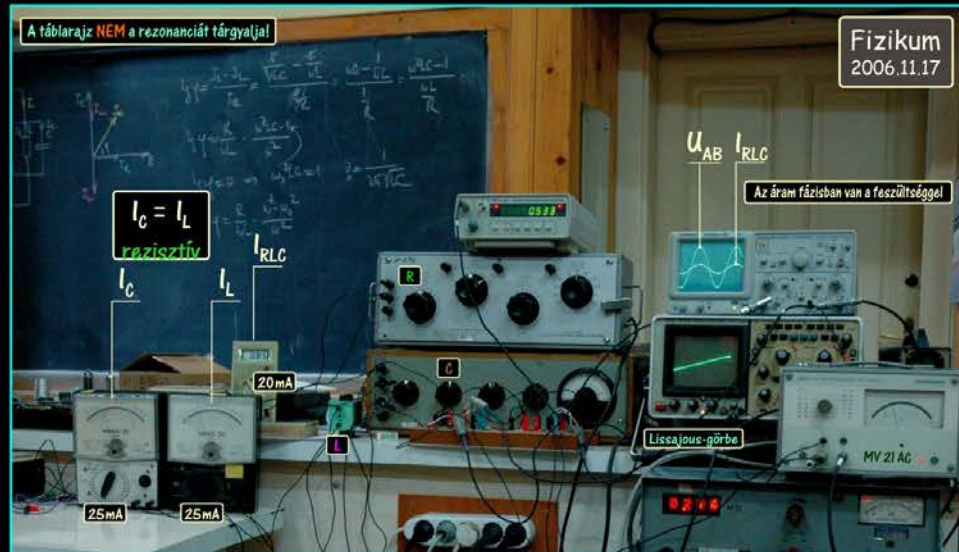
# Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

## A képgyűjtemény tartalomjegyzéke

[01] Fizikum sRLC és pRLC .....	2	👁	[12] Analóg-digitál konverter .....	15	👁
[02] Kétlépcsős tartalomjegyzék .....	3	👁	[13] Időközmérő ASM rutin a PIO-hoz .....	16	👁
[03] 6 Output Power Supply .....	4	👁	[14] TSC időmérő rutin + RDTSC .....	17	👁
[04] Az sRLC lecsengő rezgései .....	5	👁	[15] GPSDO - GPS Disciplined Oscillator .....	18	👁
[05] Analóg tranzisztor karakterográf .....	6	👁	[16] Az oszcillogram építkezése - sRLC .....	19	👁
[06] CNC tranzisztor karakterográf .....	7	👁	[17] A Lissajous-ellipszis szerkesztése .....	20	👁
[07] Fotoeffektus - analóg mérőrendszer .....	8	👁	[18] Az sRLC és a pRLC rezonanciája .....	21	👁
[08] RC jelgenerátor tervezése .....	9	👁	[19] Hibásnak tűnő oszcillogramok .....	22	👁
[09] Áthidalt T-hidas RC generátor - 1964 .....	12	👁	[20] Rezonancia- és fázisgörbék .....	23	👁
[10] A reaktív jelek kioltása a rezonancián .....	13	👁	[21] RLC laborgyakorlat a Fizikumban .....	24	👁
[11] PIO Schematics + Leírás .....	14	👁	[22] Egy diák méréseiből készült grafikonok .....	25	👁



👁️ A soros RLC áramkör legfontosabb jelei kicsivel a rezonancia után



👁️ A párhuzamos RLC áramkör legfontosabb jelei a rezonancián

[01] Fizikum sRLC és pRLC

## Tartalomjegyzék (112 oldal ráadás - lásd a + jelet a kategória előtt)

- ◆ Egyedi **R, L, C** áramkörök viselkedése 3 frekvencián + Lissajous (minden RLC jelenségnek ez az alapja) REM: CL=1 (CL: címlap)
  - onlyR: egyszerű **R** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+4) = 15 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [4..19]
  - onlyL: egyszerű **L** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+4) = 15 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [20..35]
  - onlyC: egyszerű **C** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+4) = 15 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [36..51]
- ◆ Kéttagú (**RL** vagy **RC**) áramkörök viselkedése 3 frekvencián + Lissajous (az LC áramkör csak papíron létezhet)
  - sRL: soros **RL** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+8) = 27 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [52..79]
  - sRC: soros **RC** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+8) = 27 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [80..107]
  - pRL: párhuzamos **RL** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+8) = 27 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [108..135]
  - pRC: párhuzamos **RC** áramkör – Főcímlap + 3x(CL+8) = 27 oszcillogram – (f: kb. 1-2-5 lépésben) – [136..163]
- ◆ Háromtagú **RLC** áramkörök viselkedése 5 frekvencián + Lissajous (csak a jellegváltásokat mutatja be)
  - sRLC05: soros **RLC** áramkör – Főcímlap + (2+1+2)x(CL+10) = 55 oszcillogram – (-0.2; -0.1; 0; 0.1; 0.2)% – [164..219]
  - pRLC05: párhuzamos **RLC** áramkör – Főcímlap + (2+1+2)x(CL+10) = 55 oszcillogram – (-0.2; -0.1; 0; 0.1; 0.2)% – [220..275]
- ◆ Háromtagú **RLC** áramkörök viselkedése 9 frekvencián + Lissajous (1-2-5 lépésben, de csak minden második)
  - sRLC09: soros **RLC** áramkör – Főcímlap + (4+1+4)x(CL+10) = 99 oszcillogram – [276..375]
  - pRLC09: párhuzamos **RLC** áramkör – Főcímlap + (4+1+4)x(CL+10) = 99 oszcillogram – [376..475]
- ◆ Háromtagú **RLC** áramkörök viselkedése 17 frekvencián + Lissajous (1-2-5 lépésben, 0.80xf<sub>0</sub>-tól 1.20xf<sub>0</sub>-ig)
  - sRLC17: soros **RLC** áramkör – Főcímlap + (8+1+8)x(CL+10) = 187 oszcillogram – [476..663]
  - pRLC17: párhuzamos **RLC** áramkör – Főcímlap + (8+1+8)x(CL+10) = 187 oszcillogram – [664..851]
- ◆ Háromtagú **RLC** áramkörök jellegváltása a rezonancia körül, 17 frekvencián + Lissajous (1-2-5 lépésben, 0.80xf<sub>0</sub>-tól 1.20xf<sub>0</sub>-ig)
  - sRLC17: soros **RLC** áramkör – Főcímlap + (8+1+8)x2 + Rez + φ [°] + Δt[μs] = 37 oszcillogram – [852..889]
    - sRLC17: → az sRLC áramrezonanciája; az sRLC fázisfeneteli: 1. φ[°] = f(Δf/f<sub>0</sub>[%]); 2. Δt[μs] = g(Δf/f<sub>0</sub>[%]) – [979..981]
  - pRLC17: párhuzamos **RLC** áramkör – Főcímlap + (8+1+8)x2 + Rez + φ[°] + Δt[μs] = 37 oszcillogram – [890..927]
    - pRLC17: → a pRLC feszültségrezonanciája; a pRLC fázisfeneteli: 1. φ[°] = f(Δf/f<sub>0</sub>[%]); 2. Δt[μs] = g(Δf/f<sub>0</sub>[%]) – [982..984]
  - sRLC17: az RLC áramkörök belső jeleinek egységnya – 2 Főcímlap + (8+1+8)x2 + 0 = 34 oszcillogram – [928..963]
- ◆ Háttérjelenségek, mérőkapcsolások
  - expBG: Háttérjelenségek, amelyek nem látszanak az egyszerű fizikaóra táblarajzain [964..970]
  - expRLC: Mérőkapcsolások és laborgyakorlat az RLC áramkörök tulajdonságainak bemutatására [971..978]

Az áramkörtípus (sRLC17 kategória) kiválasztása

## Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

Soros áramkörök – RLC áramkör a rezonancia előtt

Alapadatok:

**E<sub>0</sub> = 120 mV, állandó**  
**R = 33.0 Ω**  
**L = 1.50 mH**  
**C = 500 pF**  
**Z = 780.1 Ω**  
**f<sub>0</sub> = 183.776 kHz**  
**(f-f<sub>0</sub>)/f<sub>0</sub> =**

Kiválasztjuk a vizsgálati frekvenciát

A soros **RLC** áramkör (f<sub>0</sub> = 183.776 kHz) vizsgálata tizenhét (1 ± p[%]/100)x f<sub>0</sub> frekvencián:

-20%, -10%, -5%, -2%, -1%, -0.5%, -0.2%, -0.1% (rezonancia előtt),

0.0%, (az RLC áramkör által felvett áram rezonanciája)

+0.1%, +0.2%, +0.5%, +1%, +2%, +5%, +10%, +20%, (rezonancia után)

Főcímlap + 17x11 = 187 oszcillogram - [476..663]

Időreferencia: **I**  
(trigonometriai irány)

**I**  
**U<sub>R</sub>**  
**U<sub>L</sub>**  
**U<sub>C</sub>**  
**E<sub>0</sub>**

Az sRLC és a pRLC áramkörök konstrukciós adatait úgy választottuk meg, hogy a rezonanciafrekvencia és a körjóság is közel azonos legyen. Ennek eredményeként kvalitatív és kvantitatív következtetéseket is levonhattunk.

0 50 1 2 2 0.1 3 0.1 4 50 1  
i[μA/div] u<sub>R</sub>[mV/div] u<sub>L</sub>[V/div] u<sub>C</sub>[V/div] e[mV/div] t[μs/div]

Fizikum – ADY Endre Líceum – Nagyvárad, 1996

A rezonanciától -2%-ra levő vizsgálati frekvencia kiválasztása

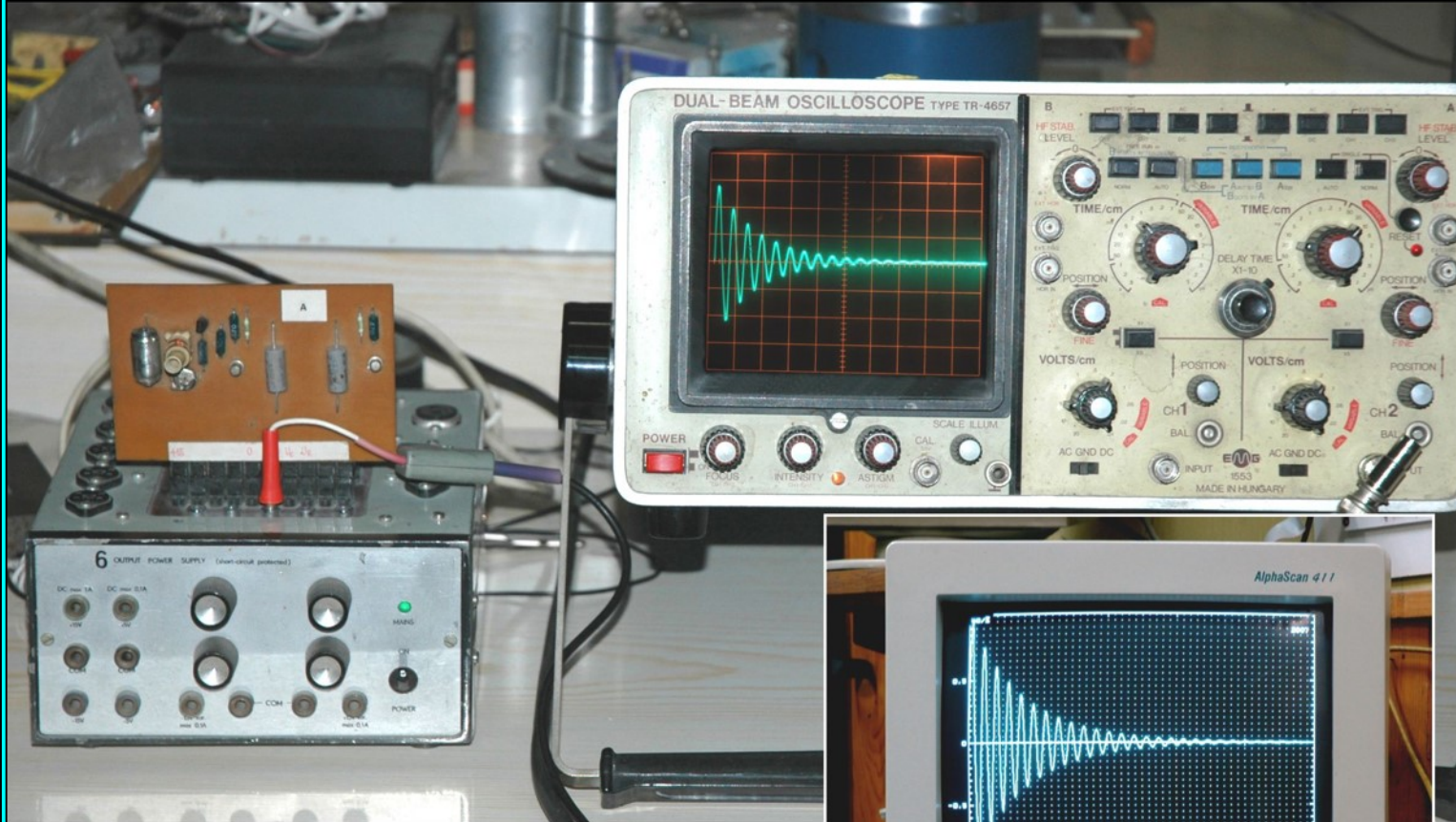
[02] Kétlépcsős tartalomjegyzék

## Univerzális tápforrás a demonstrációs kísérletekhez - 1983



Ebbe a kis dobozba 6+1 tápot szereltem, a 6 tápos változatot valamikor minden elektronika szakos diák elkészítette magának, ez volt az évharmadi dolgozatuk. Magamnak egy négybites és egy kétbites csatornát is beleszereltem, ez utóbbinak az alsó bitje maximum 2 A terhelést bírt el, a többi 200 mA-t. A külső fényelektromos hatás anódfeszültsége (300 V) is innen származott (a +1 táp), a bekapcsoltságát egy kis piros LED jelezte. Minden táp diszkrét elemekből készült, a működésük megértése volt a cél. A négy csatlakozósorba sok dugaszolható kártya készült a számtalan demonstrációs kísérlethez. Az oszcilloszkópon látszottak a fontos jelek. Egy jellemző példa a soros RLC áramkör lecsengő rezgései.

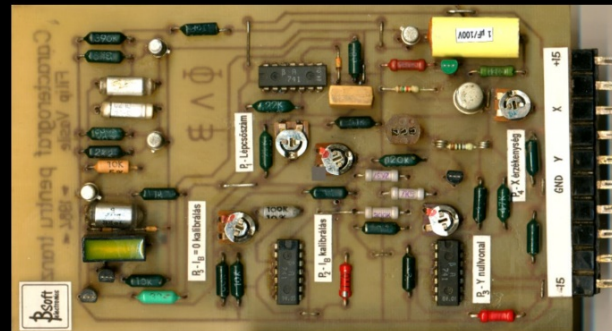
## A soros RLC lecsengő rezgései - kísérlet és feladat informatikából - 2003



Az univerzális tápba helyezett próbakártyán az RLC lecsengő rezgés kísérlete fut. Az oszcillogram hűen adja vissza a paramétereknek megfelelő áramfüggvényt. A paramétereket kis mértékben lehet változtatni, az eredmény leolvasható az oszcilloszkópról. A diákok azt az informatikai feladatot kapták, hogy a számítógépen grafikusán ábrázolják a jelenséget, és úgy próbálják beállítani a paramétereket, hogy az eredmény a lehető legjobban egyezzen a kísérlettel. A Fizikumból elérhető volt a diák saját gépe az ADY2-ben.

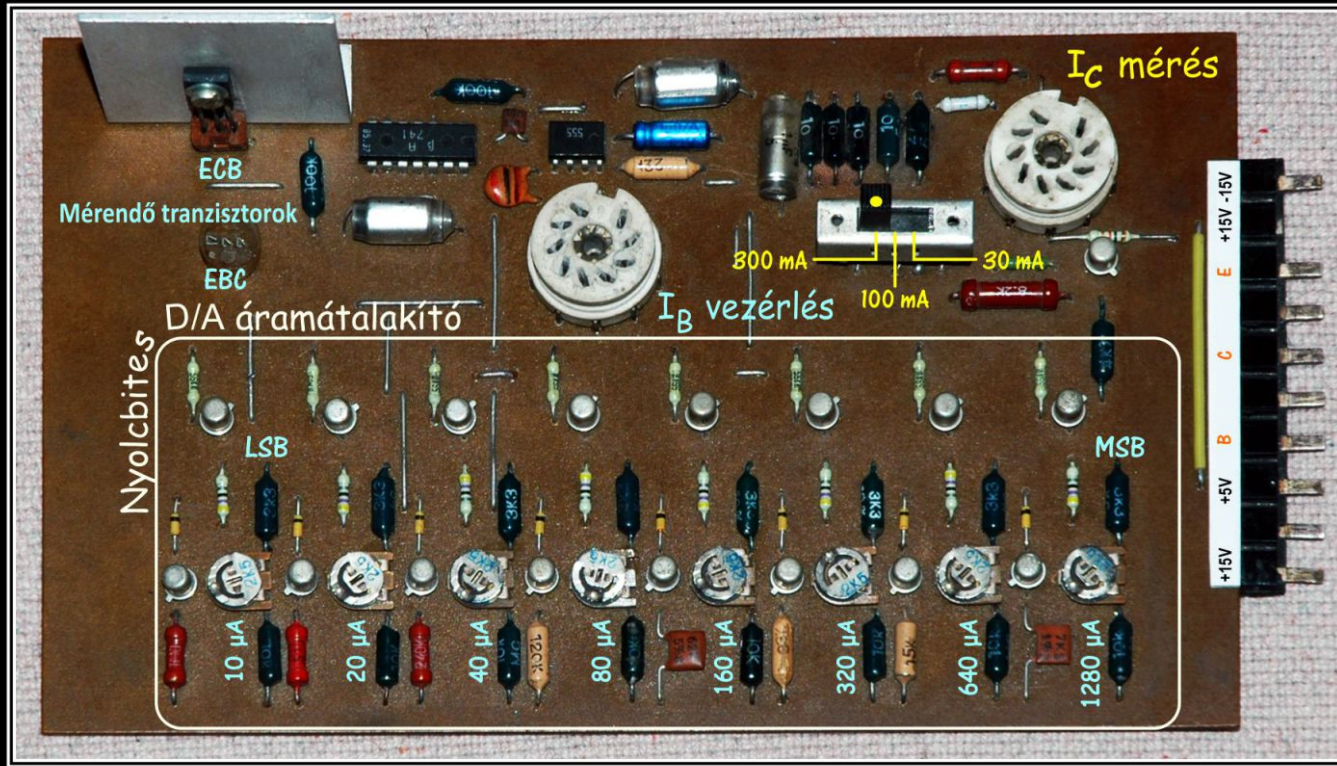
§  
1984


## Egy szilícium- és egy germániumtranzisztor kimeneti karakterisztikáinak összehasonlítása analóg karakterográf

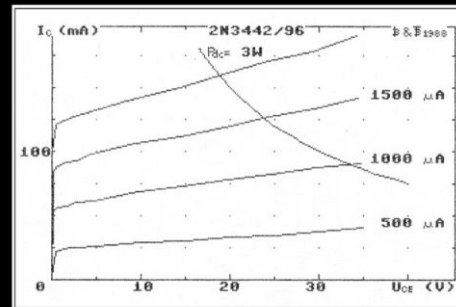


Az időközmető analóg kronométermen szabadalmazott elvét használtam fel annak a kis, saját tervezésű oszcilloszkóp indított idővonalának a megépítéséhez, amellyel ezeket a karakterisztikákat először sikerült megkapnom. Az itteni két karakterisztika egy professzionális, elektronkapcsolóan két-sugarasított oszcilloszkóppal készült XY módban. Sajnos, kifelejtették belőle a szabványos Z modulációt, vagyis csak az XY módban, a sugár visszafutása alatt, látszik egy szellemkép. Egy kis külső áramkör segítségével a visszafutás alatti képet „kilöktem” a képernyőről. A feliratok később kerültek a képekre. A szilíciumtranzisztor maradékárama gyakorlatilag nulla, míg a germániumtranzisztorok  $0 \mu A$  bázisáramnál is komoly maradékárama van, azonkívül jóval kisebb a  $\beta$ -ja. Mivel a mérendő tranzisztorokat „hot-swap” módon is cserélhettem, az eszköz igen jó szolgált a tranzisztorok  $\beta$  szerinti válogatásakor.

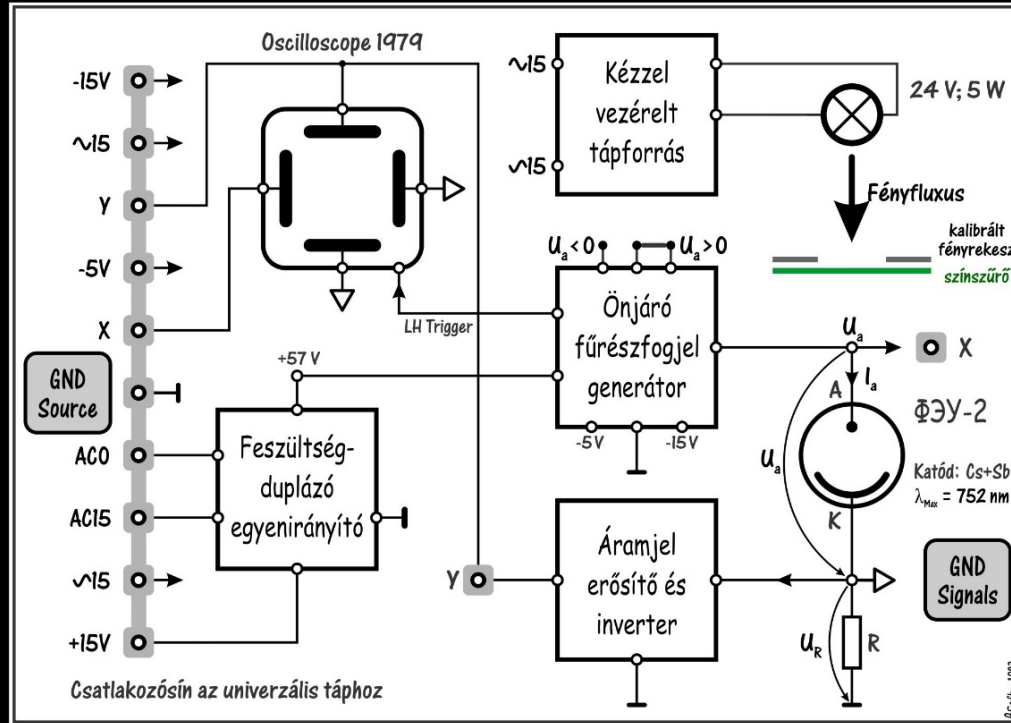
# CNC tranzisztor-karakterográf: Sinclair Spectrum + BASIC + Assembly - 1988



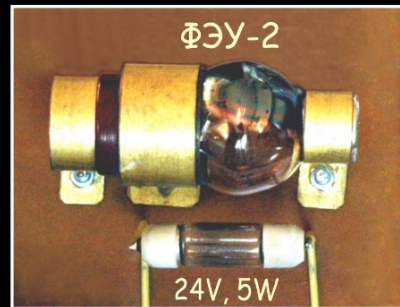
A 2N3442 teljesítménytranzisztor kimeneti karakterisztikája a 3 W-os disszipációs hiperbolával. A két vezérlő- és egy szimultán mérőszoftver Assemblyben, a feldolgozó és a rajzoló szoftver BASIC-ben készült. Itt használtam először az interfész és a Spectrum közös belső ciklusidejét az árammérésre. Valójában a tranzisztor emitterébe került az áramfigyelő ellenállás, a rajta fellépő feszültséget mértem, majd átszámítottam áramba. A kollektorfeszültségből ki kellett vonnom a mért feszültséget, ez látszik a karakterisztikán is, mert a nagyobb kollektoráramok felé egyre rövidebbek a karakterisztikák. A helyes méréshez a mért emitteráramból kivontam a bázisáramot, és ezt a kollektoráramot ábrázoltam a már kiszámított kollektorfeszültséghez tartozó pontban. A mérés befejeztével, ki lehetett nyomtatni a rajzot, ennek szkennelt formája került ide. A képet Assemblyben olvastuk ki a videokártya grafikus memóriájából, és nagyon bonyolult szerkezetváltás után került mindig visítva dolgozó héttűs nyomtatóra. A kollektorfeszültséget egy 1985-ben készült impulzusüzemű CNC táp biztosította. 



