

Laborationsrapport

TIF083C - Avancerad Elektrisk Mätteknik.
Våren 2022

Laborationsnamn Frekvensanalys

Uppgiftsnummer: 3

Antal sidor (totalt): 20

Antal ord (totalt): 1895

Studentnamn: Hampus Hansen

KursID: Y14 Email: hhansen@student.chalmers.se

Studentnamn: Jonatan Haraldsson

KursID: Y15 Email: jonhara@student.chalmers.se

Information (t.ex. bara en gör x-uppgift): Gör samtliga uppgifter.

Förstudieinlämning: 24 februari

Förstudiesamtal: 1 mars

Laboration: 3 mars

Frekvensanalys med oscilloskop och med frekvensanalysator baserad på superheterodynprincipen

Hampus Hansen (cid: hhansen), Jonatan Haraldsson (cid: jonhara)

Program: Teknisk Fysik.

Kurs: Experimentell fysik 1 - mätteknik, TIF083, del C.

Februari 2022

Sammandrag

I denna laborationsrapport presenteras teoretisk bakgrund, metod och resultat vid frekvensanalys med oscilloskop och en egenkonstruerad frekvensanalysator baserad på superheterodynprincipen. Signalerna genererades med en funktionsgenerator och på oscilloskopet åskådliggjordes signalernas frekvenser i ett frekvensspektrum, vilket erhölls genom diskret fouriertransform. Hur vikning, oscilloskopets fönsterfunktioner samt tidsmedelvärdesbildning påverkade frekvensspektrumet undersöktes. Därefter jämfördes oscilloskopets och superheterodynanalysatorns förmåga att analysera frekvenser dels genom signaler genererade med funktionsgeneratoren, men också med en okänd ton från en synt. Båda oscilloskopet och superheterodynanalysatorn kunde återge signalernas frekvenser med god precision.

Innehåll

1 Inledning	1
2 Teori	1
2.1 Uppgift betyg 3	1
2.2 Uppgift betyg 4	4
2.3 Uppgift betyg 5	5
3 Metod	5
3.1 Uppgift betyg 3	5
3.2 Uppgift betyg 4	6
3.3 Uppgift betyg 5	8
4 Resultat och diskussion	9
4.1 Uppgift betyg 3	9
4.2 Uppgift betyg 4	11
4.3 Uppgift betyg 5	14
A MATLAB-kod för figurer i avsnitt 2.1	16

1 Inledning

Frekvensanalys, vilket bland annat tillämpas inom elektronik, akustik och fysik, är ett samlingsbegrepp då tidsvarierande signaler studeras med avseende på frekvens. Ett centralt matematiskt verktyg inom frekvensanalys är fouriertransformen, vilken transformerar en tidsberoende signal $f(t)$ till ett frekvensspektrum $\hat{f}(\omega)$. Funktionen $\hat{f}(\omega)$ ger information om vilka frekvenser som ingick i $f(t)$. Frekvensanalys inom elektronik sker ofta med ett oscilloskop, vilket använder fouriertransform för att visualisera signalernas frekvenser. Utöver oscilloskop kan frekvensanalysatorer som baserats på superheterodynprincipen också användas.

Denna rapport syftar till att presentera teoretisk bakgrund, metod och resultat med tillhörande diskussion då elektriska signalers frekvens analyserades med oscilloskop samt superheterodynanalysator.

2 Teori

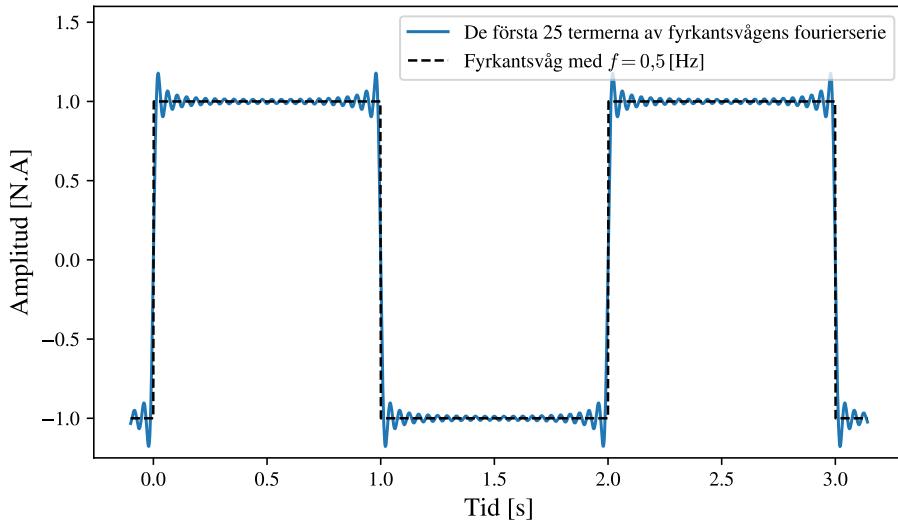
I detta avsnitt presenteras teori bakom frekvensanalys samt hur signalers fouriertransformer ser ut i MATLAB. Vidare ges bakomliggande teori för hur superheterodynprincipen kan användas vid frekvensanalys.

2.1 Uppgift betyg 3

Ett viktigt resultat inom frekvensanalys är att funktioner eller signaler kan representeras som trigonometriska fourierserier, alltså oändliga summor av $\{\sin(nx)\}_{n \geq 1}$ och $\{\cos(nx)\}_{n \geq 0}$. Exempelvis är fourierserien för en fyrkantsvåg

$$\frac{4}{\pi} \sum_{n \geq 0} \frac{\sin(2\pi ft(2n - 1))}{2n - 1}. \quad (1)$$

I figur 1 visualiseras fyrkantsvågen med fourierserieutvecklingen och det observeras att fourierserien beskriver fyrkantsvågen tämligen väl.



Figur 1: I figuren visas en fyrkantsvåg med frekvens $f = 0,5 \text{ Hz}$ tillsammans med de 25 första termerna i dess fourierserie. Det följer att fourierserien konvergerar mot fyrkantsvågen, då antalet termer går mot oändligheten.

Från en signal kan de underliggande frekvenserna erhållas genom att fouriertransformera signalen från tidsdomän till frekvensdomän. För en kontinuerlig signal $f(t)$ definieras fouriertransformen enligt

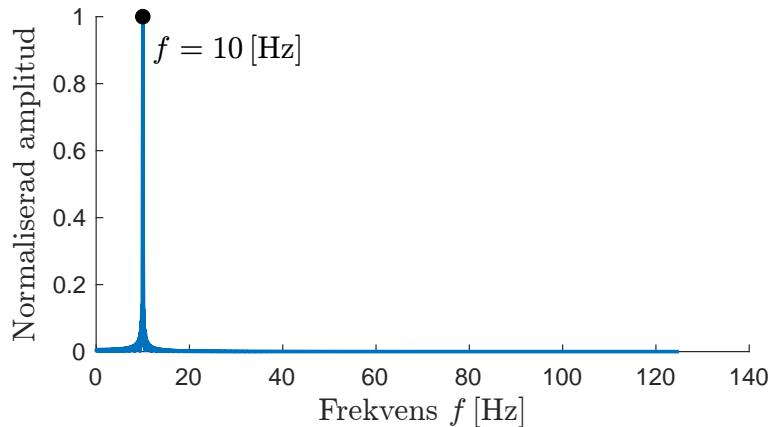
$$\hat{f}(\omega) = \mathcal{F}\{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (2)$$

där ω betecknar vinkelfrekvens. Funktionen $\hat{f}(\omega)$ ger stora värden för frekvenser $\omega = 2\pi f$ som korrelerar starkt med frekvenserna i signalen $f(t)$.

