



<h1>Designnotat</h1>	
Tittel: Design av oscillator	
Forfattere: Hans Jakob Vahlin	
Versjon: 3.0	Dato: 02.12.18

Innhold

1 Innledning	1
2 Prinsipiell løsning	2
2.1 Oversikt	2
2.2 Firkantgenerator	2
2.3 Filter	5
2.4 Systemet som en helhet	6
3 Realisering og test	6
4 Konklusjon	11
Referanser	11

1 Innledning

En av de viktigste egenskapene til et elektronisk system er å kunne generere sinusformede signaler. Et slik delsystem kalles oscillator og skal kunne generere et signal gitt ved

$$x(t) = A \cdot \cos(2\pi ft) \tag{1}$$

hvor A er amplituden og f er ønsket frekvens på signalet. I dette designnotatet skal det diskuteres hvordan en oscillator med generert signal som i (1) kan designes og implementeres. Systemet skal generere et signal med en vilkårlig frekvens, f_0 , med et maksimalt frekvens avvik Δf gitt ved

$$\frac{|\Delta f|}{f_0} \leq \frac{\Delta f_{max}}{10^6} \tag{2}$$

hvor Δf_{max} er relativt avvik i ppm - parts per million.

Signalet skal også ha en maksimal harmonisk forvrengning, D_{max} , gitt ved ,

$$D = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (3)$$

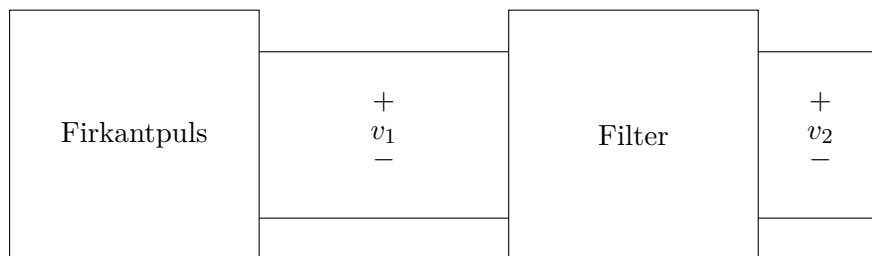
hvor V_n er amplituden til den n -te overharmoniske [5].

Til systemet stilles det ingen krav til amplituden A .

2 Prinsipiell løsning

2.1 Oversikt

Figur 1 viser hvordan en oscillator som beskrevet i kapittel 1 kan designes.



Figur 1: En oversikt over system som skal designes. Inspirasjon hentet fra [1]

Firkantpulsmodulen generer en firkantpuls med frekvens f_0 . En firkantpuls med frekvens f_0 og amplitude $A = 1$ kan med sin Fourierrekke representeres som en uendelig sum av sinussignaler gitt ved

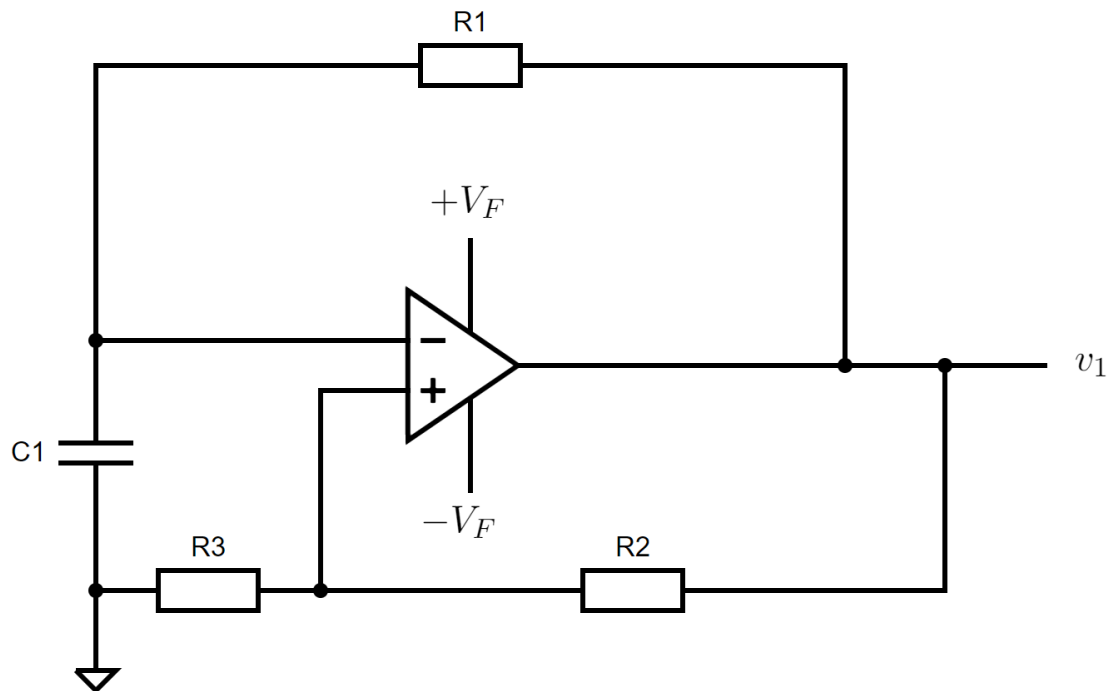
$$x(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi(2n-1)f_0t)}{2n-1} \quad (4)$$

