

**Indholdsfortegnelse:**

1	Indledning	3
1.1	Læsevejledning	3
1.2	Målformulering	3
1.3	Kravspecifikation	3
1.4	Projektafgrænsning	4
2	Overordnet blokdiagram	5
3	Konstruktion af acceleratorforsyning	6
3.1	Løsningsforslag til acceleratorforsyning	6
3.1.1	Strømforsyning	6
3.1.2	Kondensatorer	6
3.2	Valg af acceleratorforsyning	6
3.3	Design af acceleratorforsyning	6
3.3.1	Valg af kondensatorer	7
3.3.2	Model af kondensator	7
3.3.3	Beregning af samlet ækvivalentmodstand og kapacitans for kondensatorerne	8
3.4	Design af forsyning til opladning af kondensatorer	8
3.5	Brokobling	9
3.6	Design af forsyningsstyring	9
3.6.1	Design og dimensionering af kondensatorstatusvisning	9
3.6.2	Design og dimensionering af forsyningsstyring	11
3.7	Konklusion på konstruktion af acceleratorforsyning	12
4	Konstruktion af accelerator	13
4.1	Løsningsforslag til acceleratoren	13
4.1.1	Én lang spole	13
4.1.2	Flere små spoler	13
4.1.3	Overlappende spoler	14
4.1.4	Flere små overlappende spoler	14
4.1.5	'Railgun'	14
4.2	Valg af acceleratorprincip	15
4.3	Valg af materialer	15
4.4	Dimensionering af spole	15
4.4.1	Valg af spolens længde	15
4.4.2	Opstilling af overordnet udtryk for magnetfeltet i spolen	15
4.4.3	Opstilling af udtryk for strømmen i spolen	16
4.4.4	Opstilling af udtryk for induktansen	16
4.4.5	Opstilling af udtryk for spolens indre modstand	19
4.4.6	Opstilling af endeligt udtryk for magnetfeltet i spolen	19
4.5	Design af afladningskredsløb	20
4.6	Konklusion på konstruktion af accelerator	20
5	Konstruktion af styring til accelerator	21
5.1	Løsningsforslag til styring af accelerator	21
5.1.1	BJT transistor	21
5.1.2	MOSFET	21
5.1.3	Mekanisk kontakt/relæ	21
5.1.4	Thyristor/kondensatortilpasning	21
5.1.5	IGBT	21
5.2	Valg af styring af accelerator	21
5.3	Design af styring til accelerator	21
5.3.1	Valg af MOSFET'er	22
5.4	Dimensionering af driverkredsløb	22
5.4.1	Løsningsforslag til MOSFET-driver	22
5.4.2	Dimensionering af MOSFET-driver	23
5.5	Konklusion på acceleratorstyring	25
6	Valg og konstruktion af projektiler	26
6.1	Løsningsforslag til projektil	26
6.1.1	Permanent magnet	26
6.1.2	Blødt jern	26
6.1.3	Bærerprojektil	26
6.2	Valg af projektil	26
6.3	Valg af permanente magneter	26
6.4	Konstruktion af jernprojektiler	27

6.5 Konklusion på valg og konstruktion af projektiler .....	27
7 Konstruktion af hastighedsregistrering.....	28
7.1 Løsningsforslag til hastighedsregistrering .....	28
7.1.1 Optisk registrering med to sensorer .....	28
7.1.2 Optisk registrering med én sensor .....	28
7.1.3 Induktiv registrering med to sensorer .....	28
7.1.4 Induktiv registrering med én sensor .....	29
7.2 Valg af system til hastighedsregistrering .....	29
7.3 Design og dimensionering af hastighedsregistrering.....	29
7.3.1 Design og dimensionering af målespoler .....	30
7.3.2 Projektillets magnetiske egenskaber.....	30
7.3.3 Design og dimensionering af signalbehandlingskredsløb .....	32
7.3.4 Diode-clamping kredsløb.....	34
7.4 Blokdiagram over hastighedsregistrering .....	35
7.5 Konklusion på hastighedssystemet .....	35
8 Konstruktion af display til hastighedsudlæsning .....	36
8.1 Løsningsforslag til display.....	36
8.1.1 7-segment display .....	36
8.1.2 Alfanumerisk LCD display med HD44780-controller.....	36
8.2 Valg af display.....	36
8.3 Design og dimensionering af display .....	36
8.3.1 Dimensionering af formodstande til 7-segment display: .....	36
8.3.2 Dimensionering af formodstanden til display 2's dotpoint: .....	37
8.3.3 Dimensionering af basismodstandene til displaydriverne .....	37
8.4 Konklusion på konstruktion af display .....	38
9 Programmering af HC11'er .....	39
9.1 Programoversigt.....	39
9.2 Sådan beregnes projektillets hastighed .....	40
10 Endelig dimensionering.....	41
10.1 Endelig dimensionering af acceleratorspole .....	41
10.2 Endelig dimensionering af switch-kredsløb .....	43
10.3 Endelig dimensionering af afladningskredsløb .....	43
10.4 Konklusion på endelig dimensionering .....	44
11 Endeligt blokdiagram.....	45
12 Design af produktet .....	46
12.1 Konstruktion af spoleholder .....	46
12.2 Konstruktion af kabinet og montering af acceleratorsystemet.....	46
13 Test af det samlede system .....	48
13.1 Bestemmelse af optimal pulslængde.....	48
13.2 Kontrol af sammenhæng mellem PSpice model og det endelige system .....	48
13.3 Test af signaler fra målespoler .....	49
13.4 Test af signaler fra schmitttriggerne .....	50
13.5 Test af MOSFET-driver.....	50
13.6 Placering af projektil .....	51
13.7 Subjektiv vurdering af jernprojektilernes effektivitet .....	52
13.8 Konklusion på test af samlet system .....	52
14 Konklusion.....	53
15 Perspektivering.....	54

**Bilagsoversigt:**

Bilag 1: Kondensator typer og deres egenskaber  
 Bilag 2: Datablad for BC2222 051 58103 kondensator  
 Bilag 3: Elektronikdiagrammer  
 Bilag 4: Styk- og prislister  
 Bilag 5: Databladsuddrag  
 Bilag 6: Måling af magnetprojektillets reelle magnetfelt  
 Bilag 7: Verificering af ny formel for emf

Bilag 8: PSpice diagram  
 Bilag 9: Optimal placering af projektil i accelerator  
 Bilag 10: Resonansforsøg  
 Bilag 11: Brugermanual  
 Bilag 12: Ordliste, symbolliste og litteraturliste  
 Bilag 13: Overordnet tidsplan

## 1 Indledning

Et firma har stillet opgaven, at der skal konstrueres en magnetisk aktuator med tilhørende elektronik. En aktuator er grundlæggende et system, der omsætter elektrisk energi til mekanisk energi. En magnetisk aktuator gør dette igennem magnetisme, for eksempel ved hjælp af en elektromagnet, som tiltrækker et magnetiserbart materiale. Der er mange muligheder indenfor området, og i dette projekt vælges der, på baggrund af interesse, blot en enkelt af de mange anvendelsesmuligheder, som derefter behandles grundigt.

### 1.1 Læsevejledning

For at få størst udbytte af rapporten bør denne læses kronologisk. Hvert afsnit kan dog til en vis grad læses individuelt. Der vil igennem rapporten være benyttet decimalpunktum, for at opnå overensstemmelse med udklip fra diverse anvendte programmer.

### 1.2 Målformulering

Formålet med projektet er at designe og fremstille en prototype på en magnetisk aktuator med tilhørende elektronik. Den her valgte aktuator skal fungere som accelerator og dermed kunne accelerere et magnetiserbart projektil.

### 1.3 Kravspecifikation

Kravene til det praktiske produkt jævnfør projektoplæg:

- Der skal designes og fremstilles en magnetisk aktuator med tilhørende elektronik.
- Produktet skal være en prototype, som kan fungere i et laboratoriemiljø.
- Der skal i så høj grad som muligt anvendes komponenter lagerført på IOT.

Derudover ønskes:

**Aktuatoren skal fungere som accelerator:**

Accelerationen skal foregå ved hjælp af et kraftigt magnetfelt.

**En udgangshastighed på mindst 15m/s ved en accelerationstid på 5ms:**

Denne udgangshastighed svarer til omkring 50km/t og repræsenterer både en hurtig fart samtidig med, at det antages ikke at være et problem at få systemet til at reagere i de tidsintervaller, der er tale om her (millisekunder).

**Projektillets udgangshastighed skal måles og vises:**

For at undersøge om ovenstående krav opnås, skal der laves en hastighedsmåler. Der ønskes at kunne måle hastigheder ned til 1m/s, så projektillets hastighed stadig kan måles, hvis den mod forventning skulle blive meget lav.

**Der skal kunne skydes én gang hvert halve minut:**

Produktet må maksimum bruge 30 sekunder på at blive klart til næste skud, af hensyn til brugeren der ikke skal vente for længe.

**Der skal anvendes en HC11 mikro-controller til styring af systemet:**

Dette gør det muligt forholdsvis enkelt at styre hele systemet centralt.

Hvis det tidsmæssigt bliver muligt, skal produktet også have:

**En decelerator til bremsning af projektilet:**

Denne skal, ligesom acceleratoren, fungere ved hjælp af et magnetfelt og skal igen kunne virke på både permanente magneter og projektiler lavet af magnetiserbare materialer.

Rapporten skal indeholde:

- En række løsningsforslag.
- En grundig teoretisk beskrivelse af den valgte løsning.

### **1.4 Projektafgrænsning**

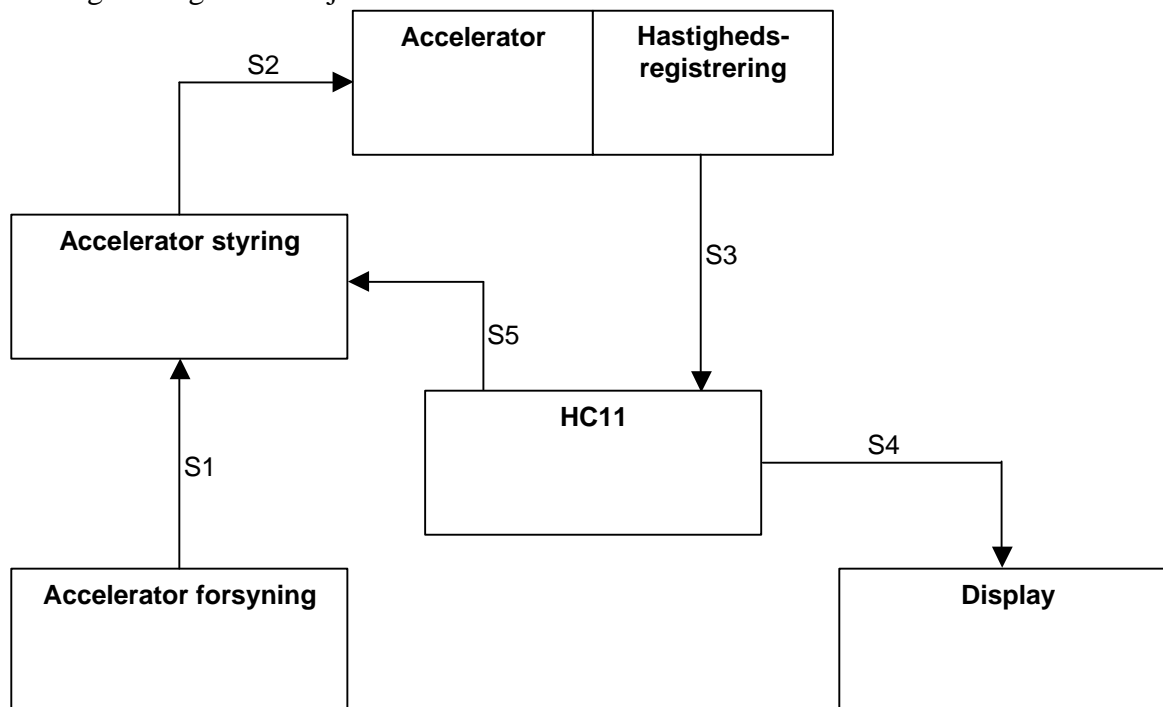
Ifølge kravspecifikationen skal produktet være på prototypestadiet. Eventuelle spoler og andre dele vil blive fremstillet specifikt til projektet. For desuden at få produktet til at fremstå så færdigt som muligt vil der blive indbygget strømforsyninger, så der blot skal et enkelt netstik til at drive det. Forsyningerne vil dog være præfabrikerede og ikke blive lavet specifikt til projektet. Der vil blandt andet blive anvendt en PC-forsyning\* til at forsyne elektronikken.