# Analóg mérőrendszer a külső fotoeffektus törvényeinek igazolására - 1983

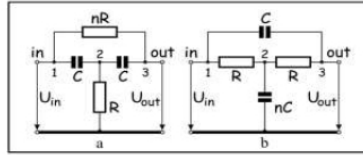


A mérőkapcsolás 1983-ban készült a külső fényelektromos hatás törvényeinek bemutatására. A saját készítésű kis szervoszinkronizáló 5 cm-es képernyőjén jól látszott a telítési anóddáram egyértelmű függése a fényerőtől, azonban a fényerő csökkenésével csökkent a szükséges fékezőfeszültség is. **Nem lenne igaz Einstein legfontosabb törvénye?** Egy este, a félhomályban észrevettem, hogy a lecsökkent fényerőnél az ég pirosasan világít, vagyis kérés nélkül is, éppenhogy igazolódott a második törvény. A fluxusváltozást ezután a központizáras fényképezőgépeknél látott fényrekesszel, a fény színét pedig a színházi reflektorok színszűrővel oldottam meg.



**RC jelgenerátor tervezése áthidalt T hídral** (egy megjelenésre váró könyvem részlete)

Az áthidalt T híd, mint a neve is mutatja, egy egyszerű T hídból és annak áthidalásából jön létre. Az egyszerű T híd lényeges tulajdonsága, hogy az átviteli tényező ( $K=U_{out}/U_{in}$ ) értéke egy bizonyos frekvencián, az RC elemek megfelelő kiválasztása esetén, zérus közeli is lehet. A szűrőkörök építéskor ez nagyon hasznos, de az RC generátoroknál nem tudjuk biztonságosan felhasználni az áteresztő tényező zérus körüli értékét. Mint látni fogjuk, az áthidalt T híd esetében ennek jól kézben tartható, véges értéke van. Az RC generátorok építéséhez az áthidalt T



1. ábra. Áthidalt T hídak

hidat RC elemekből szokták megépíteni. Két változat terjedt el, mindegyiket egy bizonyos cél érdekében fejlesztették ki. Mindkét típusnál fontos, hogy a szabályozóelemek szimmetrikusak legyenek a készülék alvázához képest, mert a parazita kapacitások különbözősége lehetetlenné tenné az áramkör szélessávú hangolását. Az 1. a. ábrán a kettős forgókondenzátoros változatnak megfelelő kapcsolás, az 1. b. ábrán a kettős potenciométeres változatnak megfelelő kapcsolás látható. A két szabályozóelem együttfutása alapvető követelmény, az aszimmetriákat nem tudjuk kompenzálni. A potenciométeres változatnál a dupla réteg-potenciométerek nem felelnek meg az aszimmetria miatt, ezért csak a tekercselt potenciométer jöhet szóba, de annak induktivitása, (még a bifiláris tekercselés esetében is) komolyan befolyásolhatja az átviteli tényező értékét. A rádióvevőkben használt kettős forgókondenzátorok együttfutása ott is szigorú követelmény, így az elvárható jó szimmetria érdekében ez a megoldás került megépítésre.

**Az áthidalt T híd átviteli tényezője**

Az áramkörrel kapcsolatos komplex számítások miatt a fellelhető szakirodalomban általában csak a végső képletet adják meg. Van azonban olyan is, amely egy sor RC generátor esetében végigviszi a számításokat, és értelmezi az eredményeket<sup>1</sup>. A következőkben, mégis egy saját megoldás kerül bemutatásra. Az áramkört négyfólyusként fogjuk fel, és a csomóponti potenciálok módszerével számítjuk ki az átviteli tényezőt. Egy admittancia-mátrixot<sup>2</sup> rendelünk a négyfólyushoz, majd ebből azonnal kiszámítjuk az üresjárású átviteli tényező komplex alakját. Az admittancia-mátrix főátlós elemei a csomópontokhoz tartozó admittanciák összege, a mátrix többi eleme a szomszédos csomópontok közötti admittanciák összegét tartalmazza, negatív előjellel.

Az előbbiekből felírjuk az 1. a. ábrán levő négyfólyus admittancia-mátrixát. A számozás a bal felső elemtől indul (1, 2, 3 oszlop és 1, 2, 3 sor).

$$y = \begin{pmatrix} j\omega C + \frac{1}{nR} & -j\omega C & -\frac{1}{nR} \\ -j\omega C & 2j\omega C + \frac{1}{R} & -j\omega C \\ -\frac{1}{nR} & -j\omega C & j\omega C + \frac{1}{nR} \end{pmatrix} \quad [208]$$

A feszültségre vonatkozó átviteli tényező  $K_U^0$  (alsó index: U; üresjárás, felső index: 0) komplex (ezt nem jelöljük, ez magától is látszik) a bemeneti (in→1) és a kimeneti (out→3) csomópontokhoz rendelt előjeles aldeteminánsok ( $\Delta$ ) hányadosaként<sup>3</sup> írható fel:

$$K_U^0 = \frac{\Delta_{in,out}}{\Delta_{in,in}} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11}} \quad [209]$$

Felírjuk az előjeles aldeteminánsok hányadosát, mindkét aldetemináns előjele pozitív:

$$K_U^0 = \frac{\begin{vmatrix} -j\omega C & 2j\omega C + \frac{1}{R} \\ -\frac{1}{nR} & -j\omega C \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2j\omega C + \frac{1}{R} & -j\omega C \\ -j\omega C & j\omega C + \frac{1}{nR} \end{vmatrix}} \quad [210]$$

Kiszámítjuk a determinánsok értékét, majd valós és képzetes csoportokat hozunk létre:

$$K_U^0 = \frac{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right) + j\frac{2\omega C}{nR}}{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right) + j\frac{\omega C}{R}\left(1 + \frac{2}{n}\right)} \quad [211]$$

A továbbiakban kiszámítjuk az átviteli tényező valós és képzetes részét. Ezt legkönnyebben úgy érjük el, ha a számlálót és a nevezőt is bővítjük a nevező komplex konjugáltjával. A számlálóban megmarad egy valós és egy képzetes rész, a nevező csak valós kifejezéseket fog tartalmazni.

$$K_U^0 = \frac{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right) + j\frac{2\omega C}{nR} \left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right) - j\frac{\omega C}{R} \left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right) \left(1 + \frac{2}{n}\right)}{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{\omega^2 C^2}{R^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right)^2} \quad [212]$$

Összevonjuk a számláló képzetes részeit:

$$K_U^0 = \frac{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right) - j\frac{\omega C}{R} \left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)}{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{\omega^2 C^2}{R^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right)^2} \quad [213]$$

Az átviteli tényező valós és képzetes része:

$$Re(K_U^0) = \frac{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right)}{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{\omega^2 C^2}{R^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right)^2}, \quad Im(K_U^0) = \frac{-j\frac{\omega C}{R} \left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)}{\left(\frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2\right)^2 + \frac{\omega^2 C^2}{R^2} \left(1 + \frac{2}{n}\right)^2} \quad [214]$$

A [214] képletcsoport segítségével tovább tanulmányozhatjuk az áthidalt T híd viselkedését. Az áthidalt T híd által behozott fázistolás tangensét a képzetes és a valós rész hányadosa adja meg:

<sup>1</sup> Н. И. Штейн: Автогенераторы гармонических колебаний, Государственное Энергетическое Издательство, Москва, 1961, p. 343-379  
<sup>2</sup> В. П. Сигорский, А. И. Петренко, Основы теории электронных схем, Издательство „Техника” Киев, 1967, p. 106-112

<sup>3</sup> В. П. Сигорский, А. И. Петренко, Основы теории электронных схем, Издательство „Техника” Киев, 1967, p. 110

$$tg\varphi = \frac{Im(K_U^0)}{Re(K_U^0)} \quad [215]$$

Mivel a két rész nevezői azonosak, egyszerűsíthetünk velük, illetve fel sem írjuk őket:

$$tg\varphi = \frac{-\frac{\omega C}{R} \left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right)}{\left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right)^2 + \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} \left( 1 + \frac{2}{n} \right)} \quad [216]$$

Megkeressük a **tgφ** zéruspontját, itt történik az áramkör jellegváltása, ez nagyon fontos az építendő oszcillátor szempontjából. Egy adott kapcsolásban az **R**, a **C** és az **n** rögzített értékek, a nevező csak az **ω** miatt lehetne végtelen, de egyrészt ennek nincs értelme, másrészt az **ω** a számlálóban magasabb hatványon van, így a nevező nem hozhatja létre a tört zérus értékét. Marad a számláló zéruspontja, amely **ω=0**-nál (*egyenáram*) az **ω=∞**-hez hasonló értelmetlen megoldást jelent. Az egyedüli jó megoldást az **1/nR<sup>2</sup>·ω<sup>2</sup>C<sup>2</sup>** kifejezés zéruspontja adja. Ennek eredménye:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{n}} \quad [217]$$

Az **ω<sub>0</sub>** körfrekvencián a négypólus fázistolása **φ=0°** vagy **φ=180°** lehet. A [214] képlet valós része ezen a körfrekvencián biztosan pozitív, tehát a fázistolás **φ=0°**. Ez egy igen fontos eredmény a Barchausen-féle berezgési feltétel szempontjából.

Az **ω<sub>0</sub>** körfrekvencián a φ=0° fázistolás mellett a kimeneti jel nagysága is csökken. A csökkenés mértékét a **K<sub>U</sub><sup>0</sup>** modulusából (**K<sub>U</sub><sup>0</sup>**) kaphatjuk meg. Formailag hibás, de **ω=ω<sub>0</sub>** esetében az átviteli tényező értéke, a képzetes rész zérus értéke miatt egybeesik a modulussal kiszámított értékkel:

$$[K_U^0]_{\omega=\omega_0} = [Re(K_U^0)]_{\omega=\omega_0} = \left[ \frac{\left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right)^2 + \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} \left( 1 + \frac{2}{n} \right)}{\left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right)^2 + \frac{\omega^2 C^2}{R^2} \left( 1 + \frac{2}{n} \right)^2} \right]_{\omega=\omega_0} \quad [218]$$

$$[K_U^0]_{\omega=\omega_0} = [Re(K_U^0)]_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{1 + \frac{n}{2}} \quad [219]$$

A [217] és [219] megegyezik a hivatkozott szakirodalomban teljesen más úton kiszámított értékkel. Ott a [219] képletnek éppen a fordítottját, (**K<sub>U</sub><sup>0</sup>=1+0,5n**) kapták, mert az átviteli tényezőt **U<sub>m</sub>/U<sub>out</sub>**-nak határozzák meg. *Ezt a meghatározást természetellenesnek tartom.*

#### Az **ω<sub>0</sub>** körfrekvenciára normált változó bevezetése

Ahhoz, hogy általános következtetéseket vonhassunk le a fázistolás mértékéről és az átviteli tényező változásairól, minden tagot az **ω<sub>0</sub>** körfrekvencia függvényében kell kifejeznünk. A [214], a [216] képletek mellett a [217] képletet is fel fogjuk használni olyan módon, hogy egyes kifejezésekben egy 1-es szorzót képzelünk el, és a szorzó helyébe a [217] alapján az **ω<sub>0</sub><sup>2</sup>R<sup>2</sup>C<sup>2</sup>n**, vagy az **ω<sub>0</sub>RC√n** kerül. Ezzel az erőltetett behelyettesítéssel a képletekben csak az **n** és az **ω/ω<sub>0</sub>**

marad, így a tartalmuk a lehető legáltalánosabb lesz, eljutunk az **ω<sub>0</sub>**-ra normált változókat tartalmazó alakhoz. Jelölje **T<sub>1</sub>**, **T<sub>2</sub>**, **T<sub>3</sub>**, **T<sub>4</sub>** az egybetartozó tagokat, ezekből építkezve felírjuk **tgφ** és az átviteli tényező normált kifejezéseit.

$$T_1 = \left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right) = \frac{1}{nR^2} \left( 1 - \frac{\omega^2 C^2 n R^2}{1} \right) = \frac{1}{nR^2} \left( 1 - \frac{\omega^2 C^2 n R^2}{\omega_0^2 C^2 n R^2} \right) = \frac{1}{nR^2} \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \quad [220]$$

$$T_2 = \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} = \frac{2\omega^2 C^2}{1 \cdot nR^2} = \frac{2\omega^2 C^2}{\omega_0^2 C^2 n R^2 \cdot nR^2} = \frac{2}{n^2 R^4} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \quad [221]$$

$$T_3 = \frac{\omega C}{R} \left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right) = \frac{\omega C}{R} \cdot T_1 = \frac{\omega C}{nR^2} \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) = \frac{\omega C}{1 \cdot nR^2} \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \quad [222]$$

$$T_3 = \frac{\omega C}{\omega_0 C R \sqrt{n} \cdot nR^2} \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{n \sqrt{n} R^4} \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \quad [223]$$

$$T_4 = \frac{\omega^2 C^2}{R^2} = \frac{n}{2} \cdot T_2 = \frac{1}{nR^4} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \quad [224]$$

A következőkben a **ω<sub>0</sub>**-ra normált változót **Ω**-val jelöljük: **Ω = ω/ω<sub>0</sub>**

$$T_1 = \left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right) = \frac{1}{nR^2} (1 - \Omega^2) \quad [225]$$

$$T_2 = \frac{2\omega^2 C^2}{nR^2} = \frac{2}{n^2 R^4} \cdot \Omega^2 \quad [226]$$

$$T_3 = \frac{\omega C}{R} \left( \frac{1}{nR^2} - \omega^2 C^2 \right) = \Omega \frac{1}{n \sqrt{n} R^4} (1 - \Omega^2) \quad [227]$$

$$T_4 = \frac{\omega^2 C^2}{R^2} = \frac{1}{nR^4} \cdot \Omega^2 \quad [228]$$

A fenti normált részképletek segítségével újból felírhatjuk fázistolás tangensének képletét:

$$tg\varphi = \frac{-T_3}{T_1^2 - T_2 \left( 1 + \frac{2}{n} \right)} \quad [229]$$

$$tg\varphi = \frac{-\Omega \frac{1}{n \sqrt{n} R^4} \cdot (1 - \Omega^2)}{\frac{1}{n^2 R^4} \cdot (1 - \Omega^2)^2 + \frac{2}{n^2 R^4} \cdot \Omega^2 \cdot \left( 1 + \frac{2}{n} \right)} \quad [226]$$

Élvégezzük az egyszerűsítéseket, elrendezzük a számláló negatív előjelét:

$$tg\varphi = \frac{\Omega \cdot \sqrt{n} \cdot (\Omega^2 - 1)}{(1 - \Omega^2)^2 + 2 \cdot \Omega^2 \cdot \left( 1 + \frac{2}{n} \right)} \quad [230]$$

Az átviteli tényező modulusa (**K<sub>U</sub><sup>0</sup>**) a valós és képzetes részek négyzetösszegének a gyöke:

$$K_U^0 = \sqrt{(Re(K_U^0))^2 + (Im(K_U^0))^2} \quad [231]$$

A **tgφ** számításakor alkalmazott módon itt is áttérünk a normált változóra. Az átviteli tényező valós és képzetes részének azonos a nevezője, ezért a négyzetre emelés után kiemeljük a gyök alól, így a képletünk jóval egyszerűbb lesz:

$$K_U^0 = \frac{\sqrt{\tau_1^2 + \tau_2(1 + \frac{2}{n})^2 + (-\tau_2)^2}}{\tau_1^2 + \tau_2^2(1 + \frac{2}{n})^2} \quad [232]$$

$$K_U^0 = \frac{\sqrt{(\frac{1}{n^2 R^4}(1 - \Omega^2)^2 + \frac{2}{n^2 R^4} \Omega^2(1 + \frac{2}{n})^2) + (-\Omega \frac{1}{n \sqrt{n R^4}}(1 - \Omega^2))^2}}{\frac{1}{n^2 R^4}(1 - \Omega^2)^2 + \frac{1}{n R^4} \Omega^2(1 + \frac{2}{n})^2} \quad [233]$$

Ha a gyök alatti utolsó tagot bővítjük  $\sqrt{n}$ -nel, a nevező utolsó tagját pedig  $n$ -nel, akkor a kifejezés minden tagja tartalmazni fogja az  $n^2 R^4$  tagot, így a kiemelésük után leegyszerűsíthetjük őket. A műveletek elvégzése után megkapjuk az üresjárású átviteli tényező értékének modulusát:

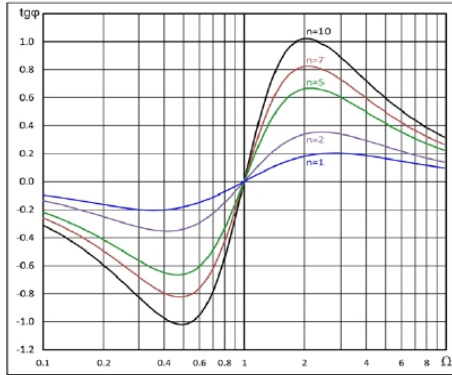
$$K_U^0 = \frac{\sqrt{((1 - \Omega^2)^2 + 2\Omega^2(1 + \frac{2}{n})^2) + (-\Omega \sqrt{n}(1 - \Omega^2))^2}}{(1 - \Omega^2)^2 + n\Omega^2(1 + \frac{2}{n})^2} \quad [234]$$

A [230] és a [234] képletek teljes egészében leírják az áthidalt T híd viselkedését. Mindkét képlet megegyezik a hivatkozott szakirodalomban talált képlettel, természetesen, figyelembe kell venni a már említett meghatározási különbségeket.

#### Az áthidalt T híd fázismenetének vizsgálata

A fázismenetet a [230] képlet alapján fogjuk megvizsgálni, a grafikonja a 2. ábrán látható.

Az  $n$  paraméter értékére a szabványos 1, 2, 5, 10 sorozat első dekádját használjuk. A megvalósított készüléknél az  $n$  értéket konstrukciós szempontból 7-re választottuk. A szépen hangzó konstrukciós szempont az 1964-es megvalósíthatóságot jelenti, akkor ezeket az ellenállásértékeket lehetett beszerezni. A fázismenetet a kimeneti feszültség ( $U_{out}$ ) írja le a bemeneti feszültséghez ( $U_{in}$ ) képest. Minden érték a jellegváltási körfrekvenciához normált  $\Omega = \omega/\omega_0$  változóhoz viszonyítva jelenik meg. Minél nagyobb az  $n$  értéke, annál élesebb (*biztosabb*) a jellegváltási normált körfrekvencia értéke, annál stabilabb az oszcillátor frekvenciája. A jellegváltáskor a fázistolás értéke szinte lineárisan változik az oszcillátor frekvenciával, ami tovább növeli az oszcillátor stabilitását.

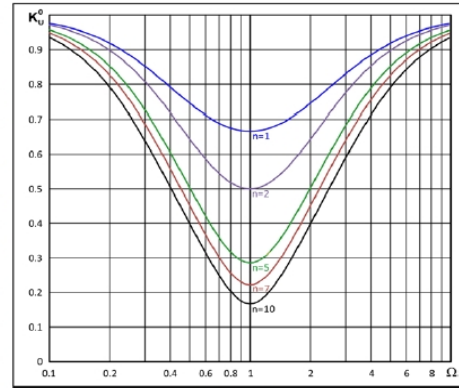


2. ábra. Az áthidalt T híd fázismenete

#### Az áthidalt T híd átviteli tényezőjének vizsgálata

Az átviteli tényező modulusát a [234] képlet alapján fogjuk megvizsgálni, a grafikonja a

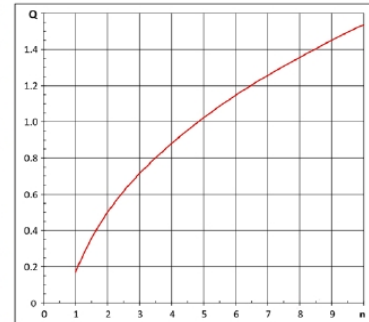
3. ábrán látható. Az előbbiekhöz hasonlóan, az  $n$  paramétert itt is a szabványos 1, 2, 5, 10 sorozat első dekádjától vettük. A paramétertől függően, jellegváltáskor ( $\Omega=1$ ) az átviteli tényezőnek minimuma van, ekkor a kimeneti jel fázisban van a bemeneti jellel. Ez lesz az áthidalt T híd munkapontja, ezen a frekvencián lehet rezgéseket kelteni. Gyakorlati szempontból fontos a jellegváltáskor elért átviteli tényező értéke, mert ezzel állítjuk be az oszcillátor erősítőjének munkapontját. Mivel a jellegváltáskor az átviteli tényező modulusának minimuma van, és a jellegváltáskor a fázistolás zérus, az áthidalt T híd csak negatív visszacsatolásként jöhet szóba. A nyílthurkú erősítés szükséges értéke (a Barchausen-feltételből)  $A=1/K_U^0$  kell, hogy legyen.



