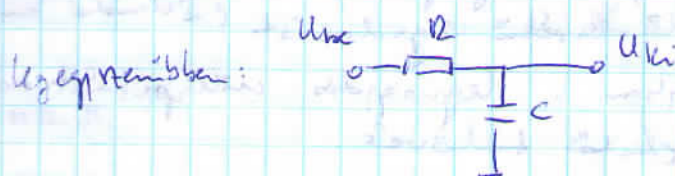


Ándóg szűrők

1. Aluláteresztő szűrők



$$A = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + P}$$

Egy szűrőt $-20 \frac{dB}{dec}$ -ot jelent,

Több szűrőt összetekerve:

$$A = \frac{1}{(1 + a_1 P)(1 + a_2 P) \dots (1 + a_n P)} = \frac{A_0}{1 + c_1 P^2 + c_2 P^4 + \dots + c_n P^{2n}}$$

$$= \frac{1}{(1 + a_1 P + b_1 P^2)(1 + a_2 P + b_2 P^2) \dots}$$

minden szűrő
feleltethető me-
zőfokú szűrők
sorbakapcsolásá-
val.

a) Kritikus nullázású szűrő

- a nevező nem tartalmaz komplex gyököket
- RC hálózatokkal realizálható
- ugrásfüggvény bemenet esetén fillőves nem keletkezik

b) Bessel típusú szűrő

Célja = lehető legjobb impulzusábrát. Megfigyelés: ábratételre optimális.

- frekvenciától független átadási idő
- frekvenciával arányos fáziseltolódás (az áteresztőtartományban)
- megvalósítása RLC áramkörök igény

c) Butterworth típusú szűrő

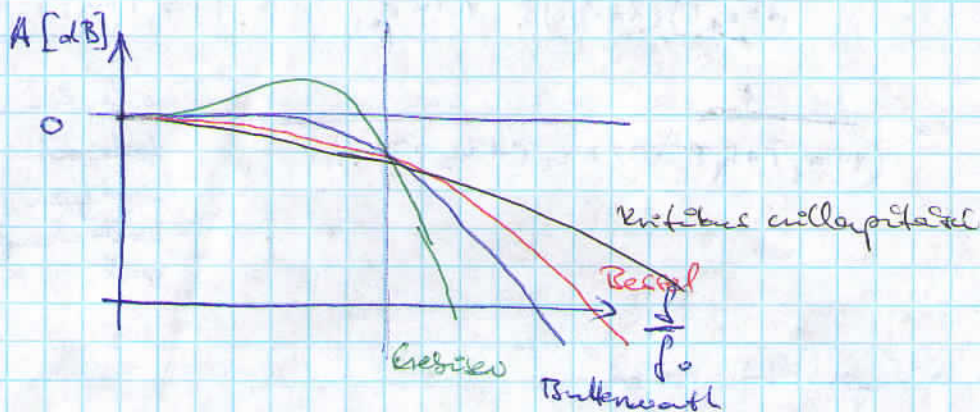
Cél a maximális leposságnál ábratétel az áteresztőtartományban.

A Butterworth típusú aluláteresztő szűrők frekvenciamentesek csak röviddel a határfrekvencia előtt kezd erősen csökkenni. Az egység-ugrásra adott válaszuk jelentős fillőveszt mutat, ami növekvő fokozattal egyre nagyobb. A zárttartományban jó állapítás.

c, Crebiseu - szűrő

- átvontó tartományban megengedett adott mértékű, maximálisan 0,5, 1 vagy 3dB értékű engedélyt (állandó amplitúdó)
- zárt tartományban a legnagyobb csillapítás adja
- egy ségyszerre jelátvitel tölthető
- pontos mértékű átvontó nem használható az átvitel engedélyezése miatt.

Kritikus típusú szűrő átviteli görbéje:



2, Felüláteresztő szűrő

Előállítható aluláteresztő szűrőből $p = \frac{1}{T}$ helyettesítéssel.
Másképpen felüláteresztő szűrő átviteli függvénye:

$$A(p) = \frac{1}{1 + \frac{a_1}{p} + \frac{b_1}{p^2}}$$

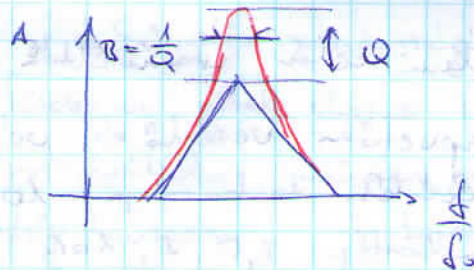
3, Mindent átvontó szűrő

- frekvenciától független állandó erősítés
- a számláló a nevező komplex konjugáltja: $A(p) = \frac{1-p}{1+p}$ (elsőrendű)
- a fázisforgatás frekvenciafüggő
- alkalmazása: fáziskorrekció, késleltető

4, Sávszűrő

- egy adott frekvenciasávot enged át
- a sáv szélesség a jelalagyi tényezőtől függ (Q)
- az átviteli karakterisztika:

$$|A(P)| = \frac{\frac{1}{a}P}{1 + \frac{1}{a}P + P^2}$$



5, Szűrés mérők

- egy adott frekvenciasávot nem enged át
- a szűrés mértéke a jelalgi telmesztől függ
- a hirteli karakterisztika:

$$|A(P)| = \frac{1 + P^2}{1 + \frac{1}{a}P + P^2}$$

+ SZŰRŐK MEGVALÓSÍTÁSA

a papírra

MÉRŐVÁLTÓK

1, Primer feszültség és áramváltók

Hálózatba beépített nagyenergiájú eszközök, általában transzformátorok.

Feladataik:

- kiállítás
- galvanikus leválasztás
- védelem és mérőrendszerek felépítése

A primer feszültségváltókat villagba kötjük, a fogyasztók párhuzamosan kapcsolódnak (a b fázis földelt)

A primer áramváltóknál a fogyasztók sorosan kapcsolódnak, az áramkör megszakítása tilos

Áramváltók pontosság

- amplitúdóhiba → eff-érték mérésnél fontos
- fázishiba → teljesítmény mérésnél fontos
- kompozit hiba (vektorális különbség) → közös nemrészleggel jellem.

Áramváltók 2 típusa:

- mérő áramváltók → ~~alapvetően elválasztás mérési feladatra~~,
 - alapvetően elválasztás mérési feladatra alkalmas
 - mérési tartományuk max $1,2 I_n$
 - a pontosság miatt a gerjesztési görbe lineáris tartományba dolgozik

- védelmi célú áramváltók

- alapvetően vezérlő és védelmi berendezések ellátására
- névleges áramerege 10-20 In
- pontosság 2,5, 5, 10%
- névleges áramhoz tartozó művelet az első bonyolítást

Egyre a létfajta igény nem teljesíthető.
Léteznek kétféle áramváltók.

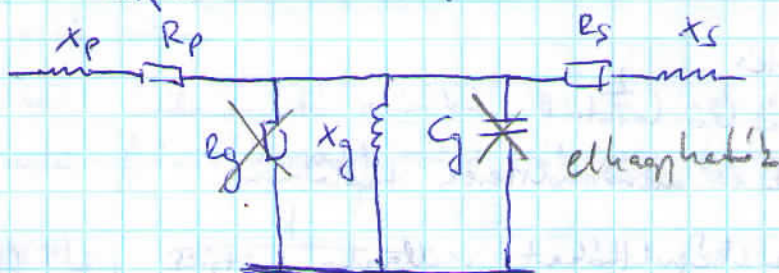
2, szekunder váltók

A primer váltók által szolgáltatott feszültséget vagy áramot illesztik a mérőberendezés elektronikus részéhez.

Feladatok:

- szüntetés (100, 200V-nál 5-10V-n)
- galvanikus lecsatlakozás
- zárvédelem

Az áramváltó transzformátorral helyettesíthető:



- áramváltó: a meghajtás áramgenerátoros jellegű, így a primer elemek elhagyható
- feszültségváltó: a kétféle nagyimpedancia, ezért a szekunder elemek értéke elhagyható.

A jósági tényező a geometriai méret függvénye \rightarrow nem lehet túlságosan kicsi inductivitást. A jósági tényező növelésével nő a M_r növelése \rightarrow nagy permeabilitású anyagból készíthet a szekunder mérőváltót.

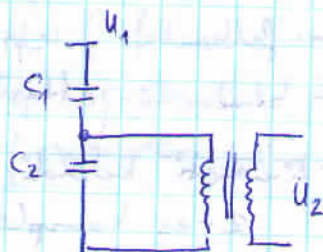
A jósági tényező változik a kétféle függvényében, mert a permeabilitás kisebb lesz kétféle, mint a névleges értékben.

A jóslati tényező határozza meg a mérhető pontosságot, mert a gyenge áram miatt kisebb, annál kisebb az általa előtett amplitúdó-hiba. Tehát a nagy pontosságú mérőműveket minden esetben el kell mérni a felső körpontig könyvedig kivezetni. Gyakorlatilag így viszont nincs birtokunk.