---

\* Denne leverer blandt andet  $\pm 5V$  og  $\pm 12V$

## 2 Overordnet blokdiagram

På figur 2.a ses et foreløbigt blokdiagram over opbygningen. I de følgende afsnit vil hver enkelt blok blive gennemgået i detaljer.



**Figur 2.a:** Foreløbigt blokdiagram over opbygningen af produktet.

<i>Accelerator forsyning:</i>	Forsyning, der leverer strømmen til acceleratoren.
<i>Accelerator styring:</i>	Styring til at styre strømmen fra forsyningen og lede den ind i acceleratoren. Desuden skal den modtage input fra HC11'eren om affyring.
<i>Accelerator:</i>	Selve acceleratoren.
<i>Hastighedsregistrering:</i>	Sensorer og signalbehandlingskredsløb til hastighedsberegning.
<i>Display:</i>	Display og driver til udskrivning af hastighed.
<i>HC11:</i>	Mikro-controller til styring af systemet.
<i>S1:</i>	Forsyning til acceleratoren.
<i>S2:</i>	Styret strømpuls til acceleratoren.
<i>S3:</i>	Digitalt signal indeholdende hastigheden.
<i>S4:</i>	Hastigheden til udskrivning på displayet.
<i>S5:</i>	Signal fra HC11'eren om affyring af projektilet.

### 3 Konstruktion af acceleratorforsyning

Til at drive acceleratoren skal der være en forsyning. Da acceleratoren skal fungere ved hjælp af magnetfelter, er det ønskeligt, at denne forsyning skal kunne levere en stor strøm, da størrelsen af inducerede magnetfelter normalt er proportionale med strømmen.

#### 3.1 Løsningsforslag til acceleratorforsyning

Herunder følger en række forslag til konstruktion af en forsyning til acceleratoren.

##### 3.1.1 Strømforsyning

Det nemmeste vil være blot at benytte en standard laboratoriestrømforsyning. En sådan vil kunne levere en konstant strøm ved en konstant spænding. Problemet er, at de tilgængelige forsyninger kun kan levere strømme på nogle få ampere. Det vil derfor kræve et relativt effektivt system, hvis der skal opnås kraftige magnetfelter.

##### 3.1.2 Kondensatorer

Ved at anvende en kondensator, er det muligt at opnå en meget stor strøm, men dog kun i et kort tidsrum. Dette bør ikke være noget problem, da affyringen af projektilet også skal ske hurtigt. Kondensatoren kan blot dimensioneres, så dens afladningsforløb er meget længere end projektilets accelerationstid. Kondensatorerne vil dog skulle oplades med en strømforsyning, som derfor også skal konstrueres. Der stilles dog langt mindre krav til denne forsyning end forsyningen nævnt i afsnit 3.1.1, da en forsyning til opladning af kondensatorer blot skal kunne levere en spænding høj nok til opladningen, hvilket ikke bør være noget problem.

#### 3.2 Valg af acceleratorforsyning

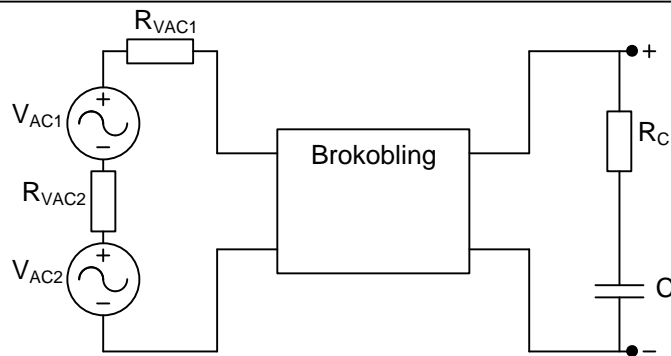
Da de tilgængelige strømforsyninger ikke kan levere særlig store strømme, og da begrænsningen i en kondensators afladningstid ikke har nogen betydning her, vælges det at bruge en kondensator til at forsyne acceleratoren med strøm.

#### 3.3 Design af acceleratorforsyning

For at opnå en så høj strøm som muligt i spolen ønskes kondensatorerne i acceleratorforsyningen designet, så de har en høj kapacitans og en lav ækvivalentmodstand. Desuden skal de kunne klare en forholdsvis høj spænding for at undgå for meget tab i ledninger og lignende. Udover dette skal der bruges en forsyning til at lade kondensatorerne op. Til opladning af kondensatorerne vil blive anvendt to 4491 - IBM 04F5203 transformatorer, som var tilgængelige fra et tidligere projekt. Disse transformatorer har indbygget tænd/sluk-kontakt og sikring, og leverer  $31,5V_{RMS}$  på sekundærsiden, med  $230V$  på primærsiden. Da en høj spænding over kondensatorerne vil betyde mindre tab, kobles disse i serie, så der opnås en spænding på:

$$\begin{aligned}U_{total,RMS} &= 2 \cdot 31,5V_{RMS} = 63V_{RMS} \\U_{total,PEAK} &= U_{total,RMS} \cdot \sqrt{2} = 63V_{RMS} \cdot 1,414214 \approx 89,10V_{PEAK}\end{aligned}\tag{f.3.3.a}$$

Da det ikke er muligt at lade kondensatorer op ved AC, er det desuden nødvendigt med en brokobling mellem forsyninger og kondensatorer til ensretning af strømmen. Der kan nu opstilles et diagram over opladningskredsløbet, se figur 3.3.a.



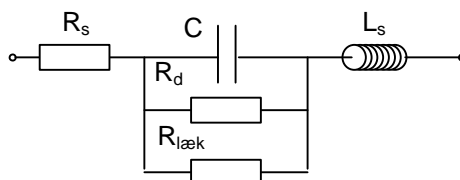
Figur 3.3.a: Diagram over opladningskredsløb til kondensator.

### 3.3.1 Valg af kondensatorer

For at finde en type kondensatorer der kan opfylde kravene til kapacitans, ækvivalentmodstand og maksimal spænding, er der blevet udført en nærmere undersøgelse, som kan ses i bilag 1. På grundlag af denne undersøgelse, vælges det at bruge aluminiums elektrolytter, da disse opfylder kravene i tilfredsstillende grad, og samtidig findes på lagerlisten i udgaver med høj kapacitans. De største kondensatorer herfra er 10mF, 63V aluminiums elektrolytkondensatorer. Da disse kun kan klare 63V, hvilket er mindre end opladningskredsløbet giver, kobles to af disse kondensatorer i serie. Dette halverer kapacitansen, men fordobler samtidig den maksimale spænding. For at opnå en høj kapacitans kan flere af disse seriekoblinger kobles parallelt. Jo flere kondensatorer der benyttes, jo mere strømstærk vil acceleratorforsyningen altså blive, men for at holde produktet på et praktisk håndterbart niveau, blev der i første omgang valgt at bruge ti kondensatorer. Senere tests viste dog at ti kondensatorer var for meget til at kunne operere produktet på et pålideligt og stabilt niveau, hvorfor der i stedet blev valgt 6 kondensatorer. Det er dette antal, der vil blive brugt i de efterfølgende beregninger. Et kredsløbsdiagram over kondensatorerne kan ses i bilag 3.2.

### 3.3.2 Model af kondensator

Da PSpice som standard kun indeholder en model af en ideel kondensator, er det nødvendigt at udvide denne model, for at få et resultat, der ligger så tæt på virkeligheden som muligt. Her benyttes den model, der er beskrevet i C-håndbogen<sup>\*</sup>, se resume i bilag 1. Modellen kan ses i figur 3.3.2.a.



Figur 3.3.2.a: Model af reel kondensator.

De tre modstande i modellen, kan samles til én modstand, koblet i serie med kondensatoren. Denne kaldes også for ESR, og kan aflæses ud fra kondensatorens datablad, se bilag 2. Denne afhænger af den frekvens kondensatoren arbejder ved. Regnes med den ønskede accelerationstid på 5ms, fås frekvensen til:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{5ms \cdot 2} = 100Hz \quad (\text{f.3.3.2.a})$$

Ud fra dette, kan kondensatorens ESR aflæses til 37m $\Omega$ . Spolens induktans kan, på bilag 2, aflæses til 23,9nH. Ved 100Hz vil denne dog have en meget ringe betydning og udelades derfor fra modellen. Den samlede model bliver altså en modstand på 37m $\Omega$  i serie med en kondensator på 10mF. Senere tests har dog vist at denne værdi resulterer i forkerte resultater. I et forsøg på at forbedre modellen, er der blevet indsat forskellige værdier for ækvivalentmodstanden, og det har vist sig at en ækvivalentmodstand på 180m $\Omega$  får modellen til at passe med virkeligheden. Denne værdi bruges derfor fremover.

<sup>\*</sup> Se litteraturlisten

### 3.3.3 Beregning af samlet ækvivalentmodstand og kapacitans for kondensatorerne

For at kunne regne på kondensatorerne, skal den samlede kapacitans og ækvivalentmodstand findes. Med seks kondensatorer kan den samlede kapacitans findes som:

$$C_{\text{samlet}} = \frac{C \cdot C}{C + C} \cdot N_{\text{parallelforbindelser}} = \frac{10mF^2}{10mF \cdot 2} \cdot 3 = 15mF \quad (\text{f.3.3.3.a})$$

Som vist i afsnit 3.3.2, er én kondensators ækvivalensmodstand,  $R_{eq}$ , bestemt til  $0,180\Omega$ . Med den anvendte sammenkobling, kan den samlede ækvivalensmodstand,  $R_{eq, total}$ , findes som:

$$R_{eq, total} = \frac{1}{\frac{1}{R_{eq} \cdot N_{\text{serieforbindelser}}} \cdot N_{\text{parallelforbindelser}}} = \frac{1}{\frac{1}{0,180\Omega \cdot 2} \cdot 3} = 120m\Omega \quad (\text{f.3.3.3.b})$$

### 3.4 Design af forsyning til opladning af kondensatorer

Der undersøges her om de valgte transformatorer kan klare kravet til at kunne lade kondensatorerne op på 30 sekunder, som beskrevet i kravspecifikationen. Desuden vil kravene til transformatoren blive undersøgt, i tilfælde af, at der ønskes at bruge en anden transformator type end den her anvendte.

De her valgte transformatorer er udstyret med en sikring på 1.25A på primærsiden, hvor de kobles til 230V. Hvis det antages at faseforskellen mellem strøm og spænding er  $0^\circ$ , og at både strøm og spænding er sinusformede, fås for hver enkelt transformator en middeleffekt på:

$$P = I_{RMS} \cdot V_{RMS} = \frac{I_{PEAK}}{\sqrt{2}} \cdot V_{RMS} \quad (\text{f.3.4.a})$$

$$P = \frac{1.25A}{\sqrt{2}} \cdot 230V \approx 203.29W$$

Da der er to transformatorer, kan der i teorien leveres to gange denne effekt. Der er dog tab i transformatorerne (blandt andet på grund af hysteresetab, hvirvelstrømstab og lignende), på typisk 5% til 10%. Hver transformator vil altså kunne levere en middeleffekt på omkring 180W til 190W, så den samlede middeleffekt bliver omkring 360W til 380W.