3. ábra. Az átviteli tényező függése az  $\Omega$ -tól

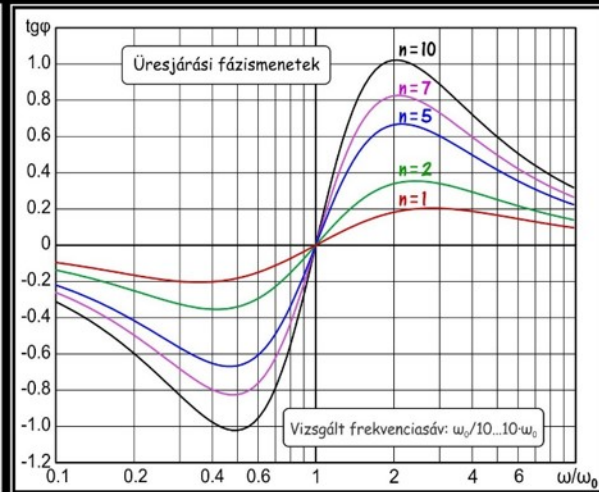
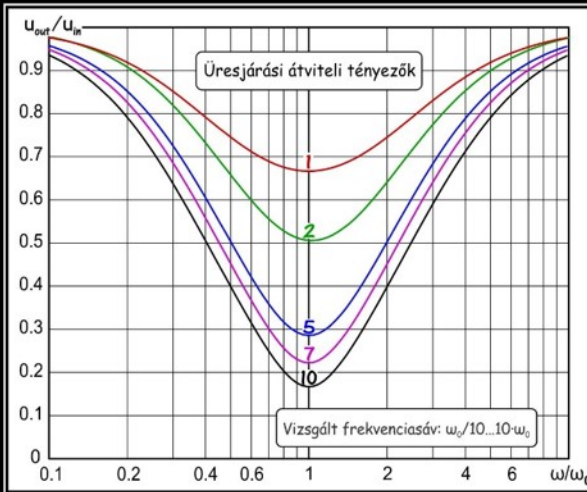
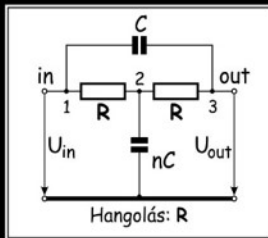
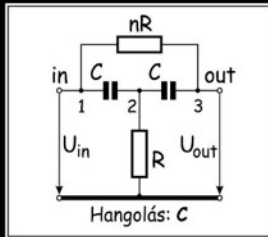
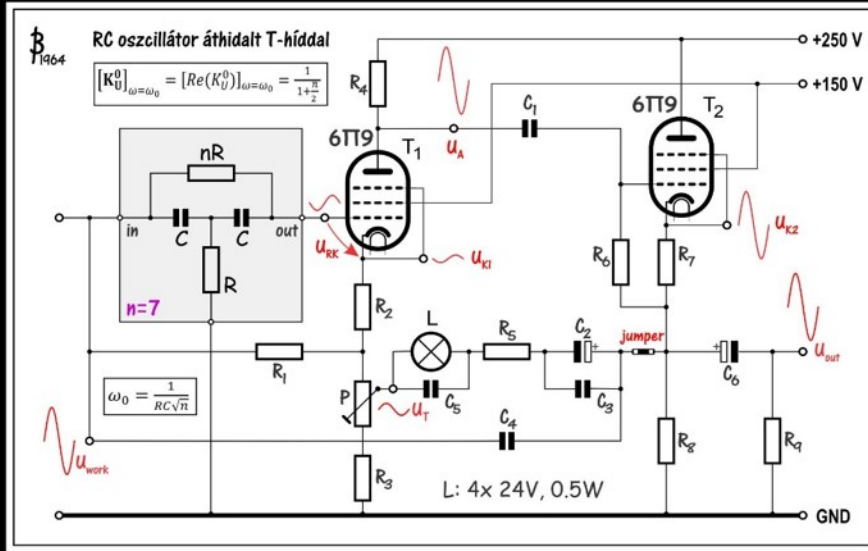
#### Az áthidalt T híd $\omega_0$ -ra normált sávzélessége

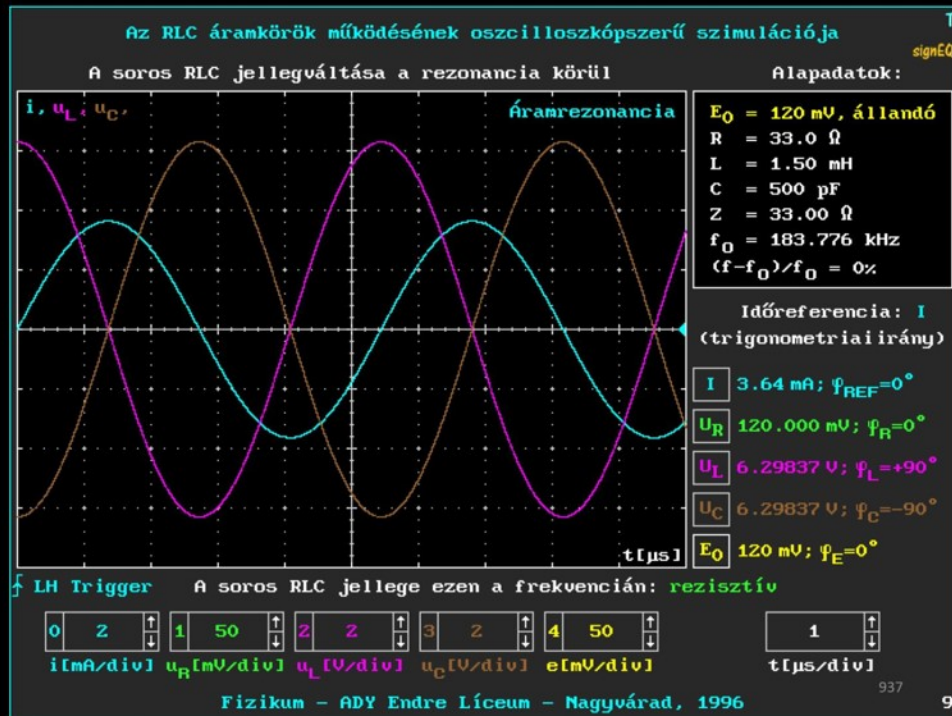
A sávzélesség az egyik legfontosabb tulajdonsága az áthidalt T hídnek. A rezgőkörök körjóságának meghatározásából indulunk ki. Itt a jellegváltási körfrekvenciát és a mért átviteli tényező 3 dB-es növekedésének megfelelő sávzélességet használjuk:  $Q = \omega_0/\Delta\omega$ . Ez formailag megegyezik a körjóság képletével, de hiányoznak a rezonanciából származó jelenségek. A 4. ábrán ennek a  $Q$ -nak az  $n$ -től való függését látjuk. Egyértelmű, hogy minél nagyobb az  $n$ , annál kisebb a sávzélesség, azaz nő a frekvencia stabilitása, jobb lesz a jel formája, vagyis kisebb torzítások várhatók. A görbét az eredeti képletek segítségével kaptam meg.



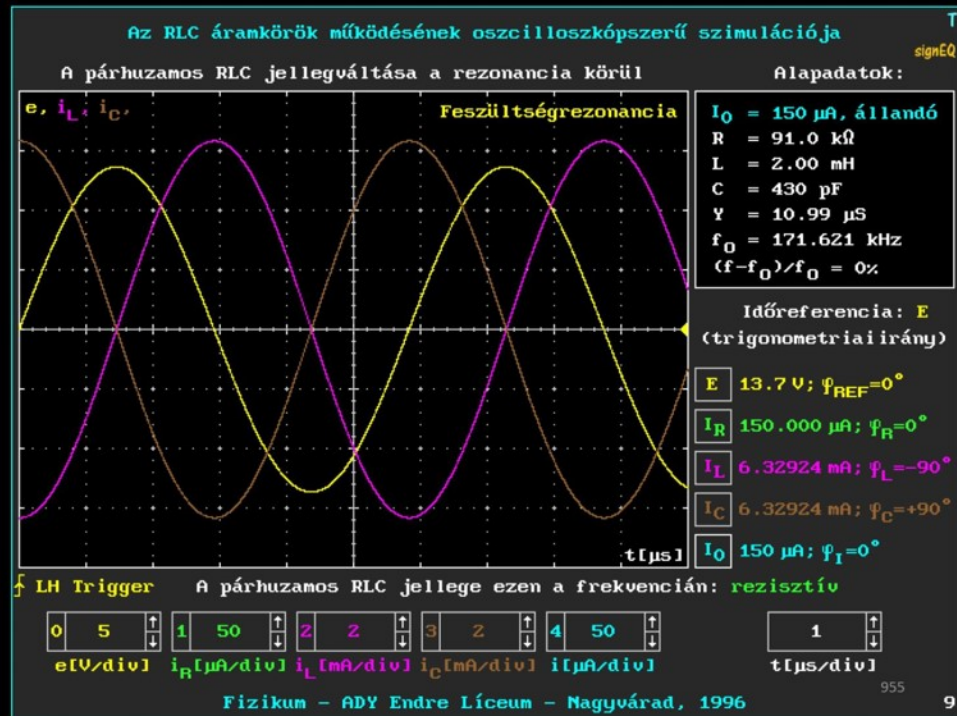
4. ábra. Az  $\omega_0$  körfrekvenciára normált sávzélesség függése az  $n$ -től

# Áthidalt T hidas RC generátor, 20 Hz..600 kHz, öt sávban - 1964



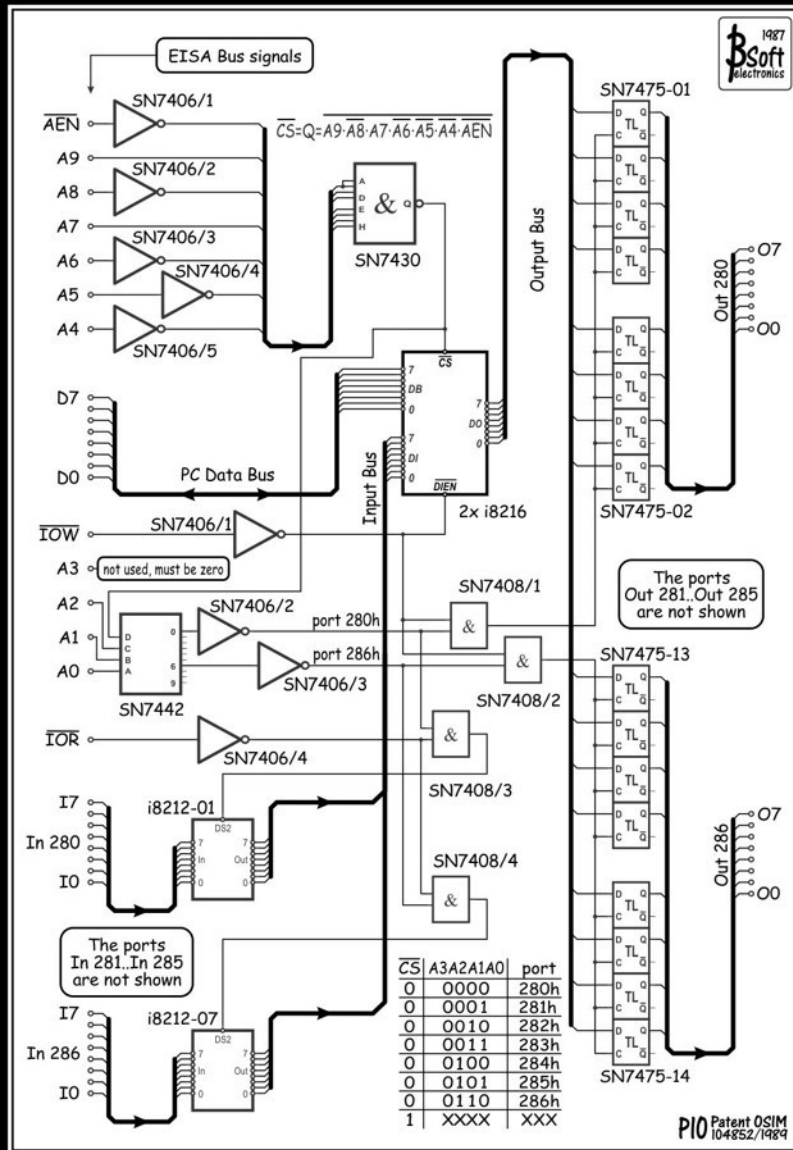


A rezonancián az  $U_L$  és az  $U_C$  kiegyenlítődik, mintha ott se lennének, így az  $E_0$  az ellenállásra kerül



A rezonancián az  $I_L$  és az  $I_C$  kiegyenlítődik, mintha ott se lennének, így az  $I_0$  az ellenállásba folyik

## [10] A reaktív jelek kioltása a rezonancián



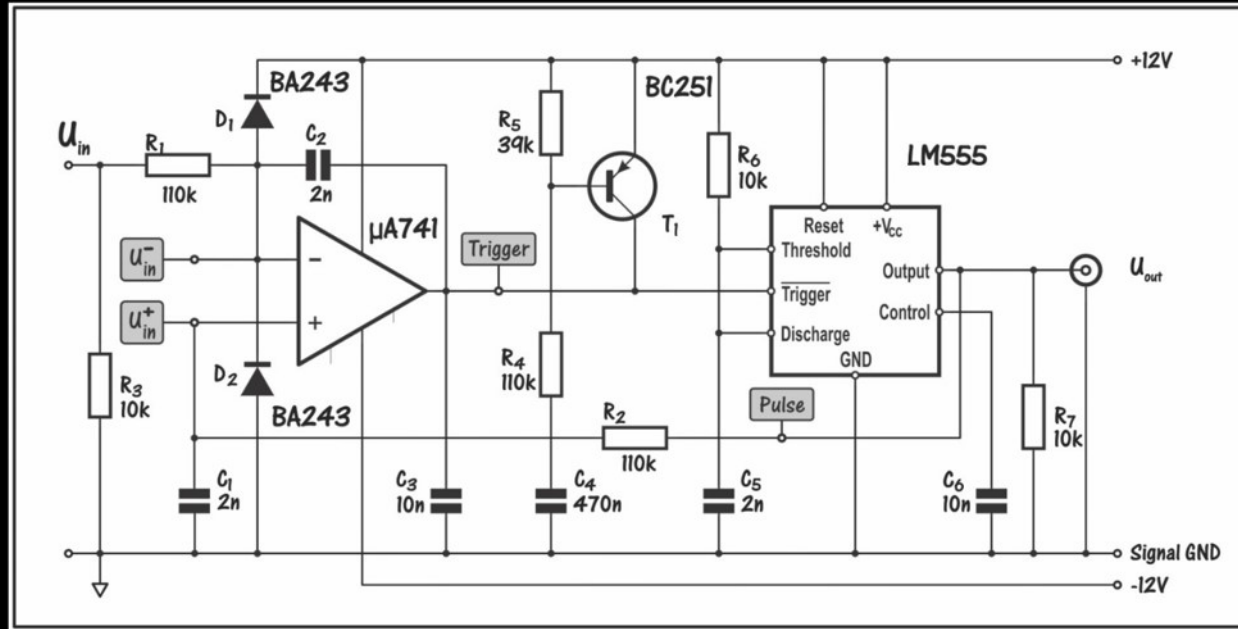
## Kétirányú, 7 portos, 8 bites interfész

Az interfész legelőször a Sinclair ZX81 konzoljához készült 1987-ben. Úgy terveztem, hogy a majdani, hozzáférhető konzolos gépekhez is alkalmazható legyen. Az ötlet bevált, mert kis változtatásokkal működött még a nagy Pentiumokon is. A múltidő arra vonatkozik, hogy 2001 őszén a városi kábel TV hálózatba villám csapott, annak hatása az interneten keresztül eljutott az iskolába is, így a mindig bekapcsolva tartott PIO a számítógéppel együtt tönkrement. A PIO építésekor nem voltak IC foglalatok, ezért nem sikerült megjavítanom. Áttértem a sokkal gyengébb lehetőségekkel bíró nyomtatóportokra.

Mivel a ZX81 csak három címvonalat tett szabaddá, összesen hét port jöhetett létre (az A3A2A1A0 = 0111b nem létezik), de ennyi is bőven elég volt a kísérletekhez. Legelőször a PC konzoljához való hozzáférést kellett engedélyzetnünk: **IOR** (Input Output Request) és az **AEN** (Address ENable) nullába vitelével, ez az Assembly program feladata. A PIO fő eleme az i8216-os kétirányú TS erősítő, amelyet a **CS** (Chip Select) nullába vitelével alakítunk **DIEN** (DIrection ENable) állapotától függő valamelyik irányba működő erősítővé, ez is az Assembly program feladata (vezérlés vagy beolvasás). A vezérléskor a konzolon levő nyolcbites adatok a TS erősítőn keresztül a kimeneti tárolókba (SN7475) jutnak, és vezélik a külső elektronikát. Olvasáskor a TTL jelek a bemeneti erősítők-ből (i8212) jutnak a TS erősítőn keresztül a konzolra, vagyis a PC adatbuszára. A rajzon a kétszer hét csatornából csak két kimeneti és két bemeneti csatornát ábrázoltam. Nem ábrázoltam a PC EISA buszába készült kártyát, azzal értem el a címeket és a buszhoz való hozzáférés jeleit. A táblázat megadja a ZX81 PIO-csatornáinak a címét is.

A villámcsapásig csodálatosan működött!

## Az A/D átalakító kapcsolási rajza és működésének rövid bemutatása



Az A/D átalakító egy különleges kapcsolás, lényegében egy frekvenciastabilizátor, feszültséggel változtatható frekvenciájú TTL impulzussorozatot hoz létre. Az LM555 időzítő áramkör minden negatív frontú Trigger-jelre egy körülbelül 20  $\mu$ s-os impulzust bocsájt ki, ez az R2 ellenálláson keresztül tölti a C1 kondenzátort a  $\mu$ A741 műveleti erősítő nem invertáló bemenetén. Amikor a kondenzátor feszültsége túllépi az invertáló bemenet feszültségét, akkor megszűnik az LM555 monostabil áramkör indítása, és a kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. Mivel a műveleti erősítő nyílt hurokban van, a két bemeneten gyakorlatilag azonos feszültség keletkezik, ami szinte állandó frekvenciát, vagy szinte állandó időközöket jelent. A kapcsolási rajzon nem ábrázoltam, de a műveleti erősítő ofszetszabályozójával beállíthatunk egy nulla feszültségnek megfelelő igen kis frekvenciát (a kalibrációs egyenletből: 0.12692 kHz). Számítógépes alkalmazás esetén a kimeneten egy TTL formáló Schmitt következik.

A mérési adatokból látható, hogy az 1 V körüli bemeneti feszültségnek 4 kHz körüli frekvencia felel meg. Ez azt jelenti, hogy a méréshatár felénél 2 kHz-cel számolhatunk, ami 500  $\mu$ s-os időközöknek felel meg. Tíz periódussal számolva 5 ms-onként kapunk egy mért értéket, vagyis 200 mérés/s a mérési sebesség. Ezzel már oszcilloszkópszerű méréseket is végezhetünk, mindegyik mérés milliós nagyságrendű TSC-t tartalmaz. A **TSC időközméréssel** egy valódi, iskolai oszcilloszkóhoz juthatunk.

# A PIO portja belső, frontkereső ciklusidején alapuló időközmérő rutin

A szimmetrikus HL és LH frontkezelési ciklusokat a **BX** számlálja, a túlcserélés az **SI**-be kerül, a ciklusidő **1083 ns**

<pre>@SetCounter:  —————→ mov cx, word ptr [MaxDW]</pre>	<p><b>Címke:</b> a frontszámláló beállítása. A mérőrutin összesen <b>MaxDW</b> számú <b>HL</b> frontra vár. Már detektáltuk a jel magas szintjét, ezután csak a <b>HL</b> átmeneteket várjuk. Az első <b>HL</b> front a <b>nulla indexű</b> lesz.</p>
<pre>@MeasurementHL:  —————→ mov ah, byte ptr [Mask]</pre>	<p><b>Címke:</b> a <b>HL</b> frontokat és belső ciklusokat számláló program. A <b>Mask</b> tartalmazza a megfigyelendő bitet, a <b>dx</b> a vizsgált portot.</p>
<pre>@WhileALEqualLow:  —————→ add bx, 0001h adc si, 0000h in al, dx test al, ah jz @WhileALEqualLow</pre>	<p><b>Címke:</b> addig vár, ameddig a jel <b>alacsony</b> szintű marad. <b>Szimulált DWord-ös számláló.</b> Ahányszor itt jár, növeljük az alsó Word számlálóját (<b>bx</b>), az <b>si</b> csak a <b>bx</b> túlcserélésakor nő. Beolvassuk a <b>dx</b> port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a <b>Mask</b> által meghatározott bitet. Ha <b>magas</b>, akkor visszalép és automatikusan számlálódik a <b>PC belső ciklusa</b>.</p>
<pre>@WhileALEqualHigh:  —————→ add bx, 0001h adc si, 0000h in al, dx test al, ah jnz @WhileALEqualHigh</pre>	<p><b>Címke:</b> addig vár, ameddig a jel <b>magas</b> szintű marad. <b>Szimulált DWord-ös számláló.</b> Ahányszor itt jár, növeljük az alsó Word számlálóját (<b>bx</b>), az <b>si</b> csak a <b>bx</b> túlcserélésakor nő. Beolvassuk a <b>dx</b> port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a <b>Mask</b> által meghatározott bitet. Ha <b>alacsony</b>, akkor visszalép és automatikusan számlálódik a <b>PC belső ciklusa</b>.</p>
<pre>@FillData:  —————→ mov ax, bx; stosw mov ax, si; stosw xor bx, bx xor si, si</pre>	<p><b>Címke:</b> Az adatok betöltése. Egy pointer már az <b>es:[di]</b> címre mutat. Az alsó Word az <b>ax</b>-be kerül, majd az <b>es:[di]</b>-re. Növeledik a <b>di</b>. A felső Word az <b>ax</b>-be kerül, majd az <b>es:[di]</b>-re. Növeledik a <b>di</b>.  Kinullázzuk az alsó és a felső Word-ök számlálót.</p>
<pre>@LoopHL:  —————→ loop @MeasurementHL</pre>	<p><b>Címke:</b> Ameddig nem találjuk meg a <b>MaxDW</b> számú <b>HL</b> frontot, újakezdi a méréseket, egyúttal a belső ciklusok számlálását is.</p>
<pre>@Exit:  —————→</pre>	<p><b>Címke:</b> a <b>MaxDW</b> indexű <b>HL</b> front megtalálása után kilép!</p>

## Legújabb változat: 64 bites számláló és 284.091 ps-os felbontás

Az Atomórához kalibrált órajelet időbélyegként használjuk; a rendszer **ppb szintű** pontosságot és stabilitást biztosít

1. **@SetCounter:** → **Címke:** a frontszámláló beállítása. Az első **HL** frontot már detektáltuk, és **MaxDW** számú **HL** frontra várunk. A **Start HL** front **nulla indexű** lesz.
2. `mov cx, word ptr [MaxDW]`
3. **@Get&SaveStartTSC:** → **Címke:** Leolvassuk a **PC Time Stamp Counter (TSC)** időbélyegét, ez valójában a **PC órajele**. A 64 bites **StartTSC** időpontértéket tároljuk az erre előkészített **QWord**-ös tárolóban, majd a **byte-os es:[di]** pointer által mutatott cél helyértékét **8-cal növeljük**.  
Mivel a **TSC** leolvasásakor a **dx**-ben tárolt portcím átíródik, visszairjuk az eredeti **MPort** értéket.
4. `db 0Fh, 031h = OpCode; ASM: RDTSC`
5. `db 66h; mov es: [di+0], ax`
6. `db 66h; mov es: [di+4], dx`
7. `add di, 8`
8. `mov dx, word ptr [MPort]`
9. **@MeasurementHL:** → **Címke:** a **cx**-ben tárolt **MaxDW** számú **HL** frontot figyelő **loop** ciklusban. A **Mask** tartalmazza a megfigyelendő bitet, a **dx** a jelet adó portot.
10. `mov ah, byte ptr [Mask]`
11. **@WhileALEqualLow:** → **Címke:** addig vár, ameddig a jel **magas** szintűvé válik (**LH** front). Beolvassuk a **dx** port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a **Mask** által meghatározott bitet.  
Ha a szint továbbra is **alacsony**, akkor visszalép.
12. `in al, dx`
13. `test al, ah`
14. `jz @WhileALEqualLow`
15. **@WhileALEqualHigh:** → **Címke:** addig vár, ameddig a jel **alacsony** szintűvé válik (**HL** front). Beolvassuk a **dx** port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a **Mask** által meghatározott bitet. Ha továbbra is **magas**, akkor visszalép. A **HL** frontok közötti időt az **ActualTSC** időpontok különbségéből kapjuk meg.
16. `in al, dx`
17. `test al, ah`
18. `jnz @WhileALEqualHigh`
19. **@Get&SaveActualTSC:** → **Címke:** Leolvassuk a **PC Time Stamp Counter (TSC)** időbélyegét. A 64 bites **ActualTSC** időpontértéket tároljuk az erre előkészített **QWord**-ös tárolóban, majd **8-cal növeljük** a **byte-os es:[di]** pointer által mutatott cél helyértékét.  
Mivel a **TSC** leolvasásakor a **dx**-ben tárolt portcím átíródik, visszairjuk az eredeti **MPort** értéket.
20. `db 0Fh, 031h`
21. `db 66h; mov es: [di+0], ax`
22. `db 66h; mov es: [di+4], dx`
23. `add di, 8`
24. `mov dx, word ptr [MPort]`
25. **@LoopHL:** → **Címke:** Ameddig nem találjuk meg a **MaxDW** számú **HL** frontot, újrakezdjük a méréseket, egyúttal az **ActualTSC** időpontok leolvasását is.
26. `loop @MeasurementHL`
27. **@Exit:** → **Címke:** a **MaxDW** indexű **HL** front megtalálása után kilép!