Kapacitív átalakítás

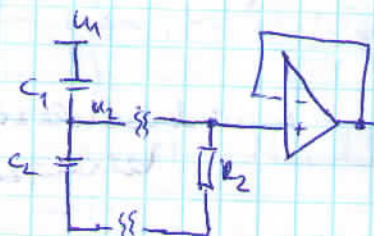
3, Kombinált feszültségvétel

- igen nagy feszültség (750kV) használatos
- csak 50kHz-en pontos



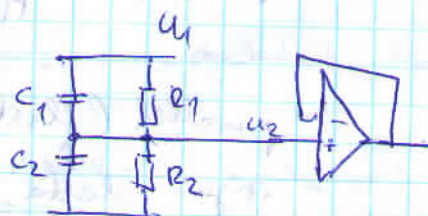
4, Kapacitív átalakítás

- széles frekvenciatartományban lineáris ábrítást
- egyenfeszültség mérésre nem alkalmas
- első körpontjának frekvenciája: $\omega_1 = \frac{1}{L_1 C_1}$
- felső tag beépítve védő ellenáramúval a helyettében
- első tag lezárással a mérőberendezés helyén
- áramgenerátoros meghajtás
- nagy zavarérzékenységi



5, Kompensált osztó

- egyenfeszültség mérésre alkalmas
- egyenletes ábrítást feltételek: $R_1 C_1 = R_2 C_2$



Digitális jelfeldolgozás

Analóg módszer

egy rétegből áramkör	
egy rétegből feladatok (effektív érték)	
-	típus, feldolgozás, regisztrálás
-	feladatok módosítása
-	pontosság
+	elvezetés (minimális)
+	zavarérzékenység
-	költség
+	tesztelés, hibakeresés

Digitális módszer

összetett áramkör (AD, μT)	
összetett feladatok (spektrum)	
+	
+	
+	
-	
-	
+	
-	

Folyamatos időfolyamlemből kimentett digitális jelek képzése
 az időnként kimentés (időben)
 amplitúdóban: LSB

AD konverterek jellemző adatai:

- mérési sebesség
- felbontás: leggyakrabban a 12 bit
- bemeneti jeltartomány (FS = full scale)
- kimeneti kódok: unipoláris, offset bennelés, 1-es komplement, 2-es komplement
- bemeneti csatlakozások: 1-8 csatlakozás

→ felbontás: a legkisebb mérhető változás (1 LSB)

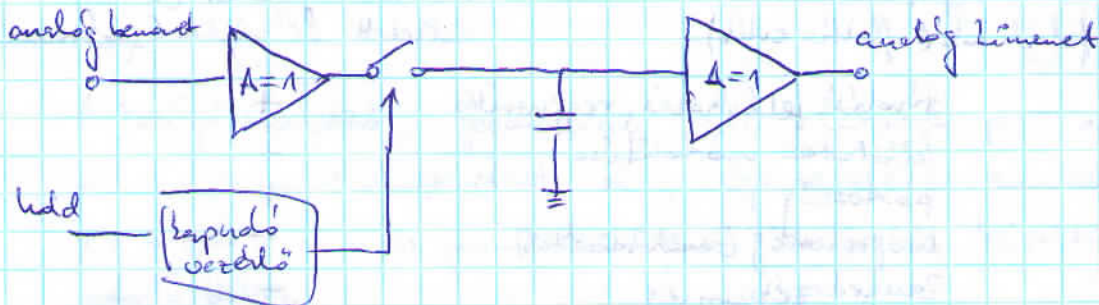
$$1 \text{ LSB} = 2 \cdot \frac{FS}{2^n} \quad n: \text{bitszám, bipoláris}$$

→ mérési hibák: értéktételezés (FS), offset, nemlinearitás, hirtelenző kód

AD konverter típusok és jellemzőik:

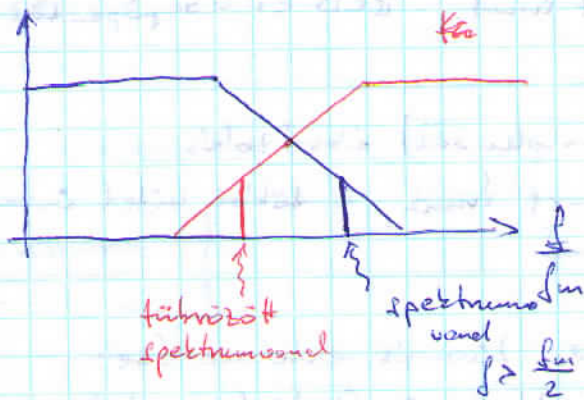
- kétlépcsős integráló → 3-4, polépis, lassú, voltmérő
- szukcesszív approximáló → 8-16 bit, közepes sebesség, mérési technikaiban
- párhuzamos (flash) → 8-12 bit, közepes sebesség, precíziós
- szigma-delta → 16-24 bit, kis sebesség, nagy felbontás, hangfeldolgozás

Sample-and-hold áramkör:



Aliasing jelenség

k_a - bemenő jel tartalmaz az $\frac{f_m}{2}$ -nél nagyobb frekvenciáig összetevőket, akkor a spektrumban megjelennek hamis vonalak.



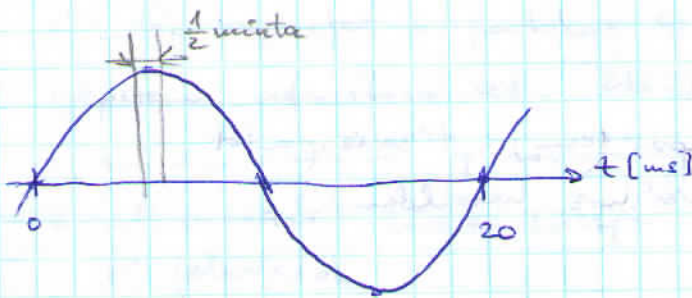
k_a $f > \frac{f_m}{2}$, akkor az $f_m - f$ frekvencián is kapunk spektrumvonalat, az $\frac{f_m}{2}$ frekvencián találkozik

Aliasing jelenség csökkentése:

- nagyobb mintavételi frekvenciára alkalmazása, ha lehetséges. Csökkent a hibás spektrumvonalak elcsúszását,
- az $\frac{f_m}{2}$ -nél nagyobb összetevőket a bemenő jelből eltávolítjuk aluláteresztő szűrővel (antialiasing szűrő).
Ez a szűrő csak az analog oldalon lehet, az AD konverter előtt és magas frekvencián.

Mintavételi frekvencia megválasztása, lebegés

k_a mintavételezéskor nem ugyanannyi veszünk a mintából, akkor amplitúdóhibát kapunk.



pl: 1 kHz -vel mintavételezzük.
Ekkor $1 \text{ kHz} = 20 \frac{\text{minta}}{\text{periódus}} =$

$= 18^\circ/\text{minta}$, vagyis az $\frac{1}{20}$ ms-es eltérés max $\pm 3^\circ$ -ot eredményezhet. Ez 1,23% amplitúdóhibát ad.

A mintavételi frekvencia és a mintavett frekvencia nem egymás egész számú többszöröse, s emiatt lebegés lesz.

Például 2-fázisú jelek mintavételezésénél a mintavételi frekvencia helyes megválasztása: $f = 2 \cdot 3 \cdot f_0 \cdot n$, vagyis a 3 fázis miatt 3-nal szorozhatónak kell lenni.

Itt a probléma van pl. k_a - hálózati frekvencia nem 50 kHz, hanem 49,3 kHz.

Ábrázolás

1, Negatív számok ábrázolása

a, Előjel-abszolútértékes ábrázolás

Előjel helyére 1-et írunk. BCD és lebegőpontos esetben használják.

b, Inverz kódú (1-es komplement) ábrázolás

Az előjel helyére 1-et írunk, a többi bitet invertálunk.

Problémái a, és b, -vel.

- probléma az osztás és kivonás értelmezése
- a 0-t lehet \oplus és \ominus -ként is ábrázolni \rightarrow nem egyértelmű megfeleltetés

c, 2-es komplement ábrázolás

Egy bináris szám kettes komplemente: inverzét hozzaunk 1-et.

A processzor viszont nem tudja, hogy mi 2-es komplementben akarjuk.

Posztív számok osztásakor az osztó lehet negatív, ezt nem tudja megfelelően kezelni. 2 megoldás:

- AC flag = 1, ha ez eredmény hibás
- telítéskor üres

2, Többszám ábrázolás

Programozó dönti el, hogy hogy teszi a tízesespartot.

Közös a papíron való számoláshoz hasonlóan

3, 1.15-ös számábrázolás

DSP-kül. 16 db bitből 1 db előjel (MSB bit), 15 db kódrész.

4, Lebegőpontos tárolás

Tárolás kétbánykiterős formában. Van egy mantissza és egy karakterisztika, ezeket tárolják egy-egyben.

A kiterős ábrázolása offset bináris

- nagy dinamika, mincs bit- és alulcsatlakozás
- számítás és futási idő igényes

- nehezebb összecsalni, mint tervezni
- tervezés után az eredményt nem lehet elhárítani, hogy a munka később elferjen az ábrázolási tartományban.

5. PIC-18 - 21

Mikroprocesszorok

1. Mikroprocesszorok

- közös adat és program busz
- közös adat és program memória
- külön perifériáramkörök (timer, interrupt vezérlés, portok)
- külső kapuolat a buszrendszeren keresztül
- komplex utasításkészlet (CISC)
- alkalmazás: kis és nagy teljesítményű számítógépek

2. Mikrokontrollerek

- külön adat és program buszok, amelyek mindeiket közvetve (Harvard-architektúra)
- külön adat és program memória (nem keverhető)
- beépített perifériáramkörök (timer, interrupt vezérlés, portok)
- külső kapuolat a portokon keresztül
- egyszerű utasításkészlet (RISC)
- minden utasítás gyakorlatilag azonos idő alatt fut le
- alkalmazás: kis és közepes teljesítményű mérési és vezérlési feladatok

Mikrokontrollerek beépített perifériái:

A perifériák a környezettel a portokon keresztül tartanak kapcsolatot.

A perifériák "vezérlő" regiszterei az adatmemóriában vannak beágyazva.