Den nødvendige effekt for at lade kondensatorerne op findes nu. Først bestemmes energiindholdet i kondensatorerne, når disse er fuldt opladte:

$$w = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v^2 \quad (\text{f.3.4.b})$$

$$w = \frac{1}{2} \cdot 15 \cdot 10^{-3} F \cdot (89.10V)^2 \approx 59.5411J$$

Da denne energi skal leveres på 30 sekunder bliver den nødvendige effekt:

$$P = \frac{w}{t} \quad (\text{f.3.4.c})$$

$$P = \frac{59.5411J}{30s} \approx 1.9847W$$

De valgte transformatorer har altså ingen problemer med at levere effekt nok. En anden faktor der kan skabe problemer for opladningstiden er transformatorens indre modstand. Denne ligger typisk mellem 0 og 1 $\Omega$ . Med de anvendte kondensatorer fås så en maksimal tidskonstant på:

$$t = (R_{\text{transformator}} + R_{eq, total}) \cdot C \quad (\text{f.3.4.d})$$

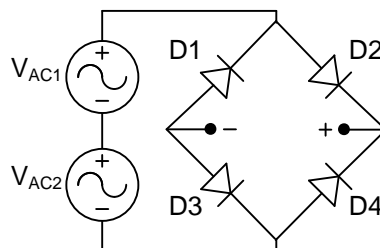
$$t = (1\Omega + 0.120\Omega) \cdot 15 \cdot 10^{-3} F = 16.8ms$$

Denne faktor udgør altså heller ikke noget problem. De valgte transformatorer bør derfor ikke have problemer med at lade kondensatorerne op på de i kravspecifikationen specificerede 30 sekunder. Ønskes i stedet at bruge andre transformatorer, for eksempel med en højere udgangsspænding for bedre udnyttelse af kondensatorerne, skal disse blot opfylde ovenstående krav, for at kunne bruges. Desuden bør udgangsspændingen fra en eventuel anden transformator ikke ligge over 120V, da kondensatorerne ikke har godt af at blive ladet helt op til deres maksimalt tilladelige spænding.



### 3.5 Brokobling

Da kondensatorerne ikke kan lades op med AC, skal strømmen fra forsyningen ensrettes. Dette gøres ved hjælp af en brokobling, opbygget som det ses på figur 3.5.a.



Figur 3.5.a: Diagram over brokobling.

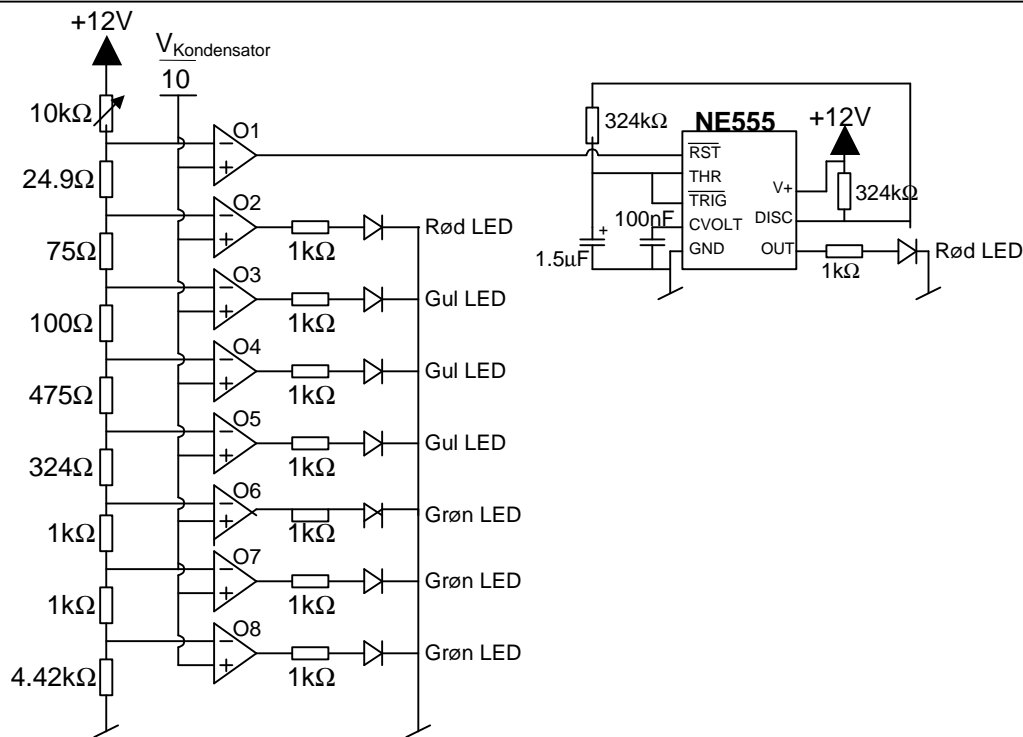
Til brug i kredsløbet vælges BYW29-200 dioder, som findes på lagerlisten, og er klassificeret som 'Ultra fast recovery rectifier diode'. Disse kan klare op til 8A kontinuerlig strøm, og op til 80A i 10ms. I starten af kondensatorernes opladningsforløb vil disse trække store strømme, men det antages, at de valgte dioder kan klare disse. Spændingsfaldet over en BYW29-200 diode er cirka 0.85V, hvorfor maksimumspændingen på udgangen af brokoblingen, falder med omkring 1.7V i forhold til maksimumspændingen på indgangen. Diagrammet for brokoblingen kan ses i bilag 3.1.

### 3.6 Design af forsyningsstyring

Med forsyningen designet, ønskes nu et kredsløb til visning af kondensatorernes opladningsstatus, samt til til- og frakobling af opladningsforsyningen til kondensatorerne. Opladningsforsyningen ønskes frakoblet, før der skal skydes for at undgå, at acceleratoren trækker strøm direkte fra forsyningerne. Sker dette, risikeres at sikringerne i disse springer. Der er derfor opbygget en forsyningsstyring med en række statusdioder. Et diagram over den endelige opbygning af denne kan ses i bilag 3.4.

#### 3.6.1 Design og dimensionering af kondensatorstatusvisning

Til visning af spændingen over kondensatorerne er der på det anvendte print monteret 8 statuslysdioder. Systemet fungerer således, at statusdioderne tænder i takt med, at spændingen over kondensatorerne stiger. Når kondensatorerne er ladet helt op, vil den sidste røde diode blinke for at indikere, at systemet er klar til at skyde. Dette er realiseret ved hjælp af en flerleddet spændingsdeler, en række komparatorer og en astabil multivibrator (se figur 3.6.1.a). Spændingsdeleren skaber en række referencespændinger, som kondensatorspændingen sammenlignes med ved hjælp af komparatorerne. Da komparatorerne ikke kan klare den fulde kondensatorspænding på over 80V på deres indgang, neddeles kondensatorspændingen med 10. Dette gør det også lettere at skabe de nødvendige referencespændinger. Som komparatorer er her anvendt to LM324'ere, som hver især indeholder 4 operationsforstærkere. Disse operationsforstærkere er alle koblet uden feedback og fungerer derfor som komparatorer. Til at få den sidste statusdiode til at blinke er anvendt en NE555 astabil multivibrator (se datablad på CD-ROM'en).



**Figur 3.6.1.a.** Systemet med statusdioder der viser, hvor meget kondensatorerne er ladet op. O1-8 er LM324 komparatorerne.

12V spændingen deler sig over de 9 modstande til venstre og bliver sendt ind på det negative ben på komparatorerne. Spændingen over kondensatorerne,  $V_{Kondensator}$ , deles med 10 (se figur 3.6.2.a) og sendes ind på operationsforstærkerens ikke-inverterende indgang. Spændingen deles ved hjælp af en spændingsdeling med tre modstande på henholdsvis  $95.3k\Omega$ ,  $1k\Omega$  og  $10.7k\Omega$ . Med disse er det muligt at få en præcis neddeling med 10:

$$V_{OUT} = \frac{10.7k\Omega}{95.3k\Omega + 1k\Omega + 10.7k\Omega} \cdot V_{Kondensator} = 0.1 \cdot V_{Kondensator} = \frac{V_{Kondensator}}{10}$$

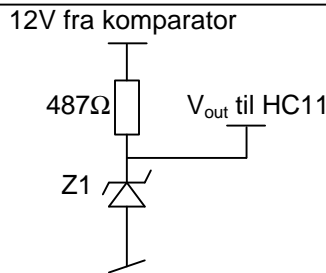
Når  $V_{Kondensator}$  stiger, vil statusdioderne tænde i takt med, at  $V_{Kondensator}$  overstiger den spænding, der sendes ind på den inverterende indgang i komparatorerne. Statusdioderne er dimensioneret efter at skulle have 1.6V over sig ved 10mA. Udgangsspændingen fra komparatorerne antaget til 12V. Spændingen er i realiteten en smule mindre, men det bør ikke få nogen betydning, da dette blot vil give en lidt mindre strøm til lysdioden. Formodstandene til dioderne fås så til:

$$R = \frac{12V - 1.6V}{10mA} = 1040\Omega$$

For nemheds skyld vælges det at bruge modstande på  $1k\Omega$ .

Oprindeligt blev spændingsdelingen dimensioneret efter en maksimal  $V_{Kondensator}$  på 83V og med en  $3.4k\Omega$  modstand i stedet for den variable modstand øverst til venstre på figur 3.6.1.a. Dette tændte statusdioderne ved en kondensatorspænding på henholdsvis 49V, 60V, 71V, 75V, 80V, 81V, 82V og 82.3V. Spændingerne ligger tættere i den sidste ende af skalaen, da opladningen af kondensatorerne vil gå langsommere, jo højere spændingen kommer op. Senere tests viste dog, at forsyningsspændingen, og dermed den maksimale kondensatorspænding, varierer mellem omkring 79V og 82V. Desuden er forsyningen til spændingsdelingen reelt ikke helt 12V, hvilket også giver en afvigelse. Den førnævnte  $3.4k\Omega$  modstand blev derfor udskiftet med et multiturn-potmeter på  $10k\Omega$ , så det er muligt at indstille systemet alt efter forsyningernes temperament.

På udgangen af O1 er der desuden koblet et kredsløb, som sender et signal til HC11'eren, når kondensatorerne er ladet op. Idet komparatorerne sender omkring 12V ud, og HC11'eren højst må få 5V på indgangene, skal de 12V reguleres ned til 5V. Dette kan klares med kredsløbet i figur 3.6.1.b.



Figur 3.6.1.b: Diagram over kredsløb til nedregulering af 12V til 5V.

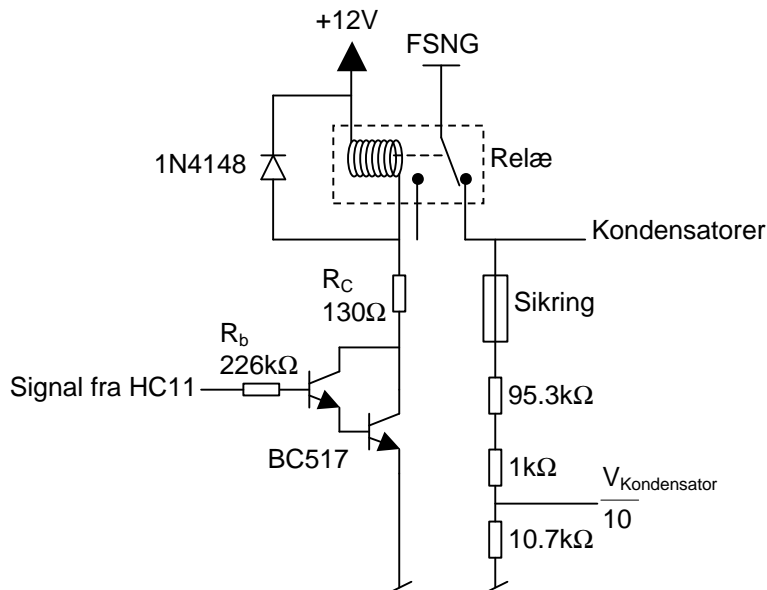
Dette kredsløb bruger en BZX79C4V7 zenerdiode til at skabe en spænding på 4.7V (se datablad på CD-ROM'en).  $I_Z$  skal minimum være 5mA for at dioden har de ønskede 4.7V over sig. Denne sættes dog til 15mA for at være på den sikre side. Formodstanden skal have  $12V - 4.7V = 7.3V$  over sig, så modstanden fås så til:

$$R = \frac{V_R}{I_Z} = \frac{7.3V}{15mA} = 486.67\Omega$$

Nærmeste modstand i E96-rækken er  $487\Omega$ .