Observer fra (4) at frekvenskomponentene til firkantpuls vil være oddetallsmultipler av den grunnharmoniske frekvensen, f_0 . Ved $n = 1$ gir (4) et rent sinussignal med frekvens f_0 . Følgelig vil firkantpuls ikke bestå av noen frekvenskomponenter lavere enn f_0 .

Dersom filter-modulen i Figur 1 demper alle uønskede frekvenskomponenter vil den totale oppførselen til systemet i Figur 1 være en oscillator som generer et sinussignal med den ønskede frekvensen f_0 .

2.2 Firkantgenerator

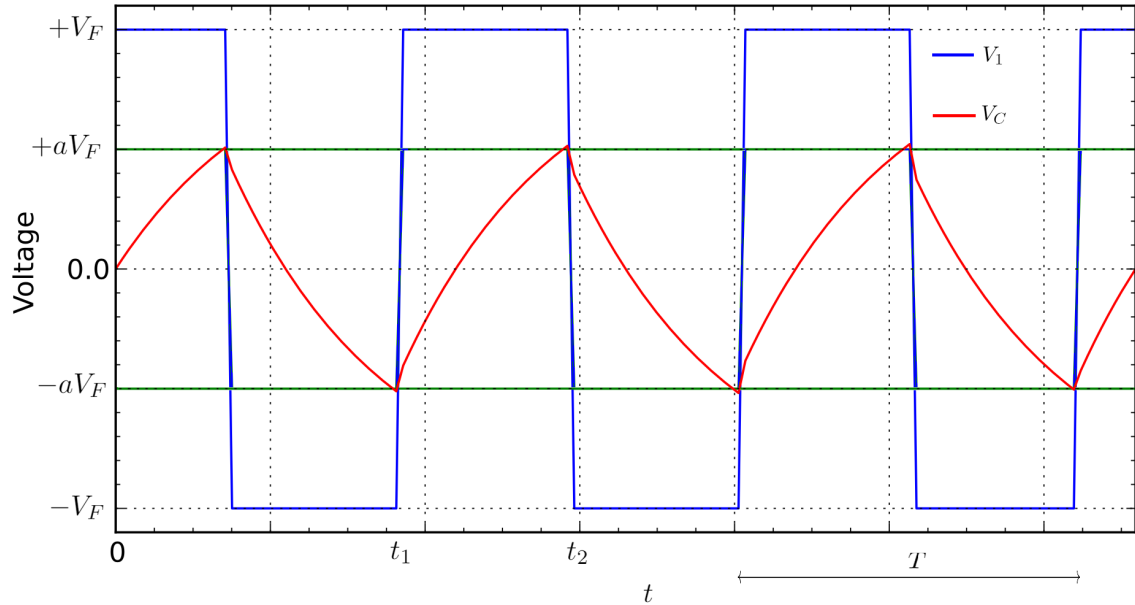
En firkantpuls som beskrevet i kapittel 2.1, kan genereres med en relaksasjonoscillator. Et mulig design er vist i Figur 2.



Figur 2: Relaksjonsoscilator som genererer en firkantpuls.

Operasjonsforsterkeren er konfigurert som en komparator og setter $v_1 = +V_F$ når den invertierende inngangen er større enn ikke-inverterende inngangen. Tilsvarende setter den $v_1 = -V_F$ når den ikke-inverterende inngangen er større enn den invertierende inngangen. Spenningen ved den ikke-inverterende inngangen, v_+ , vil være gitt ved av_1 , hvor faktoren a er gitt ved spenningsdelingen mellom R_2 og R_3 . Etersom V_1 alltid vil være $\pm V_F$ kan spenningen ved den ikke-inverternde inngangen skrives som $v_+ = \pm aV_F$.