# GPS-vezérelt, az Atomórához szinkronizálható időközetalon



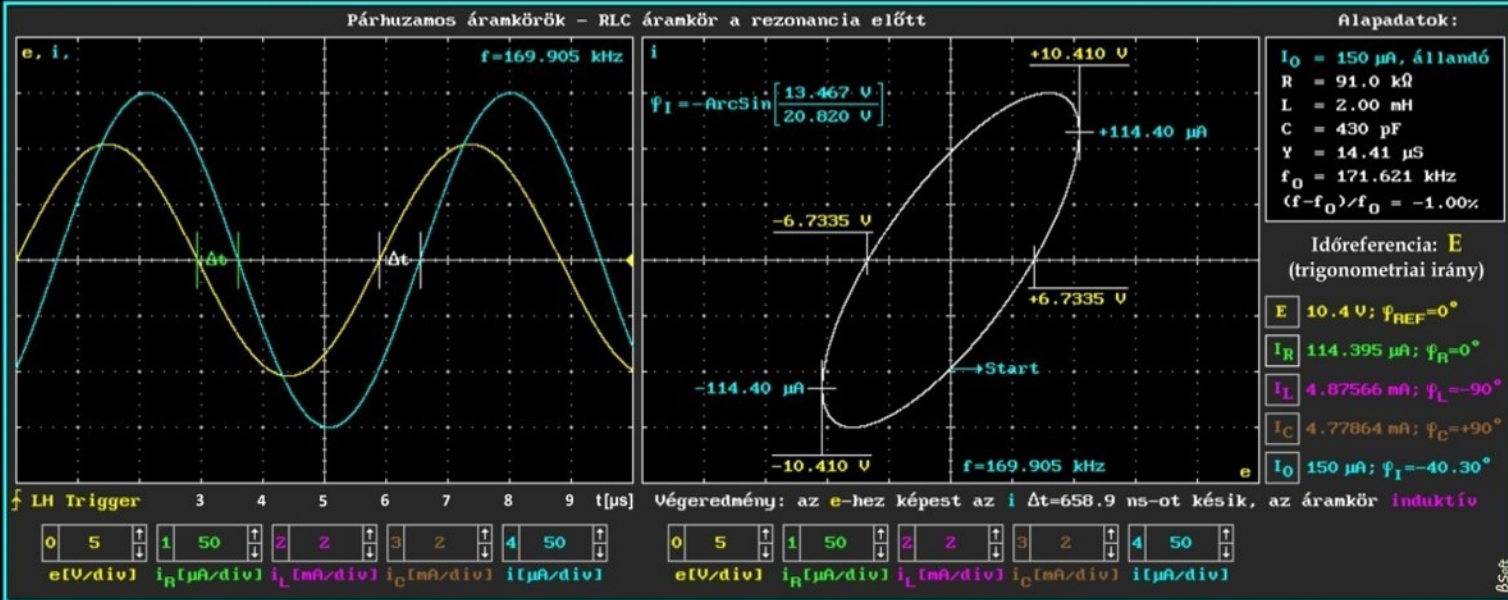
GPS-vezérelt időközetalon. Az Atomórával létrejött kapcsolat után az 1PPS TTL etalonjel periódusa  $T = 1,000000000 \text{ s} \pm 20 \text{ ps}$

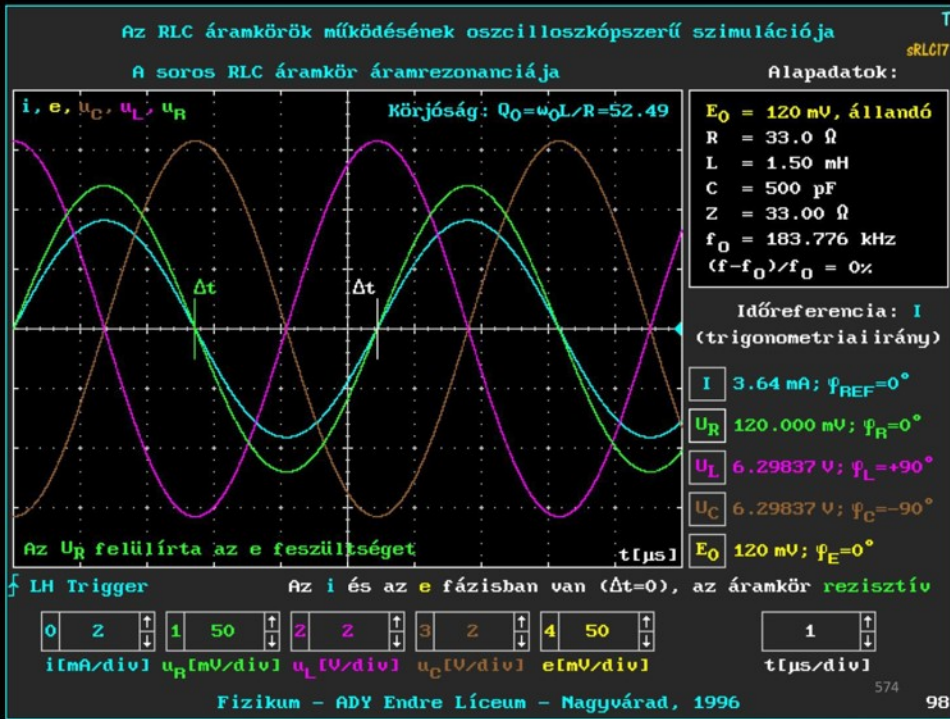




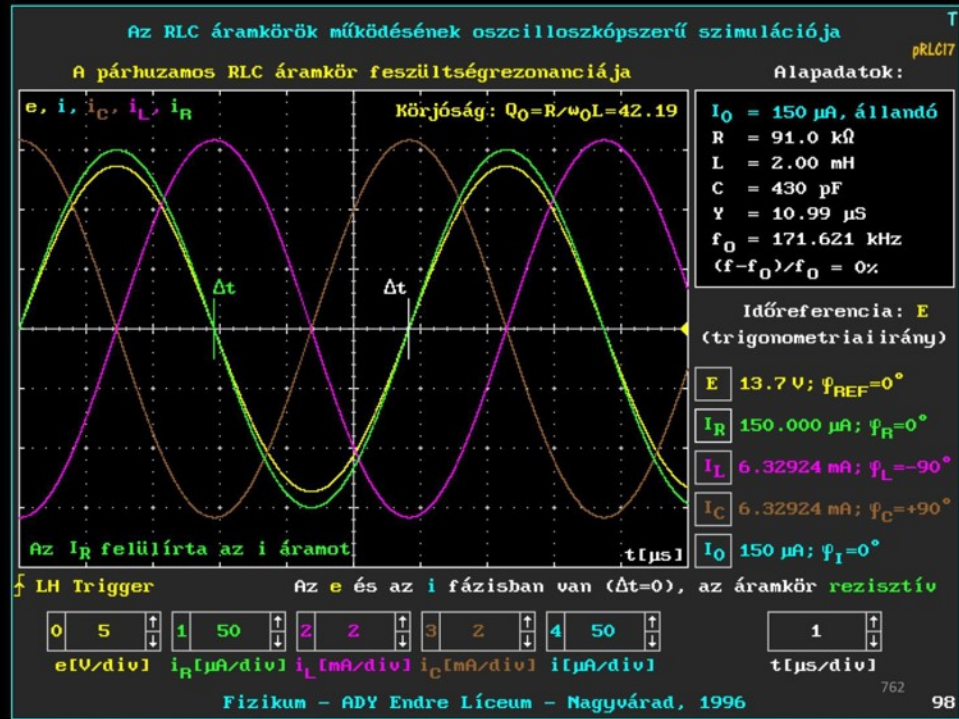
# A Lissajous-ellipszis szerkesztése

A függőváltozó színnel kiírt **Start** megmutatja a függőváltozó induláskori értékét és időbeni változásának irányát (az ellipszis körbejárása egy periódus alatt). Az ellipszis **Start** időpontjában az ordinátatengely ellipszismetszete (a generátorjel értéke a **Trigger-jel** időpontjában) megadja az időreferencia-jelhez való generátorjel késést (negatív ordináta érték) vagy sietést (pozitív ordináta érték). Az időkülönbségből meghatározható az áramkör jellege, az abszcisszától való távolsága pedig, a jelleg „erősségét” mutatja meg. Minél „teltebb” az ellipszis, annál erősebb az áramkör induktív vagy kapacitív jellege. Az áramkör kísérleti hangolásokor eléggé nehezen találjuk meg a maximum helyét (rezonanciát), de az ellipszis egyenessé degradálódása egyértelműen jelzi a rezonanciát.



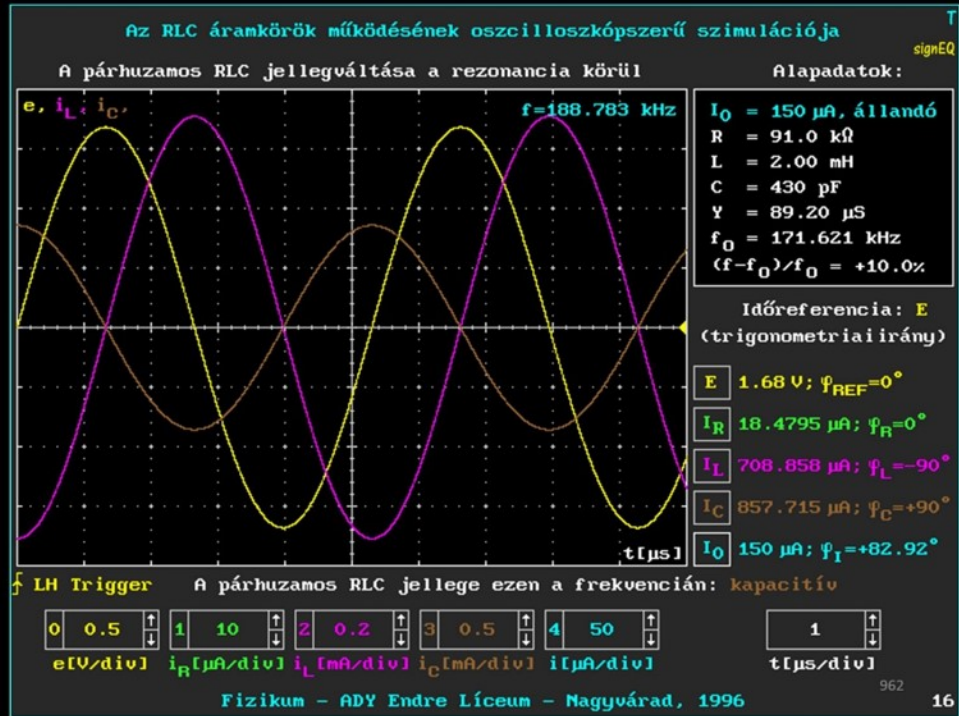
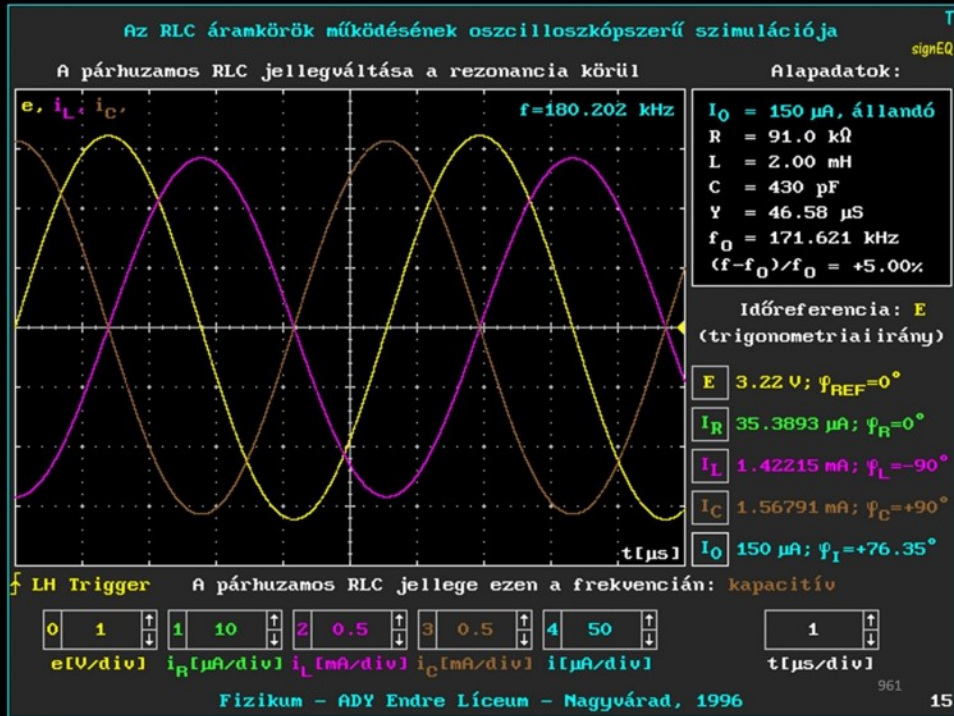


Az sRLC rezonanciáján az ellentétes fázisú  $U_L$  és az  $U_C$  kiegyenlítődik, az **I**-nek maximuma van



A pRLC rezonanciáján az ellentétes fázisú  $I_L$  és az  $I_C$  kiegyenlítődik, az **E**-nek maximuma van

[18] Az sRLC és a pRLC rezonanciája



Az oszcillogramok nem hibásak! A 961-es és a 962-es kép váltásakor az  $I_L$  amplitúdója csökkent, de a 962-es képen az  $I_L$  szinusza jóval nagyobb lett, mert közben automatikus érzékenységváltás is történt.

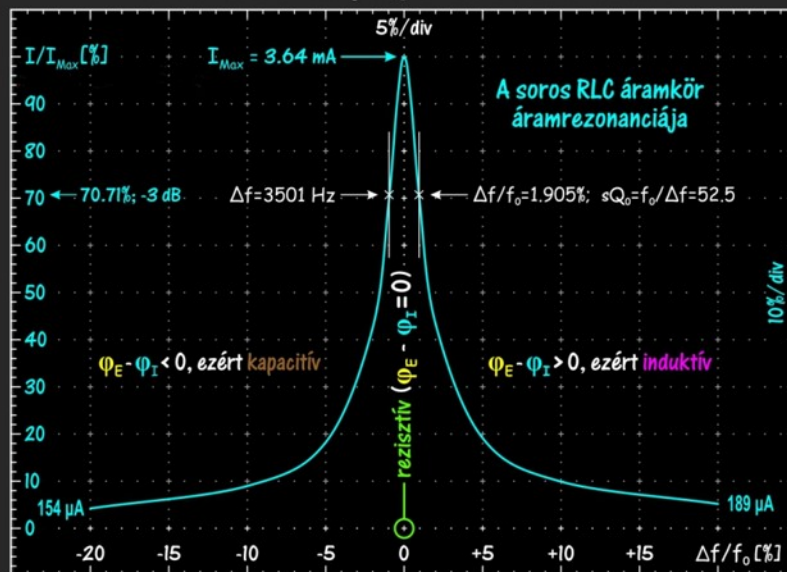
## [19] Hibásnak tűnő oszcillogramok



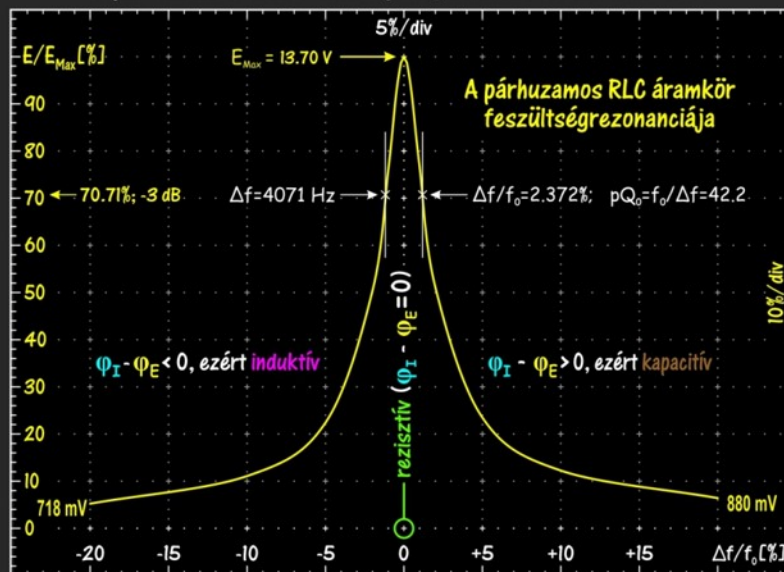
## Rezonanciagörbék és fázismenetek

Az RLC áramkörök legfontosabb alkalmazása a rezonancia és annak környékén kialakuló jellegváltó fázismenet. A frekvencia változásakor a kapacitív/induktív főjelleget a rezonancián eléri a tiszta rezisztív jelleget, majd induktív/kapacitív főjellegre vált. Egy **S-szerű fázismenet** alakul ki. A soros és párhuzamos RLC mindenben a másik viselkedésének a negáltját mutatja. A két S-görbe függőleges tükörképe a másiknak. Itt látszólag nem így van, érdemes elgondolkodni a hibásnak tűnő rajz okán. Valamikor egy ilyen magyarázatra adtam a jutalomtízest! Az éles rezonanciagörbe megrajzolásához igen sok mérési pont lenne szükséges, ezért minden értéket a rezonanciafrekvenciához viszonyítottam. Az 1-2-5 lépésekkel a -20% és a +20% között  $\pm 8$  frekvenciaérték alakult ki, ami a nullával együtt adta a 17 mérési pontot.

A soros RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül



A párhuzamos RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül



## Ráadás: a soros RLC áramkör rezonanciájának kísérleti tanulmányozása

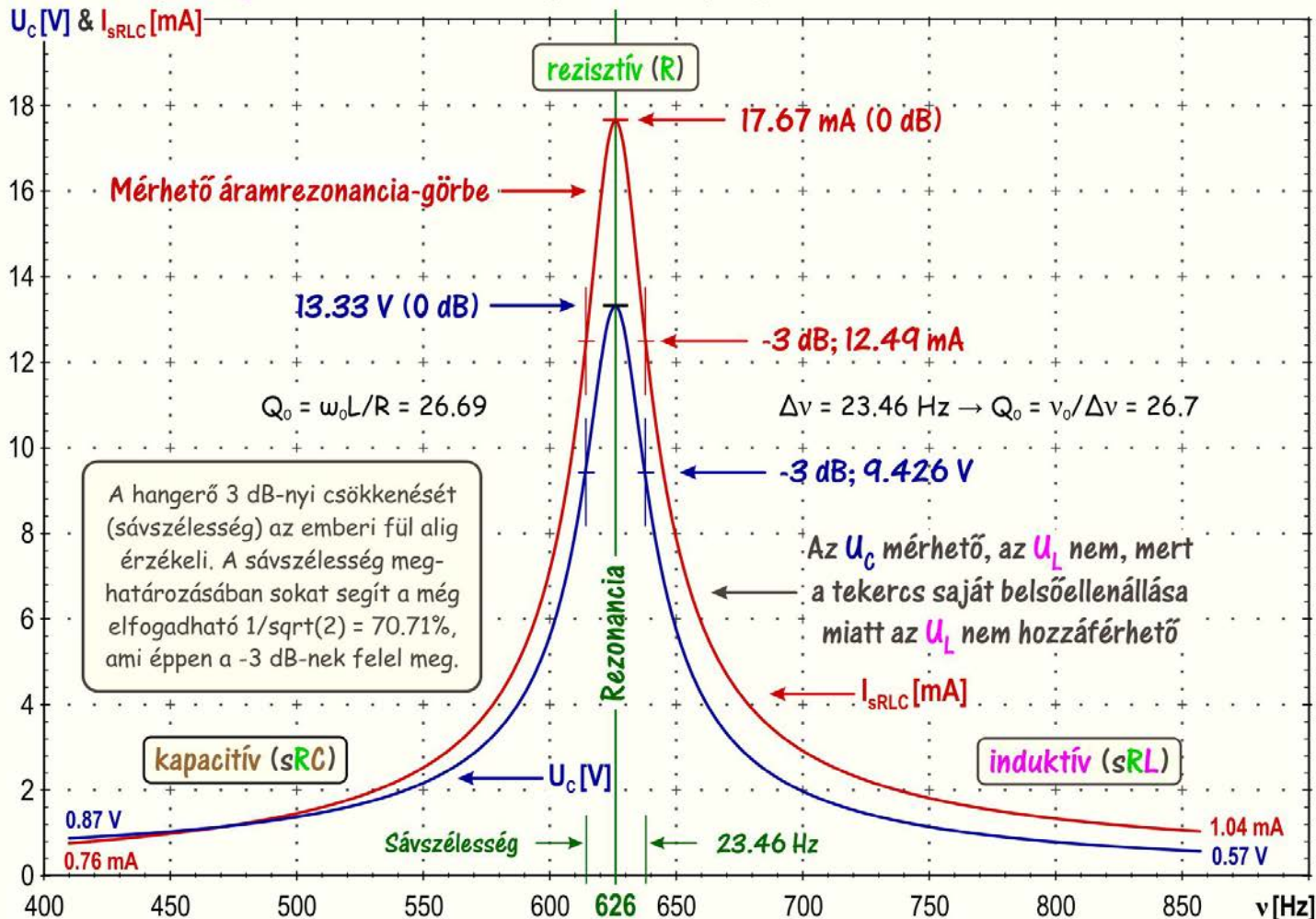
Kellemes háttérzene mellett, nyolc csoportban, a kitöltendő mérési adatokon levő 150 frekvencián mértünk



Fizikum  
2007.01.19

## A soros RLC áramkör rezonanciája - $U_c$ [V] és $I_{sRLC}$ [mA]

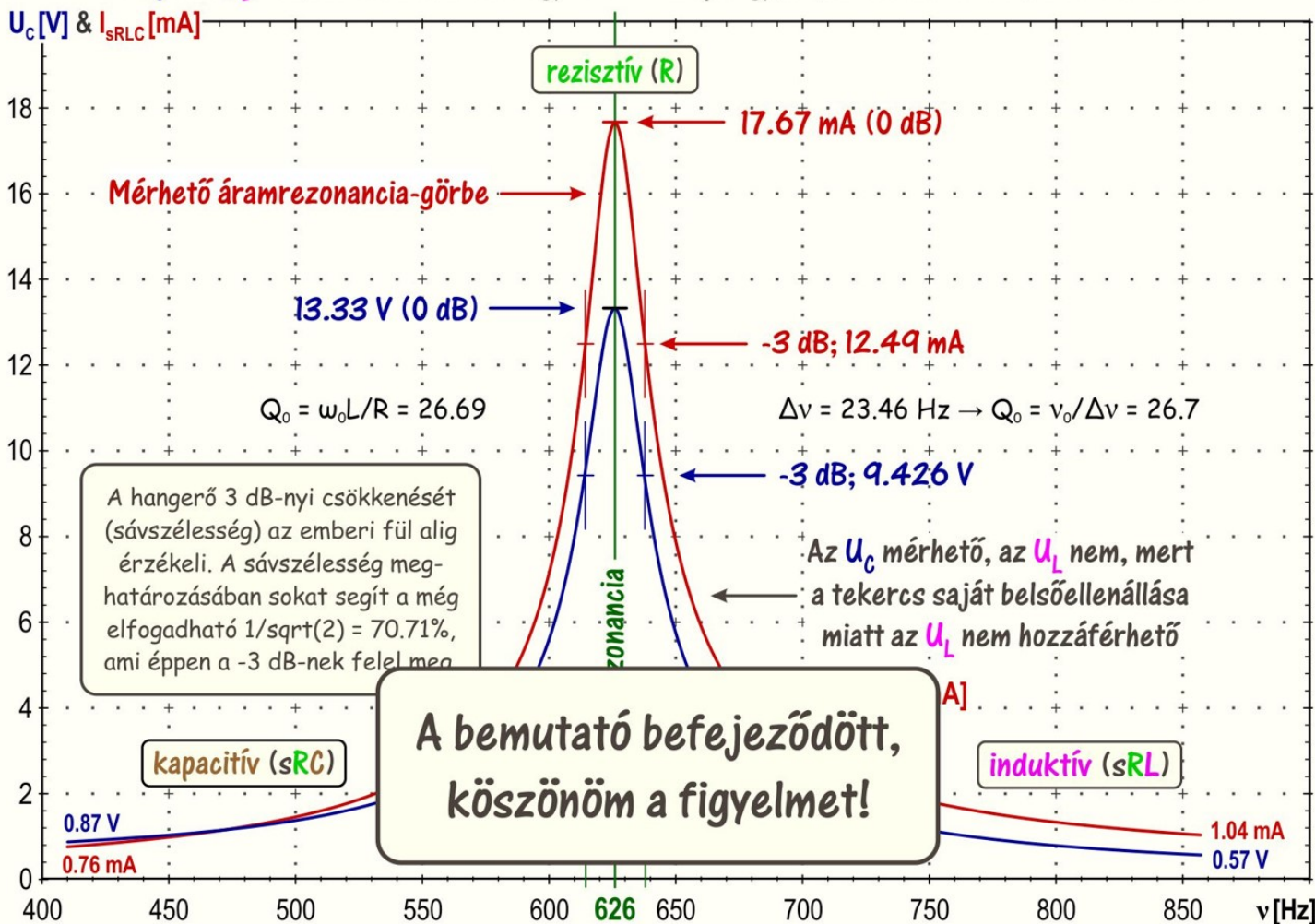
Az  $U_c$  és az  $U_L$  ellenfázisúak, a rezonancián egyenlőek és kioltják egymást, kívülről csak az áramrezonancia látszik



A hangerő 3 dB-nyi csökkenését (sávszélesség) az emberi fül alig érzékeli. A sávszélesség meghatározásában sokat segít a még elfogadható  $1/\sqrt{2} = 70.71\%$ , ami éppen a -3 dB-nek felel meg.