### 3.6.2 Design og dimensionering af forsyningsstyring

For at kunne til- og frakoble opladningsforsyningen til kondensatorerne bruges et 'Zettler AZ 696-1C-5DE' relæ. Dette kan klare 250V AC ved 8A, og er, i mangel af oplysninger på databladet, målt til at trække cirka 46.5mA ved 5V. Dette er dog en meget større strøm end HC11'eren kan levere, og det er derfor nødvendigt med et driverkredsløb. Hele kredsløbet kan ses på figur 3.6.2.a.



Figur 3.6.2.a: Kredsløbet til styring af opladningsforsyningen (FSNG) til kondensatorerne.

Drivertrinnet til relæet er lavet med en BC517, som er en darlingtonkoblet transistor. Fordelen ved darlingtonkoblede transistorer er, at de har en meget høj strømforstærkning (minimum 30000 gange for en BC517), og samtidig er billige (kr 1,11). Databladsuddrag for BC517 kan ses i bilag 5.1.

Spændingen over relæet skal være  $V_{RELÆ} = 5V$ . Saturationsspændingen for en BC517 er  $V_{CE,SAT} = 1V$ , og da forsyningsspændingen er 12V skal der derfor ligge 6V over kollektormodstanden. Relæet trækker cirka 46.5mA, altså fås  $I_C = 46.5mA$ . Kollektormodstanden fås så til:

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{6V}{46.5mA} = 129.03\Omega$$

Den nærmeste modstand i E96-rækken er  $130\Omega$ , hvilket giver en strøm på 46.15mA, som stadig er nok til at trække relæet.

For at være sikre på at transistoren går i mætning, regnes der med en overdrive faktor på 10 ved beregning af basismodstanden. Da strømforstærkningen minimum er  $\beta=30000$  fås  $\beta_{\text{OVERDRIVE}}=3000$ . Basisstrømmen skal så være:

$$I_B = \frac{I_C}{b_{\text{OVERDRIVE}}} = \frac{46.15\text{mA}}{3000} = 15.38\text{mA} \quad (\text{f.3.6.2.a})$$

Da  $V_{\text{BE,SAT}}=1.5\text{V}$ , og da HC11'eren sender 5V ud, fås  $V_{\text{RB}}=3.5\text{V}$ . Basismodstanden vil så være:

$$R_B = \frac{V_{\text{RB}}}{I_B} = \frac{3.5\text{V}}{15.38\text{mA}} = 227.51\text{k}\Omega$$

Den nærmeste modstand i E96-rækken er  $226\text{k}\Omega$ , hvilket giver en basisstrøm på  $15.49\mu\text{A}$  og dermed en overdrivefaktor på 10.06.

Sikringen er sat ind, da der er elektrisk forbindelse mellem højspænding og elektronikken. Skulle der pludselig opstå en fejl i for eksempel elektronikken, der gør, at der trækkes for meget strøm, vil sikringen brænde over, og dermed undgås at elektronikken risikerer at brænde af.

Desuden er der monteret en 1N4148 diode over relæspolen, da denne inducerer en strøm, når spændingen over den fjernes. Hvis spolen ikke kan aflade denne strøm, vil der komme en meget høj spænding over  $R_C$  og transistoren, hvilket sandsynligvis vil brænde transistoren af. Dette undgås herved, da dioden giver spolen en mulighed for at aflade strømmen.

### 3.7 Konklusion på konstruktion af acceleratorforsyning

Acceleratorforsyningen vil blive lavet ved hjælp af en række kondensatorer. Disse lades op ved hjælp af to AC-transformatorer, hvis strøm ensrettes med en brokobling. Opladningen kan til- og frakobles ved hjælp af et relæ, der igen styres af HC11'eren. Desuden er der konstrueret et system til visning af kondensatorspændingen ved hjælp af en række statuslysdioder.

## 4 Konstruktion af accelerator

En accelerator kan simpelt beskrives som et system, der kan tilføre et objekt kinetisk energi og dermed give objektet en hastighed. Energiforsyningen vil her foregå ved hjælp af et magnetfelt, der påvirker et objekt. Der er mange måder at skabe dette magnetfelt på. I dette kapitel vil der blive gennemgået en række løsningsforslag, hvoraf et af disse vælges og gennemgås grundigt.

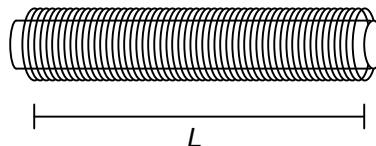
### 4.1 Løsningsforslag til acceleratoren

Magnetfeltet kan for eksempel skabes ved hjælp af en spole, hvor der sendes en strøm igennem. Det skabte magnetfelt vil være størst midt i spolen. Hvis der for eksempel placeres en jernkerne i spolen, vil denne blive påvirket af en kraft rettet mod midten, hvor den potentielle energi er lavest. For at undgå en opbremsning af kernen i den sidste halvdel af spolen, slukkes strømmen, når kernen passerer midten. Kernen vil så fortsætte ud af spolen med den opnåede hastighed. En accelerator baseret på en spole, vil kun kunne accelerere permanente magneter og objekter lavet af magnetiserbare materialer. Forslag til opbygning af en spolebaseret accelerator kan ses i afsnit 4.1.1 – 4.1.4.

Acceleratoren kan også laves som en såkaldt 'Railgun', hvilket vil blive beskrevet i afsnit 4.1.5. Hvert enkelt forslag behandles med hensyn til den nødvendige elektronik, effektafsættelse og det skabte magnetfelt.

#### 4.1.1 Én lang spole

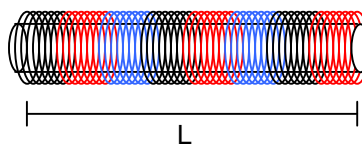
Den mest simple udformning er blot at bruge én lang spole, se figur 4.1.1.a. Denne vil kunne accelerere projektilet på strækningen  $L/2$ , altså halvdelen af spolens længde. Da det her er én spole, som skal stå for hele accelerationen, skal der på kort tid afsættes en forholdsvis stor energi i spolen. Størrelsen af denne energi afhænger af, hvor stor en hastighed der skal opnås. Forsyningen til systemet skal kunne levere en tilsvarende stor strøm. Desuden vil en stor spole have en højere induktans end en lille, og dens op- og afladningstid vil derfor være langsommere, så den ikke kan reagere så hurtigt. Styringselektronikken vil derimod være relativt simpel, da der blot skal leveres én enkelt puls.



Figur 4.1.1.a: Løsningsforslag med én spole.

#### 4.1.2 Flere små spoler

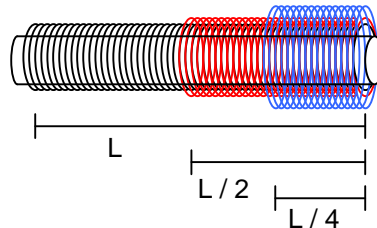
Ved at benytte flere små spoler placeret i forlængelse af hinanden, kan der ideelt set opnås samme acceleration som i afsnit 4.1.1 med mindre effektafsættelse i hver enkelt spole (se figur 4.1.2.a). Af den grund behøver forsyningen ikke at kunne levere så meget strøm, men til gengæld skal den gøre det flere gange i træk. Da hver enkelt spole skal tændes i det øjeblik, hvor projektilet er lige ud for spolen, vil der være behov for mere kompliceret styringselektronik. Spolerne kan tændes i en fastlagt sekvens eller ved hjælp af sensorer inde i spolen, der registrerer, om projektilet er i den rette position. De forholdsvis små spoler vil desuden reagere hurtigere end én stor, da de hver især vil have en lavere induktans. Den samlede længde, som projektilet accelereres over, vil igen være  $L/2$  - her dog spredt ud i intervaller over hele rørets længde.



Figur 4.1.2.a: Løsningsforslag med flere små spoler.

### 4.1.3 Overlappende spoler

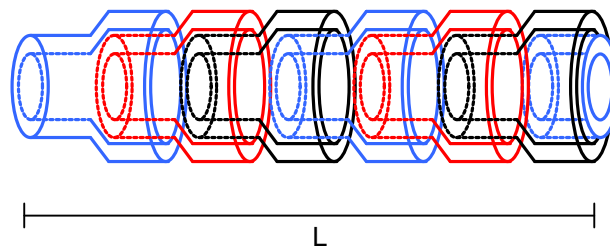
Dette forslag benytter igen flere spoler. En stor spole med længden  $L$  dækker hele røret og vil kunne accelerere projektilet over strækningen  $L/2$ . For også at kunne opnå en acceleration over det sidste stykke, er der placeret en række spoler der overlapper hinanden. Disse vil med den viste placering kunne accelerere projektilet jævnt i det meste af rørets længde (se figur 4.1.3.a). Dog vil denne løsning kræve nogle store spoler, som derfor også vil have en stor induktans, hvilket giver lange op- og afladningsforløb. Hvis der hurtigt skal kunne opbygges et stort magnetfelt, vil det altså kræve en meget stærk forsyning. Da spolerne hver især skal aktiveres når projektilet er ud for den pågældende spole, vil der også her være brug for avanceret styringselektronik.



Figur 4.1.3.a: Løsningsforslag med overlappende spoler.

### 4.1.4 Flere små overlappende spoler

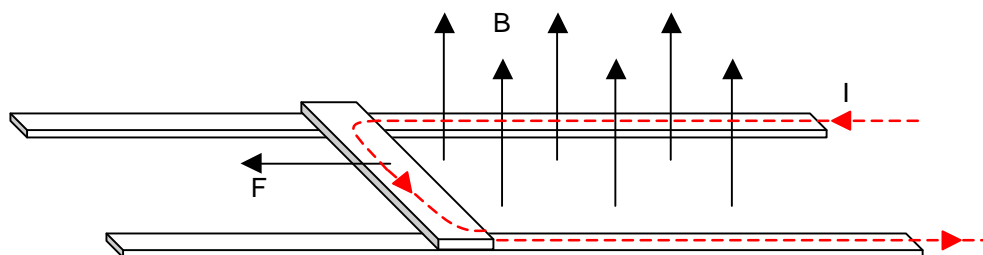
For at undgå problemerne med de store spoler i afsnit 4.1.3, men stadigvæk opnå en jævn acceleration over hele rørets længde, kan opstillingen i figur 4.1.4.a benyttes. Denne består af en række små spoler, der overlapper hinanden. De små spoler mindsker kravene til forsyningens strømkapacitet. Her vil der igen være behov for avanceret styringselektronik, da spolerne skal aktiveres på præcise tidspunkter.



Figur 4.1.4.a: Løsningsforslag med flere små overlappende spoler.

### 4.1.5 'Railgun'

I stedet for at bruge en spole, kan der laves en såkaldt railgun. Denne består af to lange, adskilte skinner fremstillet af et elektrisk ledende materiale. Projektilet, som også er elektrisk ledende, placeres nu, så det berører begge skinner. Sættes så en kraftig strømkilde på systemet, så strømmen går ind i den ene skinne, igennem projektilet, og ud ad den anden skinne, vil der blive dannet et kraftigt magnetfelt. Dette magnetfelt vil så påvirke ladbærerne i projektilet, som derved bliver accelereret langs med skinnerne (se figur 4.1.5.a).