I praktiken kan analoga signaler inte mäts och lagras kontinuerligt. Istället mäts signalen vid diskreta tidpunkter – signalen sampelas – och sparar som digitala värden. För att studera frekvenserna hos den samplade signalen y finns metoder som beräknar fouriertransformen med diskret data. En vanlig metod är Fast Fourier Transform (FFT), vilken för en signal med N samlingspunkter definieras enligt

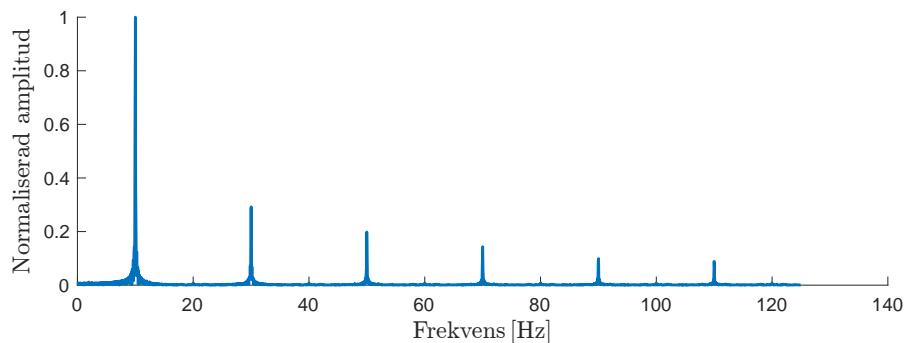
$$\hat{y}_n = \mathcal{F}\{y_n\} = \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{-j\frac{2\pi k n}{N}}. \quad (3)$$

FFT-algoritmen applicerad på en sinusformad signal med frekvensen 10 Hz visas i figur 2.

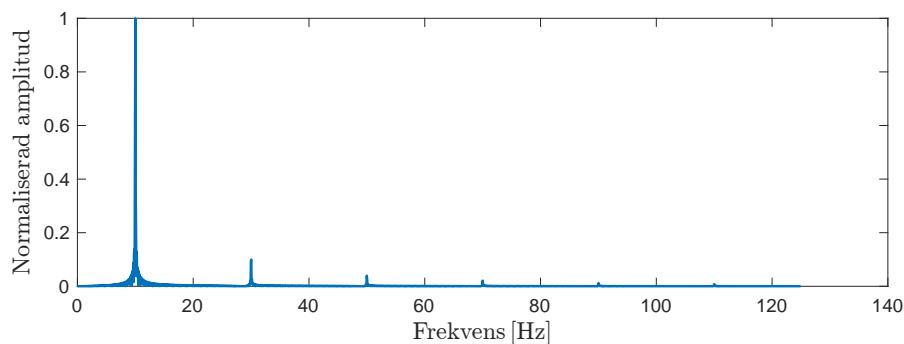


Figur 2: Figuren visar fouriertransformen av $\sin(2\pi ft)$, med $f = 10$ Hz. Analysen gjordes med funktionen `fft` i MATLAB och signalen samplades med frekvensen 1000 Hz. Det noteras att den normaliserade amplituden är $\ll 1$ för alla frekvenser utom vid 10 Hz.

Fouriertransformen av en fyrkantsvåg visas i figur 3. Det följer från fyrkantsvågens fourierserie i ekvation 1 att förhållandet mellan spektrallinjerna är $1/(2n - 1)$, vilket även observeras i figuren. Spektrallinjerna för en symmetrisk triangolvåg har teoretiskt relationen $1/(2n - 1)^2$ och detta bekräftas av figur 4.

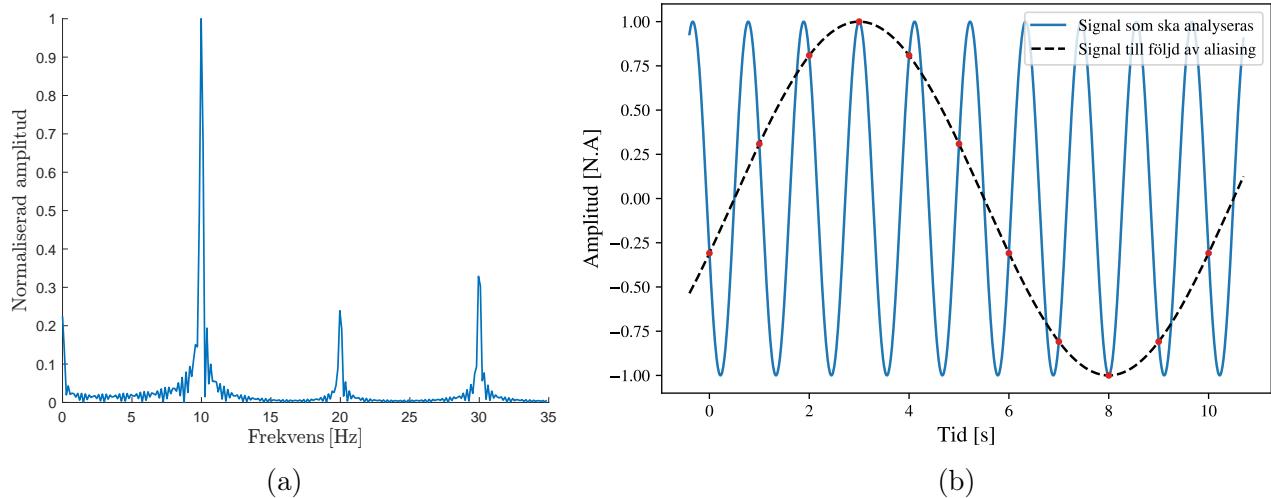


Figur 3: I figuren visas fouriertransformen av en fyrkantsvåg med frekvensen 10 Hz. Fyrkantsvågen genererades med funktionen `square` och fouriertransformen beräknades med `fft` i MATLAB. Den normaliserade amplituden för alla udda multiplar av 10 urskiljer sig och spektrallinjernas amplitud avtar för högre frekvenser.



Figur 4: Figuren visar fouriertransformen av en symmetrisk triangolvåg med frekvensen 10 Hz. Den normaliserade amplituden för alla udda multiplar av 10 urskiljer sig och spektrallinjernas amplitud avtar för högre frekvenser.

Ett fenomen som kan uppstå vid frekvensanalys och som följer från Nyquists samplingssteorem är vikning eller ailasing. Nyquists samplingsteorem säger att samplingsfrekvensen minst måste vara två gånger större än frekvensen hos vågen som analyseras. Om vågens frekvens överskrider denna gräns – nyquistfrekvensen – ”viker” falska signaler in i spektrumet. Fenomenet illustreras i figur 5a och 5b.



Figur 5: Exempel på aliasing. Figur (a) visar hur den tredje spektrumlinjen hamnat mellan den första och den andra. Den har vikts tillbaka in i frekvensspektrumet p.g.a för låg samplingsfrekvens, vilket syns tydligt i figur (b) som visar fenomenet i tidsdomänen för godtycklig våg. Här markerar de röda punkterna samplingspunkter, den streckade linjen är den uppfattade vågen och den heldragna är den verkliga vågen.

Ytterligare ett fenomen som kan uppkomma är läckage. I frekvensdomänen fortplantas detta i form av breda spektrallinjer vilket försvårar exakt bestämning av frekvensen. För att bli av med denna oönskade effekt multipliceras vågen i tidsdomänen med en s.k. windowsfunktion, som på olika sätt tvingar vågen till noll. Både Hanning- och Gaussfönstret är exempel på funktioner som är noll både i början och slutet av tidsintervallet, men ger olika karaktäristik i frekvensdomänen. I ett rektangulärt fönster förblir signalen oförändrad inom fönstret, men trunkeras bort utanför fönstret.