## A soros RLC áramkör rezonanciája - $U_C$ [V] és $I_{sRLC}$ [mA]

Az  $U_C$  és az  $U_L$  ellenfázisúak, a rezonancián egyenlőek és kioltják egymást, kívülről csak az áramrezonancia látszik



m-  
ál!"

ké-  
saját  
989-  
an a  
tulón  
épek  
tűnő

ja:  
978

A táblarajz a kísérletre vonatkozik

Fizikum  
2006.11.10



$$Y = \frac{Z_L - Z_C}{Z} = \frac{j\omega L - \frac{1}{j\omega C}}{R} = \frac{j\omega LC - 1}{\omega RC}$$

$$Y = 0 \Rightarrow \omega_0^2 LC - 1 = 0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$U_C < U_L$   
induktív

Az áram késik a feszültséghez képest

$U_C$        $U_L$

$U_{RLC}$

$U_{AB}$        $I_{RLC}$

MAYO-35      MAYO-35

50V      50V

MAYO-35

50V

R

C

L

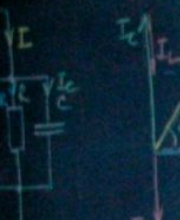
Oscilloscope 1979

Lissajous-görbe

A soros RLC áramkör legfontosabb jelei kicsivel a rezonancia után

A táblarajz NEM a rezonanciát tárgyalja!

Fizikum  
2006.11.17



$I_C = I_L$   
rezisztív

$I_C$

$I_L$

$I_{RLC}$

20mA



25mA



25mA



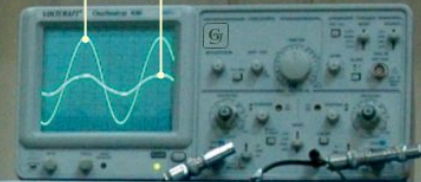
L



R

C

Lissajous-görbe



$U_{AB}$   $I_{RLC}$

Az áram fázisban van a feszültséggel

A párhuzamos RLC áramkör legfontosabb jelei a rezonancián

## Az oszcillogram építkezése

A frekvenciaválasztás után először a vizsgálati frekvenciát is tartalmazó „Alapadatok” jelenik meg, és a már kiszámított adatok alapján egy rövid összefoglalót kapunk az alapadatokhoz tartozó mérésekről. A legfontosabb a generátorjel időben kifejezett sietése-késése az időreferencia-jelhez képest. Ebből következik az áramkör jellege az illető frekvencián.

Az ábrázolás könnyebb olvashatósága érdekében, először a jelek neve kerül kiírásra. Fontos a jelnevek színe, mert az oszcillogram görbéi is azonos színűek (programból). Az időreferencia-jel az első, hiszen ennek a jelnek a pozitív nullátmenetkor indul az oszcilloszkóp idővonala, így a fázisa természetesen  $\varphi_{REF} = 0^\circ$ . Másodikként a jelgenerátor-szinusz amplitúdója és az időreferenciához mért fázisa jelenik meg. Ezután következik a többi jel kiírása, mindegyik két lépésben, így a **J** számú görbét **2J** lépésben írjuk ki. A szinuszokat a Lissajous-ellipszis követi, ez az **N = 2J + 1**-edik oszcillogram. Az abszcisszatengelyre mindig az időreferencia-jel kerül, hiszen ez a szabadváltozó, az egyetlen idő, amit a Trigger-jel által igen pontosan ismerünk (kalibrált idővonalunk van). Az ordinátatengelyre a függőváltozó, a jelgenerátor jele kerül. Bár a jelgenerátor adja a jelet, az tűnik a szabadváltozónak, de a Trigger-jel az úr, nála van az időorigó, mindent onnan kiindulva mérünk. A rezonancián az egyenessé degradálódott ellipszis adja a legpontosabb rezonanciafrekvenciát.

Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja eRLC05

Soros áramkörök – RLC áramkör a rezonancia előtt

f=183.409 kHz

A soros RLC viselkedése a rezonancia előtt

Az L induktivitást, a C kapacitást és a velük soros R ellenállást az AC feszültséggenerátorra kötjük. Az i áram közös, ahhoz viszonyítjuk az egyes elemeken levő feszültségek nagyságát és fázisát. Megállapítjuk, hogy az  $e \Delta t = 179.6$  ns-ot késik az i referenciaáramhoz képest.

LH Trigger: az i pozitív (LH) nullátmenetét érzékeli, ez indítja az oszcilloszkóp idővonalát.

Végeredmény: az áramkör kapacitív jellegű.

Alapadatok:

$E_0 = 120$  mV, állandó

R = 33.0  $\Omega$

L = 1.50 mH

C = 500 pF

Z = 33.72  $\Omega$

$f_0 = 183.776$  kHz

$(f - f_0) / f_0 = -0.20\%$

Időreferencia: **I**  
(trigonometria irány)

**I** Az sRLC és a pRLC áramkörök konstrukciós adatait úgy választottuk meg, hogy a rezonanciafrekvencia és a körjóság is közel azonos legyen. Ennek eredményeként kvalitatív és kvantitatív következtetéseket is levonhattunk.

**U<sub>R</sub>**

**U<sub>L</sub>**

**U<sub>C</sub>**

**E<sub>0</sub>**

0 1 <input type="text" value="1"/> <input type="text" value="50"/>	2 2 <input type="text" value="2"/> <input type="text" value="2"/>	3 2 <input type="text" value="2"/> <input type="text" value="2"/>	4 50 <input type="text" value="50"/>
i[mA/div]	u <sub>R</sub> [mV/div]	u <sub>L</sub> [V/div]	e[mV/div]

1    
t[ $\mu$ s/div]

165

Fizikum – ADY Endre Líceum – Nagyvárad, 1996 1

Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja pRLC05

Párhuzamos áramkörök – RLC áramkör a rezonancia előtt

f=171.278 kHz

A párhuzamos RLC viselkedése a rezonancia előtt

Az L induktivitást, a C kapacitást és a velük párhuzamos R ellenállást az AC áramgenerátorra kötjük. Az e feszültség közös, ahhoz viszonyítjuk az egyes elemeken átfolyó áramok nagyságát és fázisát. Megállapítjuk, hogy az i  $\Delta t = 155.5$  ns-ot késik az e referenciafeszültséghez képest.

LH Trigger: az e pozitív (LH) nullátmenetét érzékeli, ez indítja az oszcilloszkóp idővonalát.

Végeredmény: az áramkör induktív jellegű.

Alapadatok:

$I_0 = 150$   $\mu$ A, állandó

R = 91.0 k $\Omega$

L = 2.00 mH

C = 430 pF

Y = 11.14  $\mu$ S

$f_0 = 171.621$  kHz

$(f - f_0) / f_0 = -0.20\%$

Időreferencia: **E**  
(trigonometria irány)

**E** A pRLC és az sRLC áramkörök konstrukciós adatait úgy választottuk meg, hogy a rezonanciafrekvencia és a körjóság is közel azonos legyen. Ennek eredményeként kvalitatív és kvantitatív következtetéseket is levonhattunk.

**I<sub>R</sub>**

**I<sub>L</sub>**

**I<sub>C</sub>**

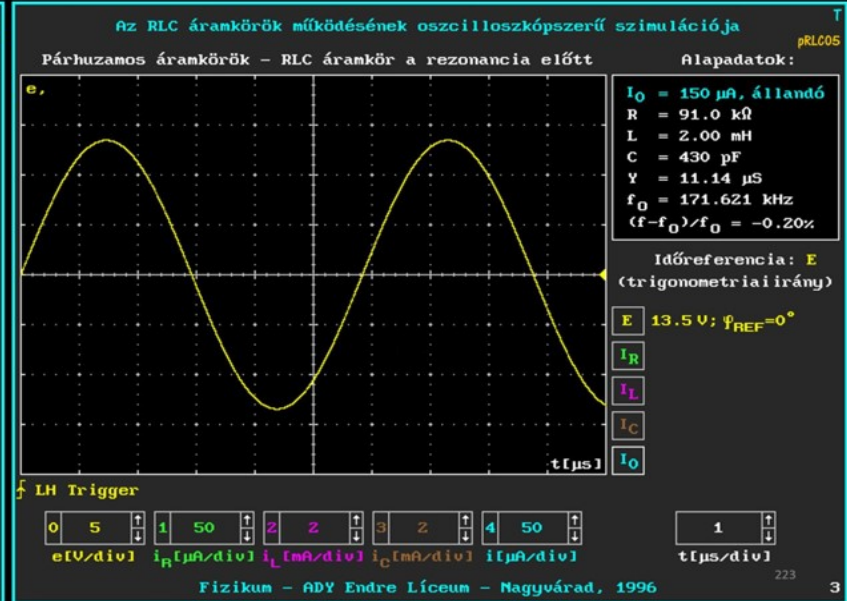
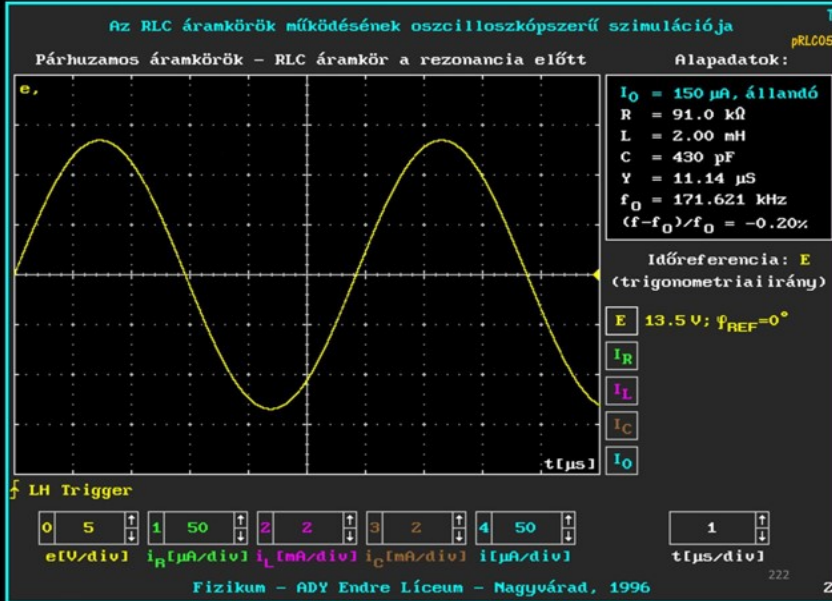
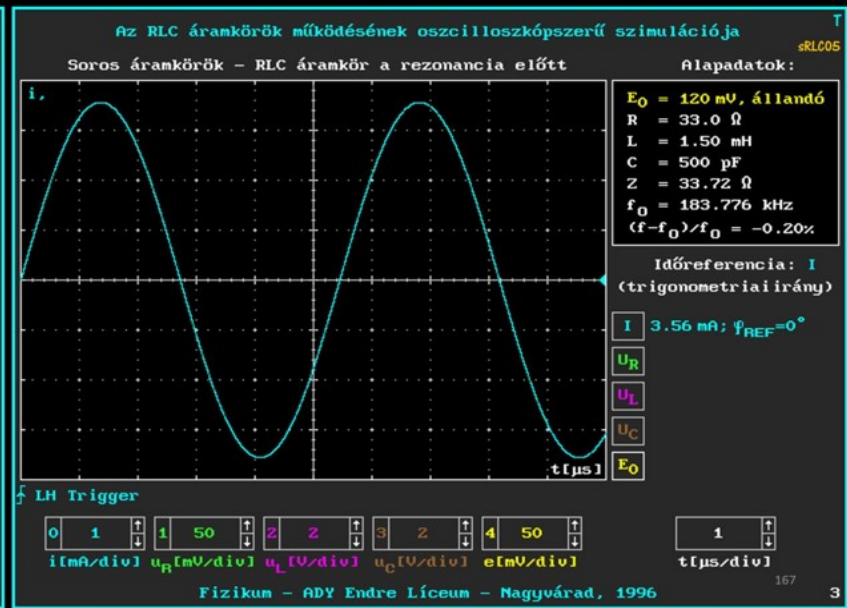
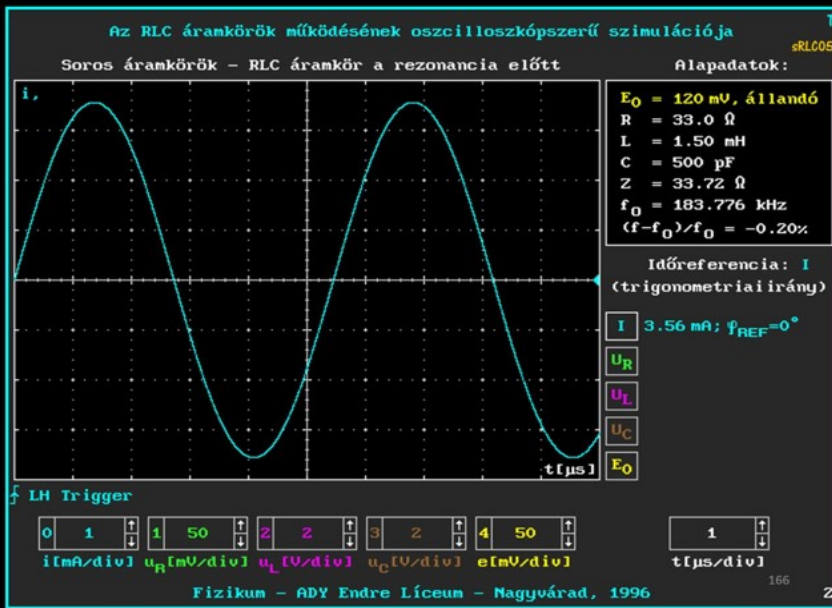
**I<sub>0</sub>**

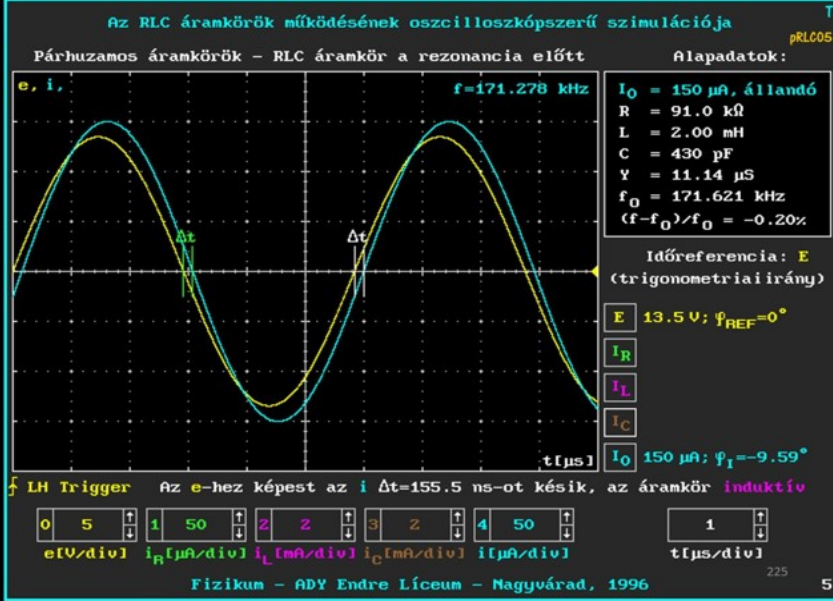
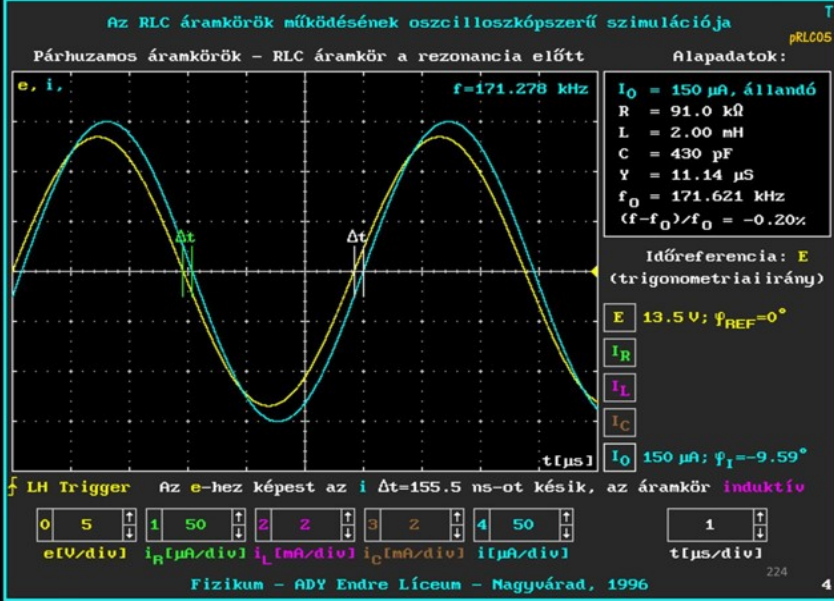
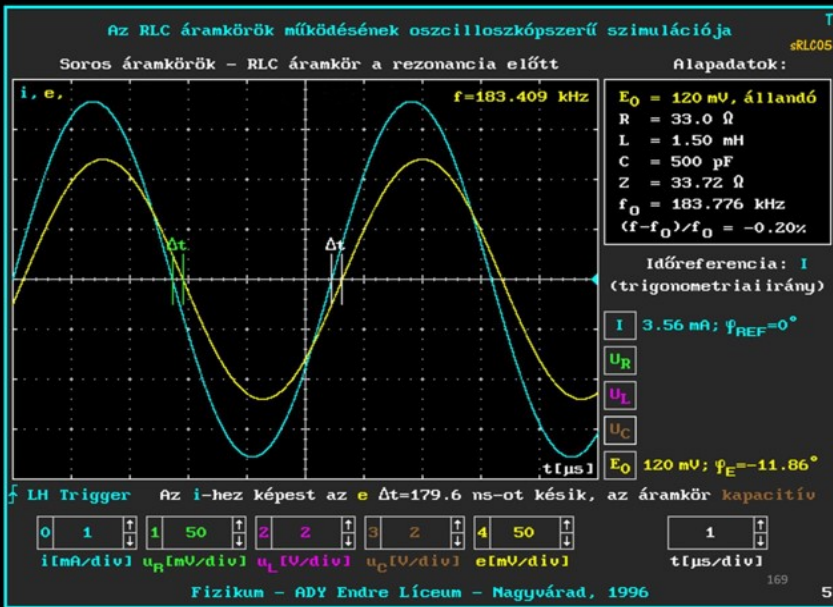
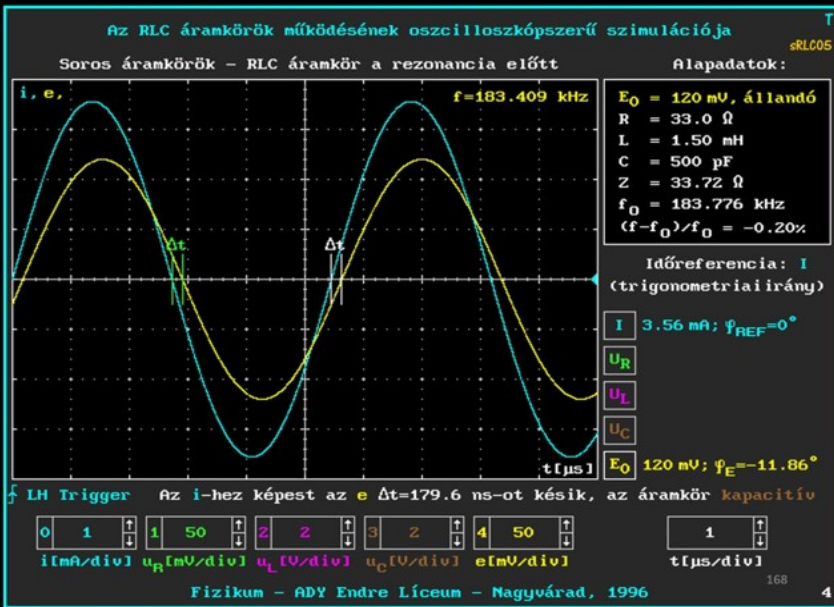
0 5 <input type="text" value="5"/> <input type="text" value="50"/>	1 50 <input type="text" value="50"/>	2 2 <input type="text" value="2"/> <input type="text" value="2"/>	3 2 <input type="text" value="2"/> <input type="text" value="2"/>	4 50 <input type="text" value="50"/>
e[V/div]	i <sub>R</sub> [ $\mu$ A/div]	i <sub>L</sub> [mA/div]	i <sub>C</sub> [mA/div]	i[ $\mu$ A/div]

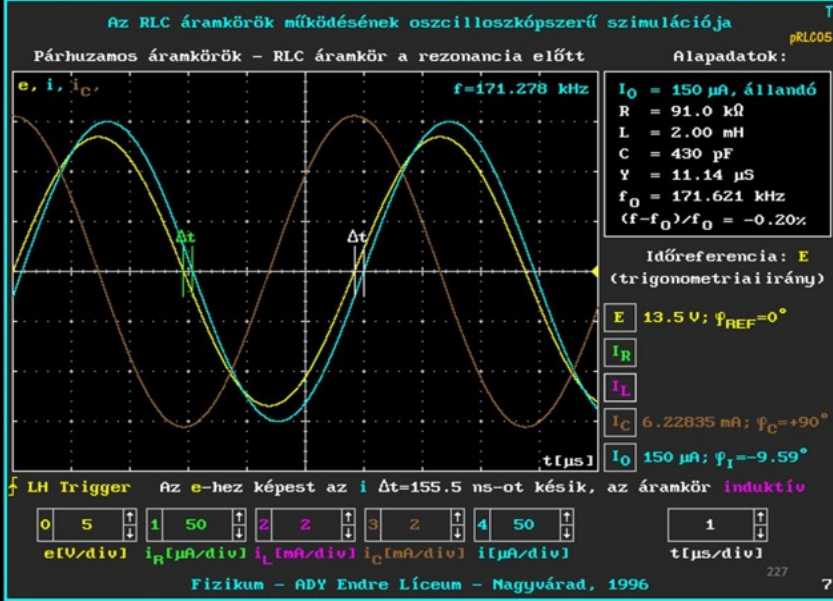
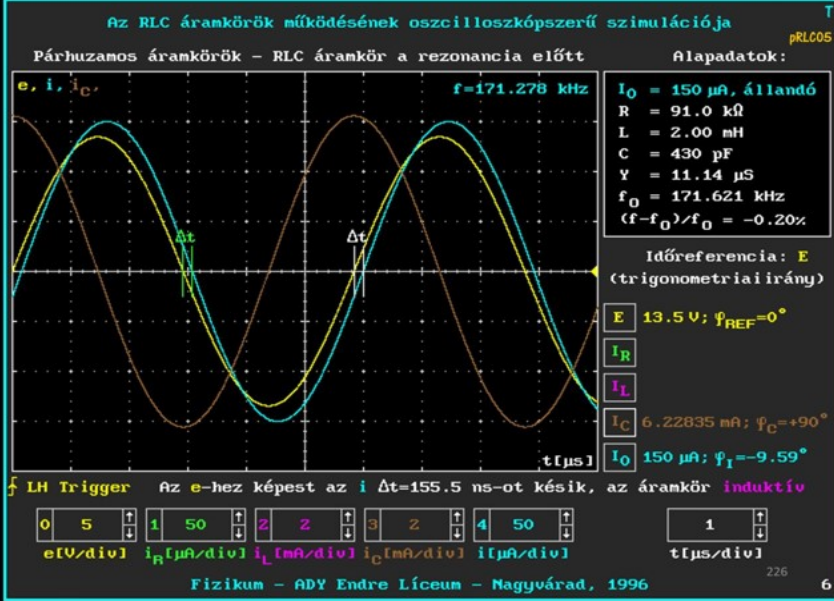
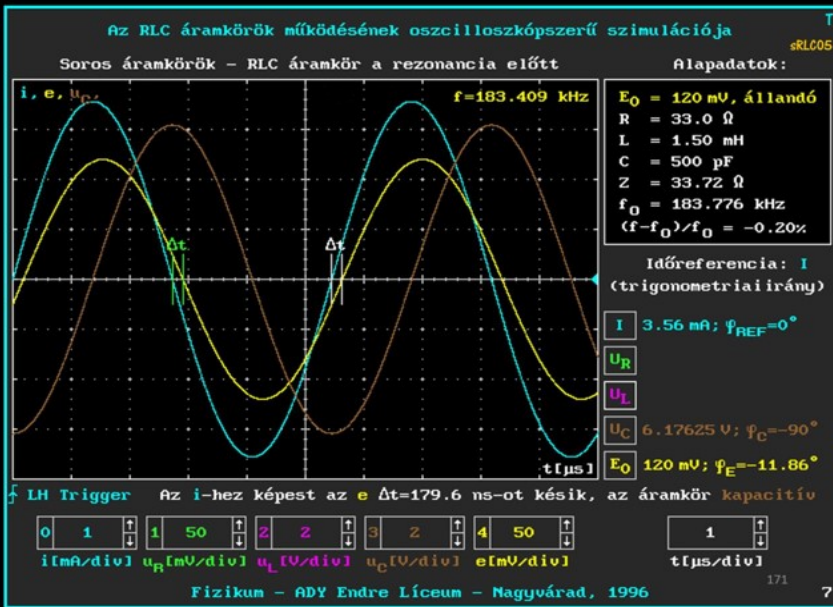
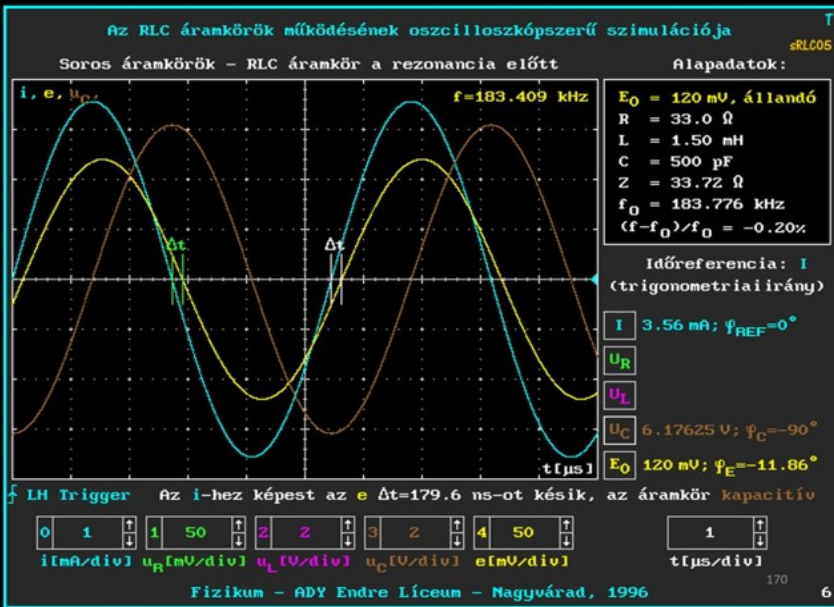
1    
t[ $\mu$ s/div]