- timer

- 1-4 db egy tömbben
- 8-16 bites számítás

- programozható előzetes az időintervallum növelése céljából
 - két alapfunkció az impulzusstabilizálás ill. az időzítés
- timerhez kapcsolódó funkciók
- esemény időpontjának névése (capture)
 - meghatározott időintervallum előállítás (compare)
 - periodikus időintervallum előállítás (pl. AD konverter)
 - impulzusmoduláció előállítás (PWM)
- soros interfész:
- általában soros
 - kábel
- AD konverter
- mikrokontrollerek beépített eszközei
- órajel-generátor és reset áramkör
 - megszakításvezérlő
 - watchdog rendszer
 - EEPROM (nem felejtő) memória
 - hőfokérzékelő - detektor

2. DSP - digitális szignál processzor

- külön adat és programbuszok, amelyek mindegyik közvetlenül (Harvard-architektúra)
- külön adat- és program memória (nem keverhető)
- kevés beépített periféria áramkör (timer, soros interfész)
- külső kapcsolatok a buszrendszeren és soros porton keresztül
- egyszerű (RISC) utasításrendszer
- fejlett aritmetikai egység (40 bites konstans, shift)
- fejlett indirekt címzési módok (cirkuláris tárolás)
- alkalmazás: közepes és nagy teljesítményű mérési és vezérlési feladatok
- nagy létszámú számítás feladatok gyors elővégzése (FFT)

Microkontroller assembler programozása

- nagyon kicsi programok
- közvetlen gépi utasításokat használ
- processzorfüggő program
- nem hordozható
- korlátozott aritmetikai lehetőségek
- programfutás pontos időzítése lehetséges
- real-time rendszerekben ajánlott

Programfejlesztés assemblerrel vagy C fordítóval:

	assembler	C fordító
hordozhatóság	gépfüggő	hordozható
futási idő	gyors	lassúbb
real time rendszerek	alkalmas	kevésbé alkalmas
program memória igény	kevesé	több
program optimalizálás	lehetséges	nem lehetséges
fejlesztési munka igény	sok	kevesé
fordító	ingyenes	nem ingyenes
processzor típus	microkontroller, DSP	DSP

Összehasonlítás a program hossza és a program futási ideje (gépi ciklus) tekintetében:

	program hossza	program futási idő
asm	6	518
macro	128	132
C	104	4918

Digitális szignál processzorok (DSP)

Speciális mikroprocesszor nagy mennyiségű számítást igénylő feladatok elvégzésére, pl. digitális szűrő, FFT algoritmus
A DSP elsősorban a következő aritmetikai művelet gyors elvégzésére lett kialakítva:

$$y = \sum_{i=1}^n h(i) \cdot x(i)$$

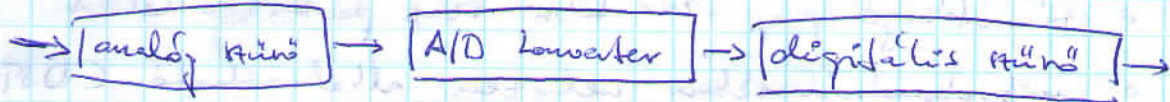
jellemzői:

- külön adat és program busz (Harvard architektúra)
- külön adat és program memória
- kevés beépített perifériakör (timer, soros interfész)
- külső kapcsolt buszrendszeren és soros porton keresztül
- egyszerű (RISC) utasításrendszer
- gyors szorzó és összegző utasítások
- fejlett indirekt címzési módok

		Program hossza	Program futási idő [μs]
PIC	asm	6	51,8
PIC	macro	128	12,2
PIC	C	104	491,3
dSPIC	asm	5	7,15
dSPIC	C	40	11,5

+ algoritmusok időigényei a diákon végénél.

Digitális szűrők



analogus	digitális
kevésbé pontos (számtartási tolerancia)	nagyon pontos
időben változhat	stabil
nagyobb sáváteresztés lehetősége	sáváteresztés korlátozott
anti-aliasing szűrő csak analogus lehet	real time mód korlátozott
nincs kámtartási igény	kámtartási igényes
korlátozott típusválatlósági lehetőség	nagyobb típusválatlósági lehetőség

Digitális szűrőtípusok:

1) mozgó átlagolású szűrők

- a kimenet az előző n darab bemeneti minta átlaga
- a gyors változást visszagítja → aluláteresztő jellegű
- nincs analogus megfelelője
- egyszerű az algoritmus (bemenetek a ciklikus tárból)
- $$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[n-k]$$

2) FIR (finite impulse response) szűrők

- a mozgó, átlagolású szűrőkből kimutatható, ha az átlagolások súlyozása különböző
- az impulzusválasz véges idejű
- lineáris fázisvártékű, konstans csoportkései idő
- nincs analogus megfelelője (nincs jel azonos időbeli eltolása)
- mindig stabil (nincs visszatartás)

- Igeny szerinti frekvencia karakterisztika megvalósítható
- számításigényes, várhatóan több pontot is lehet.
- mikrokontrollerekben teljesen alkalmazható (DSP-vel is)
- mértervezéshez, fejlesztéshez programok vannak
- $y[n] = h[n] * x[n] = \sum_{k=0}^{n-1} h[k] \cdot x[n-k]$
- impulzus bemenet esetén a kimenet maguk az egy-
lével.

3, 112 (infinite impulse response) szűrők

- analóg szűrőkből származtatható frekvencia-transzformáció segítségével, azok digitális megfelelői.
- az impulzusválasz végtelen idejű
- nemlineáris fáziskarakterisztika
- van analóg megfelelője
- instabil lehet
- csak az analóg megfelelőjéhez hasonló frekvencia karakterisztika valószínűleg meg.
- kevésbé számításigényes
- mikrokontrollerekben alkalmazható
- mértervezéshez, fejlesztéshez programok vannak

Bilineáris transzformáció

Az analóg szűrők frekvenciatartománya $0 \leq f < \infty$
 A digitális szűrők frekvenciatartománya $0 \leq f < \frac{f_{m}}{2}$
 Kerülni kell olyan frekvenciatranszformációt, amely az analóg frekvenciatartományt átírja a digitális tartományba oly módon, hogy az f_0 kömpökfrekvencia értéke ne változzon \rightarrow bilineáris transzformáció.

Transzformációs operátort és a szűrőlevezetés részt

a pépíwa kírúú!

ta peldét is

IIR és FIR szűrők tulajdonságai

IIR	FIR
végfelen hosszú impulzus váltak	végén hosszú impulzusváltak
nagyobb hatékony	kevesebb hatékony
van megfelelő analóg szűrő	nincs megfelelő analóg szűrő
viszacsatolást tartalmaz	viszacsatolást nem tartalmaz
instabil lehet	mindig stabil
nonlineáris fizika- karakterisztika	lineáris fizika- karakterisztika
kevesebb számításigé- nyes	nagyobb számításigényes
analóg szűrőnek megfelelő karakteris- ztika lehetséges	szűrő fizikálisan karakterisztika képezhető.

Egy másodpercre IIR szűrő futási ideje különböző processzorok és fr-
dítők esetén:

processzor	PIC18745			dsPIC30F		
	40MHz	40MHz	40MHz	80MHz	80MHz	80MHz
drájer	40MHz	40MHz	40MHz	80MHz	80MHz	80MHz
fordítás	asm	C	C	asm2	C	C
típus	int	int	float	int	int	float
Tcycl	229	1460	2280	23	138	1600
µsec	22,9	146	228	1,15	6,9	80
C/asm	.	6,4	90		6,0	69,5

Effektív érték és teljesítmény mérés

Effektív érték mérés

1.) Effektív érték mérés abszolútérték összegzési módszerrel.

Az egyenirányított bemenő feszültséget összegezzük egy periódusra, abszolút érték egy periódusra vett átlagértéke.

$$U_e = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt$$

ez numerikus jelre:

$$U_e = \frac{1}{T} \int_0^T |U_p \cdot \sin(\omega t)| dt = \frac{2}{\pi} \cdot U_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{eff} = 0,9 \cdot U_{eff}$$

Digitális mintavételezés esetén, ha egy periódusból N mintát veszünk, akkor

$$U_e = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |u(n)|$$

A módszer hatékony, ha az eredmény a f kezdeti fázistól függ.

2.) Effektív érték mérés négyzetösszegzési módszerrel

A bemenő feszültség négyzetét összegezzük egy periódus hosszán.

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

az effektív érték definíciója

numerikus jelre ez:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (U_p \cdot \sin(\omega t))^2 dt} = \frac{U_p}{\sqrt{2}}$$

Digitális mintavételezés esetén, ha egy periódusból N mintát veszünk:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U(n)^2}$$

Az eredmény nem függ a kezdeti feszültségtől.

A mérés pontosságát befolyásoló tényezők:

- a mintavételi frekvencia értéke és pontossága
- az AD konverter felbontása, bitmélysége
- a periódusonkénti minták száma

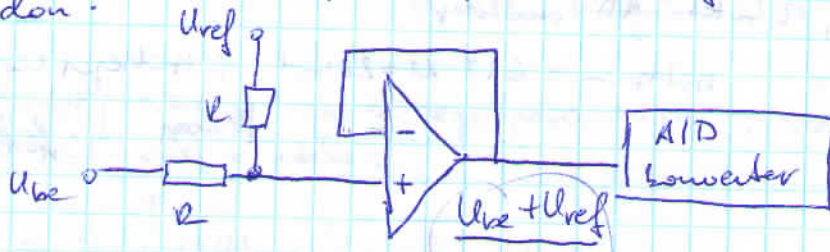
A mérési hibát kétféleképpen is meg lehet határozni:

- a mérési hiba a maximálisan mérhető érték %-ában (ez a relatív hiba)
- a mérési hiba a mért érték %-ában

Váltakozófeszültség mérése monopólaris AD konverterrel

A bemenő feszültség éppen összetevőt nem tartalmaz és a mérés ideje az alapharmadikus periódusidő egész számú többszöröse.

A bemenő feszültséghez egyenfeszültséget adunk az alábbi módon:



Az egyenösszetevőt elvárolhatjuk felüláteresztő szűrővel az effektívérték - algoritmus előtt.

Vagy

$$U_{ad,eff} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (U_{be} + U_{ref})^2}$$

, amiben a zárójelét felbonthatjuk.