Brus är slumpräckiga och oönskade signaler som interfererar med signalen som ska studeras. Radiovågor och vibrationer är exempel på externa faktorer som kan ge brus, men det förekommer även internt brus i sladdar och komponenter. I frekvensspektrumet på ett oscilloskop syns ett brusgolv. Genom att bilda den önskade signalens tidmedelvärde minskar bruset, vilket sänker brusgolvet i frekvensspektrumet. [1]

Ovannämnda signaler skall experimentellt bekräftas följer Fourieseriens förväntade värden. Fenomenet vikning skall demonstreras samt undvikas både analogt och digitalt. Även windowfunktioner och medelvärdesbildning skall undersökas i rapporten.

2.2 Uppgift betyg 4

En superheterodynalyator möjliggör med två större kretselement (en multiplikator och ett fjärde ordningens bandpassfilter) och en lokal oscillator (t.ex. en funktionsgenerator)

att man kan fastställa vilka frekvenser som utgör signalen hos en okänd källa. Principen baseras på att multiplikatorn multiplicerar den okända signalen med den kända signalen som tillåts variera i tiden med hjälp av funktionsgeneratorn. Den mixade signalen kommer bestå av två nya frekvenser, $f_{lo}(t) - f_{sig}$ och $f_{lo}(t) + f_{sig}$. Bandpassfiltret släpper per konstruktion endast igenom signaler som matchar filtrets centralfrekvens f_0 och om man sveper referensfrekvensen från f_0 till något övre värde kommer endast signalen $f_{lo}(t) - f_{sig}$ passera filtret. Detta kan ske vid två tidpunkter, nämligen

$$\begin{cases} f_{lo}(t_1) - f_0 = f_1 \\ f_{lo}(t_2) - f_0 = f_2, \end{cases} \quad (4a)$$

där f_1 och f_2 är frekvenserna som karaktäriserar den okända signalen, $f_{sig} = f_1 + f_2$. En signal kan karaktäriseras av fler än två frekvenser, men för enkelhetens skull har teoristycket ovan exemplifierats med två frekvenser. [2]

Filtret som byggs skall frekvenskaraktäriseras och sedan integreras i supern vars funktion skall testas och jämföras med frekvensanalysatorn och teorin.

2.3 Uppgift betyg 5

I denna tillämpas teorin från föregående avsnitt för att analysera en ton från olika musikinstrument. En ton består av en grundton (deltonen med lägst frekvens) samt en eller flera övertoner, vilka ger instrumentet dess karaktäristiska klang. Från fourierteorin och superheterodynprincipen skall deltonernas frekvenser identifieras.

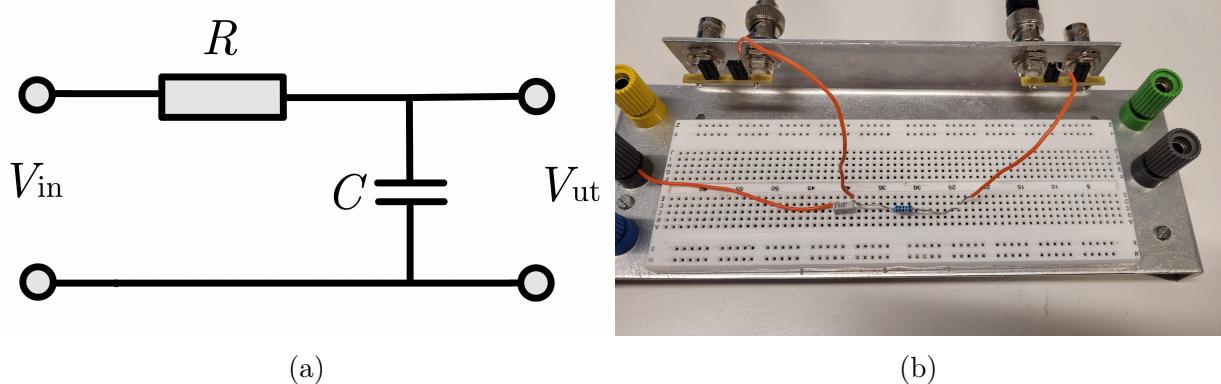
3 Metod

I detta avsnitt beskrivs hur laborationen genomfördes samt vilken utrustning som krävdes.

3.1 Uppgift betyg 3

Sinus-, fyrkants- och triangolvågor från en funktionsgenerator (*Keysight Agilent 33210A*) analyserades i ett frekvensspektrum på oscilloskopet *Tektronix Series 3 MDO*. Signalerna gjordes om till ett waveform-uttryck med oscilloskopets Math-funktion och sedan anpassades frekvensspektrumets frekvensspann och grundfrekvens. Cursors användes för att analysera spektrallinjerna.

Vikning/aliasing demonstrerades genom att låta frekvensspannet vara mindre än frekvenserna för högre ordningens spektrallinjer hos en fyrkantsvåg. Fyrkantsvågen valdes eftersom amplituden hos dess spektrallinjer avtar längsammast. För att visa hur vikning kan undvikas analogt konstruerades ett lågpassfilter, enligt figur 6, vars brytfrekvens överensstämde med nyquistfrekvensen.

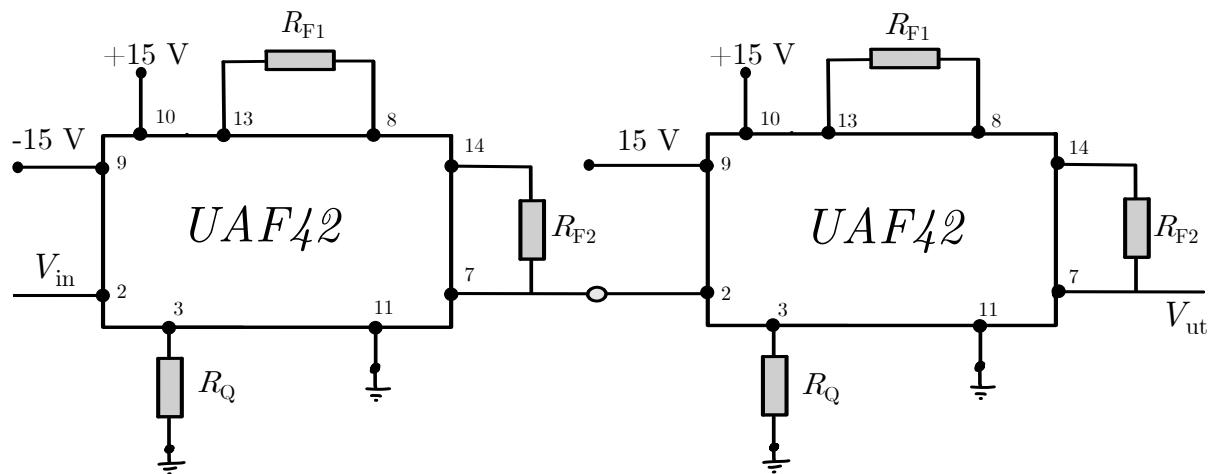


Figur 6: I figur (a) visas ett schematiskt passivt lågpassfilter med brytfrekvens $f = 1/(2\pi RC)$, där komponentvärderna $R = 1\text{k}\Omega$ och $C = 15\text{nF}$ matchar brytfrekvensen med nyquistfrekvensen (ca 11 kHz i detta fall). Figur (b) visar det uppkopplade lågpassfiltret.