Figur 4.1.5.a: Princippet i en railgun.

Principielt er dette den nemmeste løsning, da der ikke kræves nogen styring overhovedet, strømmen skal blot tændes, når man ønsker at skyde. Der kan dog opstå problemer med, at projektil og skinner

smelter sammen, hvis strømmen bliver for stor. For at undgå dette, kan der anvendes specielle materialer heriblandt visse former for kulstof-komposit-materialer.

## 4.2 Valg af acceleratorprincip

Selvom railgun-princippet måske er enkelt, da der ikke kræves nogen styring overhovedet, vil kravet til materialerne gøre dette unødvendigt kompliceret. Der ses derfor nærmere på forslagene med spoler. Det mest effektive vil umiddelbart være forslaget i afsnit 4.1.4, da man her kan opnå en næsten konstant acceleration i hele spolens længde. Da der imidlertid kun er begrænset tid til rådighed for denne opgave, og da én enkelt spole illustrerer princippet i acceleratoren lige så godt som de andre forslag, vælges i stedet forslaget i afsnit 4.1.1. I de følgende afsnit vil denne blive dimensioneret ud fra ønsket om at opnå et så stort magnetfelt som muligt på kortere tid end de 5ms, der ønskes som maksimal accelerationstid.

## 4.3 Valg af materialer

Spolen vil blive lavet af lakeret kobbertråd, da kobber er en god leder, og da kobbertråd er let tilgængeligt. Til at vikle spolen om er valgt et stykke plasticrør med en ydre diameter på 6mm og en indre diameter på 4mm. Denne rørtykkelse er den mindste, der umiddelbart er tilgængelig, og gør det samtidig muligt at anvende projektiler af en håndterbar størrelse. Til montering af spolen er der konstrueret endestykker i aluminium. På grund af en deadline på værkstedet, er disse designet før de endelige dimensioner af spolen var kendte, og der blev derfor antaget en maksimal spoletykkelse på 66mm.

## 4.4 Dimensionering af spole

Der ønskes en spole, som indenfor 5ms kan inducere et kraftigt magnetfelt, og derefter hurtigt aflade igen. Der vil derfor blive opstillet et udtryk for magnetfeltet som funktion af spolens dimensioner, hvorefter der optimeres ud fra dette udtryk.

### 4.4.1 Valg af spolens længde

Længden af spolen vælges ud fra den ønskede minimumshastighed på 15m/s, ved en puls på 5ms. Sættes accelerationen,  $a$ , til at være konstant, fås:

$$v(t) = a \cdot t \Leftrightarrow a = \frac{v(t)}{t} \quad (\text{f.4.4.1.a})$$

$$a = \frac{v(0,005s)}{0,005s} = \frac{15\text{m/s}}{0,005s} = 3000\text{m/s}^2$$

$$s(t) = \frac{1}{2} a \cdot t^2 \quad (\text{f.4.4.1.b})$$

$$s(0,005s) = \frac{1}{2} \cdot 3000\text{m/s}^2 \cdot (0,005s)^2 = 0,0375\text{m}$$

Skal projektilet opnå en hastighed på 15m/s på 5ms, skal den altså accelereres over 3,75cm. Spolen skal derfor mindst være dobbelt så lang, da projektilet kun accelereres i den første halvdel af spolen. Spolens længde vælges på grundlag af dette til 8cm.

### 4.4.2 Opstilling af overordnet udtryk for magnetfeltet i spolen

Med spolens længde og indre diameter fastlagt, skal tråd- og spoletykkelsen findes, så der fås et så stort magnetfelt som muligt til en given tid. For at kunne finde disse størrelser, skal der først bruges et udtryk for magnetfeltet i spolen. For nemheds skyld tilnærmes spolen som værende 'lang'. Så giver formel f.4.4.2.a en værdi for magnetfeltet i midten af spolen til tiden  $t$ :

$$B(t) = \mu_0 \cdot n \cdot I(t) \quad (\text{f.4.4.2.a})$$

hvor  $n$  er vindingstætheden, og  $I(t)$  er strømmen til tiden  $t$ . At spolen er 'lang' indebærer, at spolens længde skal være mindst 10 gange større end spolens radius. Dette kan ikke nødvendigvis overholdes, men udtrykket antages stadig at gælde tilnærmelsesvis. Det ses desuden, at magnetfeltet

ikke afhænger direkte af spolens størrelse. Dog vil en større spole give et større antal vindinger, og, hvis trådtykkelsen holdes konstant, en større intern modstand i spolen. Jo større denne modstand er, jo lavere er den strøm,  $I$ , der kan opnås i spolen ved en given spænding.

Da der uundgåeligt vil opstå spild ved vikling af tråden, og da trådens reelle diameter på grund af lak er forskellig fra den effektive (ledende) diameter, skal der også tages højde for dette. Egne erfaringer har vist, at der kan regnes med 10% spild. Der vælges en dimensionering med hensyn til den effektive diameter, hvorfor  $d_{tråd}$ , når den bruges som fysisk størrelse, vil blive indsat som  $d_{tråd}/0.9$ . Altså:

$$d_{tråd,effektiv} = d_{tråd} \quad (\text{f.4.4.2.b})$$

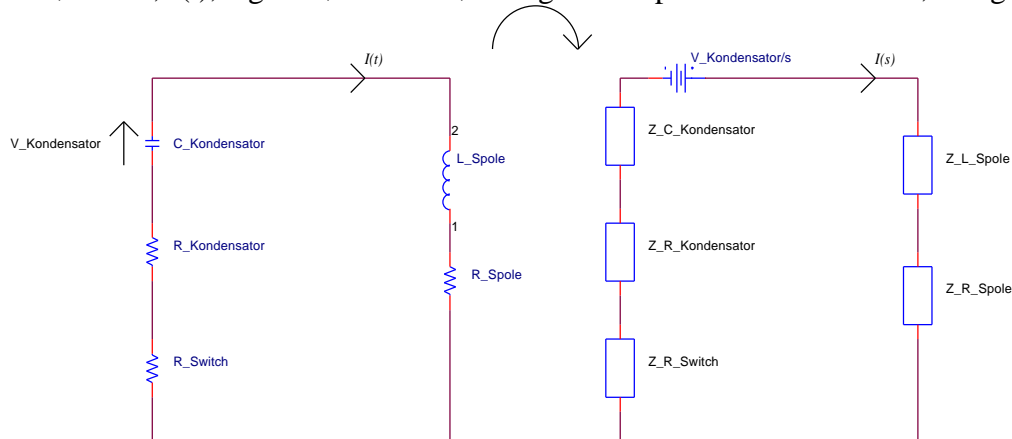
$$d_{tråd,reel} = d_{tråd} / 0.9$$

Vindingstætheden,  $n$ , kan findes som:

$$n = \frac{N}{l_{spole}} = \frac{l_{spole} \cdot (\frac{1}{2} d_{spole} - \frac{1}{2} d_{rør})}{d_{tråd}^2 \cdot l_{spole}} = \frac{\frac{1}{2} d_{spole} - \frac{1}{2} d_{rør}}{(d_{tråd} / 0.9)^2} \quad (\text{f.4.4.2.c})$$

#### 4.4.3 Opstilling af udtryk for strømmen i spolen

For at finde strømmen,  $I(t)$ , tegnes først kredsløbet og dets Laplace-transformation, se figur 4.4.3.a.



Figur 4.4.3.a: Det anvendte kredsløb og laplacetransformationen af dette.

Der foretages nu en KVL i det transformerede kredsløb, og  $I(s)$  isoleres:

$$\frac{-V_{Kondensator}}{s} + I(s) \cdot (Z_{L\_Spole} + Z_{R\_Spole} + Z_{R\_Switch} + Z_{R\_Kondensator} + Z_{C\_Kondensator}) = 0 \Leftrightarrow$$

$$I(s) = \frac{V_{Kondensator}}{s \cdot (Z_{L\_Spole} + Z_{R\_Spole} + Z_{R\_Switch} + Z_{R\_Kondensator} + Z_{C\_Kondensator})} \Leftrightarrow$$

$$I(s) = \frac{V_{Kondensator}}{s \cdot (s \cdot L_{Spole} + R_{Spole} + R_{Switch} + R_{Kondensator} + \frac{1}{s \cdot C_{Kondensator}})} \quad (\text{f.4.4.3.a})$$

Her er det kun  $L_{Spole}$  og  $R_{Spole}$ , der kan varieres, da de andre størrelser ikke afhænger af spolen. Der skal derfor opstilles et udtryk for begge disse værdier som funktion af trådtykkelsen  $d_{tråd}$  og lagtykkelsen  $r_{lag}$ .

#### 4.4.4 Opstilling af udtryk for induktansen

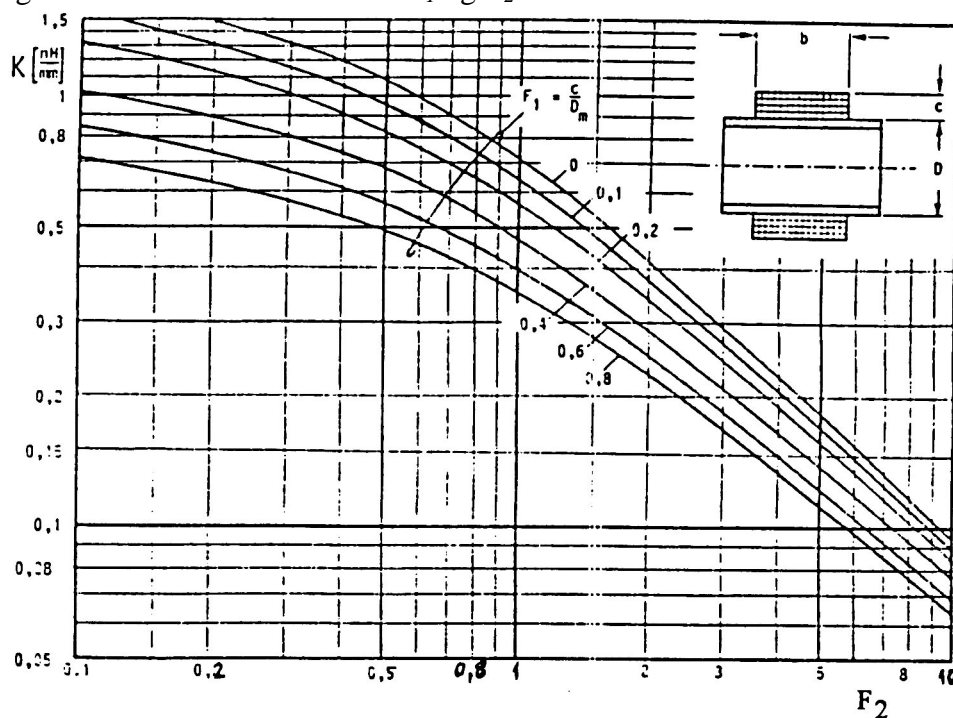
Da spolen vikles med flere lag, er det ikke muligt at finde et enkelt udtryk for selvinduktansen. I stedet benyttes en tilnærmet model taget fra L-Håndbogen<sup>\*</sup>, hvor induktansen er givet ved:

$$L_{Spole} = N^2 \cdot K \cdot D_m \quad (\text{f.4.4.4.a})$$

\* Se litteraturlisten



Her er  $N$  antal vindinger, og  $K$  og  $D_m$  konstanter, som afhænger af spolens dimensioner.  $K$  aflæses på grafen i figur 4.4.4.a udfra konstanterne  $F_1$  og  $F_2$ .



**Figur 4.4.4.a:** Graf til bestemmelse af konstanten  $K$  udfra en spolens fysiske dimensioner. Taget fra L-håndbogen\*.