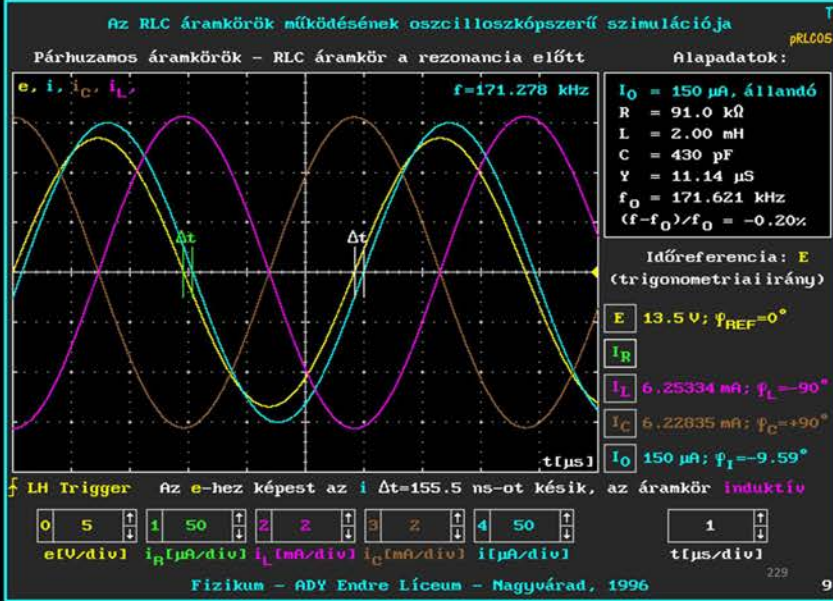
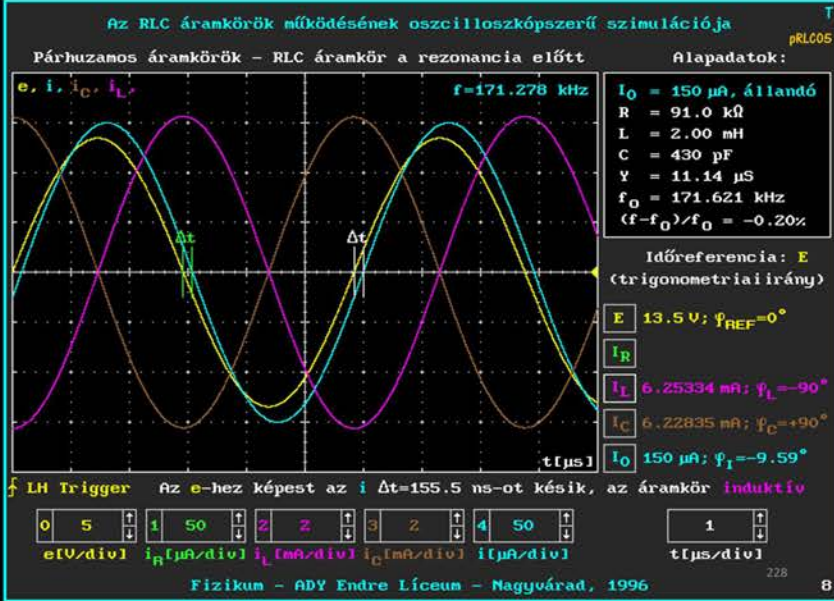
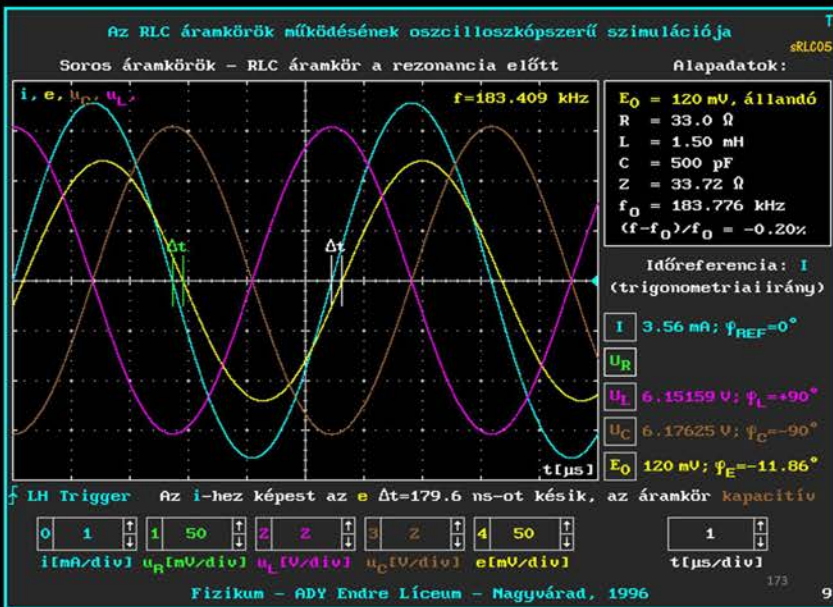
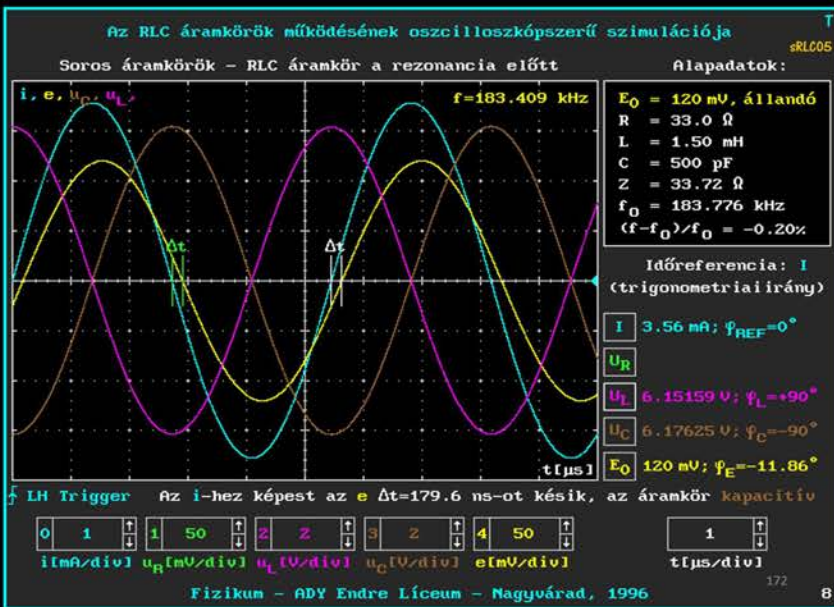
221

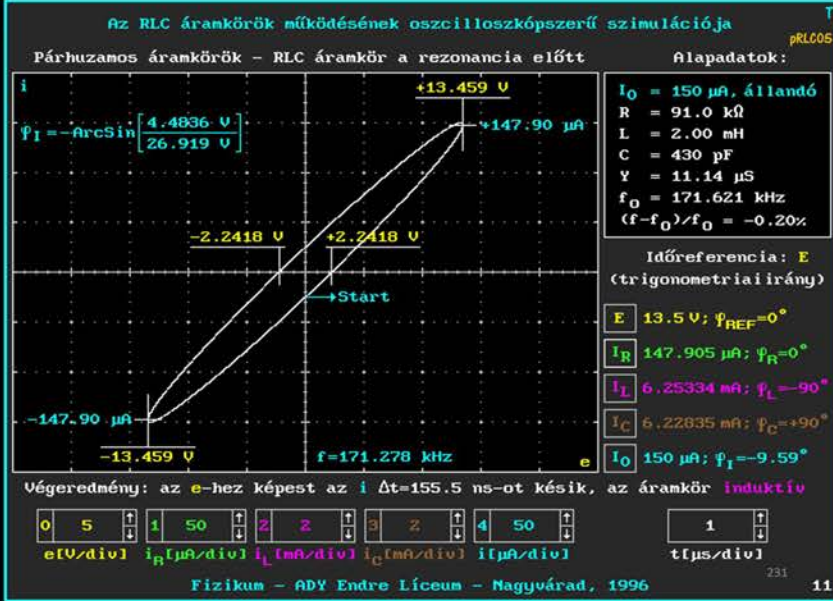
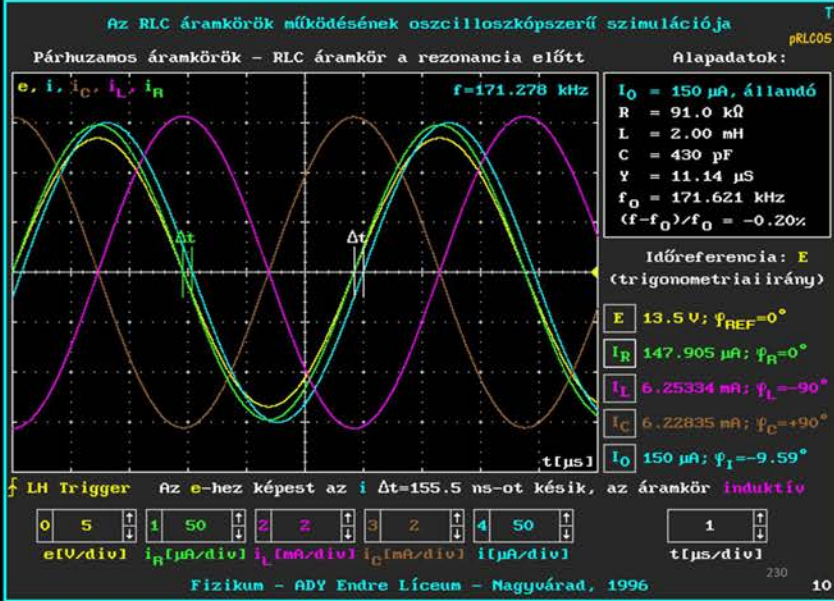
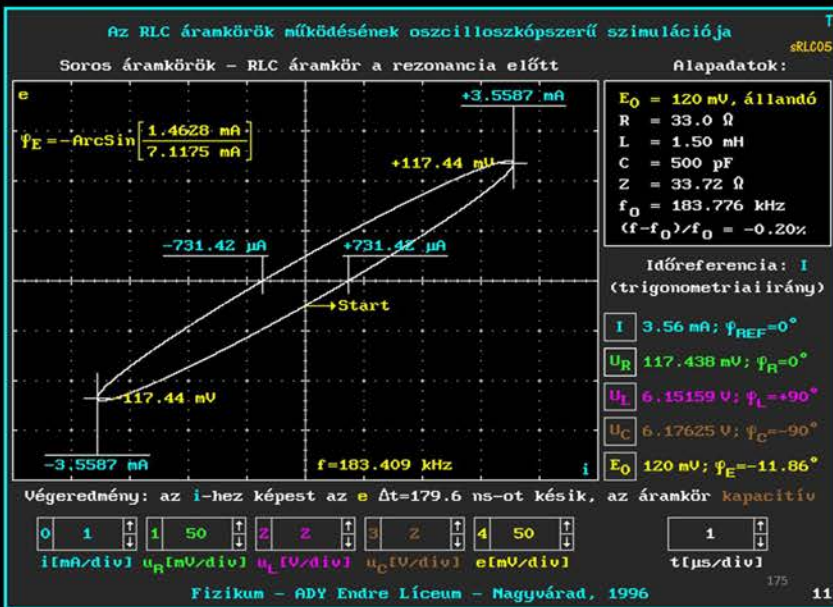
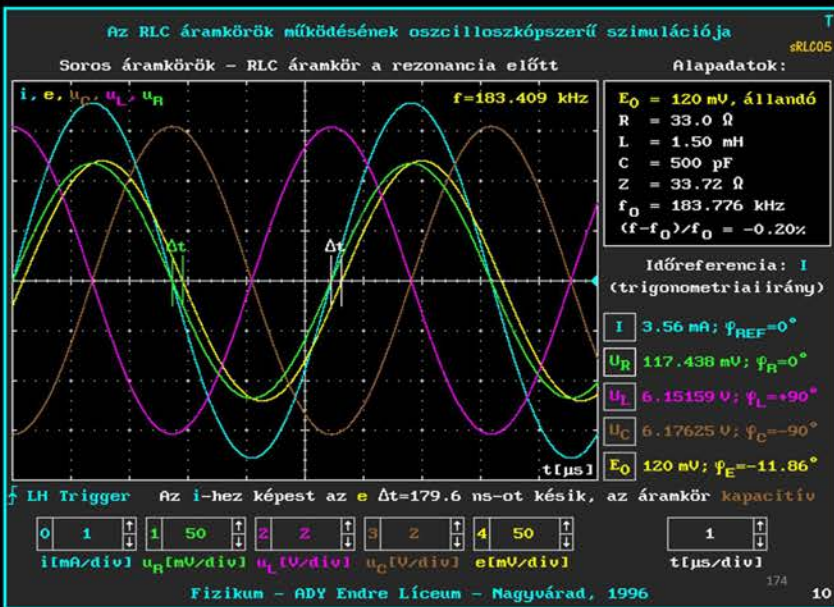
Fizikum – ADY Endre Líceum – Nagyvárad, 1996 1



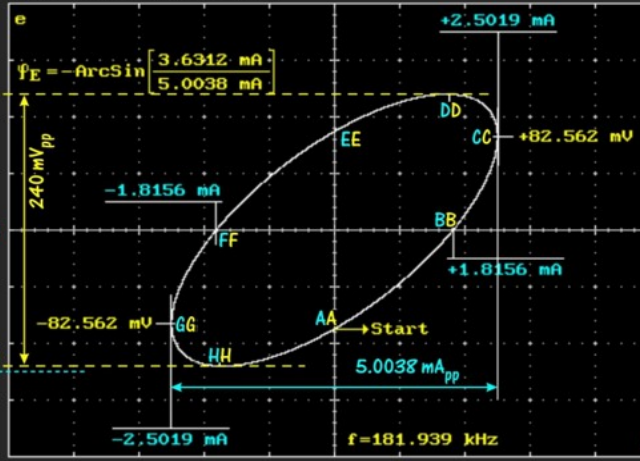
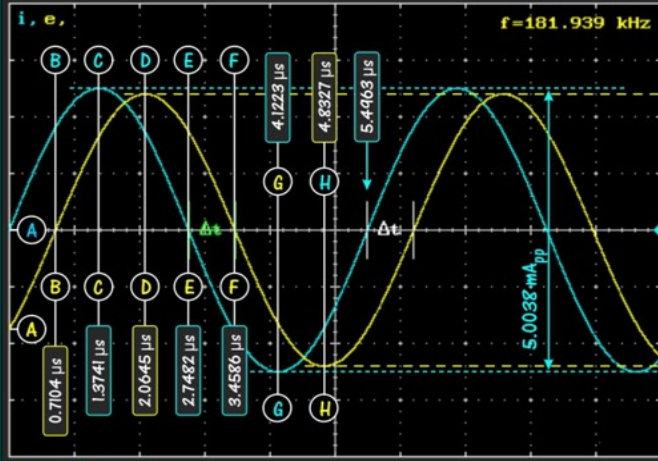








Soros áramkörök – RLC áramkör a rezonancia előtt



Alapadatok:  
 $E_0 = 120 \text{ mV}$ , állandó  
 $R = 33.0 \Omega$   
 $L = 1.50 \text{ mH}$   
 $C = 500 \text{ pF}$   
 $Z = 47.96 \Omega$   
 $f_0 = 183.776 \text{ kHz}$   
 $(f-f_0)/f_0 = -1.00\%$

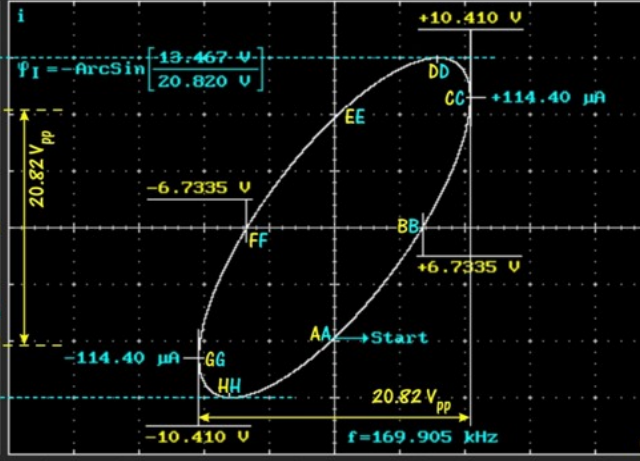
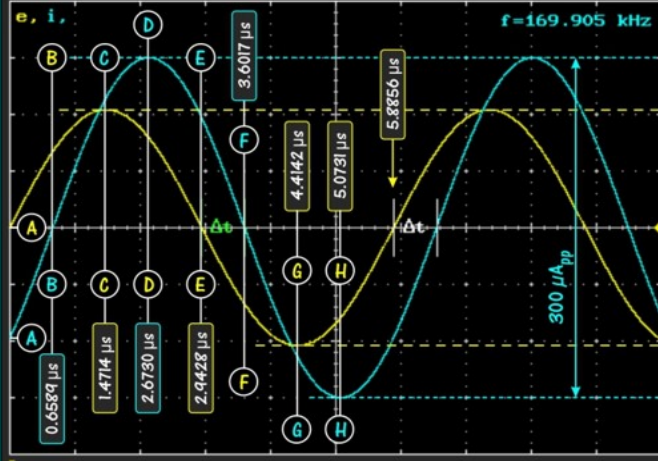
Időreferencia: **I**  
 (trigonometriai irány)  
 $I = 2.50 \text{ mA}$ ;  $\varphi_{REF}=0^\circ$   
 $U_R = 82.5621 \text{ mV}$ ;  $\varphi_R=0^\circ$   
 $U_L = 4.29006 \text{ V}$ ;  $\varphi_L=+90^\circ$   
 $U_C = 4.37715 \text{ V}$ ;  $\varphi_C=-90^\circ$   
 $E_0 = 120 \text{ mV}$ ;  $\varphi_E=-46.53^\circ$

LH Trigger  
 0 1 1 50 2 2 3 2 4 50  
 $i[\text{mA/div}]$   $u_R[\text{mV/div}]$   $u_L[\text{V/div}]$   $u_C[\text{V/div}]$   $e[\text{mV/div}]$

Végeredmény: az  $i$ -hez képest az  $e$   $\Delta t=710.4 \text{ ns}$ -ot késik, az áramkör kapacitív  
 0 1 1 50 2 2 3 2 4 50  
 $i[\text{mA/div}]$   $u_R[\text{mV/div}]$   $u_L[\text{V/div}]$   $u_C[\text{V/div}]$   $e[\text{mV/div}]$

Ha megértted, lapozz tovább, de nekem nem ment ilyen könnyen!  
 BSzot

Párhuzamos áramkörök – RLC áramkör a rezonancia előtt



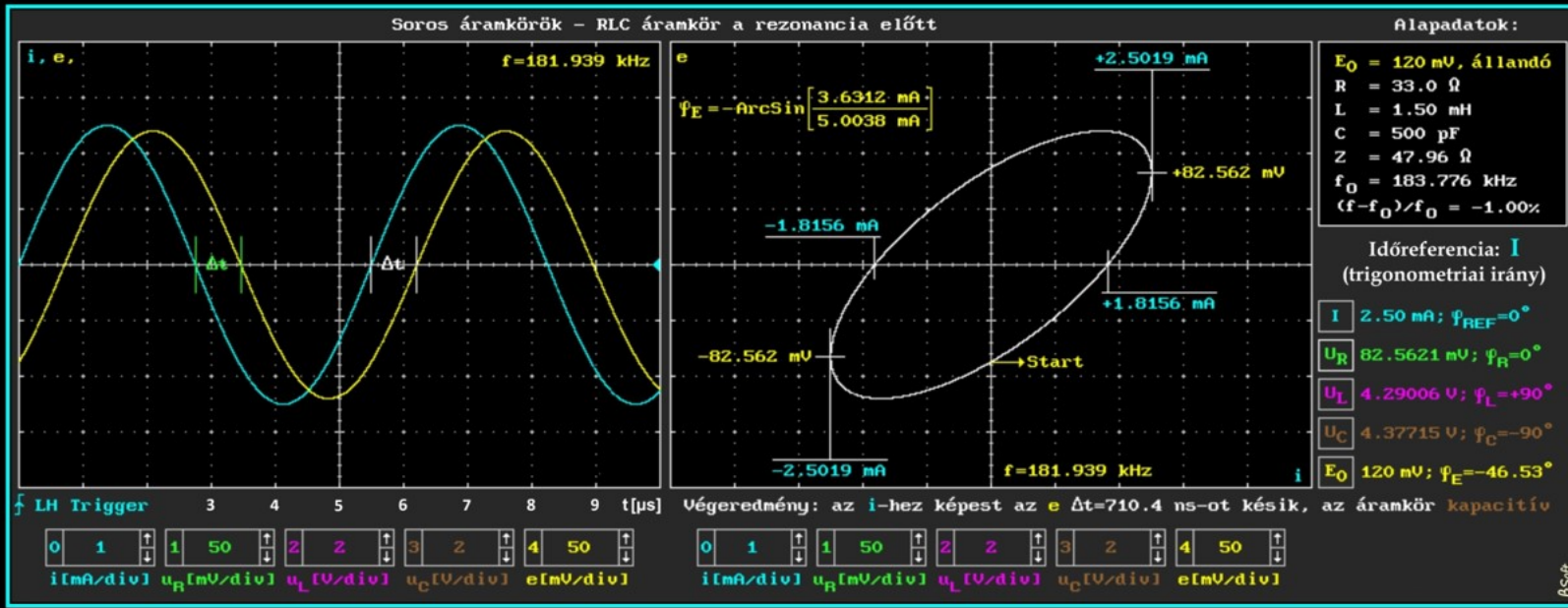
Alapadatok:  
 $I_0 = 150 \mu\text{A}$ , állandó  
 $R = 91.0 \text{ k}\Omega$   
 $L = 2.00 \text{ mH}$   
 $C = 430 \text{ pF}$   
 $Y = 14.41 \mu\text{S}$   
 $f_0 = 171.621 \text{ kHz}$   
 $(f-f_0)/f_0 = -1.00\%$