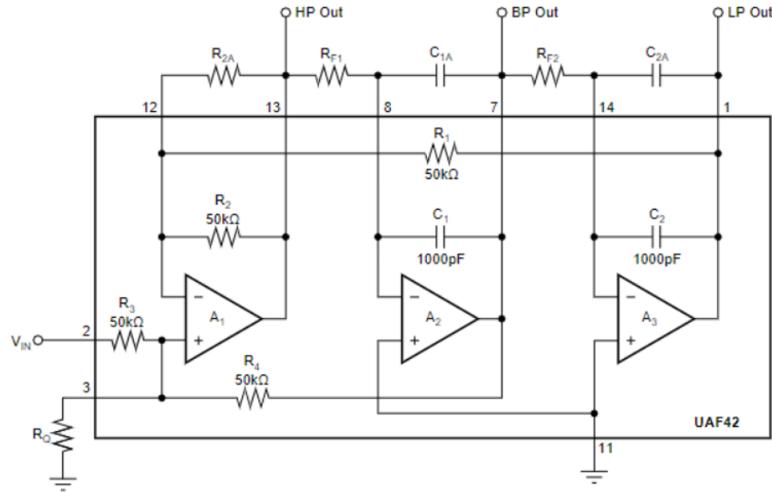
Vidare applicerades fönsterfunktionerna Hanning och rektangulärt på Waveform-signalerna i oscilloskopets Math-inställningar. Även tidsmedelvärdesbildningens påverkan på frekvensspektrumets brusgolv undersöktes genom att sätta **Acquisition mode** till **average**.

3.2 Uppgift betyg 4

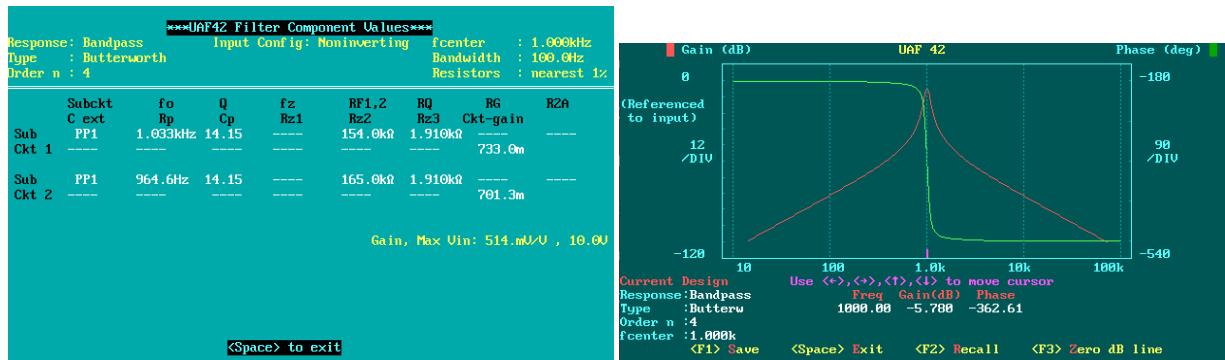
I denna uppgift kopplades superheterodynanalysatorn – supern – upp och dess förmåga att analysera frekvenser jämfördes med utfallet i uppgift 3. För att bygga supern krävdes ett bandpassfilter, se figur 7. Komponentvärderna i bandpassfiltret gavs av en simulering i DOSBox.



Figur 7: Figuren visar hur två *UAF42* seriekopplats till ett fjärde ordningens bandpassfilter. Siffrorna runt om filtren beteckna filterkretsens ben.

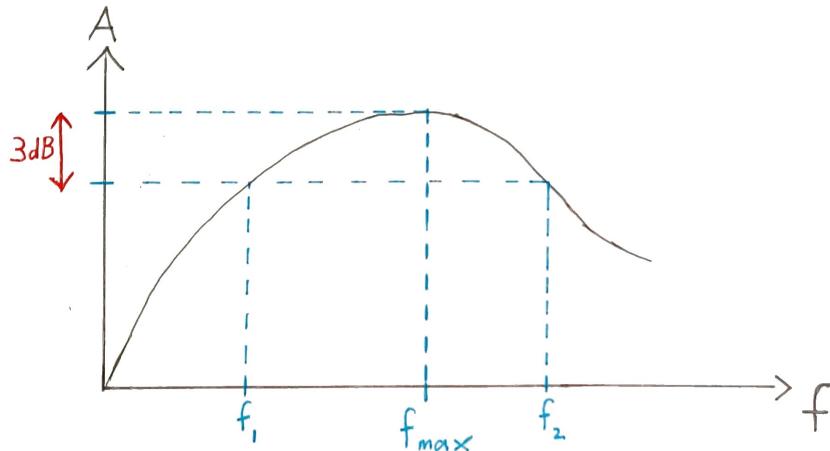


Figur 8: Figur över filter *UAF42* i det s.k. PP1-blocket, där *UAF42* är inramad i rektangel. Utomstående komponenter R_{F1} , R_{F2} och R_Q bestäms av DOSBox simulation (se figur 9a). Detsamma gäller R_{2A} , C_{1A} och C_{2A} som betraktas som avbrott. [2]



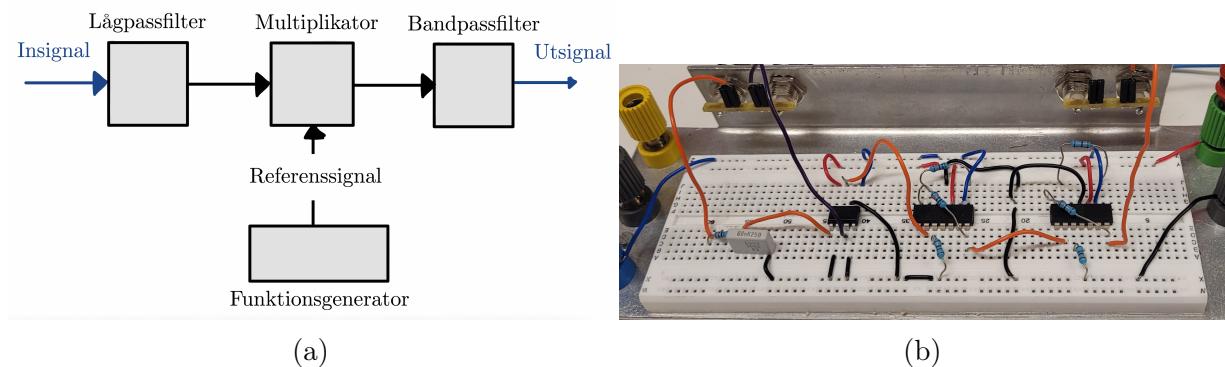
Figur 9: Figur (a) visar DOSBox-simuleringens resulterande värdelista över komponenter, där önskad karaktäristik för bandpassfiltret var centerfrekvens $f_0 \approx 1\text{ kHz}$ och bandbredd $f_{bw} \approx 100\text{ Hz}$. De komponenter utan angivna värden tas ur kretsen och betraktas som avbrott. I figur (b) plottas överföringsfunktionens amplitud (röd kurva) och fas (grön kurva).

För att bestämma filtrets verkliga frekvenskaraktäristik undersöktes filtrets överföringsfunktion manuellt i oscilloskopet genom att mäta in- och utspänning för olika frekvenser. Centrumfrekvensen erhölls då överföringsfunktionen $H(f) = u_{\text{ut}}/u_{\text{in}}$ var maximal och bandbredden gavs av $f_{bw} = f_2 - f_1$ (se figur 10).



Figur 10: Figur över hypotetisk överföringsfunktion hos ett bandpassfilter, där f_{max} motsvarar centerfrekvensen, och bandbredden ges av $f_{bw} = f_2 - f_1$.

Superns blockschema visas i figur 11. Den utgörs av en multiplikatorkrets, *Analog Multipli- er AD633*, som seriekopplats bandpassfiltret i figur 8. Supern monterades på en kopplingsplatta och en spänningsgenerator försåg de aktiva komponenterna med matningsspänning: ± 15 V.



Figur 11: I figur (a) visas en schematisk bild över kretsen till superheterodynalyssatorn. Den okända insignalen multipliceras med en känd referenssignal (f_{lo}) från funktionsgeneratorn. Därefter passerar signalen ett filter (se figur 7) som består av två *UAF42*-block (PP1). I figur (b) visas den uppkopplade kretsen.