Konstanterne er givet ved:

$$D_m = \frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør} \quad (\text{f.4.4.4.b})$$

$$F_1 = \frac{\frac{1}{2} d_{spole} - \frac{1}{2} d_{rør}}{D_m} \quad (\text{f.4.4.4.c})$$

$$F_2 = \frac{l_{spole}}{D_m} \quad (\text{f.4.4.4.d})$$

Først findes et udtryk for antallet af vindinger,  $N$ :

$$N = \frac{l_{tråd} \cdot (\frac{1}{2} d_{spole} - \frac{1}{2} d_{rør})}{(d_{tråd} / 0.9)^2} \quad (\text{f.4.4.4.e})$$

Intervallerne, hvori  $D_m$ ,  $F_1$  og  $F_2$  vil ligge, findes så udfra følgende krav til spolens dimensioner:

$$0.006m < d_{spole} < 0.066m$$

$$d_{rør} = 0.006m$$

Minimumværdien for  $d_{spole}$  er her sat til 6mm, hvilket kun kan opnås med en uendelig tynd tråd. Dette er ikke realistisk, men angives alligevel for ikke at udelukke nogen tråddykkelser på forhånd.  $D_m$  vil så ligge i intervallet:

$$\frac{1}{2} d_{spole, \min} + \frac{1}{2} d_{rør} < D_m < \frac{1}{2} d_{spole, \max} + \frac{1}{2} d_{rør} \Leftrightarrow$$

$$0.003m + 0.003m < D_m < 0.033m + 0.003m \Leftrightarrow$$

$$0.006m < D_m < 0.036m \quad (\text{f.4.4.4.f})$$

$F_1$  vil ligge i intervallet:

$$\begin{aligned} \frac{\frac{1}{2}d_{spole,min} - \frac{1}{2}d_{rør}}{\frac{1}{2}d_{spole,min} + \frac{1}{2}d_{rør}} < F_1 < \frac{\frac{1}{2}d_{spole,max} - \frac{1}{2}d_{rør}}{\frac{1}{2}d_{spole,max} + \frac{1}{2}d_{rør}} &\Leftrightarrow \\ \frac{0.003m - 0.003m}{0.003m + 0.003m} < F_1 < \frac{0.033m - 0.003m}{0.033m + 0.003m} &\Leftrightarrow \\ 0 < F_1 < 0.833 & \end{aligned} \quad (\text{f.4.4.4.g})$$

Til sidst findes intervallet, som  $F_2$  vil ligge i:

$$\begin{aligned} \frac{l_{spole}}{D_{m,max}} < F_2 < \frac{l_{spole}}{D_{m,min}} &\Leftrightarrow \\ \frac{0.08m}{0.036m} < F_2 < \frac{0.08m}{0.006m} &\Leftrightarrow \\ 2.222 < F_2 < 13.333 & \end{aligned} \quad (\text{f.4.4.4.h})$$

På grund af  $F_2$ 's interval ses det nu ud fra kurven i figur 4.4.4.a, at man altid vil befinde sig i et område, hvor kurven med god tilnærmelse kan beskrives ved en ret linje i et dobbelt-logaritmisk koordinatsystem, altså en potensfunktion. For at kunne finde denne funktion skal  $F_1$  dog enten inkluderes i formlen eller holdes på en konstant værdi. Da det fundne interval for  $F_1$  er forholdsvis stort, og da  $K$  varierer med op til næsten 100% indenfor dette interval, tyder det på, at det bedste vil være, at  $F_1$  inkluderes i formlen. Men da den minimale tykkelse for spolen er sat urealistisk lavt, undersøges først hvor meget en begrænsning i intervallet for  $d_{spole}$  vil påvirke intervallet for  $F_1$ . Det antages nu at spolen mindst vil få en tykkelse på 1.5cm. Så fås intervallet for  $F_1$  til:

$$\begin{aligned} \frac{\frac{1}{2}d_{spole,min} - \frac{1}{2}d_{rør}}{\frac{1}{2}d_{spole,min} + \frac{1}{2}d_{rør}} < F_1 < \frac{\frac{1}{2}d_{spole,max} - \frac{1}{2}d_{rør}}{\frac{1}{2}d_{spole,max} + \frac{1}{2}d_{rør}} &\Leftrightarrow \\ \frac{0.0075m - 0.003m}{0.0075m + 0.003m} < F_1 < \frac{0.033m - 0.003m}{0.033m + 0.003m} &\Leftrightarrow \\ 0.429 < F_1 < 0.833 & \end{aligned} \quad (\text{f.4.4.4.i})$$

Begrænsningen af  $d_{spole}$  medfører tydeligvis en kraftig afgrænsning af intervallet for  $F_1$ , der dog stadig varierer betydeligt.  $F_1$  vil derfor blive inkluderet i formlen. Med det nye interval vil  $K$  blive tilnærmet ved hjælp af kurverne for  $F_1=0.4$  og  $F_1=0.8$ . Det ses desuden, at kurven for  $F_1=0.6$  tilnærmelsesvist ligger midt imellem de to førnævnte kurver, hvorfor der vil blive tilnærmet en lineær sammenhæng kurverne imellem. De brugte værdier kan ses i figur 4.4.4.b.

$F_2$	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0	8.0	10.0
$K(F_1=0.4)$	0.285	0.235	0.165	0.138	0.119	0.0940	0.0742
$K(F_1=0.8)$	0.223	0.164	0.146	0.111	0.0980	0.0766	0.0649

Figur 4.4.4.b: En række aflæste værdier fra grafen i figur 4.4.4.a.

Ved hjælp af PwrReg på Ti-83, findes de potensfunktioner, som bedst passer til ovenstående værdier til:

$$K(F_1 = 0.8) = 0.39267828946315 \cdot F_2^{(-0.77691356551921)} \quad (\text{f.4.4.4.j})$$

$$K(F_1 = 0.4) = 0.54911996184072 \cdot F_2^{(-0.85601478951302)} \quad (\text{f.4.4.4.k})$$

Med en korrelationskoefficient på henholdsvis  $-0.996$  og  $-0.995$  og ingen synlig systematisk afvigelse på residualplottet må ovenstående funktioner gælde med god tilnærmelse.

Da sammenhængen mellem kurverne tilnærmes lineært, må de to funktioner kunne samles til én, afhængig af både  $F_1$  og  $F_2$ . Da det antages at gennemsnittet af de to funktioner for  $F_1=0.8$  og  $F_1=0.4$  svarer til funktionen for  $F_1=0.6$ , må det samlede udtryk for  $K$  kunne findes, ved at addere eller subtrahere til dette gennemsnit, afhængig af  $F_1$ 's afvigelse fra 0.6. Resultatet ses i formel f.4.4.4.l.

$$K(F_1, F_2) = \left( \frac{K(F_1 = 0.4) + K(F_1 = 0.8)}{2} \right) - \left( \frac{0.4 + 0.8}{2} - F_1 \right) \cdot \left( \frac{K(F_1 = 0.4) - K(F_1 = 0.8)}{2} \right) \Leftrightarrow \quad (\text{f.4.4.4.l})$$

$$K(F_1, F_2) = \left( \frac{0.55 \cdot F_2^{(-0.86)} + 0.39 \cdot F_2^{(-0.78)}}{2} \right) - \left( \frac{0.6 - F_1}{0.2} \right) \cdot \left( \frac{0.55 \cdot F_2^{(-0.86)} - 0.39 \cdot F_2^{(-0.78)}}{2} \right)$$

Ikke alle decimaler er medtaget, men i beregningerne vil alle blive brugt. Indsættes udtrykkene for  $F_1$  og  $F_2$  i formel f.4.4.4.a fås spolens induktans,  $L_{Spole}$ , til:

$$L_{Spole} = N^2 \cdot K \cdot D_m \Leftrightarrow$$

$$L_{Spole} = \left( \frac{l_{tråd} \cdot \left( \frac{1}{2} d_{spole} - \frac{1}{2} d_{rør} \right)}{(d_{tråd} / 0.9)^2} \right)^2 \cdot \left( \frac{0.55 \cdot \frac{l_{spole}}{\frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør}}^{(-0.86)} + 0.39 \cdot \frac{l_{spole}}{\frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør}}^{(-0.78)}}{2} \right) - \left( \frac{0.6 - \frac{\frac{1}{2} d_{spole} - \frac{1}{2} d_{rør}}{\frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør}}}{0.2} \right) \cdot \left( \frac{0.55 \cdot \frac{l_{spole}}{\frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør}}^{(-0.86)} - 0.39 \cdot \frac{l_{spole}}{\frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør}}^{(-0.78)}}{2} \right) \cdot \left( \frac{1}{2} d_{spole} + \frac{1}{2} d_{rør} \right) \cdot 10^{-6}$$

Der multipliceres med  $10^{-6}$  for at få resultatet i Henry, da resultatet ellers fås i  $\mu\text{H}$ .

#### 4.4.5 Opstilling af udtryk for spolens indre modstand

Med udtrykket for spolens induktans, mangles nu kun et udtryk for den indre modstand i spolen. Denne modstand er givet ved:

$$R_{spole} = r_{tråd} \cdot \frac{l_{tråd}}{A_{tråd}} = r_{tråd} \cdot \frac{l_{tråd}}{\frac{1}{4} \mathbf{p} \cdot d_{tråd}^2} \quad (\text{f.4.4.5.a})$$

Her er det kun længden af tråden,  $l_{tråd}$ , der er ubekendt. Denne findes ved at summere længden af tråden for hver enkelt vinding, over antallet af lag,  $X$ , og derefter multiplicere med antal vindinger givet ved længden af spolen divideret med tråddiameteren. Udtrykket er derefter simplificeret ved hjælp af Mathematica:

$$l_{tråd} = \frac{l_{spole}}{(d_{tråd} / 0.9)} \cdot \sum_{x=1}^X (\mathbf{p} \cdot (d_{rør} + (d_{tråd} / 0.9) \cdot (2x - 1))) = l_{spole} \cdot \mathbf{p} \cdot \left( \frac{d_{rør}}{(d_{tråd} / 0.9)} \cdot X + X^2 \right) \quad (\text{f.4.4.5.b})$$

Antal lag i spolen,  $X$  kan tilnærmes med  $(d_{spole} - d_{rør}) / (2d_{tråd} / 0.9)$ . Ved hjælp af Ohms lov og formel f.4.4.5.a og f.4.4.5.b, kan det søgte udtryk nu opstilles:

$$\begin{aligned} R_{spole} &= r_{tråd} \cdot \frac{l_{tråd}}{A_{tråd}} \Leftrightarrow \\ R_{spole} &= r_{tråd} \cdot \frac{1}{\frac{1}{4} \mathbf{p} \cdot d_{tråd}^2} \cdot \mathbf{p} \cdot l_{spole} \cdot \left( \frac{d_{rør}}{(d_{tråd} / 0.9)} \cdot X + X^2 \right) \Rightarrow \\ R_{spole} &= 4 r_{tråd} \cdot l_{spole} \cdot \frac{d_{spole} - d_{rør}}{2(d_{tråd} / 0.9)} \cdot \frac{d_{rør}}{(d_{tråd} / 0.9)^3} + 4 r_{tråd} \cdot l_{spole} \cdot \left( \frac{d_{spole} - d_{rør}}{2(d_{tråd} / 0.9)} \right)^2 \cdot \frac{1}{d_{tråd}^2} \Leftrightarrow \\ R_{spole} &= \frac{1}{(d_{tråd} / 0.81)^4} \cdot r_{tråd} \cdot l_{spole} \cdot (d_{spole}^2 - d_{rør}^2) \quad (\text{f.4.4.5.c}) \end{aligned}$$