U_{be} nem tartalmaz egyen összetevőt, viszont lesz egy U_{ref}^2 tag, ami igen. Ezt lehet úgy kezelni, hogy külön megmérjük a referenciafeszültség értékét, ebből $\frac{1}{2}$ pontban meghatározzuk a négyzetét és kivonjuk az előbbi

összetételezésből. Ekkor azonban nő a számítási igény

Másik megoldás:

$$\text{mivel } U_{\text{eff}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{N} \left(\sum_{n=1}^N U_{be}^2 + \sum_{n=1}^N U_{ref}^2 \right)}$$

A mérési eredményből számoljuk ki a bemenő feszültség effektív értékét.

A négyzetösszegző módszer mérés algoritmusai:

1. Összegző tér és a mintavétel kezdése
2. Mintavétel
3. A minta négyzetének hozzáadása az összegző térhez
4. Mintavétel növelése
5. Ismétlés a 2. lépéstől, amíg eléri a szükséges mintaszámot
6. Az összegző tér osztása a mintaszámmal
7. Négyzetgyök vonása az összegző térből
8. ~~Az összegző tér osztása a mintaszámmal~~

A szükséges mintaszám hossza: $\log_2(\text{mintaszám}) + 2 \cdot (\text{AD bitok} - 1)$

p1: 64 minta, 12 bites AD konverter:

$$\text{bitszám} = 6 + 2 \cdot 11 = 28 \text{ bit} \quad ; \quad \text{szükséges hossz} = 4 \text{ byte}$$

$$\text{@} \quad \begin{matrix} \text{11} \\ \text{11} \\ \text{11} \\ \text{11} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \text{1 byte} \\ \text{= 8 bit} \end{matrix}$$

Teljesítmény

$$u(t) = \sqrt{2} \cdot U \cdot \cos(\omega t)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi$$

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi = U \cdot I \cdot 0,98$$

$$P' = U \cdot I \cdot \cos(\varphi + 1^\circ) =$$

$$= U \cdot I \cdot 0,976$$

$$h = \frac{P - P'}{P} = \frac{0,98 - 0,976}{0,98}$$

A pillanatérték időfüggvényének átlaga a valós, a változó értéke a "meddő" teljesítmény.

A teljesítmény értéke egy periódusra:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt$$

mintavételezett jelekre:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u(i) \cdot i(i)$$

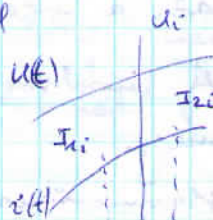
A mintavételezésből hiba keletkezik: Ha a feszültség és az áram mintavételezése nem azonos időpontban történik, akkor ez feszültség és áram közötti teljesítmény mérésben hibát idéz elő.

Kis $\cos \phi$ értékűnél a hiba mértéke sokkal nagyobb: ez a koszinuszfüggvény meredeksége miatt van.

A mintavételezésből eredő hiba kiküszöbölése:

- sample-hold áramkörök alkalmazásával
- analóg feszítő áramkörrel az AD konverter előtt.
- digitális feszítéssel a mintavételezés után
- az egyik csatorna kétféle mintavételezéssel

$$P_i = u_i \cdot \frac{I_{1i} + I_{2i}}{2}$$



A meddőteljesítmény értéke egy periódusra, illetve azonos időbeli változás esetén:

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i\left(t - \frac{T}{4}\right) dt$$

mintavételezett jelek esetén:

$$Q = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u(i) \cdot i\left(i - \frac{N}{4}\right)$$

A meddőteljesítmény mérésére szolgáló módszerek

1. Negyed periódussal ($\frac{N}{4}$ mintával) korábbi minták használatát

A módszer használatánál $\frac{N}{4}$ mintát tartani kell. Kétféle két használatra szokásos:

a, FIFO-tér: nagyobb mintakénti esetén az időt versim-
génybe

b, körlikus tér: csak egy adat kerülje és a minták lepte-
tése szükséges. ~~ALISSP~~

2, Fázisforgatás digitális szűrő segítségével

3, Vonali feszültség karakteristika:

Háromfázisú rendszer esetén az U_{cb} vonali feszült-
ség vektora menőleges az U_a feszültségre. A wattos
teljesítmény-mérő algoritmus az U_{cb} és I_a jelek
használatával az a fizis meddő teljesítményt mér-
gátolja. A mérőrendszer csak szimmetrikus feszültségrend-
szer esetén használható.

4, P és S mérésének segítségével

A feszültség és az áram effektív értéket és a wattos
teljesítményt mérjük az ismert módszerrel, ezek-
ből a meddőteljesítmény számítható: $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$

A módszer a meddőteljesítmény előjelét nem adja
meg.

Harmankörök esetén a mérőrendszer hibát ad.

Alphamoniikus effektív érték és teljesítmények mérése

Az alphamoniikus teljesítmények méréséhez meg kell
határozni az áram és a feszültség alphamoniikus összetevő-
jét, mint komplex vektort.

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot e^{-jn\omega t} dt$$

dekomponált jelekre:

$$U_n = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U(n) \cdot \cos\left(n \frac{2\pi}{N}\right) - j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U(n) \cdot \sin\left(n \frac{2\pi}{N}\right)$$

$$\text{Ebből } U_n = U_{nx} + jU_{ny}$$

$$|U_n| = \sqrt{U_{nx}^2 + U_{ny}^2}$$

Ágóna

Az alapharmonikus áramvektor használatával számítható.

Az áram- és feszültségvektorokból a teljesítmények számíthatók:

$$S = U_1 \cdot I_1^* = U_{1x} \cdot I_{1x} + U_{1y} \cdot I_{1y} + j(U_{1y} \cdot I_{1x} - U_{1x} \cdot I_{1y})$$

Az alapharmonikus teljesítmények:

$$P = U_{1x} \cdot I_{1x} + U_{1y} \cdot I_{1y}$$

$$Q = U_{1y} \cdot I_{1x} - U_{1x} \cdot I_{1y}$$

Mintavételi frekvencia meghatározása:

$$N \text{ periódus esetén } f_m = \frac{1}{N}$$

N értéket 2 egységre számított hányadosra választjuk és
- az osztást egyenlő szűrt művelettel helyettesítjük
- ciklikus törést alkalmazunk.

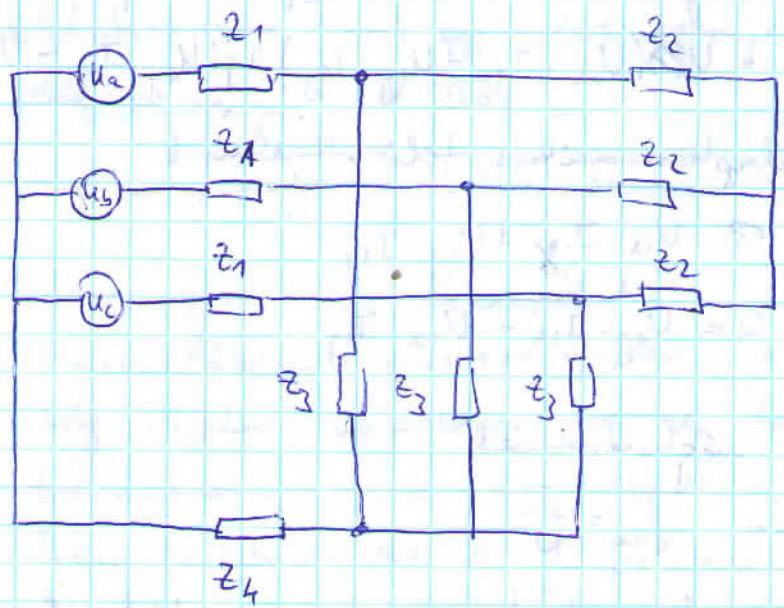
A mintavételi frekvencia meghatározása történet:

1. Az alapharmonikus frekvenciát 50 Hz-re beállítjuk. A hálózati frekvencia változatlannak látszik, mert a mérési hibába lép fel és a mért periódusidők kezdeteinek fázishelyzete folyamatosan változik.
2. Mériük a hálózati frekvenciát. A mérések kezdőfázisát nem szinkronizáljuk, ezért fázishelyzete változik.
3. Mériük a hálózati frekvenciát és az egyes periódus méréseket kezdeteit szinkronizáljuk az adott jelhez, ez általában az U_2 fázisfeszültség. A periódusidő mérése a szinkronjel negatív nulla átmeneti közötti idő mérésevel történik.

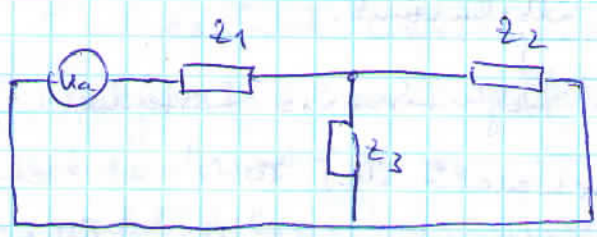
A szinkronjel harmonikusokat tartalmazhat, ezért több nullátmenetet kell keresni egymáshoz közel. A legjobb mérés köztávolsággal:

- a periódusidő meghatározásának ellenőrzése
 - megpróbáltatás több különböző idővel.
- + esetleg futó idővel kell mérni

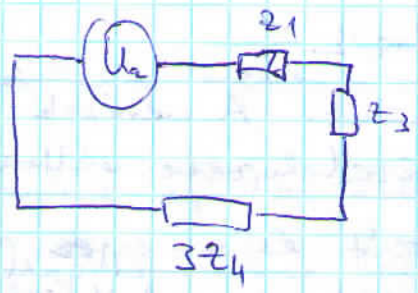
Sowendi mennyiségek névése



a, K_a a három feszültség időfüggő összege \forall pillanatban ϕ :



b, K_a a három időfüggvény aránya:



K_a az áramkör szimmetrikus és lineáris elemekből áll, akkor minden esetben felbontható olyan összetevőkre, hogy az előző két eset egyikét teljesen alkalmazni.