Efter att supern karakteriseras undersöktes superns funktion som frekvensanalysator med sinus-, triangel- och fyrkantsvågor från en funktionsgenerator. Detta gjordes genom att manuellt variera referensfrekvensen från centerfrekvensen upp till en högre frekvens. När amplituden hos superns utsignal nådde lokala maximum noterades värdet på referensfrekvensen och amplituden. Dessa värden jämfördes sedan med frekvenserna och amplitudkvoterna från oscilloskopets spektrallinjer.

3.3 Uppgift betyg 5

Övertonernas frekvenser och amplituder för både violin och panflöjt identifierades med superheterodynalyssatorn samt med oscilloskopets frekvensanalysator. För superhete-

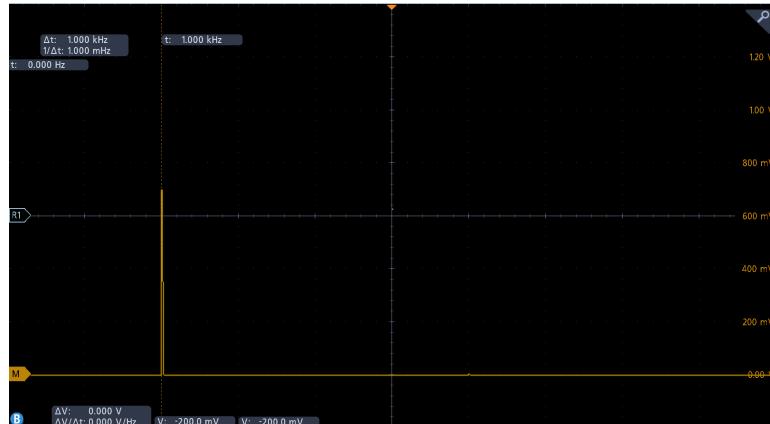
rodynanalysatorn kopplades supernrs ingång till synten och dess utgång till oscilloskop för analys av amplitud. Funktionsgeneratorns **sweep**-funktion användes för att svepa från centerfrekvensen 1045 Hz till 5000 Hz på 5 sekunder. Vidare användes funktionsgenerators SYNC-funktion som trigger för oscilloskopet, vilket gjorde att hela oscilloskopsfönstret motsvarade en svepning. Därefter kopplades synten direkt in i oscilloskopet och analys av övertonerna gjordes med oscilloskopets frekvenspektrum.

4 Resultat och diskussion

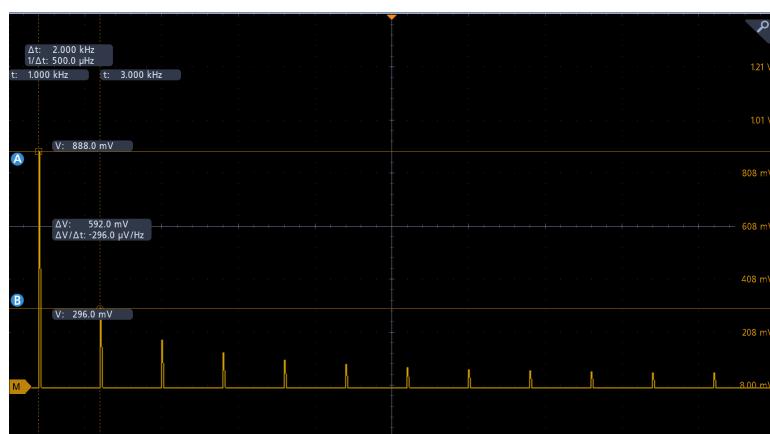
I följande avsnitt presenteras laborationens resultat främst genom bilder från oscilloskopet, kompletterade med diskussion kring resultatet.

4.1 Uppgift betyg 3

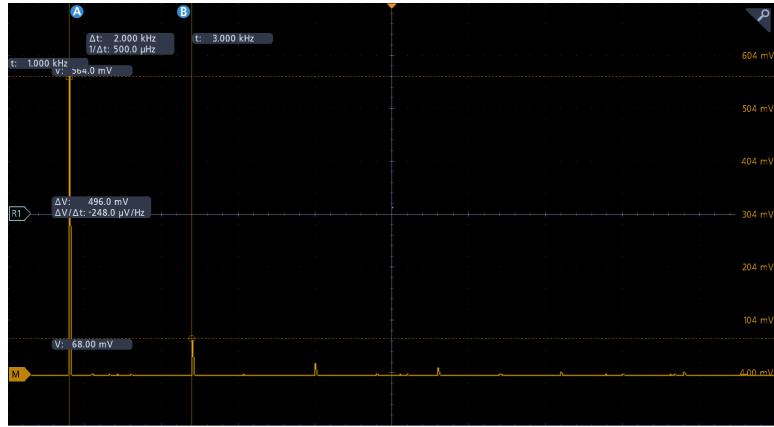
I figur 12 visas frekvenspektrumet för en sinusvåg och figurerna 13 och 14 för fyrkantsrespektive trianglevåg.



Figur 12: I figuren visas frekvenspektrumet över en sinussignal med frekvensen 1,0 kHz. Det observeras att det endast förekommer en spektrallinje vid 1,0 kHz.

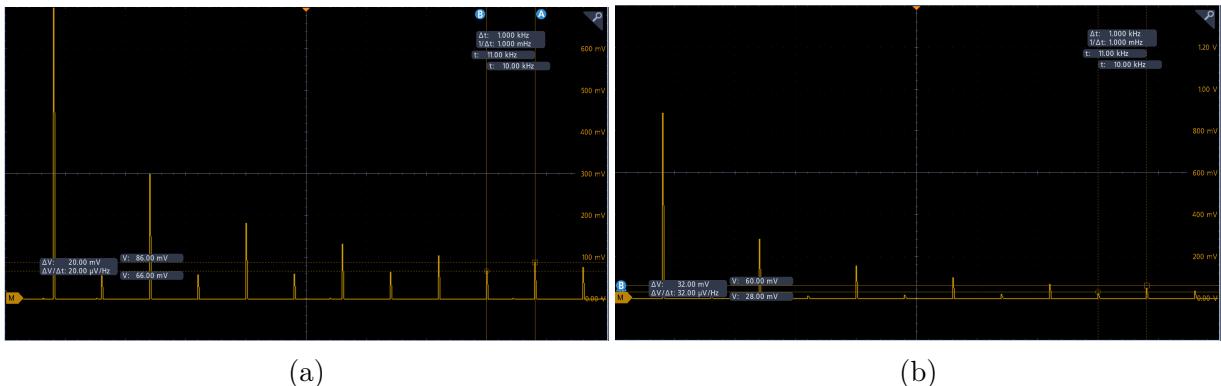


Figur 13: I figuren visas frekvenspektrumet över en fyrkants med frekvensen 1,0 kHz. I spektrumet förekommer det spektrallinjer på att udda multipler av 1,0 kHz och förhållandet mellan spektrallinjers amplitud är $\sim 1/(2n - 1)$.



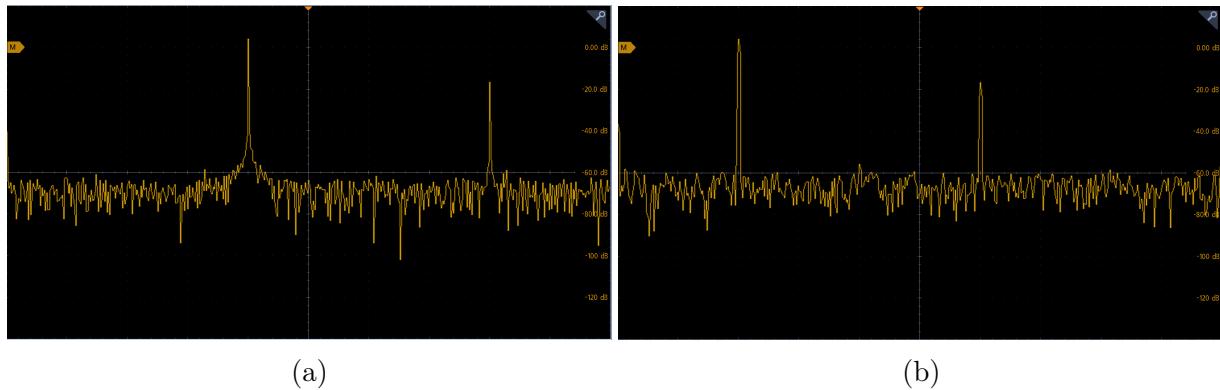
Figur 14: I figuren visas frekvensspektrumet över en triangelvåg med frekvensen 1,0 kHz. I spektrumet förekommer det spektrallinjer på att udda multiplar av 1,0 kHz och förhållandet mellan spektrallinjers amplitud $\sim 1/(2n - 1)^2$.