Relaksjonsoscillatoren vist i Figur 2 er basert på oppladning og utladning av kondensatoren C_1 . Prosessen er illustrert i Figur 3. Dersom kondensatorspenningen $v_c(t) = -aV_F$ og $v_1 = +V_F$ ved tiden t_1 vil kondensatoren lades opp. I øyeblikket t_2 blir kondensatorspenningen $v_c(t) > +aV_F$, og følgelig vil spenningen ved den invertierende inngangen bli større enn spenningen ved den ikke-inverterende inngangen. Komparatoren vil sette $v_1 = -V_F$ og følgelig vil spenningen ved den ikke-inverterende inngangen blir $-aV_F$. Deretter vil kondensatoren lades ut, og $v_c(t)$ vil synke, som illustrert i Figur 3. I det $v_c(t) < -aV_F$ er tilstanden den samme som ved tidspunktet t_1 og prosessen vil bli gjentatt.



Figur 3: Spenningskurvene for v_c og v_1 [6, med noen modifikasjoner]

Ved og ta utgangspunkt i at tiden det tar og lade opp kondensatoren, $t_2 - t_1$ tilsvare halvperioden $\frac{T}{2}$ til firkantpuls, kan et uttrykk for kondensatorspennigen $v_c(t)$ utledes

$$v_c(T) = v_c(t_2) + [v_c(t_1) - v_c(t_2)]e^{-\frac{T}{2\tau}} \quad (5)$$

hvor $\tau = R_1 C_1$ er systemts tidskonstant. Ved og løse (5) med hensyn på periodetiden T , kan firkantpulsens periodetid utledes til

$$T = 2R_1 C_1 \ln\left(1 + 2\frac{R_3}{R_2}\right) \quad (6)$$

Ved og la $R_3 = R_2$, kan (6) forenkles til

$$T = 2R_1 C_1 \ln(3) \quad (7)$$

Ettersom ønsket frekvens til firkantpuls er f_0 , må følgelig periodtiden være gitt ved

$$T = \frac{1}{f_0} \quad (8)$$

Ved og bestemme passende verdier til kondensatoren C_1 , motstandene $R_2 = R_3$ og ved å sette (8) inn i (7), kan et uttrykk for R_1 ved en gitt frekvens f_0 utledes.

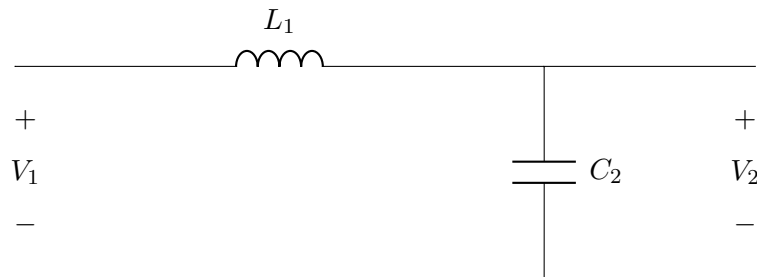
$$R_1 = \frac{1}{2f_0 C_1 \ln(3)} \quad (9)$$

I realiteten vil den beregnede størrelsen for R_1 neppe gi akkurat den ønskede frekvensen, f_0 . Derimot vil en mostandsverdi rundt den beregnede verdien for R_1 gi den ønskede frekvensen. Det vil derfor bli benyttet et potensiometer i samme størrelsesforhold som den beregnede verdien for R_1 under realiseringen av systemet.

2.3 Filter

Det finnes mange ulike måter å realisere et filter som det beskrevet i kapittel 2.1. Ettersom det er ønskelig å dempe alle frekvenskomponenter utenom den grunnharmoniske, kunne et båndpass filter virket hensiktsmessig. Observer fra Figur 3, at firkantpulsene svinger symmetrisk rundt DC-nivået 0V (ettersom forsyningsspenningen er symmetrisk om 0V, som vist i Figur 2), med en driftssyklus på 50%. Følgelig vil likespenningskomponenten i firkantpulsens amplitudespektrum være 0V.