Az U_a, U_b, U_c és U_0, U_1, U_2 vektorok között kölcsönösen egyértelmű összefüggés van:

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}$$

ezeket a párokat majd

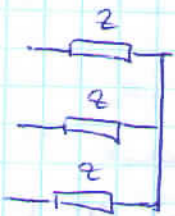
$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

$$a = e^{j120^\circ}$$

$$a^2 = e^{j240^\circ}$$

Átvevő példákot megérteni meg!

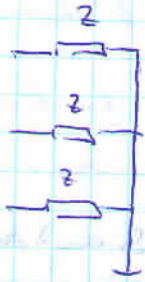
Hálózati elemek sorrendi impedanciái:



$$z_1 = z$$

$$z_2 = z$$

$$z_\phi = \infty$$



$$z_1 = z$$

$$z_2 = z$$

$$z_\phi = z$$



$$z_1 = z$$

$$z_2 = z$$

$$z_\phi = z + 3z_\phi$$

Cúllay - debla átvész.

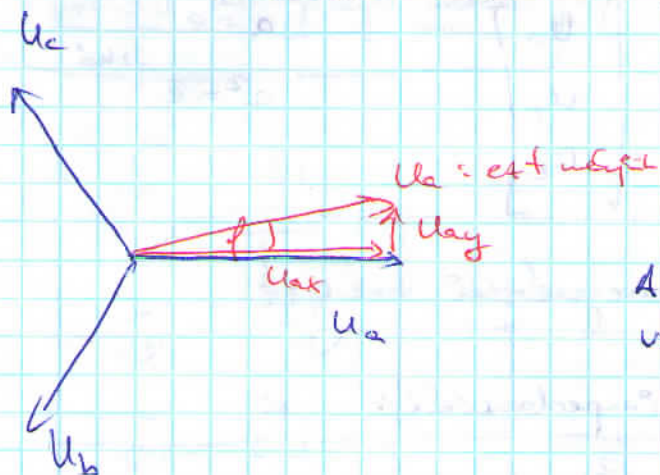
$$\frac{U_V^2}{z_\Delta} = \frac{U_\Delta^2}{z_Y} \Rightarrow \frac{(\sqrt{3} \cdot U_\Delta)^2}{z_\Delta} = \frac{U_\Delta^2}{z_Y} \rightarrow z_Y = \frac{z_\Delta}{3}$$

papírba

Sorrendi összetevők mérésének problémái

- 1., A negatív és zérus sorrendű összetevők sokszor kis értékek a pozitív sorrendű értékek képest, a negatív sorrendű összetevő értéke általában 1% körül van. Ennek pontos mérése a helyi szabványoktól nagy pontosságot, analóg mérés esetén nagyobb felbontást igényel.
- 2., A zérus sorrendű összetevő mérése egyenlően az idő-függvények összekapcsolásával oldható meg (pl. összegző mérőműszer).
- 2., A sorrendi mennyiségek definíciójában egy adott frekvenciájú jelre értelmezettek, ezért harmonikusokat tartalmazó jelek esetén az alapharmonikusokkal kell mérni.
- h., Sorrendi összetevők mérése igen érzékeny feladatokra.

Sorrendi összetevők mérésének fizisértéknyelvére.



$$U_{ax} \approx U_a$$

$$U_{ay} = U_a \cdot \sin \varphi$$

A négy negatív sorrendű összetevő értéke:

$$U_2 = U_a \cdot \sin \frac{1}{3}$$

Sorrendi összetevők mérése:

- mérés analóg műveléssel

A méréshez 120° -os fázistoló áramkörrel használunk.

- összetett áramú ϕ sorrendű áram mérésére

- mérés digitális műveléssel

A mintavételből adódó fizishiba kompenzálása történhet

• egyidejű mintavétellel \rightarrow sample/hold

• többszörös mintavétellel

• a fizishiba kompenzálása software műveléssel

Digitális mérési algoritmusok:

• fázisfüggetlen digitális mérés

A negatív sorrendű összetevő mérési algoritmusai:

$$U_2 = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [U_a(n) + U_{b-120}(n) + U_{c120}(n)]^2}$$

ahol $U_a(n)$ az a fázis, U_{b-120} a b fázis -120° -kal elforgatott n . mintája, U_2 a negatív sorrendű összetevő effektív értéke.

A mintavételből eredő fizishiba kompenzálható, ha ezt beépítjük a fázisfüggetlen mérésbe.

A mérési algoritmus a harmonikusok hatását nem kímélő, a minták terhelésére nincs hatással.

• fizis forgatás célkúns tér segítségével

A mintákat célkúns térben helyezzük el. A 120° -os fizis forgatást az $\frac{N}{3}$ -mal sorábbi minták felhasználásával kapjuk.

A negatív sorrendű összetevő mérési algoritmusai:

$$U_2 = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[U_a(n) + U_b\left(n - \frac{N}{3}\right) + U_c\left(n - \frac{2N}{3}\right) \right]^2}$$

Az algoritmus 2 célkúns tér használatát kívánja meg. A mintaszámot 3-mal osztásnak kell lennie.

A mintavételi fizishiba és a harmonikusok hatása szoftver úton nem kompenzálható.

• Hosszú 120° -kal elhott szimmet értékekkel

Az először egy szimmet ~~hosszú~~ táblázatot és sorrendi mennyiségként két összetevőként kezeljük. A módszer nem érzékeny a felharmonikus tartalomra, de érzékeny a mintavételi fizishibára.

A mintavételi fizishiba kompenzálható, ha minden fizis kúns szimmet táblázattal rendelkezik, amelyek az adott fizishoz tartozó szögrel vannak korrigálva.

• alphaszámok vektoros mérése

Meghatározhatjuk az egyes fizisok alphaszámok értékét, mint vektort az effektív értékek mérésével vegyünk össze:

$$\vec{u} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U(n) \cdot \cos\left(n \cdot \frac{2\pi}{N}\right) - j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U(n) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2\pi}{N}\right)$$

$$\vec{u} = u_x + j u_y$$

A sorváltó megnyitóját az egyes vektorok elforgatásával
 az alábbiak szerint lehet leírni:

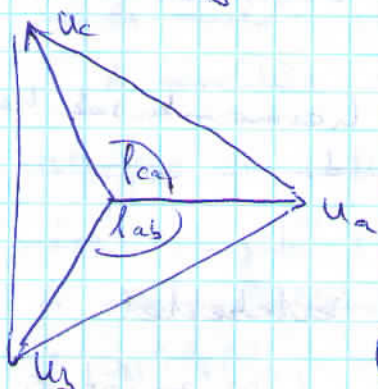
$$\bar{u}_0 = \frac{1}{3} (\bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c)$$

$$\bar{u}_1 = \frac{1}{3} (\bar{u}_a + a\bar{u}_b + a^2\bar{u}_c)$$

$$\bar{u}_2 = \frac{1}{3} (\bar{u}_a + a^2\bar{u}_b + a\bar{u}_c)$$

A negatív sorváltó összekapcsolás is lehetséges.

• Háromfázisú - ábrák



A három fázis és legfeljebb 2 vonal
 effektív értékéből a fáziszögök a cosinus-
 tétel ($c^2 = a^2 + b^2 - 2ab \cdot \cos \phi$)
 segítségével meghatározhatók.

$$\bar{u}_a = u_a \cdot e^{j0}$$

$$\bar{u}_b = u_b \cdot e^{-j\phi_{ab}}$$

$$\bar{u}_c = u_c \cdot e^{j\phi_{ac}}$$

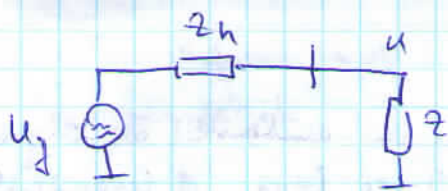
Papina

A módosított nem érzékeny a mértékegységek közötti eltérések
~~között~~ fáziseltolódásokra, mert az effektív értékek nem
 függnek a mérési kezdési fázistól.

A harmonikusok jelenléte mérési hibát okoz: ez az en-
 lapharmonikus effektív értékek mérésével kiirtóítható ki.

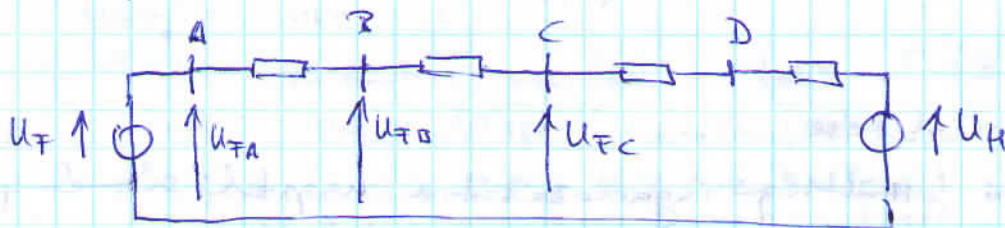
Flicker

A flicker (villogás) a hálózati feszültség kisamplitúdájú, alacsonyabb
 frekvenciájú (5-15 Hz) ingadozása. Az ingadozás
 feszültség a világító eszközök, elsősorban az izzólámpák
 fény kibocsátásának ingadozásait, villogásait okozza, amely kellemetlen,
 hosszabb idő alatt fejfájáshoz vezet. Kiszámításához kell a mögöttes hálózati impedancia.



$$U = U_g \cdot \frac{Z}{Z + Z_h}$$

→ Villágítás terjedése a KIF oldalról



U_F : flickerformés a KIF oldalon

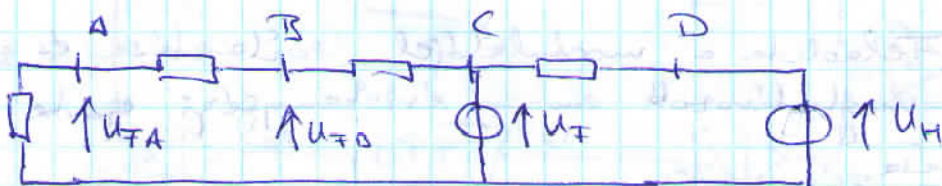
U_H : a hálózat Thévenin-feszültsége

B, C, D pontok KÖF ill. MÁF pontok

A zavart hatása a betépléleki oldalon kisebb mértékben jelenik meg, mivel az U_F feszültség lecsúszdik a táp hálózat felé haladva a soros impedancián.