Hur fenomenet vikning påverkar frekvensspektrumet för en fyrkantsvåg visas i figur 15a. I figur 15b har signalen kopplats via ett lågpassfilter. Det anmärks att vikningen reduceras med ett lågpassfilter. Det noteras dock att lågpassfiltret även reducerar amplituden hos de korrekta spektrallinjerna, vilket ej är önskvärt. Således är en hög samplingsfrekvens den bästa metoden för att undvika vikning, så länge man ej jobbar med mycket högfrekventa signaler.



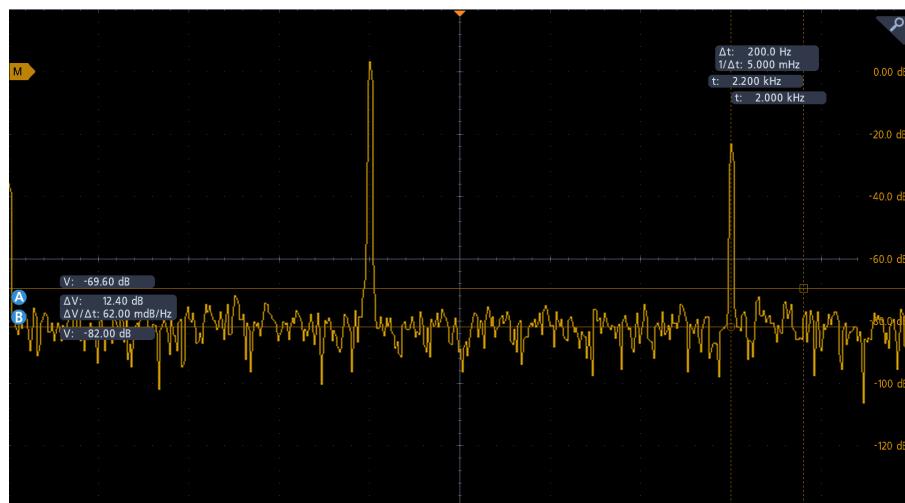
Figur 15: Figurerna visar frekvensspektrumet för en fyrkantsvåg med frekvensen 1,0 kHz, vars samplingsfrekvens är lägre än nyquistfrekvensen. Det observeras att spektrallinjerna för högre ordningens frekvenser viker tillbaka in i frekvensspektrumet. Signalen i figur 15b har passerat ett lågpassfilter innan oscilloskopet, vilket reducerar de vikta spektrallinjernas amplitud.

Även fönsterfunktioners påverkan på frekvensspektrumet undersöktes i laborationen. Resultatet visas i figurerna 16a och 16b. Mellan de olika fönsterfunktionerna observeras små skillnader, som att Hanningfönstret gav lite bredare spektrallinjer. Skillnadens märkbarhet beror på signalen natur.



Figur 16: I figur 16a har fönsterfunktionen **Rectangular** applicerats, medan funktionen **Hanning** applicerats i figur 16b. De vertikala axlarna i figurerna är i decibel och signalen som analyserades var en fyrkantsvåg (1,0 kHz).

Slutligen undersöktes bruset och tidsmedelvärdesbildning. I figur 17 presenteras resultatet och det följer att tidsmedelvärdesbildningen sänkte brusgolvet med ~ 12 dB. Detta resultatet är rimligt då en tidsmedelvärdesbildning elimineras en del slumpmässigt brus.



Figur 17: Figuren visar frekvensspektrumet för en fyrkantsvåg, där den vertikala axeln är i dB. En cursor har placerats på $-69,6$ dB, vilket var där brusgolvet befann sig utan tidmedelvärdesbildning. Det noteras att brusgolvet ligger kring -80 dB och skillnaden blir följaktligen c:a 12 dB.

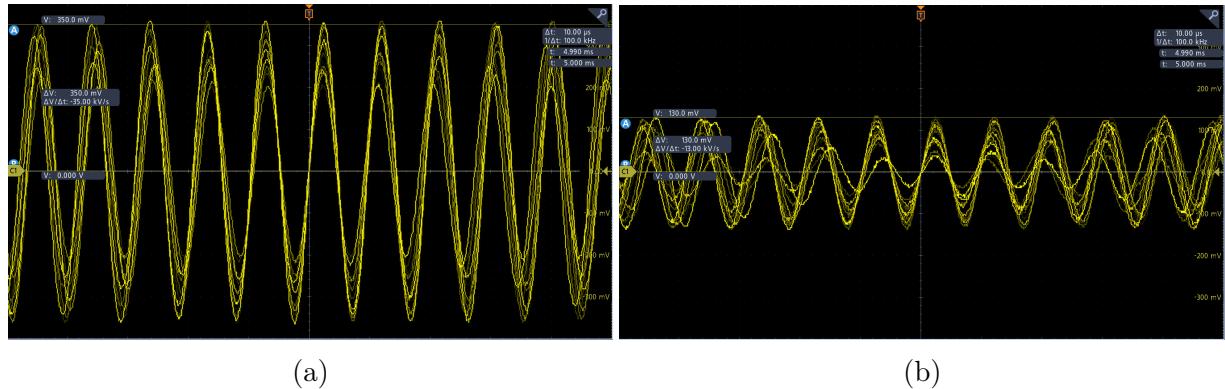
Sammanfattningsvis bekräftar resultaten från laborationen fourierteorin och FFT är däremed en lämplig metod för frekvensanalys. Fenomenet vikning ger begränsningar och för att primärt undvika felaktiga spektrallinjer behöver signalen sampelas tillräckligt ofta; i andra hand kan ett lågpassfilter användas. Fönsterfunktioner och tidmedelvärdesbildning är två funktioner på oscilloskopet som underlättar vid brusiga signaler.

4.2 Uppgift betyg 4

Bandpassfiltrets överföringskaraktäristik liknar amplitudkurvan i figur 9b och centerfrekvensen bestämdes till $f_0 = 1045$ Hz medan bandbredden blev $f_{bw} = 46$ Hz. Då komponen-

ter med exakt de önskade värdena ($RF1, 2 = 154 \text{ k}\Omega$, $RQ = 1,910 \text{ k}\Omega$ (första PP1-kretsen) respektive $RF1, 2 = 165 \text{ k}\Omega$, $RQ = 1,910 \text{ k}\Omega$ (andra PP1-kretsen)) ej fanns att tillgå, användes istället värdena $RF1, 2 = 150 \text{ k}\Omega$, $RQ = 1,8 \text{ k}\Omega$ för båda PP1-kretsarna.

I figurerna 18a och 18b visas utsignalen från supern, då f_{lo} varierades. f_{lo} och signalens amplitud noterades vid de två första maxima och från ekvation 4 erhölls $f_1 = 1015 \text{ Hz}$ och $f_2 = 3015 \text{ Hz}$. Resultatet skiljer sig alltså 15 Hz från de förväntade värdena. Kvoten mellan de två utsignalernas amplituder beräknades till 0,37, vilket är relativt nära 0,33 från teorin.