Som et resultat av dette kan et lavpassfilter være hensiktsmessig, ettersom amplitudespektret ikke består av frekvenskomponenter lavere enn den grunnharmoniske, f_0 . Fordi det er ønskelig å oppnå maksimal demping av overharmoniske frekvenser, er det nødvendig med et maksimalt bratt transisjonsbånd. Et bratt transisjonsbånd vil gå på bekostning av et flatt passbånd. Dette vil imidlertid være helt greit, ettersom det bare skal "hentes" ut en frekvenskomponent og at det ikke stilles noe kravspesifikasjon til utgangssignalets amplitude. Derfor er det blitt valgt en 2.ordens LC-krets med en resonansstopp på den grunnharmoniske til implementasjonen av lavpassfilteret. Kretsen er vist i Figur 4.



Figur 4: Lavpassfilter med maksimal bratt transisjonsbånd. Filteret vil gi en amplitudetopp ved resonansfrekvensen.

Lavpassfilteret i Figur 4 vil ha en resonansfrekvens f_c gitt ved,

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_2}} \quad (10)$$

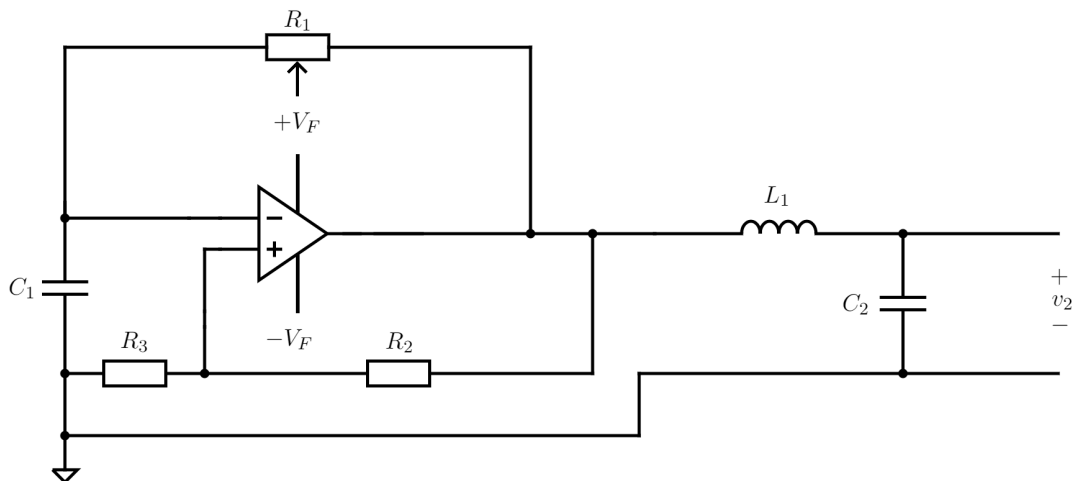
Dersom $f_c = f_0$ og L_1 velges til en passelig verdi, kan (10) løses med hensyn på C_2 .

$$C_2 = \frac{1}{\sqrt{f_0^2 2\pi^2 L_1}} \quad (11)$$

Med den beregnede verdien for C_2 vil lavpassfilteret dempe alle overharmoniske frekvenser og gi en relativt stor forsterkning av den grunnharmoniske.

2.4 Systemet som en helhet

Det enedelige systemet som beskrevet i kapittel 2.1 oppnås ved å koble sammen delsystemene diskutert i kapittel 2.2 og 2.3, som vist i Figur 5. Merk at R_1 nå er et potensiometer.



Figur 5: Systemet som generer et sinussignal med frekvens, f_0 .

3 Realisering og test

Under testingen av sinusoscilatoren er det ønskelig og få til et sinussignal med en frekvens $f_0 = 5.25\text{Hz}$. Det blir satt krav til et maksimalt frekvensavvik, $\Delta f_{max} = 10000\text{ppm}$, samt en maksimal harmonisk forvrengning, $D_{max} = 2\%$.

Under realiseringen av systemet ble det brukt operasjonsforsterkeren LF-353 fra Texas Instruments [2] som komparator. Et Analog Discovery 2 [4] ble brukt som oscilloskop sammen med dataprogrammet WaveForms [3] til å plotte og analysere resultatene.