#### 4.4.6 Opstilling af endeligt udtryk for magnetfeltet i spolen

Med disse udtryk kan ligningen for magnetfeltet opstilles. For at få et udtryk afhængigt af  $d_{tråd}$  og lag-tykkelsen,  $r_{lag}$  erstattes  $d_{spole}$  med:

$$d_{spole} = 2 \cdot r_{lag} + d_{rør} \quad (\text{f.4.4.6.a})$$

Så fås:

$$B(t) = \mathbf{m}_b \cdot n \cdot \mathcal{L}^{-1}(I(t)) = \mathbf{m}_b \cdot \frac{\frac{1}{2}d_{spole} - \frac{1}{2}d_{rør}}{(d_{tråd}/0.9)^2} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left( \frac{V_{Kondensator}}{s \cdot (s \cdot L_{Spole} + R_{Spole} + R_{Switch} + R_{Kondensator} + \frac{1}{s \cdot C_{Kondensator}})} \right) =$$

$$B(t) = \mathbf{m}_b \cdot \frac{r_{lag}}{(d_{tråd}/0.9)^2} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left( V_{Kondensator} / (s \cdot (s \cdot \left( \frac{l_{spole} \cdot r_{lag}}{(d_{tråd}/0.9)^2} \right)^2 \cdot \left( \frac{0.55 \cdot \frac{l_{spole}}{r_{lag} + d_{rør}} \wedge (-0.86) + 0.39 \cdot \frac{l_{spole}}{r_{lag} + d_{rør}} \wedge (-0.78)}{2} \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. - \left( \frac{0.6 - \frac{r_{lag}}{r_{lag} + d_{rør}}}{0.2} \right) \cdot \left( \frac{0.55 \cdot \frac{l_{spole}}{r_{lag} + d_{rør}} \wedge (-0.86) - 0.39 \cdot \frac{l_{spole}}{r_{lag} + d_{rør}} \wedge (-0.78)}{2} \right) \cdot (r_{lag} + d_{rør}) \cdot 10^{-6} + \right. \right.$$

$$\left. \left( \frac{1}{(d_{tråd}^4/0.81)} \cdot r_{tråd} \cdot l_{spole} \cdot ((2 \cdot r_{lag} + d_{rør})^2 - d_{rør}^2) + R_{Switch} + R_{Kondensator} + \frac{1}{s \cdot C_{Kondensator}} \right) \right) \quad (\text{f.4.4.6.b})$$

Dette er ganske problematisk at udregne manuelt, og udtrykket indsættes derfor i Mathematica. Resultatet er et endnu større udtryk, som kan ses på CD-ROM'en.

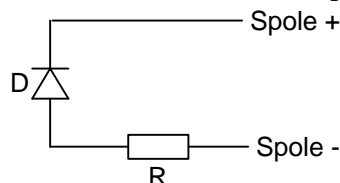
#### 4.5 Design af afladningskredsløb

Når strømmen til spolen kobles fra, vil spolen, ifølge Lenz' lov, prøve at opretholde magnetfeltet ved at inducere en strøm. Hvis spolen ikke kan aflade denne strøm, vil der komme en meget høj spænding over andre komponenter i kredsløbet for eksempel kredsløbet til styring af acceleratoren. I værste fald vil denne spænding kunne brænde dette kredsløb af.

For at undgå dette kan der monteres en diode over spolen. Da en diode ikke har en særlig høj modstand, når den leder, vil dette give spolen en unødvendig lang afladningstid,  $T_{afladning}$ , som det ses af formel f.4.5.a.

$$T_{afladning} \approx 5t = 5 \cdot \frac{L_{spole}}{R_{afladning}} \quad (\text{f.4.5.a})$$

Derfor sættes en effektmodstand i serie med dioden for at mindske afladningstiden (se figur 4.5.a). Denne modstand vil dog øge spændingen og skal derfor vælges med omtanke. For at kunne vælge komponenterne, kræves det endvidere, at strømmen i spolen kendes på det tidspunkt, hvor acceleratorforsyningen frakobles, samt at den spænding, som switch-kredsløbet kan klare, kendes. Afladningskredsløbet vil derfor først blive dimensioneret på et senere tidspunkt.



Figur 4.5.a: Diagram over afladningskredsløb, en diode og en effektmodstand.

#### 4.6 Konklusion på konstruktion af accelerator

Acceleratoren vil blive lavet af én lang spole, viklet af lakeret kobbertråd omkring et 6mm tykt plasticrør. Udfra den ønskede udgangshastighed for projektilet på 15m/s ved en accelerationstid på 5ms blev spolens længde fundet til 8cm. Der blev derefter opstillet en række udtryk, der resulterede i ét samlet udtryk for spolens magnetfelt. Ved at optimere dette udtryk, kan spolens optimale dimensioner findes. Dette kan dog først gøres, når alle de variable, bortset fra  $d_{tråd}$  og  $r_{lag}$  der skal optimeres med hensyn til, kendes. Da alle variable endnu ikke er bestemt, vendes tilbage til dette i kapitel 10. Det samme gælder for afladningskredsløbet, der også kræver kendskab til en række variable, der endnu ikke kendes.

## 5 Konstruktion af styring til accelerator

Med acceleratorforsyningen og selve acceleratoren designet, mangler der nu kun én del i selve accelerator kredsløbet. Da det skal være muligt at kontrollere strømmen fra acceleratorforsyningen elektronisk, skal der laves et switch-kredsløb, som kan modtage input fra HC11'eren, og, i henhold til dette, til- eller frakoble acceleratorforsyningen. Dette switch-kredsløb vil herunder blive designet.

### 5.1 Løsningsforslag til styring af accelerator

En række løsningsforslag til denne styring ses herunder.

#### 5.1.1 BJT transistor

En BJT transistor kan bruges som switch, hvis basisstrømmen er stor nok til at drive den i mætning. BJT'en har en lav mætningsspænding, og det er muligt at få BJT transistorer, som kan klare store strømme (over 25 ampere). Disse er dog forholdsvis dyre, og det kræver en stor basisstrøm (omkring 5 til 10% af den ønskede strøm igennem transistoren) at få dem til at gå i mætning.

#### 5.1.2 MOSFET

En MOSFET er bedre egnet som switch end en BJT, da den ikke har nogen offset-spænding. Desuden er en MOSFET nemmere at drive, da den strøm, der kræves før den går i mætning, stort set er nul (i nanoampere området). En MOSFET reagerer også hurtigere end en BJT, men til gengæld kan den ikke klare så høj strøm og spænding.

#### 5.1.3 Mekanisk kontakt/relæ

Det er muligt at få relæer, der kan klare store strømme og spændinger, men disse er til gengæld forholdsvis langsomme (reaktionstid i millisekunder) og vil sandsynligvis give problemer med prel. Desuden risikeres, at kontaktfladerne smelter sammen ved meget store strømme.

#### 5.1.4 Thyristor/kondensator tilpasning

Thyristorer er billige og kan klare meget store strømme og spændinger. Desværre er det ikke umiddelbart muligt at lukke en thyristor igen, når den først er åben. For at kunne bruge en thyristor kræves det altså, at forsyningskondensatorernes afladningstid er tilpasset nøjagtig til projektilets accelerationstid. Dette er dog meget ufleksibelt, da det ikke umiddelbart er muligt at ændre projektilets accelerationstid uden at ændre i forsyningen. For at undgå dette kan der bruges en såkaldt V-kobling\*.

#### 5.1.5 IGBT

En IGBT kombinerer det bedste fra MOSFET'erne med det bedste fra BJT-transistorerne. Det betyder, at de kræver meget lidt strøm for at åbne, og at de samtidig fås i udgaver, der kan klare meget store strømme.

## 5.2 Valg af styring af accelerator

Selvom en IGBT umiddelbart lyder som det mest optimale, vælges det at bruge MOSFET'er for at ramme indenfor både pensum og lagerlisten. MOSFET'erne er velegnede som switch og både hurtige og lette at drive. Da der sandsynligvis bliver behov for en større strøm end en enkelt MOSFET kan klare, vil en række MOSFET'er blive parallelkoblet.

## 5.3 Design af styring til accelerator

Med MOSFET'erne valgt til brug i switch-kredsløbet, skal der nu vælges hvilken type der bruges. Diagrammet kan ses i bilag 3.3.

---

\* Denne kobling er beskrevet på hjemmesiden 'Gauss gun Pskov 1100', se litteraturlisten.

### 5.3.1 Valg af MOSFET'er

Til brug i switchkredsløbet er valgt IRF-630 MOSFET N-channel enhancement transistorer. Denne type kan klare en forholdsvis stor strøm (op til 9A), en spænding på 200V over drain og source, og desuden er den lagerført og billig. I første omgang var valget faldet på IRF530, da denne kan klare en større strøm (op til 14A). Derimod kan den kun klare 100V over drain og source, og senere tests viste, at det ikke var muligt at designe et afladningskredsløb, så dette blev overholdt, samtidig med at spolens afladningstid blev holdt på et acceptabelt niveau (mindre end opladningstiden). Der kan ses et uddrag af databladet for IRF630 i bilag 5.2. Det ses herfra, at IRF630 kan klare omkring 13.5A i 10 millisekunder og omkring 22A i ét millisekund. Da accelerationstiden er sat til maksimum 5 millisekunder, vil den maksimalt tilladelige strøm altså ligge mellem 13.5A og 22A. Modstanden i én MOSFET, når denne er åben, er typisk  $0.35\Omega$  ifølge databladet. Antallet af MOSFET'er kan dog ikke bestemmes, før den maksimale strøm kendes. Derfor vendes tilbage til dette i kapitel 10.

### 5.4 Dimensionering af driverkredsløb

MOSFET'erne skal virke som switches og skal derfor operere i cut-off og i triodeområdet. For at sikre dette designes et driverkredsløb. For operation i cut-off området skal gælde:

$$v_{GS} < V_t \quad (\text{f.5.4.a})$$

Hvor  $V_t$  er tærskelspændingen, som for IRF630 er mellem 2V og 4V. For operation i triode området skal gælde:

$$v_{GS} > V_t \quad (\text{f.5.4.b})$$

$$v_{DS} < v_{GS} - V_t \quad (\text{f.5.4.c})$$

Hvis indgangskaraktistikken ("Transfer Characteristics", kan ses på databladsuddraget for IRF630 i bilag 5.2) er parabelformet, kan strømmen gennem MOSFET'en,  $I_D$ , desuden tilnærmes med:

$$I_D = \frac{I_{D0}}{V_t^2} \left[ 2(v_{GS} - V_t) \cdot v_{DS} - v_{DS}^2 \right] \quad (\text{f.5.4.d})$$

Det ses dog tydeligt, at indgangskaraktistikken kun tilnærmelsesvist er parabelformet ved meget lave strømme (under 2A). Ovenstående formel kan derfor ikke bruges, og eneste mulighed er at bruge databladsopslag og PSpice simuleringer.

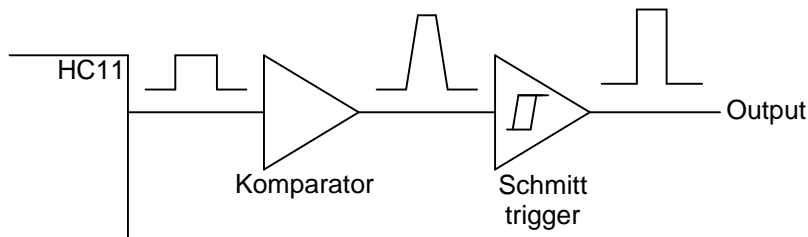
Signalet til aktivering af MOSFET'erne kommer fra HC11'eren, og da dette derfor vil være på 5V, skal det forstærkes op for at sikre, at formel f.5.4.c og f.5.4.b opfyldes og dermed operation i triodeområdet. For ikke at skulle designe en separat spændingsforsyning til denne forstærker vælges den højeste spænding, der allerede er i systemet, +12V. Ifølge databladet kan IRF630 klare en maksimal  $V_{GS}$ -spænding på 20V, så dette udgør ikke et problem. Da MOSFET'ernes tærskelspænding kan variere mellem 2V og 4V, er det desuden nødvendigt, at udgangssignalet er så tæt på en firkantpuls som muligt. Dette vil medføre, at spændingen over MOSFET'ernes gates ændres tilnærmelsesvist momentant, så de derved, uanset den enkelte MOSFET's tærskelspænding, åbner og lukker samtidig.