Figur 18: I figur 18a visas utsignalen från supern vid $f_{lo} = 2060 \text{ Hz}$ och amplituden avlästes till 350 mV. Utsignalen för $f_{lo} = 4060 \text{ Hz}$ visas i figur 18b och där avlästes amplituden till 130 mV.

Tabell 1: Mätning med fyrkantsvåg med frekvensen 1,0 kHz, erhållen med supern, där f_{lo} är referensfrekvensen (lokal oscillator), f_{sig} är den erhållna frekvensen för spektrallinjen, $f_{Förväntad}$ betecknar den faktiska frekvensen på insignalen (samt övertoner), $A_{Förväntad}$ betecknar den förväntade amplituden hos spektrallinjerna enligt $\frac{1}{2n-1}$.

Ordning	f_{lo} [Hz]	f_{sig} [Hz]	$f_{Förväntad}$ [Hz]	Amplitud [mV]	$A_{Förväntad}$ [mV]
1:a (f_1)	2060	1015	1000	350	350
2:a (f_2)	≈ 3000	-	-	≈ 0	≈ 0
3:e (f_3)	4060	3015	3000	130	117

För de övriga signalerna har resultatet sammanställts i tabell 2 och 3 för sinus- respektive triangelvågen. Förhållandet mellan amplituderna för triangelvågen beräknades till $40/200 = 0,2$ och det teoretiska värdet är 0,11.

Tabell 2: Mätning över en sinussignal med frekvensen 1,0 kHz, erhållen med supern, där f_{lo} är referensfrekvensen (lokal oscillator), f_{sig} är den erhållna frekvensen för spektrallinjen, $f_{Förväntad}$ betecknar den faktiska frekvensen på insignalen, $A_{Förväntad}$ betecknar den förväntade amplituden hos spektrallinjen.

Ordning	f_{lo} [Hz]	f_{sig} [Hz]	$f_{Förväntad}$ [Hz]	Amplitud [mV]	$A_{Förväntad}$ [mV]
1:a (f_1)	2052	1007	1000	238	238
Högre ordning	$f_{lo} > f_0$	-	-	≈ 0	≈ 0

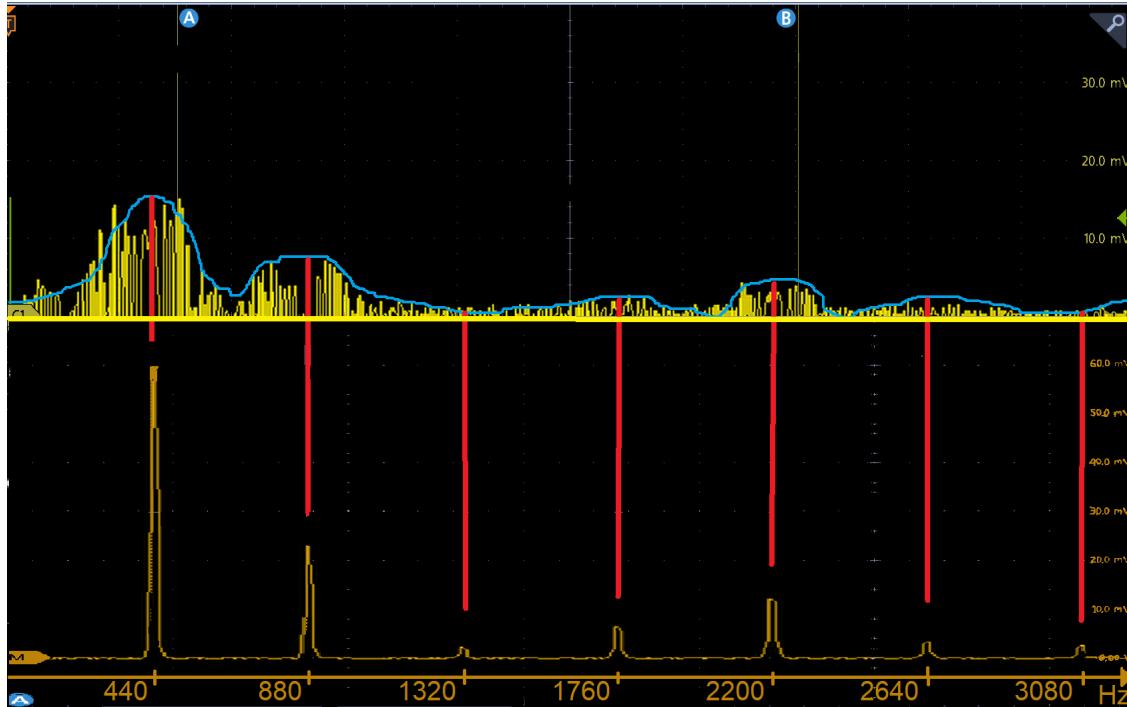
Tabell 3: Mätning av triangelvåg med frekvensen 1,0 kHz, erhållen med supern, där f_{lo} är referensfrekvensen (lokal oscillator), f_{sig} är den erhållna frekvensen för spektrallinjen, $f_{Förväntad}$ betecknar den faktiska frekvensen på insignalen, $A_{Förväntad}$ betecknar den förväntade amplituden hos spektrallinjerna enligt $1/(2n - 1)^2$.

Ordning	f_{lo} [Hz]	f_{sig} [Hz]	$f_{Förväntad}$ [Hz]	Amplitud [mV]	$A_{Förväntad}$ [mV]
1:a (f_1)	2055	1010	1000	200	200
2:a (f_2)	≈ 3000	-	-	≈ 0	≈ 0
3:e (f_3)	4060	3015	3000	40	22

Sammantaget gav superheteorynanalysatorn ett resultat som stämde överens med teorin samt oscilloskopets frekvensanalys. Dock noteras att frekvenserna f_{sig} från supern är förskjutna ungefär 7 – 15 Hz. Eftersom $f_{sig} = f_{lo} - f_0$, beror avvikelsen sannolikt på bandpassfiltrets centrumfrekvens, vilken bestämdes manuellt. Vad gäller amplitudförhållandena gav supern genomgående för stora värden i jämförelse med teorin och oscilloskopet. Från tabell 1 och 3 följer det att felet ökar om utsignalens amplitud är liten, vilket troligen kan förklaras av att störningar i kretsen utgör en större del av signalen. Ett bättre resultat bör följaktligen erhållas om insignalen förstärks eller om bruset minimeras.