C_1 ble valgt til 10nF for å gi motstandsverdier i $\text{k}\Omega$ -området. Videre ble R_2 og R_3 valgt til $2.2\text{k}\Omega$. Størrelsen på R_2 og R_3 er ikke av avgjørende betydning, så lenge de er like og i $\text{k}\Omega$ -området. Fra (9) ble R_1 beregnet til $R_1 = 8.665\text{k}\Omega$. Som nevnt i kapittel 2.2 blir R_1 realisert ved et potensiometer, slik at frekvensen kan finstilles til f_0 . Et potensiometer med $R_{max} = 10\text{k}\Omega$ vil dekke dette området.

Under realisering ble motstanden R_1 målt da frekvensen til firkantpulsene var innjustert til f_0 . Det ga at $R_1 = 9.2\text{k}\Omega$ var nødvendig for at frekvensen til firkantpulsene skulle bli f_0 .

Spolen L_1 ble valgt til $L_1 = 100\text{mH}$, for å få kondensatorverdi i nF -området. Fra (11) ble

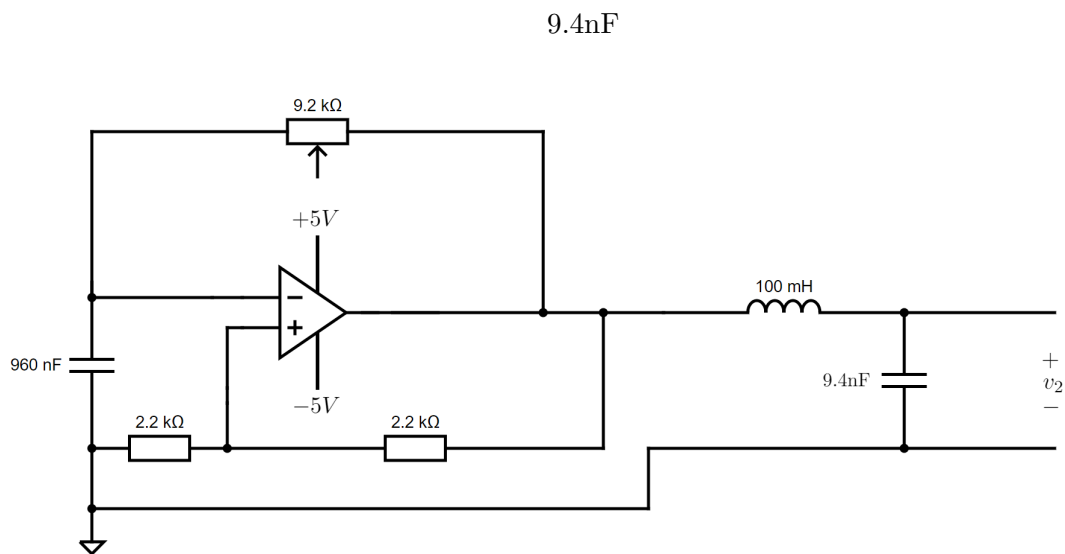
C_2 beregnet til $C_2 = 9.2nF$.

Tabell 1 gjengir de beregnede og realiserte komponentverdiene.

Tabell 1: Beregnede og realiserte komponentverdier.