Időreferencia: **E**  
 (trigonometriai irány)  
 $E = 10.4 \text{ V}$ ;  $\varphi_{REF}=0^\circ$   
 $I_R = 114.395 \mu\text{A}$ ;  $\varphi_R=0^\circ$   
 $I_L = 4.87566 \text{ mA}$ ;  $\varphi_L=-90^\circ$   
 $I_C = 4.77864 \text{ mA}$ ;  $\varphi_C=+90^\circ$   
 $I_0 = 150 \mu\text{A}$ ;  $\varphi_I=-40.30^\circ$

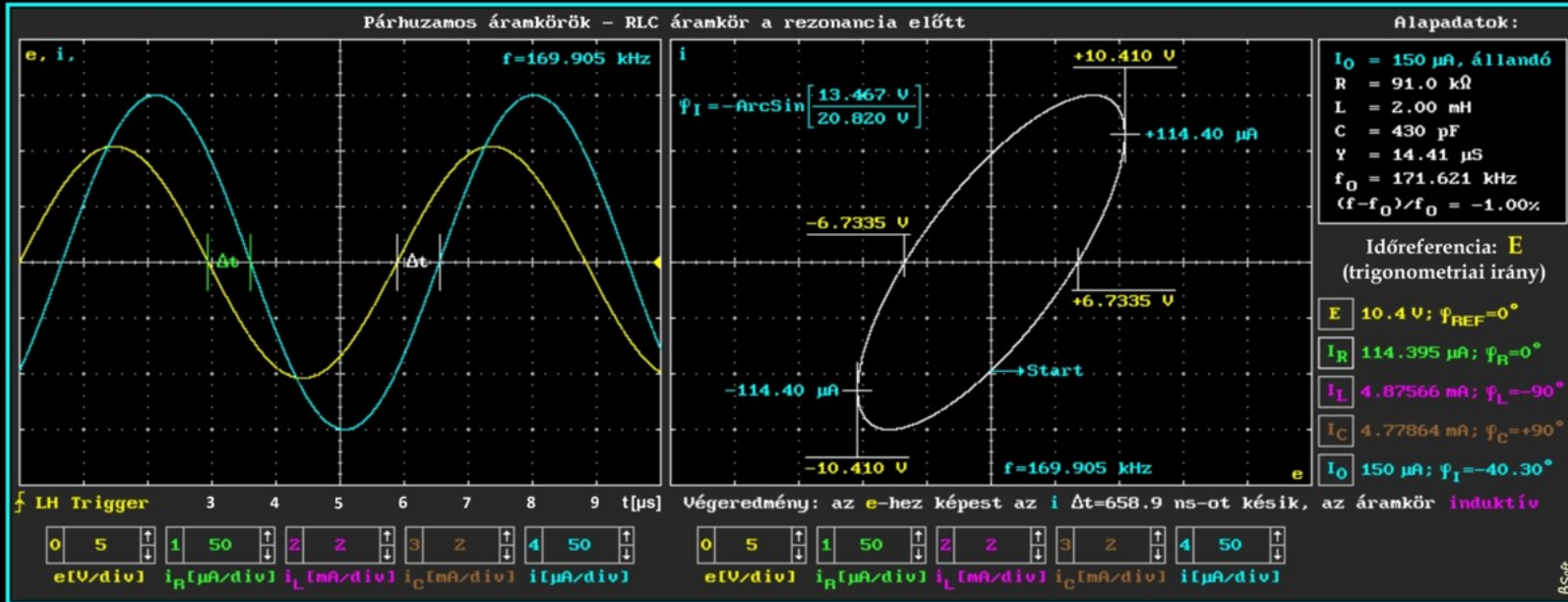
LH Trigger  
 0 5 1 50 2 2 3 2 4 50  
 $e[\text{V/div}]$   $i_R[\mu\text{A/div}]$   $i_L[\text{mA/div}]$   $i_C[\text{mA/div}]$   $i[\mu\text{A/div}]$

Végeredmény: az  $e$ -hez képest az  $i$   $\Delta t=658.9 \text{ ns}$ -ot késik, az áramkör induktív  
 0 5 1 50 2 2 3 2 4 50  
 $e[\text{V/div}]$   $i_R[\mu\text{A/div}]$   $i_L[\text{mA/div}]$   $i_C[\text{mA/div}]$   $i[\mu\text{A/div}]$

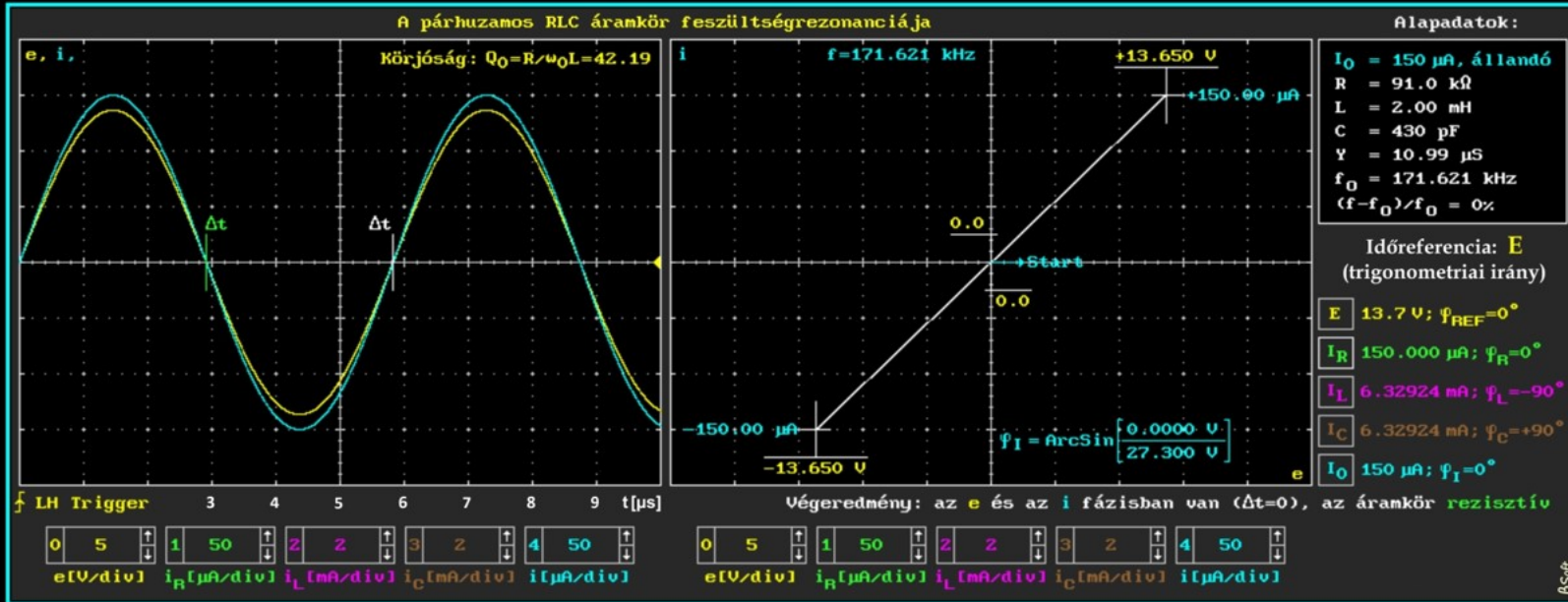
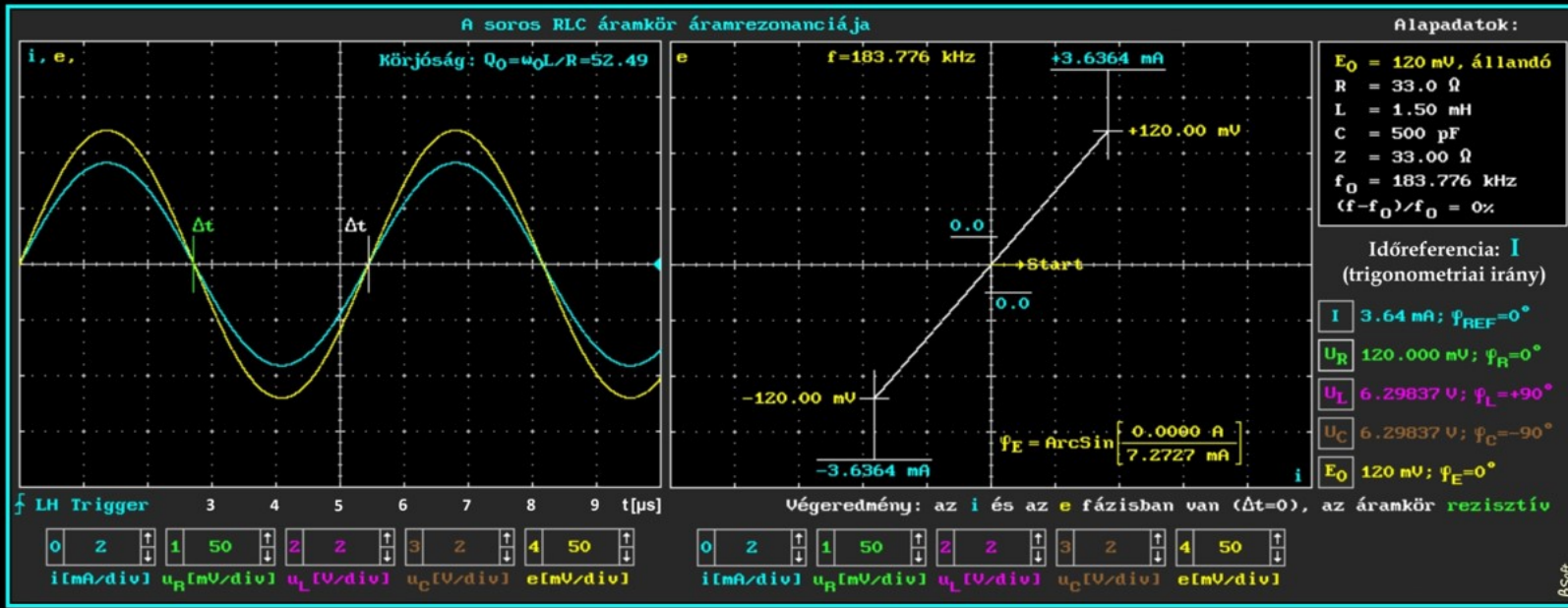
Ha megértted, lapozz tovább, de nekem nem ment ilyen könnyen!  
 BSzot

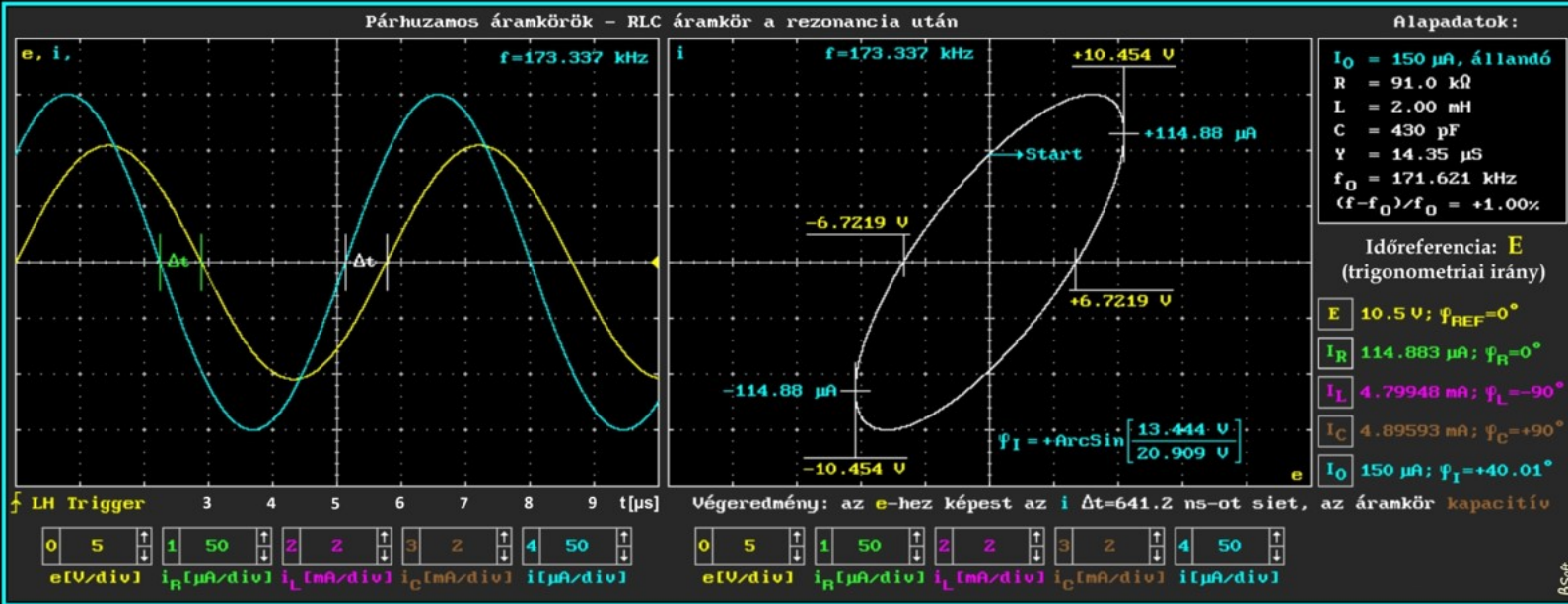
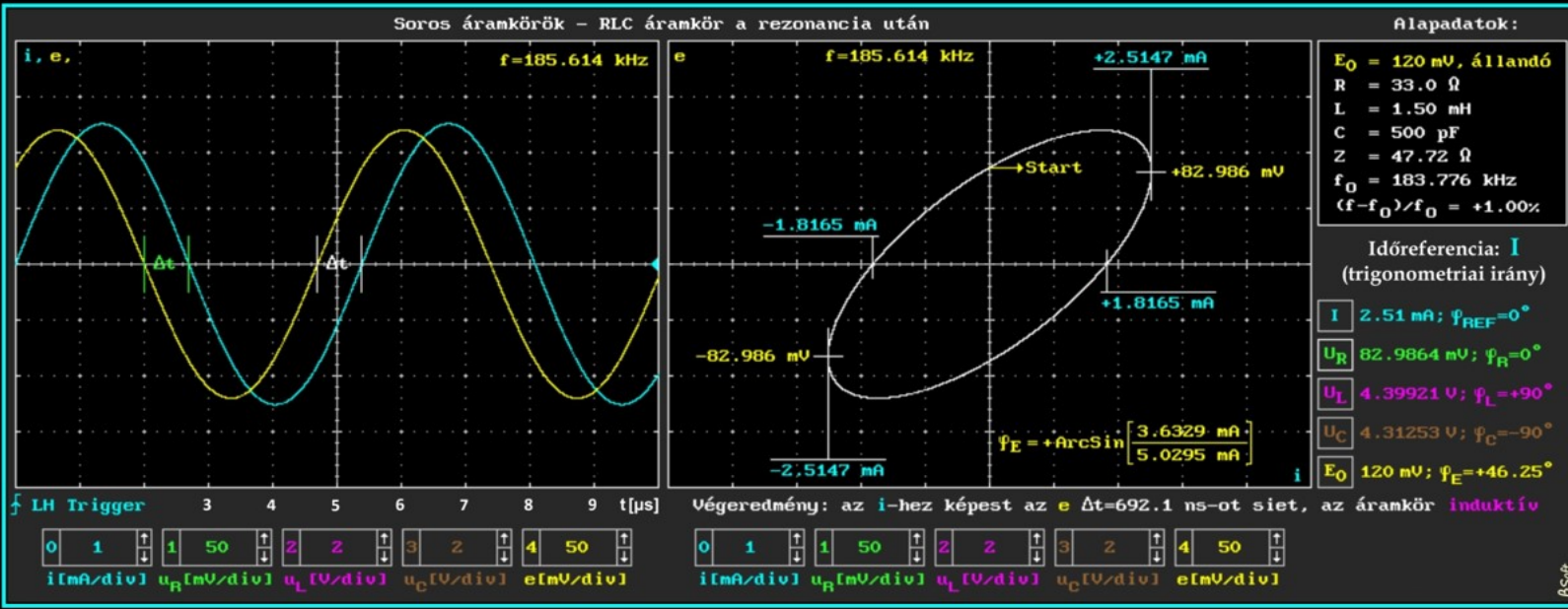


BSort



BSort

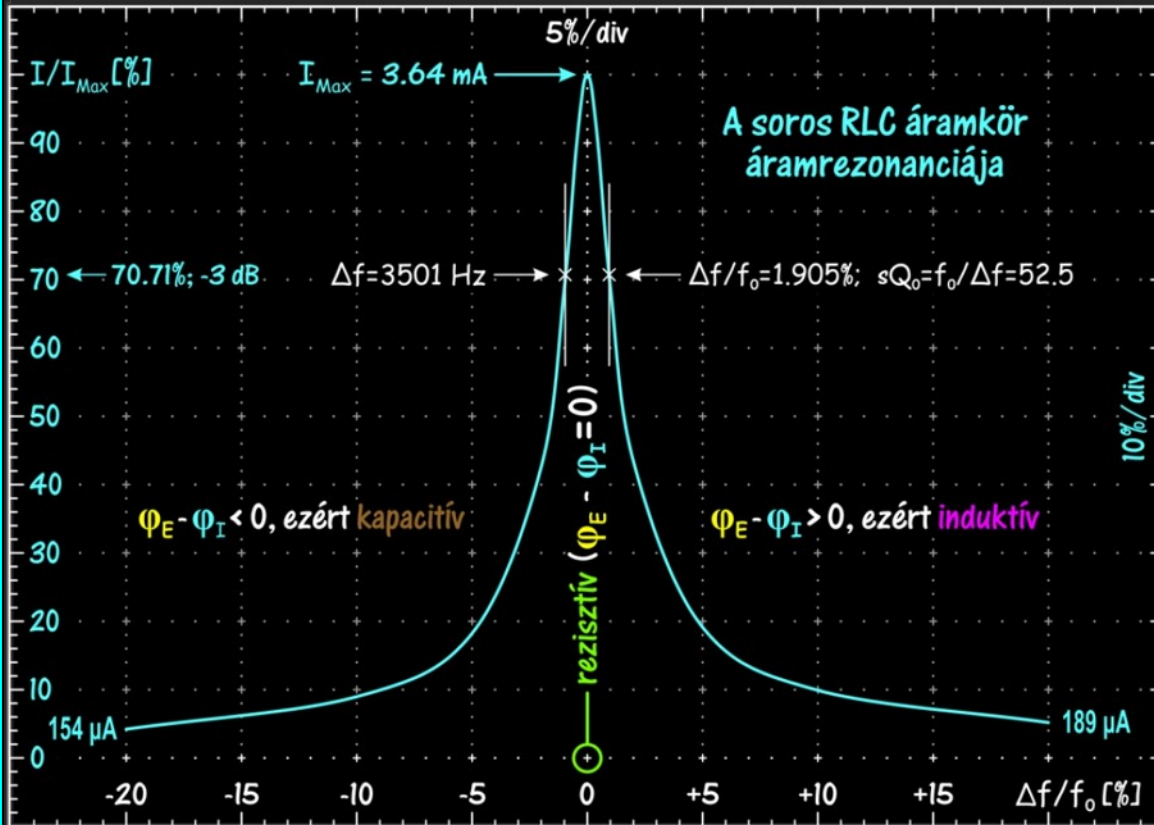




# Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

sRLC.jv

## A soros RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül



### Alapadatok:

- $E_0 = 120 \text{ mV}$ , állandó
- $R = 33.0 \ \Omega$
- $L = 1.50 \text{ mH}$
- $C = 500 \text{ pF}$
- $Z = 635.9 \ \Omega$
- $f_0 = 183.776 \text{ kHz}$
- $(f - f_0)/f_0 =$

Időreferencia: **I**  
(trigonometriai irány)

- I** 189  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_{REF} = 0^\circ$
- U<sub>R</sub>** 6.22691 mV;  $\varphi_R = 0^\circ$
- U<sub>L</sub>** 392.195 mV;  $\varphi_L = +90^\circ$
- U<sub>C</sub>** 272.356 mV;  $\varphi_C = -90^\circ$
- E<sub>0</sub>** 120 mV;  $\varphi_{E_0} = 0^\circ$

Végeredmény: az **i**-hez képest az **e**  $\Delta t = 1.096 \ \mu\text{s}$ -ot siet, az áram **kapacitív**

0	0.1	1	2	2	0.2	3	0.1	4	50
<b>i</b> [mA/div]	<b>u<sub>R</sub></b> [mV/div]	<b>u<sub>L</sub></b> [V/div]	<b>u<sub>C</sub></b> [V/div]	<b>e</b> [mV/div]					

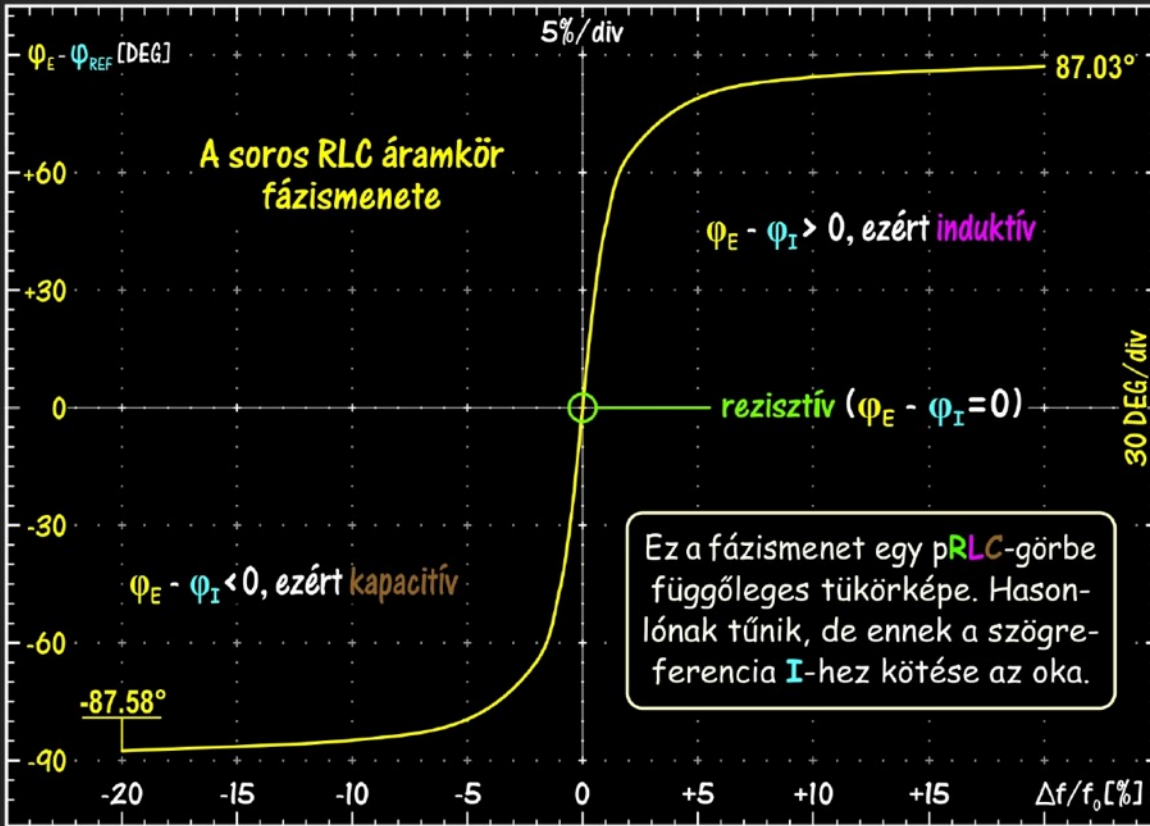
A grafikonon kívüli területek  
nincs köze a grafikonhoz

# Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

sRLC.jv

## A soros RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül

Alapadatok:



$E_0 = 120$  mV, állandó  
 $R = 33.0$   $\Omega$   
 $L = 1.50$  mH  
 $C = 500$  pF  
 $Z = 635.9$   $\Omega$   
 $f_0 = 183.776$  kHz  
 $(f - f_0)/f_0 =$

Időreferencia: **I**  
 (trigonometriai irány)

- I** 189  $\mu$ A;  $\phi_{REF} = 0^\circ$
- U<sub>R</sub>** 6.22691 mV;  $\phi_R = 0^\circ$
- U<sub>L</sub>** 392.195 mV;  $\phi_L = +90^\circ$
- U<sub>C</sub>** 272.356 mV;  $\phi_C = -90^\circ$
- E<sub>0</sub>** 120 mV;  $\phi_{E_0} = 0^\circ$

Végeredmény: az **i**-hez képest az **e**  $\Delta t = 1.096$   $\mu$ s-ot siet, az áram **induktív**

0	0.1	↑	1	2	↑	2	0.2	↑	3	0.1	↑	4	50	↑
i [mA/div]			u <sub>R</sub> [mV/div]			u <sub>L</sub> [V/div]			u <sub>C</sub> [V/div]			e [mV/div]		

A grafikonon kívüli területek  
 nincs köze a grafikonhoz

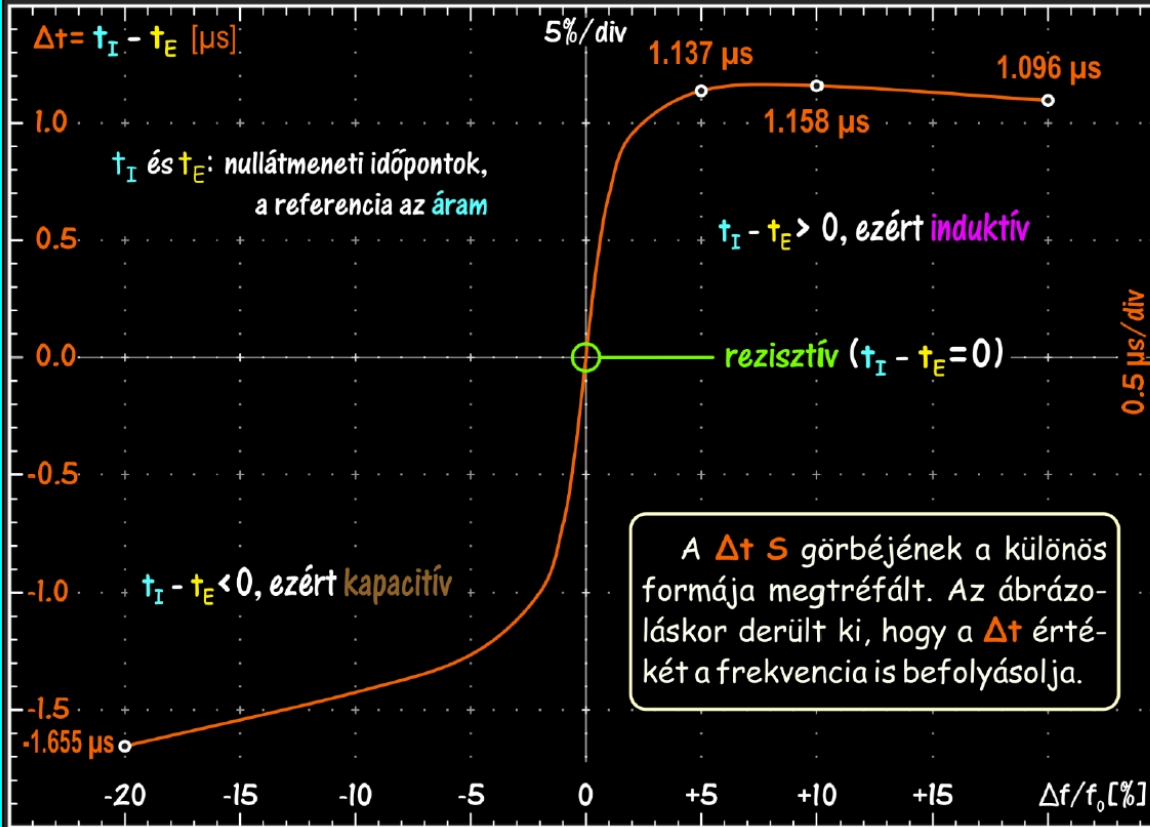
# Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

sRLC.jv

## A soros RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül

Alapadatok:

$E_0 = 120 \text{ mV}$ , állandó  
 $R = 33.0 \ \Omega$   
 $L = 1.50 \text{ mH}$   
 $C = 500 \text{ pF}$   
 $Z = 635.9 \ \Omega$   
 $f_0 = 183.776 \text{ kHz}$   
 $(f - f_0) / f_0 =$



Időreferencia: I  
(trigonometriai irány)

- I 189  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_{REF} = 0^\circ$
- U<sub>R</sub> 6.22691 mV;  $\varphi_R = 0^\circ$
- U<sub>L</sub> 392.195 mV;  $\varphi_L = +90^\circ$
- U<sub>C</sub> 272.356 mV;  $\varphi_C = -90^\circ$
- E<sub>0</sub> 120 mV;  $\varphi_{E_0} = 0^\circ$

A  $\Delta t$  S görbénének a különös formája megtréfált. Az ábrázoláskor derült ki, hogy a  $\Delta t$  értékét a frekvencia is befolyásolja.

Végeredmény: az  $i$ -hez képest az  $e$   $\Delta t = 1.096 \ \mu\text{s}$ -ot siet, az áram  $\varphi = 3^\circ$ -kal késleltetve van a feszültséghez képest.

0	0.1	1	2	2	0.2	3	0.1	4	50
$i$ [mA/div]	$u_R$ [mV/div]	$u_L$ [V/div]	$u_C$ [V/div]	$e$ [mV/div]					

A grafikonon kívüli területek nincs köze a grafikonhoz

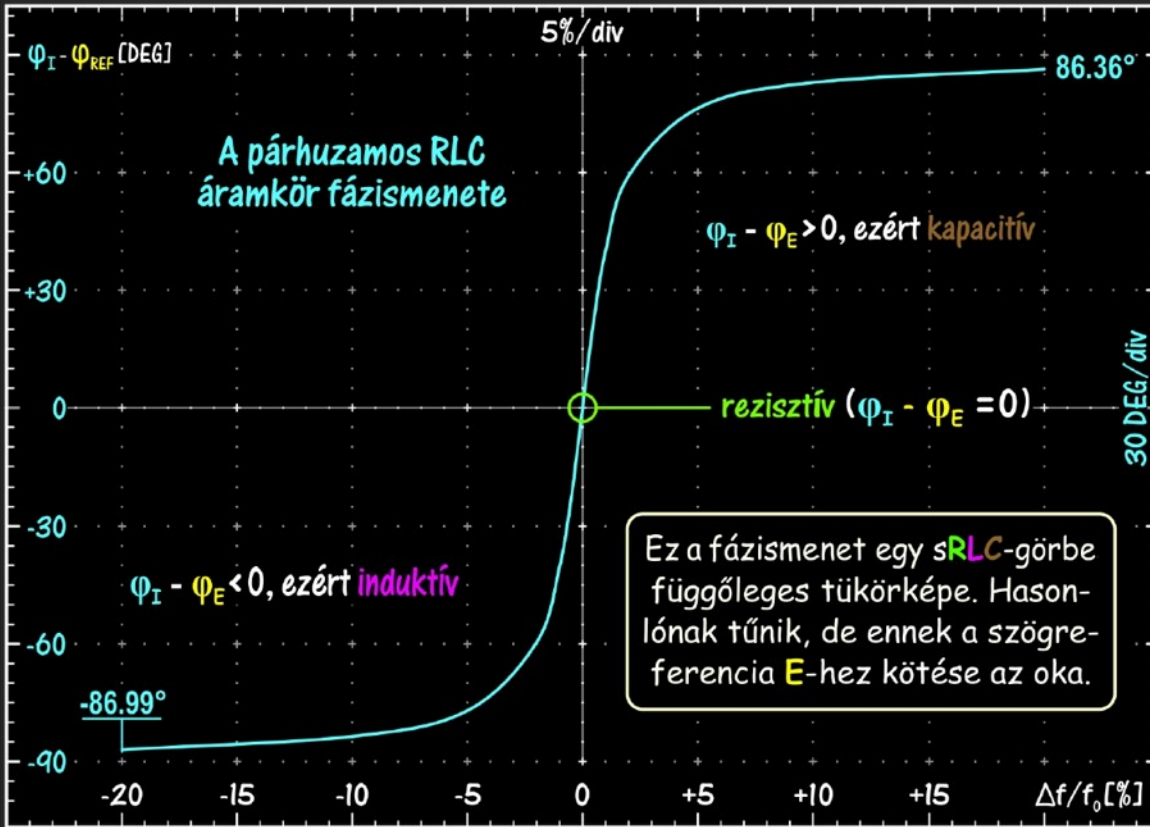


Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

pRLC.jv

A párhuzamos RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül

Alapadatok:



$I_0 = 150 \mu\text{A}$ , állandó  
 $R = 91.0 \text{ k}\Omega$   
 $L = 2.00 \text{ mH}$   
 $C = 430 \text{ pF}$   
 $Y = 170.4 \mu\text{S}$   
 $f_0 = 171.621 \text{ kHz}$   
 $(f - f_0)/f_0 =$

Időreferencia: **E**  
(trigonometriai irány)

- E** 880 mV;  $\varphi_{REF} = 0^\circ$
- I<sub>R</sub>** 9.67518  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_R = 0^\circ$
- I<sub>L</sub>** 340.204  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_L = -90^\circ$
- I<sub>C</sub>** 489.891  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_C = 90^\circ$
- I<sub>0</sub>** 150  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_0 = 0^\circ$

Ez a fázismenet egy sRLC-görbe függőleges tükröképe. Hasonlónak tűnik, de ennek a szögreferencia **E**-hez kötése az oka.

Végeredmény: az **e**-hez képest az **i**  $\Delta t = 1.164 \mu\text{s}$ -ot siet, az áram **i** kapacitív

0	0.5	1	5	2	0.1	3	0.2	4	50
e[V/div]	i <sub>R</sub> [ $\mu\text{A}/\text{div}$ ]	i <sub>L</sub> [mA/div]	i <sub>C</sub> [mA/div]	i [ $\mu\text{A}/\text{div}$ ]					

A grafikonon kívüli területnek nincs köze a grafikonhoz



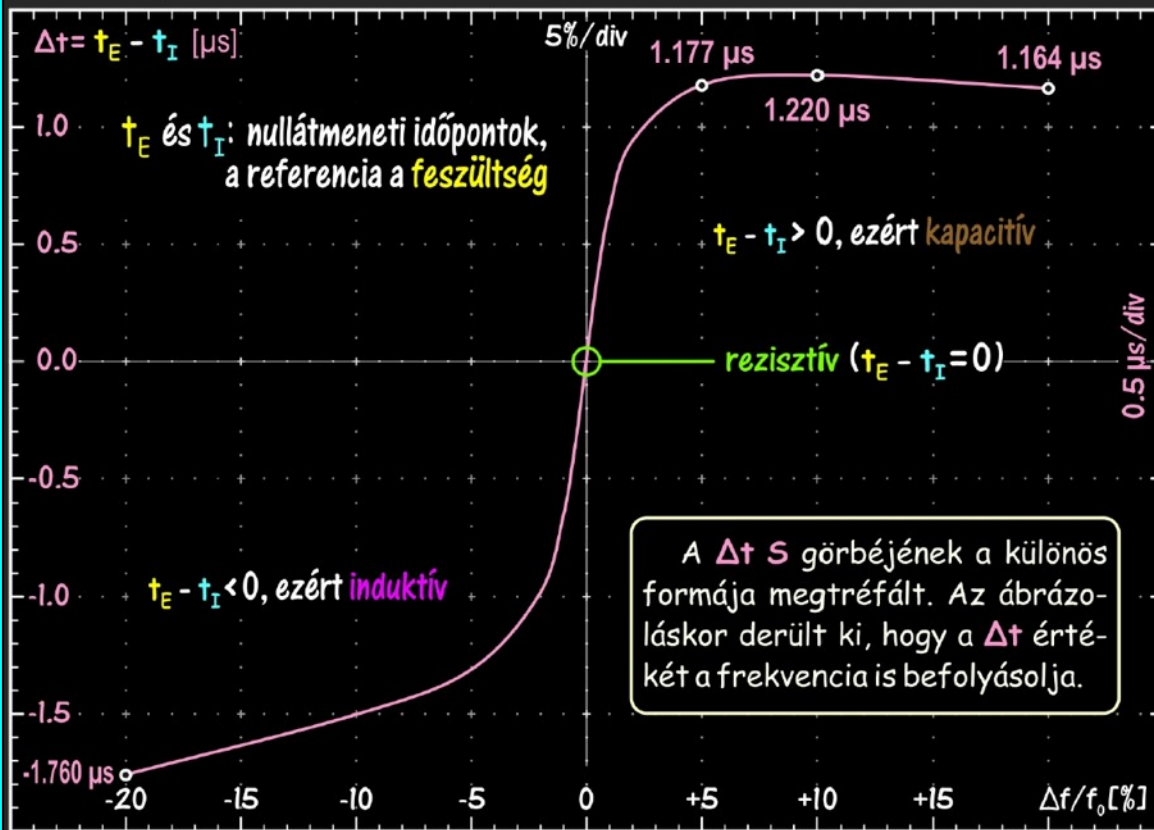
# Az RLC áramkörök működésének oszcilloszkópszerű szimulációja

pRLC.jv

## A párhuzamos RLC áramkör jellegváltása a rezonancia körül

Alapadatok:

- $I_0 = 150 \mu\text{A}$ , állandó
- $R = 91.0 \text{ k}\Omega$
- $L = 2.00 \text{ mH}$
- $C = 430 \text{ pF}$
- $Y = 170.4 \mu\text{S}$
- $f_0 = 171.621 \text{ kHz}$
- $(f - f_0)/f_0 =$



Időreferencia: E  
(trigonometriai irány)

- E 880 mV;  $\varphi_{REF} = 0^\circ$
- $I_R$  9.67518  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_R = 0^\circ$
- $I_L$  340.204  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_L = -90^\circ$
- $I_C$  489.891  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_C = 90^\circ$
- $I_0$  150  $\mu\text{A}$ ;  $\varphi_0 = 0^\circ$

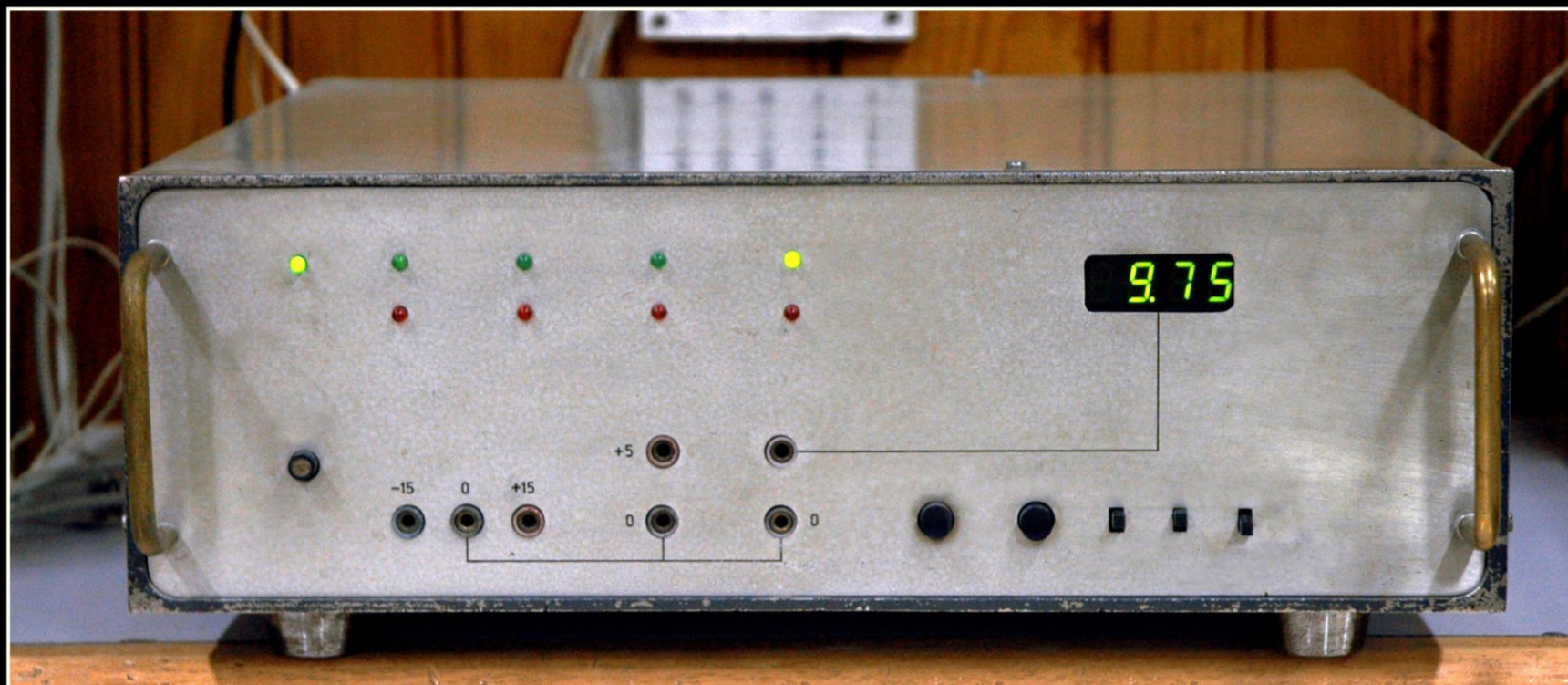
Végeredmény: az e-hez képest az i  $\Delta t = 1.164 \mu\text{s}$ -ot siet, az áram  $\Delta t = 1.164 \mu\text{s}$ -ot késleltet

0	0.5	1	5	2	0.1	3	0.2	4	50
e[V/div]	$i_R[\mu\text{A}/\text{div}]$	$i_L[\text{mA}/\text{div}]$	$i_C[\text{mA}/\text{div}]$	$i[\mu\text{A}/\text{div}]$					

A grafikonon kívüli területek nincs köze a grafikonhoz

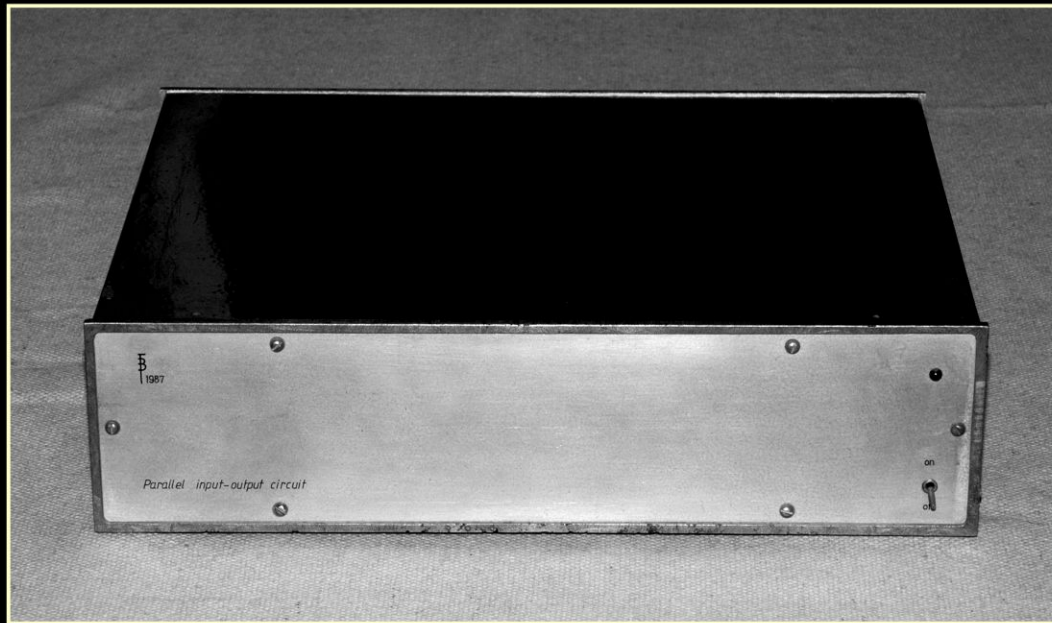
## Szám- és számítógép-vezérelt impulzusüzemű táp - 1985

A Fizikum egyik alapvető készüléke volt, általában vezérlésre és a különböző jelek kiosztására használtuk. Egy jellemző példa a felharmonikusok szintézise volt. Oszilloszkópon, számítógépen és hangszórón láttuk-hallottuk a különböző felharmonikus-tartalmú jeleket. 👁 A nyolc mérőhely elosztótáblába az egyenáramú jeleken kívül az oszcilloszkópok tanulmányozásakor szinuszos, esetleg TTL jelek érkezhettek. A nyolc analóg oszcilloszkópon a diákok az alapvető méréseket tanulták meg. A számonkérésnél négysugaras, orosz feliratú oszcilloszkópon kellett beállítani a stabil jelet. Ez csak akkor volt lehetséges, ha a nemzetközi jelek alapján megtalálta a megfelelő kezelőgombot, esetleg kibetűzte az orosz feliratot.



# Parallel Input-Output (PIO) - 1987

OSIM Szabadalom - 1989

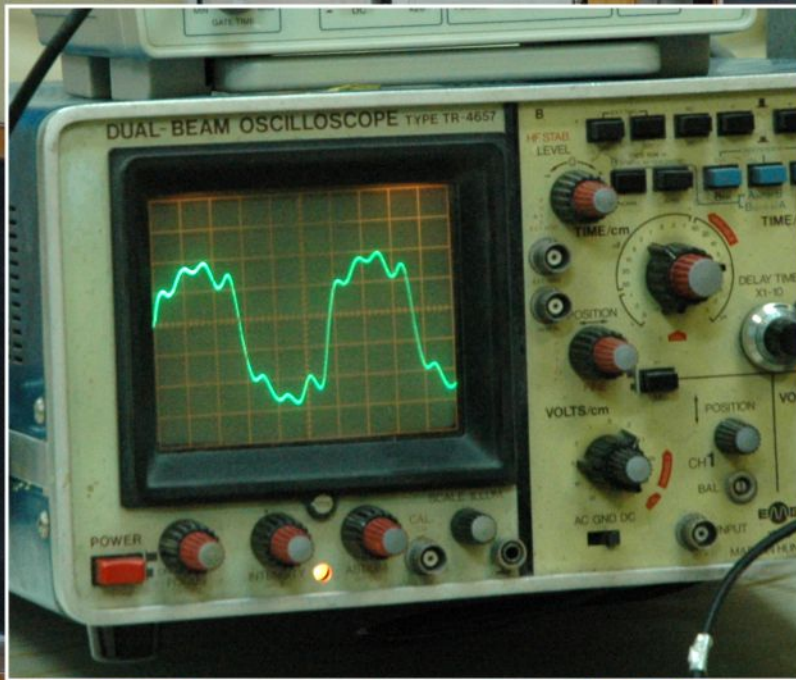


A PIO megteremtette a  $\mu$ P adatbuszához való közvetlen hozzáférést, ezért a megépítése után sikerült a számítógéphez csatlakoztatnom a már elkészült kísérleti berendezéseim nagy részét. Egy végtelen lehetőségekkel teli új világ nyílt meg előttem ...



# Felharmonikusok szintézise

Fizikum, 2007.04.27



A háttérben a szimuláció, az előtérben a létrejött jel és a hangszóró. A négyszögimpulzus felharmonikusaiból rekonstruáltuk a jelet. Itt csak néhányat vettünk figyelembe, de a program 99 felharmonikus is tudott ábrázolni, ez már szinte a tökéletes rekonstrukciót jelentette.