~~Villágítás terjedése~~

- Villágítás terjedése KÖF vagy MÁF oldalról

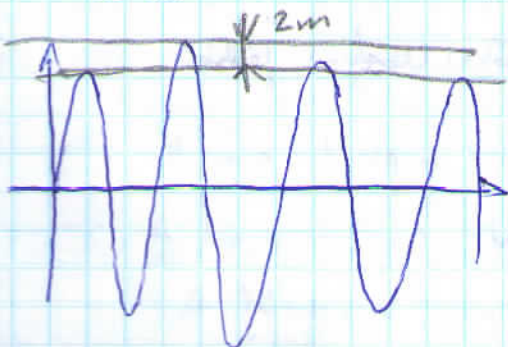


U_F : flickerformés a KÖF oldalon

A többi ugyanaz, mint KIF esetben

Mivel az A és C pontok közötti reaktancia sokkal kisebb, mint az A pont és a föld közötti, ezért U_F feszültsége szinte változatlanul megjelenik az A pontban.

Flicker: A hálózati feszültség egy adott frekvenciával való



ingadozása amplitúdómodulált jellel írható le:

$$U(t) = U_p \cdot \sin(1 + m \cdot \sin(\omega_m t)) \cdot \sin(\omega_c t)$$

Ahol $2m$ a modulációs mélység.

A határérték meghatározása:

A villogás intenzitásának változása az emberre az ingadozás frekvenciájától és amplitúdójától is függ. A legnagyobb a 8 Hz körüli ingadozások hatásai. A modulációs mélység és a frekvencia közötti összefüggést kísérleti alapon határozták meg.

A villogás keletkezése:

A hátsólag feltöltött ingadozásait a "nagy teljesítményű", gyorsan változó terhelések okozzák. Ilyenek elsősorban az izzemencék, hegesztő berendezések, keverők, stb.

A flicker mérése erre a célra kifejlesztett mérőberendezés segítségével történik:

1. blokk: Tartalmazza a mérendő jel levezetését és a szükséges erősítést.
2. blokk: Tartalmazza az effektív érték méréséhez szükséges négyzetes exponenciális átalakítást.
3. blokk: Feladata a moduláló jel levezetése és a kísérleti megfigyelt ember érzékenységi görbének megvalósítása.
4. blokk: A moduláló jel effektív értékét képezi.
5. blokk: Az 5. blokk végzi a feszültség ingadozás statisztikai feldolgozását és megadja a flicker szabvány szerinti mérésének eredményét.

Harmatúság

Harmatúságot nemlineáris folyamatok okozhatják:

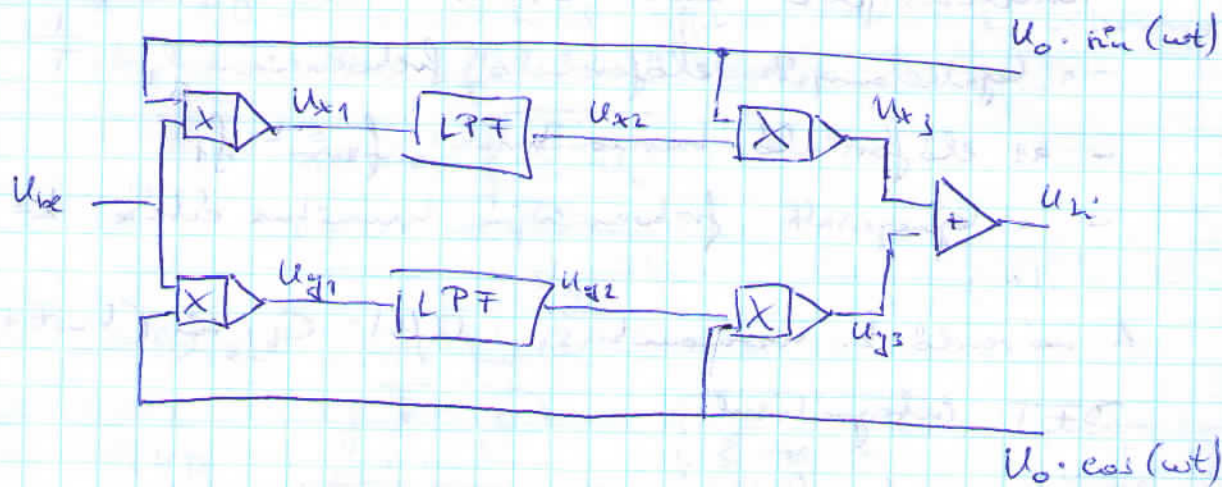
- "nagy teljesítményű" exponenciális átalakítás
- hajtások
- izzemencék
- villamos motorok

- transzformátorok
- talpességek

Harmonikusok mérése analóg módszerrel:

- Egyedi harmonikus mérhető a harmonikus frekvenciára hangolt szűrővel
- Több harmonikus méréséhez több szűrőt kell alkalmazni. Ezen módszer hátránya:
 - a harmonikusokat a 63. rendkétig mérik, ez sok szűrőt igényelne
 - magasabb harmonikusok esetén igen nagy jósági tényezőre szűrő kellene
- Selektív erősítő

Alacsony és aluláteresztő szűrők segítségével igen keskeny sávval rendelkező selektív erősítő készíthető, ezzel magasabb harmonikusokat, ill. harmonikusok közelében is lehet mérni.



Ha a bemeneti jel: $U_{kz} = U_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi)$, akkor

$$U_{x2} = U_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot U_0 \cdot \sin(\omega t) = \frac{1}{2} U_1 U_0 \cdot (\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi))$$

$$U_{x2} = \frac{1}{2} U_1 U_0 \cdot \cos \varphi \quad \text{= mérés után}$$

$$U_{x3} = \frac{1}{2} U_1 U_0^2 \cos \varphi \cdot \sin \omega t$$

A mérés igen hasonlóan készíthető.

A kimenet így: $U_{kz} = U_{x3} + U_{y3} = \frac{1}{2} U_1 U_0^2 \cdot \sin(\omega t + \varphi)$

A kimeneti feszültség tehát a bemeneti feszültséggel arányos.

DFT FFT

1. DFT (Digital Fourier Transformation)

$f(t)$ időfolyam spektruma:

$$F(\omega) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad , \quad \text{le periodikus}$$

Mintavételezett jel értelemszerűen:

$$F(\omega) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot e^{-j\omega \frac{nT}{N}}$$

A k -edik harmonikus értéke:

$$X(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j k \omega_1 \cdot \frac{nT}{N}}$$

Periodikus jel mintavételezése:

- a legalsó alapfrekvencia előforduló frekvencia: $f_1 = \frac{1}{T}$
- az k -edik előforduló harmonikus: $f_k = k \cdot f_1$
- a legmagasabb frekvenciájú harmonikus értéke: $k = \frac{N}{2} - 1$

A mérendő k . harmonikus: $u(t) = C_k \cdot \sin(k\omega t + \phi)$

DFT integrálással:

$$A = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} C_k \cdot \sin(k\omega t + \phi) \cdot \sin(k\omega t) dt$$

$$B = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} C_k \cdot \sin(k\omega t + \phi) \cdot \cos(k\omega t) dt$$

$$C_k = \sqrt{(2A)^2 + (2B)^2}$$

Az integrálást összegzéssel felcserélve kapjuk a DFT algoritmust:

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \cos\left(kn \frac{2\pi}{N}\right) - j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \sin\left(kn \frac{2\pi}{N}\right)$$

A mintákat a megfelelő skálázást és kóristányt figyelembe véve a skálázott és a két összetevő táblában összegezzük megkapjuk az $X(k)$ komplex amplitúdó vektor és leírható vele. Ebből a spektrum összetevő létezését:

$$A_k = \frac{\operatorname{Re}\{X_k\}}{2}$$

$$B_k = \frac{\operatorname{Im}\{X_k\}}{2}$$

$$C_k = \sqrt{(2A_k)^2 + (2B_k)^2}$$

Ez a fenti algoritmus nagyon számítéstechnés, egy spektrum összetevő létezését $2N$ szorzást igényel, a teljes algoritmus szorzásigénye N^2 szorzásigényű.

A számítási igény csökkenthető, ha nem a teljes spektrumot, hanem csak néhány harmonikusot vizsgálunk ki.

2, Teljes harmonikus tartomány (THD)

A THD a harmonikusok effektív értékének aránya az alapharmonikus effektív értékhez.

~~THD =~~

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}}{U_1}$$

mérésnél mérték mérése:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n U_k^2 - U_1^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_{\text{rms}}^2 - U_1^2}}{U_1}$$

3, FFT (fast Fourier transformation)

A k. harmonikus DFT-vel kálitva

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{nk}, \text{ ahol}$$

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

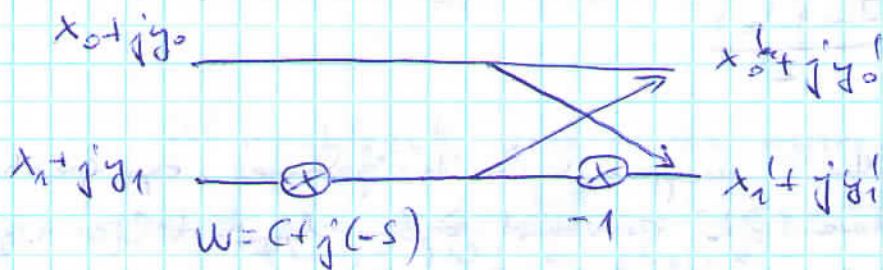
az N . komplex egységgyök

A kifejezést páros és páratlan ~~indexekre~~ vételekre

buty-2.