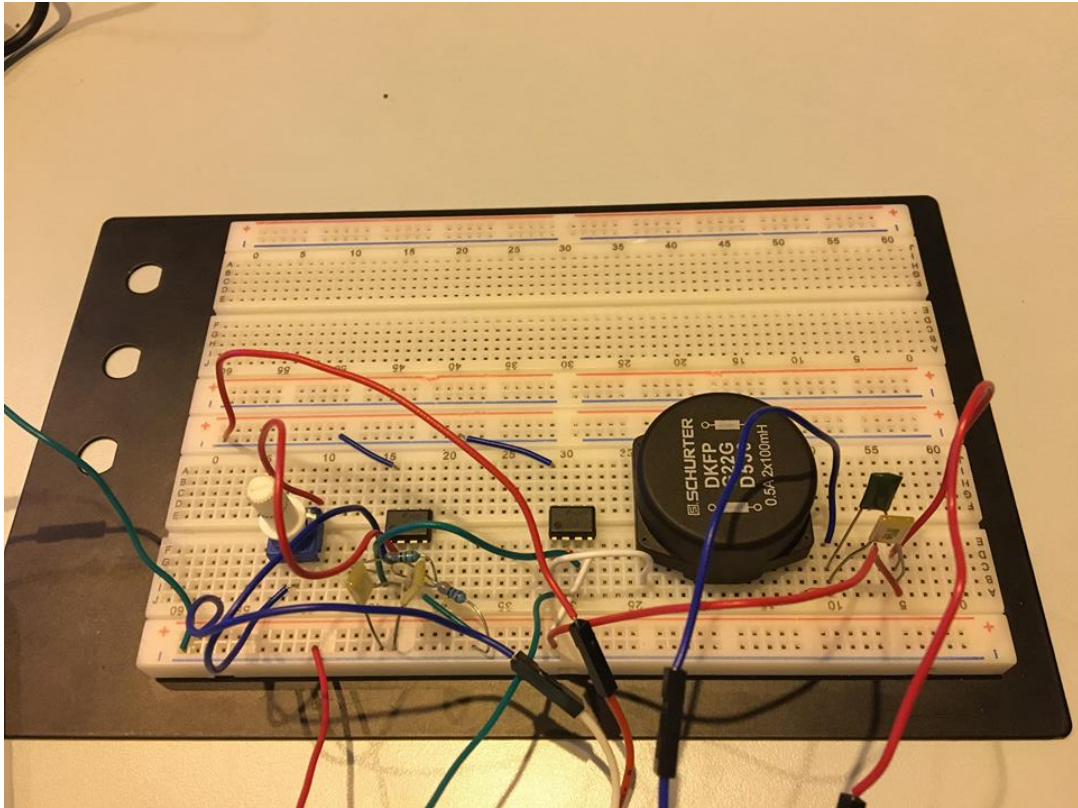
Navn	Beregnet Verdi	Realisert verdi
C_1	10nF	9.6nF
C_2	9.2nF	9.4nF
R_2	2.2k Ω	2.2k Ω
R_3	2.2k Ω	2.2k Ω
R_1	8.665k Ω	9.2k Ω
L_1	100mH	100mH

En symmetrisk forsyningsspenning, $V_F \pm 5V$, til operasjonsforsterkeren, i henhold til beskrivelsen i kapittel 2.3, blir brukt. Systemet med de realiserte komponentverdiene er vist i Figur 6.



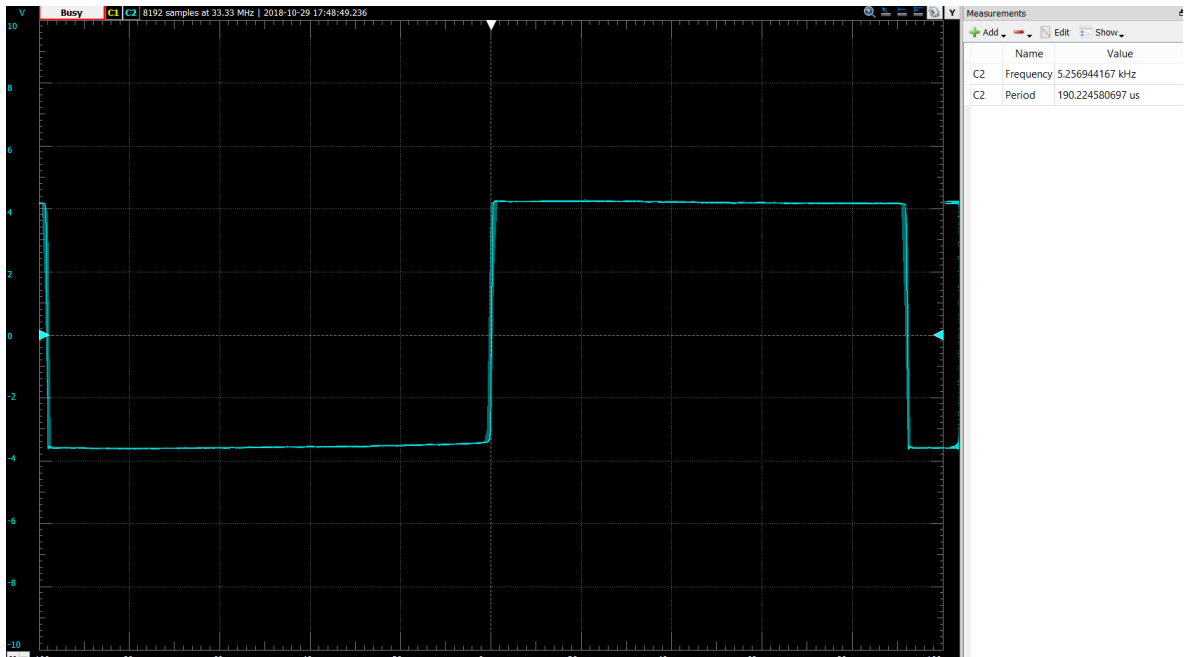
Figur 6: Systemet med realiserte komponentverdier.