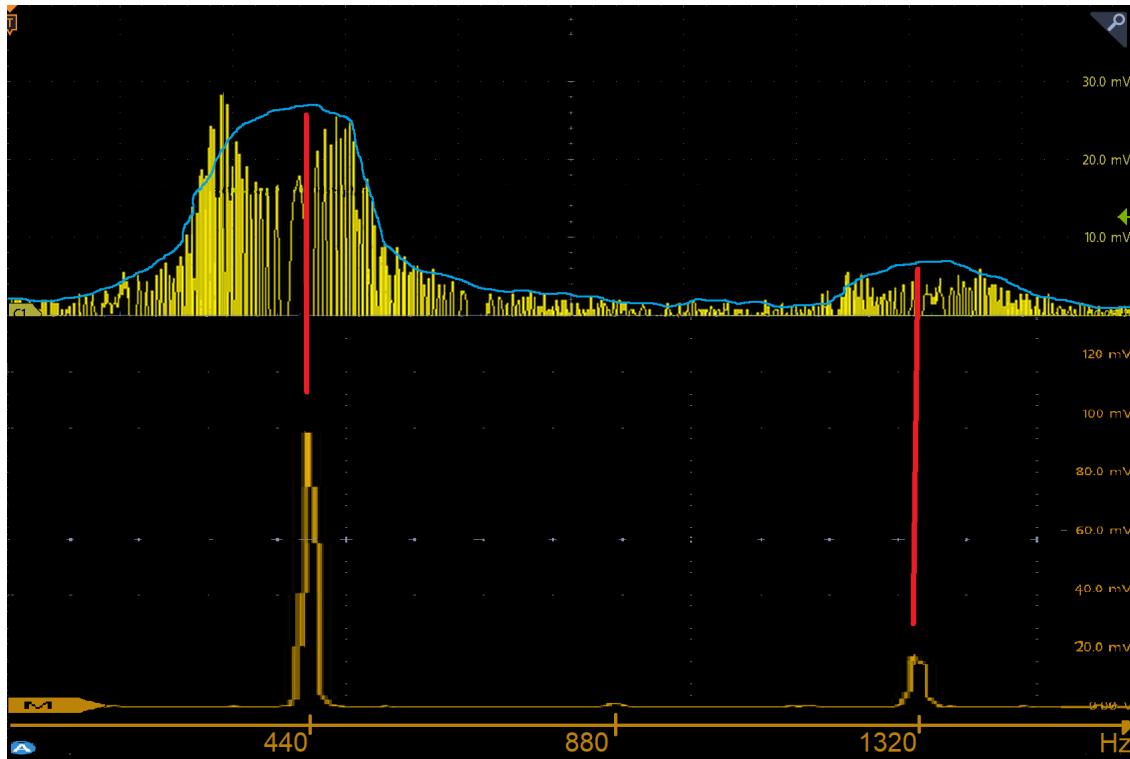
Trots avvikelserna bekräftar resultatet att superhetrodynprincipen fungerar samt att fourierteorin stämmer. En nackdel med den använda metoden är att supern inte gav ett frekvensspektrum, där samtliga spektrallinjer kan överblickas. Att supern dessutom kräver en extra funktionsgenerator gör att supern i praktiska tillämpningar blir något omständligare jämfört med oscilloskopet.

4.3 Uppgift betyg 5



Figur 19: I figuren visas frekvensspektrum av ton A4 spelad med (syntetisk) violin, erhållen med oscilloskopets frekvensanalysator (nedre, orange kurva), samt med supern (övre, gul kurva). De röda sträckan samt den blå kurvan är endast förtydligande.

Frekvensspektrumen från oscilloskopet och superheterodynalanalysatorn då tonen A4 (440 Hz) spelades visas i figur 19 för violin och 20 för panflöjt. Det observeras att violinen har synliga spektrallinjer upp till sjunde ordningen (alltså sex övertoner). Dock är andra, femte och sjätte övertonens amplitud liten och därmed svår att urskilja från bruset när supern används. För panflöjten är endast den andra övertonen synlig i frekvensspektrumen.



Figur 20: Frekvensspektrum av ton A4 spelad med (syntetisk) panflöjt, erhållen med oscilloskopets frekvensanalysator (nedre, orange kurva), samt med supern (övre, gul kurva). De röda sträckan samt den blå kurvan är endast förtydligande.

Att supern får två närliggande amplitudutslag för varje spektrallinje beror på avrundade värden hos de passiva komponenterna som används i superns bandpassfilter. Bandpassfiltret utgörs av två andra ordningens bandpassfilter vars frekvenskaraktäristik anpassas med de passiva komponenterna. Eftersom de passiva komponenterna har avrundats till närmsta värde i E-serien gör det att filtrens frekvenskaraktäristik inte riktigt sammanfaller. I stället för smala och höga spektrallinjer ger supern bredare och lägre amplitudtoppar som ses i figur 19 och 20, vilka därmed är svåra att identifiera. En förstärkt insignal hade givit tydligare urskiljbara spektrallinjer.

Referenser

1. *Fourier Theory and Practice FFT-Windows*, Robert Witte, Hewlett-Packard Co, 2003 [Hämtad 2022-02-24, tillämplig från https://chalmers.instructure.com/files/1583037/download?download_frd=1]
2. *Application note III and VII - Institutionen för teknisk fysik*, Chalmers, 2014. [Hämtad 2022-02-24, tillämplig från https://chalmers.instructure.com/files/1582928/download?download_frd=1]

Bilagor

A MATLAB-kod för figurer i avsnitt 2.1

```
%% --- Sine Wave ---
clear,clf
f = [10,40];
fs = 1000; % Sampling freq.
t = 0:1/fs:10-1/fs; % time vector
hold on
y = sin(2*pi*f(1)*t); % Signal, sine wave

n = length(y);
nfft = 2^nextpow2(n); % Setting N as a power of 2.

Y = fft(y,nfft);
Y = Y/max(Y); % Normalized amplitude

freq = fs * (0:nfft/8-1)/nfft;
subplot(2,1,1)

plot(t(1:fs/5),y(1:fs/5),LineWidth=1.5)
ylabel("Amplitud",Interpreter="latex",FontSize=13)
xlabel("tid\[s]",Interpreter="latex",FontSize=13)
subplot(2,1,2)
hold on
plot(freq,abs(Y(1:nfft/8)),LineWidth=1.5)
ylabel("Normaliserad amplitud",Interpreter="latex",FontSize=13)
xlabel("Frekvens \$f\[Hz]",Interpreter="latex",FontSize=13)

%% --- Square Wave ---
clf,clear
f = [10,40];
fs = 1000; % Sampling freq.
t = 0:1/fs:10-1/fs; % time vector
y = square(2*pi*f(1)*t); % Signal, square wave

subplot(2,1,1)
hold on
plot(t(1:fs/4),y(1:fs/4),LineWidth=1.5)

ylabel("Amplitud",Interpreter="latex",FontSize=13)
xlabel("tid\[s]",Interpreter="latex",FontSize=13)

n = length(y);
nfft = 2^nextpow2(n); % Setting N as a power of 2.

Y = fft(y,nfft);
Y = Y/max(abs(Y)); % Normalized amplitude

freq = fs * (0:nfft/8-1)/nfft;
subplot(2,1,2)
hold on
plot(freq,abs(Y(1:nfft/8)),LineWidth=1.5)
ylabel("Normaliserad amplitud",Interpreter="latex",FontSize=13)
xlabel("Frekvens\[Hz]",Interpreter="latex",FontSize=13)

%% --- Triangle Wave ---
clf, clear
f = [10,40];
fs = 1000;
t = 0:1/fs:10-1/fs; % time vector
y = sawtooth(2*pi*f(1)*t,1/2); % Signal, symmetric triangle wave

subplot(2,1,1)
plot(t(1:fs/4),y(1:fs/4),LineWidth=1.5)
ylabel("Amplitud",Interpreter="latex",FontSize=13)
xlabel("tid\[s]",Interpreter="latex",FontSize=13)

n = length(y);
```

```
nfft = 2^nnextpow2(n); % Setting N as a power of 2.

Y = fft(y,nfft);
Y = Y/max(abs(Y)); % Normalized amplitude
freq = fs * (0:nfft/8-1)/nfft;
subplot(2,1,2)
plot(freq,abs(Y(1:nfft/8)),LineWidth=1.3)
ylabel("Normaliserad amplitud",Interpreter="latex",FontSize=13)
xlabel("Frekvens\,[Hz]",Interpreter="latex",FontSize=13)

%% --- Aliasing ---
clf
A = 1;
f = [10,30];
fs = 70;
t = 0:1/fs:4-1/fs; % Time vector

y = square(2*pi*f(1)*t); % Signal square wave

n = length(y);
nfft = 2^nnextpow2(n);

Y = fft(y,nfft);
Y = Y/max(abs(Y));

freq = fs * (0:nfft/2-1)/nfft;
set(gca,'FontSize',13)
plot(freq,abs(Y(1:nfft/2)),LineWidth=1.5)

ylabel("Normaliserad amplitud",Interpreter="latex",FontSize=18)
xlabel("Frekvens\,[Hz]",Interpreter="latex",FontSize=18)
```