Ez az N pontos algoritmust helyettesíthetjük 2 db $\frac{N}{2}$ pontos algoritmussal

Egy alapelem: butterfly



Ez 2 pontos.

Az FFT algoritmus felbontása:

- elő lépésben vesszünk 2 db 2 pontos algoritmust, abból kapunk egy 4 pontos kimenetet
- második lépésben vesszünk 2 db 4 pontos algoritmust, abból kapunk egy 8 pontos kimenetet
- stb.

Az N pontos FFT algoritmus megvalósítása

- az elemzési időt jelöl N méretű vektort, ahol $N=2^k$
- a mintákat bit fordított elrendezésben elhelyezzük az N hosszúságú vektorban
- a képzetes részt feltöltjük 0 -val
- elvégessük az $\frac{N}{2}$ db komplex butterfly számítást az k -edik fokozatnak megfelelő módon.
- megismétljük az előző pont szerinti számítást, összesen k -szor
- az eredmény valós és képzetes részt a két táblában kapjuk meg
- az egyes spektrum összetevők abszolútértékét és fázisát kiszámítjuk a valós és képzetes részből.

FFT algoritmus hatékonyasága DFT-hoz képest:

Az FFT algoritmus hatékonyasága nagy mértékben
exikén hatékony.

4. Aliasing jelenség

Ha a bemenő jel tartalmaz az $\frac{f_m}{2}$ -nél nagyobb frekvenciájú összetevőket, akkor a spektrumban megjelennek hamis
vonalak. Ha $f > \frac{f_m}{2}$, akkor az $f_m - f$ frekvencián is ka-
punk spektrumvonalat (az $\frac{f_m}{2}$ frekvenciára tükrözve).

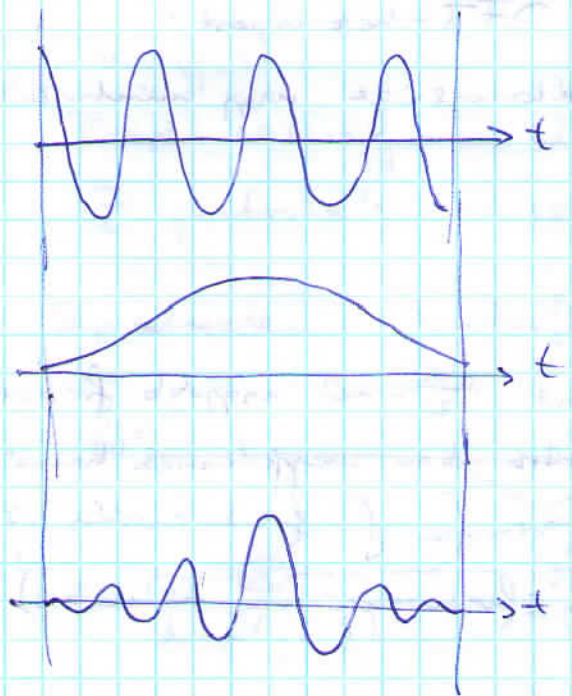
Az aliasing jelenség csökkentése:

- nagyobb mintavételi frekvencia alkalmazása, ha lehetsé-
ges
- a mintavételi frekvencia változtatásával megállapít-
ható, hogy jelen vannak-e hibás spektrumvonalak.
- az $\frac{f_m}{2}$ -nél nagyobb összetevőket a bemenő jelből
elávolítani aluláteresztő szűrővel (anti-aliasing
szűrő). Ez a szűrő csak az analóg oldalon, az AD-
konverter előtt lehet és általában magas frekvenciájú
szűrőket szokás alkalmazni.

5. Mintavételezés nem egész számú periódusból

- Ha a bemenő jelből egész számú periódusból veszünk mintát,
akkor egy diszkrét spektrumvonalat kapunk.
- Ha a mintavétel hossza nem egész számú többszöröse a
periódusnak, akkor a fő spektrumvonal mellett továbbiak
vonalak jelennek meg.

A mellékvonalak nagysága csökkenthető, ha a mintavételezett
jelet egy előzetesen megválasztott függvényrel, az ún. ablak-
függvényrel megszorozzuk a spektrumanalízis előtt. Az ablak-
függvény a mintavett szelvény két végén 0 értéket, ezáltal
nem jön létre ugrás a vizsgált időfüggvényben.



Néhány másos eltelőggy-
vény:

- Hamming
- Blackman
- Hamming

$$x'(u) = x(u) \cdot w(u)$$

Az eltelőggy-nyel a mite-
vett jelet megmőszel.

Hálózati frekvencia mérése

A hálózati frekvencia értéke Magyarországon 50Hz. A frek-
vencia pillanatnyi állapota folyamatosan változik a
rendszer terhelésének függvényében

Az MSZ EN 50160 szabvány szerint a frekvencia megem-
gedett értéke 50Hz ± 1% az idő 99,5%-ában és 50Hz
± 4-6% az idő 100%-ában.

A frekvencia meghatározásának módjai:

1., A frekvencia pillanatértéke a fázis változásának diffe-
renccéüléshányadosa

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\phi(t)}{dt}$$

A fázis időfüggvényének mérése nehezen megvalósít-
ható, ezért ez a módszer nem használható.

2., Ha a fázis változást egy perióduson belül lineárisnak te-
kinthetjük, akkor a frekvencia ez alatt a periódus alatt:

$f = \frac{1}{T}$, ahol T egy periódus ideje, amely két azonos i-
rányú nullátmenet között eltelt időként határozható meg.

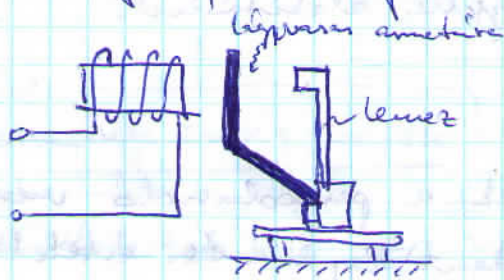
2. A frekvencia az 1 másodperc alatt periodusok száma.
Alacsony frekvencián (50 Hz) a mérési hiba azonban igen nagy.

A redőnyös feljuttatás egyenlőségének gyors változása a hálózati frekvencia gyors változását eredményezti.

A frekvencia mérésének módszerei

1. Analog mérési módszerek

- rezgőnyelűes frekvenciamérő



A mérendő frekvenciát árammal gerjeltett tekercs kétféle frekvenciával rezgeti a légyvarró armatúrát, amely össze van kötve több különböző rezonanciafrekvenciára hangolt lemezzel.

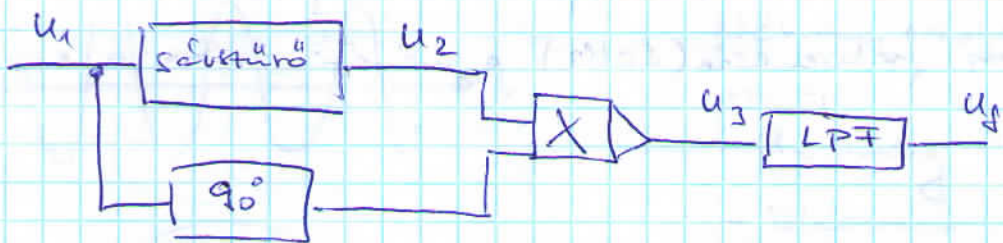
Az a lemez fog a legnagyobb amplitúdóval rezegni, amelynek a frekvenciája megegyezik a hálózati frekvencia kétféle rezonanciájával.

- mozgó tárcsás frekvenciamérő

- analog mérési módszer szüktűrővel

A mérendő jelet hálózati frekvenciára hangolt szüktűrőn vezetjük át. A szüktűrő amplitúdó-görbéje a rezonancia frekvencia környékén lapos, a fizikusmenet viszont közel lineáris, ezért a fizikus változást használhatjuk ki a frekvencia meghatározására.

A fizikus meghatározása gyors áramtört tartalmú fizikus demodulátorral történhet



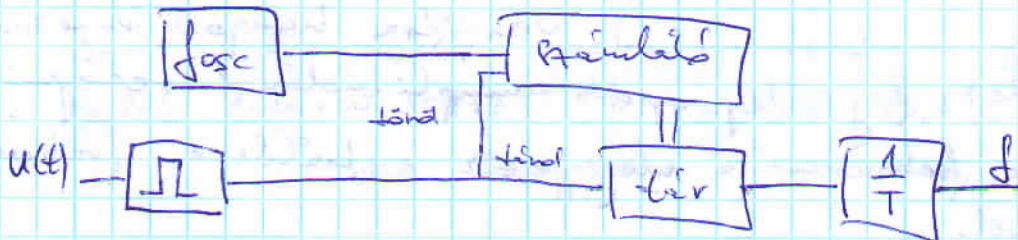
A frekvencia és a főtartalom közötti összefüggés a szűrő jelölési tércsoportjától függ.

A szűrő amplitúdó-karakterisztikájának hatására a kimenő feszültség-frekvencia karakterisztika nemlineáris lesz.

Az amplitúdó-eltérés hatásait kiküszöbölhetjük a jelek állandó amplitúdójú négyzetjellel alakításával.

2, Digitális mérési módszerek

A digitális mérési módszerek a periódusidő mérésén alapulnak. Ekkor periódusként egy mérési értéket kapunk.