Figur 7 viser den realiserte kretsen.



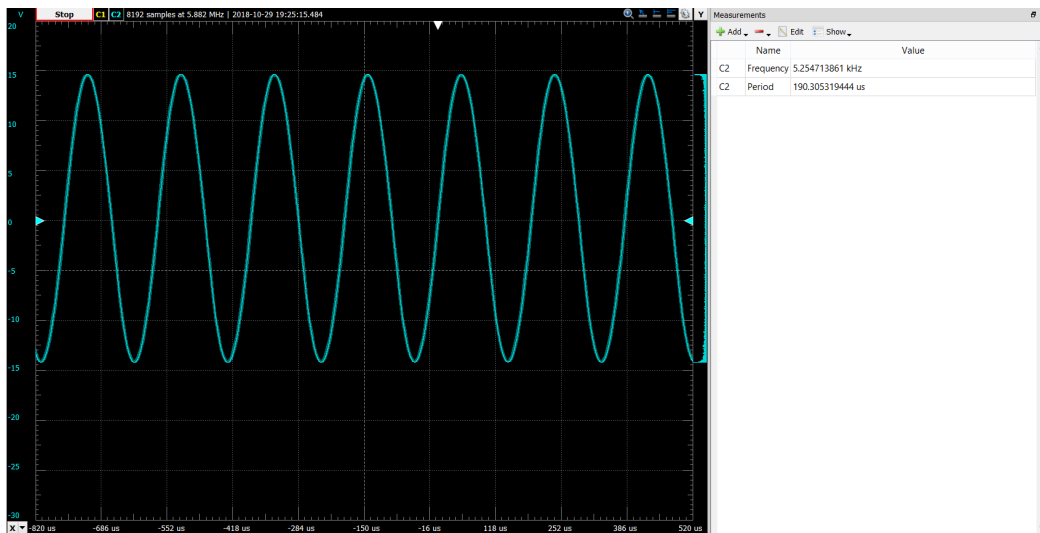
Figur 7: Den realiserede kretsen

Firkantpulsgeneratoren ble først koblet opp og testet. Potensiometert ble stilt inn slik at frekvensen til firkantpuls ble $f_0 = 5.25\text{kHz}$. Firkantpulssignalet som ble generert er vist i Figur 8. Som Figur 8 viser, har den genererte firkantpuls ikke en driftsyklus på 50% som ønsket. Dette vil påvirke amplitudespekteret til firkantpuls og det resulterende sinussignalet.



Figur 8: Firkantpulsen som ble generert, v_1 , med frekvens $f_0 = 5.25\text{kHz}$.

Videre ble lavpassfilteret koblet på og utangen målt. Figur 9 viser det genererte sinussignalet til systemet.

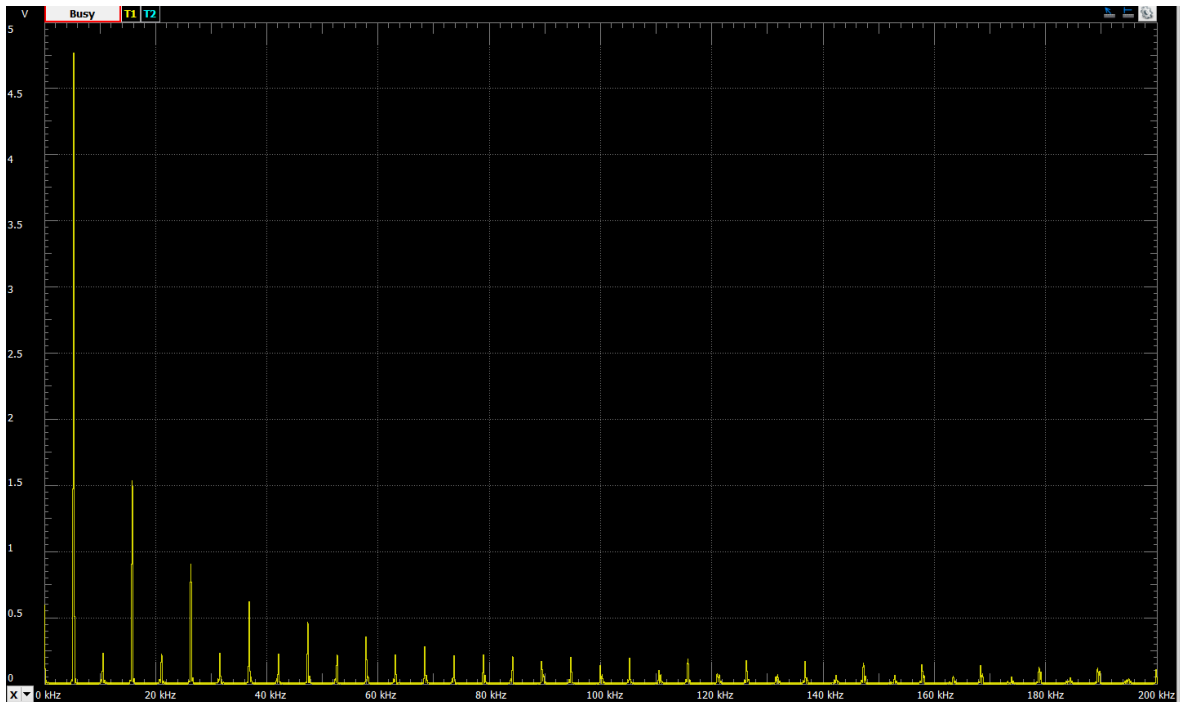


Figur 9: Det genererte sinussignalet, v_2 , til systemet.

Som Figur 9 viser, har Waveforms målt frekvensen til 5.2547kHz. Fra (2) beregnes frekvensaviket til 895 ppm, som er godt innenfor systemkravet.

Figur 10 og 11 viser amplitudespekteret til hhvs. den genererte firkantpuls, v_1 , og det

genererte sinussignalet, v_2 .



Figur 10: Amplitudespekteret til den genererte firkantpuls med, v_1 .



Figur 11: Amplitudespekteret til det genererte sinussignalet, v_2 .

Fra Figur 10 observeres det at den genererte firkantpuls har en likespenningskomponent på omtrent 0.6V, til tross for at forsyningspenningen er symmetrisk om 0V. Det observeres også at den har frekvenskomponenter for alle heltallsmultipler av den harmoniske grunnfrekvensen f_0 , ikke bare oddetallsmultipler. Det strider mot det som var forventet fra den prinsipielle løsningen, og skyldes nok at firkantpuls ikke har en driftsyklus på 50%.

Fra Figur 11 er det tydelig at det endelige utgangssignalet, v_2 , består nesten utelukkende av et signal med frekvenskomponent $f_0 = 5.25kHz$. Observer også at amplituden er blitt kraftig forsterket som en konsekvens av det bratte transisjonsbåndet til lavpassfilteret. Fra (3) beregnes den totale harmoniske forvrengningen D_{max} for de 11 første overharmoniske til, $D_{max} = 1.2\%$, som er godt innenfor systemkravet på 2%.

4 Konklusjon

Det har blitt designet et system som generer et sinussignal med ønsket frekvens, $f_0 = 5.25kHz$, ved og først generere en firkantpuls med harmonisk grunnfrekvens f_0 og deretter filtrere bort alle overharmoniske. Frekvensavviket Δf er på 895 ppm og den totale harmoniske forvrengningen D_{max} er på 1.2%, som er godt innenfor systemkravet. Det konkluderes derfor med at designprosessen har vært vellykket.

Referanser

- [1] Lars Lundheim, *Sinusgenerator*, Elsys-2018-LL-1, Versjon 1, 2018.
- [2] Texas Instrument *LF353 Operational Amplifier*, LF353 datablad, Mars 2013
- [3] Digilent *Waveforms software - Product description*
Sist hentet 10 Jan 2018.
<https://store.digilentinc.com/waveforms-previously-waveforms-2015/>
- [4] Digilent *Analog Discovery 2 - Reference Manual*
Utstyr anskaffet Januar 2018.
<https://reference.digilentinc.com/reference/instrumentation/analog-discovery-2/reference-manual>
- [5] "Total harmonic distortion", Wikipedia
Hentet 29.10.18
https://en.wikipedia.org/wiki/Total_harmonic_distortion
- [6] "Relaxation oscillator", Wikipedia
Hentet 29.10.18
https://en.wikipedia.org/wiki/Relaxation_oscillator