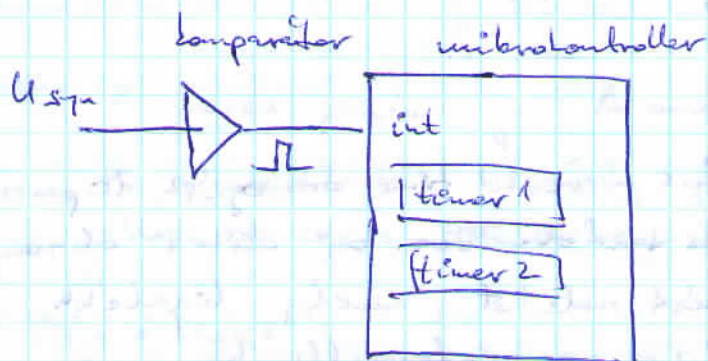
A mérés elvi módszere az, hogy a mérendő jel egy periódusából kinyelvényt képezünk, amely egy $f_{osc} \gg f$ frekvenciájú oszcillátor jelet stimuláló stimulátort vezérel. A stimulátort $\frac{1}{T}$ periódus kezdetén nullázza, a periódus végén pedig tartja az értéket. A frekvenciát a periódus hosszából reciprokléptű algoritmus számítja ki.

- A periódusidő meghatározása

A periódusidő elvileg a feszültség let azonos szintnél nullátmenete közötti idő. A nullátmeneteket azonban megszüntetjük a terhelések és a harmonikusok gyors változásai.

A harmonikus tartalom hirtelen megváltozása is a mért periódusidő megváltozását okozza.

- Frekvenciamérés mikrokontroller alkalmazásával



A referencia feszültséget komparátorral megfigyelhető alacsony, amely \neq pozitív élrel megvárható ad. A megvárható a timer 1 számától olvassuk.

Feszültségminőség mérése

A méréseket az IEC 61000-4-30 szabvány előírásai szerint kell elvégezni. A mérendő mennyiségek:

- frekvencia
- feszültség
- flicker
- dip és swell
- feszültségkimaradás
- negatív sorrendű összetevő
- harmonikusok

Mérési időtartományok:

- B osztályú készülékeknek nincs előírás
- A osztályú készülékeknek a méréseket egy különböző időtartományban kell elvégezni:

1., 10/12 periódus 50/60Hz esetén

Az alapmérés idő a 10 periódus. Ha valamely okból a mérés hiányzik, vagy nem értelmezhető az adott mérésnél, az időtartományt meg kell jelölni (flagged).

2, 150/180 periódus 50/60 Hz esetén

A 150 periódus 15db 10 ~~perc~~ periódus ideg^ű méréstől áll. Ha ezek közül több, mint 7db flagged, akkor az egész időtartam is flagged.

3, 10 perc

A 10 perces mérési ciklus - real time óra egész 10 perces értékeit kezdődik és tartalmazza az összes olyan 150 periódus relatív mért adatot, amely legkevesebb részben beleszök a 10 perces intervallumba.

Ha a 150 periódusoknál több, mint fele flagged, akkor az egész 10 perces ciklus flagged lesz.

4, 2 óra

A két óra mérési ciklus a real time óra egész 2 óra értékeit kezdődik és 12db 10 perces ciklust tartalmaz. Ha több, mint 6db 10 perces időtartam flagged, akkor az egész 2 óra tartomány flagged lesz.

Hálózati frekvencia mérés

A hálózati frekvencia mérés a real time idő szerinti 10 s-os időpillanata után, a referencia-fázisfeszültség első pozitív nulla átmeneténél kezdődik és tartalmazza az összes egész periódust.

A frekvencia méréseket tartalmazza:

- A osztály esetén $\Delta f \leq 10 \text{ mHz}$
- B osztály esetén $\Delta f < 100 \text{ mHz}$

Ha a mérés során dip (csökkenés), swell (növekedés), vagy feszültségkimaradás lép fel, a mérés flagged lesz.

Feszültség effektív értékelés mérése

A mérést 10 periódus hosszán végezzük a kv. átlal ve-

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N U_i^2}{N}} \quad , \text{ ahol } N \text{ a mértel száma.}$$

A mérés pontossága A osztály esetén $\pm 0,1\%$.

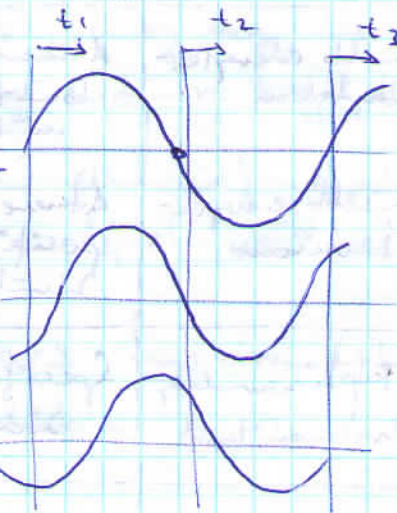
Ha a mért érték bármely fázisban $> 1,5U_n$ vagy $< 0,5U_n$, akkor az egész IT mérés flagged lesz.

- Dip és swell

- dip: rövididegű feszültségcsökkenés
- swell: rövididegű feszültségnövekedés

A dip akkor kezdődik, amikor a feszültség egy meghatározott küszöbérték alá csökken és addig tart, amíg a küszöb + hirtetézis értéke alatt marad és értéke a minimális feszültség.

A feszültség mérése egy periódusidegű tart, félperiódusanként elvégezve. A periódus kezdete mindig a fázisban a referencafázis \oplus nullátmeneténél.



IT rendszerben a dip addig tart, amíg bármelyik fázisban a küszöbérték alatt, de $0,1U_n$ feletti értéket mérünk.

- feszültség dinamikus mérése: A feszültség dinamikus mérése a dip méréssel azonos, de a feszültség = névleges érték 10% - a alá csökken.

- negatív Lowend mérése

U-nál feszültségértékből:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}}$$

$$\beta = \frac{U_{ab}^4 + U_{bc}^4 + U_{ca}^4}{(U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2)^2}$$

Elektronikus berendezések túlfeszültség- és zavarvédelme

Az elektronikus berendezésben külső zavarjellet hatására működési zavartól léphetnek fel, egyes esetekben ez a berendezés meghibásodásához is vezethet.

A zavarok a belettekérési helyektől artoolás útján jutnak el a berendezéshez.

1, A zavarjellet úpárosítása hatékony kerent:

Zavarok okai és jellemzői	Jellege	Hatás	Védelem	Példa
Túlfeszültség	Igen nagy energiát tartalmaz	Meghibásodás	Túlfeszültségvédelem	Tápegység-meghibásodás
Zavarjel	Nagy energiát tartalmaz	Működés leáll, úprándítható	Zavarvédelem	PC lefagyás
Zavarjel	Kiseb energiát tartalmaz	Átmenetileg hibás működés	Zavarvédelem	Hibás működés
Zavarjel	Kiseb energiát tartalmaz	Átmenetileg specifikus hiba	Zavarvédelem	Hibás adatforgatás
Nem várt jelek	Tápfeszültség, harmonikusok	Specifikus hiba	Megfelelő tervezés, szoftver	Hibás algoritmus

2, A zavarvédelem lépései

- Zavarforrás megszüntetése
- artoolás megszüntetése ill. csökkentése
- bemeneti túlfeszültségvédelem, zavarátvitel, lezárlás
- Zavarúzó berendezés tervezése (hardver, szoftver)
- Zavarvizsgálatok elvégzése

3, Fontosabb zavarformák

- villámcsapás LEMP

- nukleáris elektromágneses impulzus (NEMP)

- elektromágneses zavarok (ESD)

- kábeli tranziensek

- transformátorok, induktivitások bekapcsolása
- áramimpulzus kimentés
- induktivitások, véletlenszerű bekapcsolás
- kioldás biztosító működések

- hálózati feszültség zavarai

4, Zavarok csökkentésének módjai

- galvanikus (védekezés: külön földelővezeték, galvanikus leválasztás)
- kapacitív (védekezés: áramkorláttal lehetséges)
- induktív csatlakozás (védekezés: csatlakozók csökkentése, mágneses árnyékolás)

5, Kábel csatlakozás külső zavarok ellen

védekezés: koax, árnyékolás, sodrott pár, sodratok sűrűsége növelése

6, Túlfeszültségvédelmi eszközök

- szikraelérő: nemesszállal töltött, üveg vagy kerámia szigetelésű szikraelérő, amely túlfeszültség hatására begyújt.
- varaktor: fémoxid (jellemzően cinkoxid) alapú, kerámia jellegű anyagból épített eszköz, amelynek nemlineáris feszültség-áram karakterisztikája van.
- szuppresszor dióda: rövid idejű, nagy áramtelítéssel levezetésre alkalmas speciális Zener-dióda

7, Zavarstírás

A zavarstírás a magasabb frekvenciájú jelek eltávolítása.

Eszközök:

- kondenzátorok (nagy hatásfrekvenciájú X vagy Y típusú)
- induktivitások:
 - feritmagú; vezetékbe hűvös nagy frekvencián csatlakoztatva
 - gyári induktivitás beiktatása
 - tekert induktivitás feritmagon, hálózati bemeneten

8. Megbízható, zavartűrő berendezések készítése

- jelbemenetek

- túlfeszültségvédelem, zavaroktűrés
- femülték- és teljesítményrőnt növelése
- galvanikus leválasztás, optikainál alkalmazása
- differenciális működésű adó-vevő

- áramkörök kialakítása

- zavartűrő alkatrészek alkalmazása
- csak a szükséges sebességű alkatrészek használata
- hisztéreziszes komponensek
- föld és táp vezeték gondos kialakítása
- digitális rendszerek esetén rövid vezeték használata
- jelbőveletetés, szűrőelemek korlátozása
- redundáns rendszerek alkalmazása

9. Mikroprocesszoros rendszerek

- órajelvezeték gondos kialakítása
- tápfeszültség bekapcsolása és a program indulása
- tápfeszültség növelése
- a programozás felkészítése nem volt esetre
- checksum ellenőrzés
- védelem program befagyása ellen (watchdog)