#### 5.4.1 Løsningsforslag til MOSFET-driver

En driver MOSFET'erne kan laves på flere måder, for eksempel ved at benytte en operationsforstærker koblet som komparator med en forsyningsspænding på GND og 12V, der så kan forstærke signalet fra HC11'eren. Der er dog nogle problemer med denne løsning; dels er den forholdsvis dyr, og dels er en operationsforstærker begrænset af sin slewrate. Da signalet til MOSFET'erne skal være så tæt på et firkantsignal som muligt, kan dette godt give problemer.

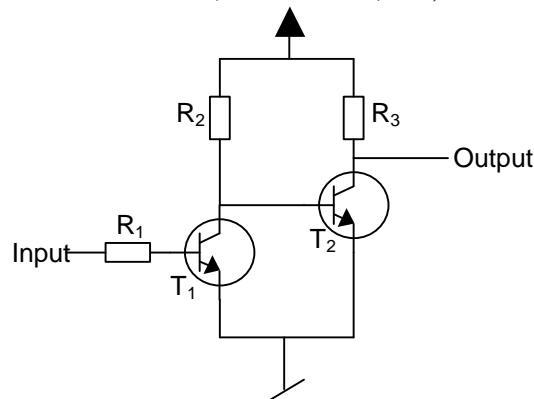
En mulig løsning på slewrateproblemet kunne være at koble en schmitt-trigger efter operationsforstærkeren, hvilket dog vil fordyre konstruktionen endnu mere, se figur 5.4.1.a. Desuden vil signalet blive forvrænget, da schmitt-triggeren først reagerer og skifter fra lav til høj, når udgangssignalet fra operationsforstærkeren når en vis størrelse. Det gælder tilsvarende, når der

skal skiftes fra høj til lav. Signalet fra schmitt-triggeren vil altså rent tidsmæssigt blive kortere end det signal, som sendes til operationsforstærkeren fra HC11'eren.



Figur 5.4.1.a: MOSFET-driver med komparator og schmitt-trigger.

En anden løsning vil være at opbygge forstærkningskredsløbet rent diskret for eksempel med to transistorer, der begge er koblet, så de fungerer som en inverter, se figur 5.4.2.b. Der bruges to transistorer, så HC11'eren kun skal levere strøm til kredsløbet, når MOSFET'erne skal aktiveres.



Figur 5.4.2.b: Diskret opbygget MOSFET-driver med to transistorer.

Når spændingen på indgangen er høj, altså 5V, vil T1 være i mætning. Derved vil kollektor-emitter spændingsfaldet på T1 være ca. 0.2V, og T2 er derfor i cut-off. Når T2 er i cut-off, vil dens kollektorspænding, og dermed outputtet, være lig forsyningspændingen på 12V. Når spændingen på indgangen er lav, altså 0V, vil T1 være i cut-off, og basis-emitter spændingsfaldet på T2 vil dermed være lig T1's kollektorspænding. T2 er derfor i mætning, og dens kollektorspænding, og dermed outputtet, er så ca. 0.2V.

Med 5V på indgangen fås altså de ønskede 12V på udgangen. Med 0V på indgangen fås 0.2V på udgangen, hvilket er mere end de ønskede 0V. Da tærskelspændingen for de anvendte MOSFET'er er mindst 2V, får dette dog ingen betydning.

Dette kredsløb er både billigere og mere simpelt end kredsløbet med operationsforstærker og schmitt-trigger. Desuden bør det ikke være noget problem at konstruere det således, at reaktionstiden kan holdes på et ubetydeligt niveau. Det vælges derfor at bruge forslaget med de to transistorer.

#### 5.4.2 Dimensionering af MOSFET-driver

Der vælges to BC547B transistorer til driveren. Disse er billige general purpose NPN transistorer, som kan anvendes, da disse er hurtige og strømstærke nok til formålet. BC547B kan tåle en konstant kollektorstrøm på 100mA og har ved denne strøm et kollektor-emitter spændingsfald på typisk 0.2V, når den er i mætning, se databladsudrag for BC547B i bilag 5.3.

Hver IRF630 har en indgangskapacitans på typisk 540pF. For at undgå at opladningen af de indre kapacitanser ikke medfører, at udgangssignalet afviger for meget fra et firkantsignal, er det nødvendigt, at driveren kan levere en forholdsvis stor strøm. Da T2 skal trække denne strøm i den tid, MOSFET'erne ikke er aktiverede, må den ikke overstige BC547B'ens maksimale kollektorstrøm på 100mA. For en sikkerheds skyld vælges kollektorstrømmen derfor til 80mA.

Derved fås en kollektormodstand på:

$$R_3 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12V - 0,2V}{80mA} = 147,5\Omega$$

Spændingen over modstanden er ca. 11,8 V, når T2 leder. Den afsatte effekt bliver så:

$$P_{R3} = \frac{U_{R3}^2}{R_3} = \frac{11,8V^2}{147,5\Omega} = 944mW$$

En 1% MRS25 modstand kan kun klare 700mW, hvorfor der bruges en 5% PR37 metalfilms effektmodstand, der kan klare 1,6W. Denne fås dog ikke på 147,5Ω, hvorfor der bruges to parallelkoblede modstande på henholdsvis 330Ω og 270Ω. Der fås derfor en modstand på 148,5Ω? som kan klare 3,2 W. Opladningstiden,  $T_N$ , for  $N$  antal MOSFET'er kan nu findes som:

$$T_N = 5t = 5 \cdot N \cdot C_{MOSFET} \cdot R_3 = 5 \cdot N \cdot 540pF \cdot 148,5\Omega = 0,401ms \cdot N \quad (f.5.4.2.a)$$

Selv med mange MOSFET'er, for eksempel 100, vil denne opladningstid være fuldt ud acceptabel, da MOSFET'ernes aktiveringstid varer i flere millisekunder.

Strømforstærkningen,  $b$ , for BC547B transistoren er på minimum 200 gange. For ikke at drive transistorerne for langt i mætning, hvilket vil øge deres skiftetid, dimensioneres de kun med en overdrivefaktor på 4, altså:

$$b_{overdrive} = \frac{b}{overdrivefaktor} = \frac{200}{4} = 50 \quad (f.5.4.2.b)$$

Derved skal basismodstanden,  $R_2$ , til T2 være:

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(\frac{I_C}{b_{overdrive}}\right)} = \frac{12V - 0,7V}{\left(\frac{80mA}{50}\right)} = 7,0625k\Omega$$

Nærmeste værdi i E96-rækken er 7,15kΩ. Da T2's basismodstand er T1's kollektormodstand, og da der for T1 også regnes med en overdrivefaktor på 4, giver dette en basismodstand for T1 på:

$$R_1 = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{\left(\frac{\left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_{C1}}\right)}{b_{overdrive}}\right)} = \frac{5V - 0,7V}{\left(\frac{\left(\frac{12V - 0,2V}{7,15k\Omega}\right)}{50}\right)} = 130,278k\Omega$$

Nærmeste værdi fra E96-rækken er 130kΩ. De endelige komponentværdier bliver så:

T1:	BC547B	T2:	BC547B
R1:	130kΩ	R2:	7,15kΩ
R3:	148,5Ω		

I bilag 3 forefindes et diagram over driveren.



### **5.5 Konklusion på acceleratorstyring**

Acceleratorstyringen konstrueres ved hjælp af en række MOSFET'er, der både er hurtige, billige, nemme at drive og kan klare en forholdsvis høj strøm. Da de dog kræver en højere spænding på gaten for sikker operation i triodeområdet end HC11'eren kan give, er der desuden konstrueret et driver-kredsløb, til forstærkning af signalet fra HC11'eren.

Efter at have gennemgået hele styringen til acceleratoren, resterer der nu kun den endelige bestemmelse af antallet af MOSFET'er. Da dette kræver, at den maksimale strøm i kredsløbet kendes, kan dette ikke gøres på nuværende tidspunkt.

Da selve MOSFET-switchen kun vil bestå af en række parallelkoblede MOSFET'er, vil denne blive lavet på vero-board.

## **6 Valg og konstruktion af projektiler**

Der skal vælges og konstrueres en række projektiler til acceleratoren. Dette afsnit vil beskrive en række forskellige forslag til valg af projektil. Dette skal gøres med omtanke, da acceleratoren baseres på magnetfelter og derfor kun kan påvirke permanente magneter og magnetiserbare materialer.

### **6.1 Løsningsforslag til projektil**

Herunder følger en række forslag.

#### **6.1.1 Permanent magnet**

Umiddelbart må en permanent magnet være det mest optimale, da acceleratoren her ikke skal bruge energi på at magnetisere projektilet først, men i stedet kan afsætte alt energien som kinetisk energi. Projektilet skal dog vendes på en bestemt måde, da det ellers vil flyve baglæns ud af acceleratoren. Da det ikke umiddelbart er muligt selv at bearbejde permanente magneter mekanisk, kan der desuden være problemer med at skaffe magneter i den rigtige størrelse.

#### **6.1.2 Blødt jern**

Et projektil af blødt jern vil også kunne bruges. Acceleratoren vil skulle bruge energi på at magnetisere jernet, men der bør stadig være energi til at accelerere projektilet også. Da der kan være forskel på magnetiseringen af projektilerne fra gang til gang, vil der dog sandsynligvis være forskel i den opnåede hastighed fra gang til gang. Desuden er det tvivlsomt, om en eventuel induktiv hastighedsregistrering vil kunne registrere disse projektiler, da deres magnetfelt vil være meget svagere i forhold til en permanent magnet. Ved blødt jern er det muligt selv at bearbejde råmateriale til færdige projektiler, for eksempel ved spåntagende bearbejdning. Det er derfor muligt forholdsvis enkelt, at fremstille projektiler specifikt til denne accelerator.

#### **6.1.3 Bærerprojektil**

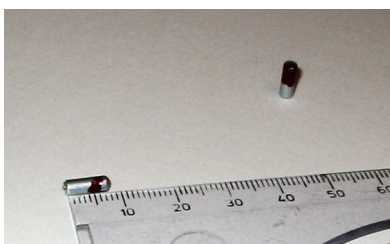
Er der brug for at benytte et projektil som ikke kan magnetiseres, kan man benytte en permanent magnet eller et objekt af et magnetiserbart materiale til at skubbe projektilet med. Fordelen ved denne metode er at der bliver mulighed for at accelerere alle materialer. Til gengæld vil det kræve en mekanisme til holde bærerprojektilet i acceleratoren. Desuden vil dette ikke være så effektivt, da det kun vil være en del af den afsatte energi der tilføres det rigtige projektil.

## **6.2 Valg af projektil**

Da acceleratoren uden problemer vil kunne accelerere både permanente magneter, og projektiler fremstillet af magnetiserbart materiale, vil begge blive anvendt. Da det ikke er essentielt at hastigheden er den samme fra gang til gang, vil der ikke være problemer med jern-projektilernes varierende magnetisering. Idéen med et bærerprojektil vil dog ikke blive anvendt, for ikke at komplicere det mekaniske design, og da denne ikke anses for at være ligeså effektiv.

## **6.3 Valg af permanente magneter**

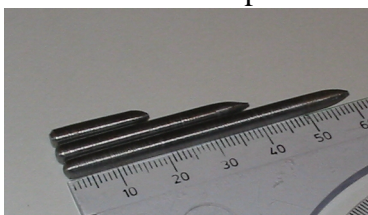
Da det anvendte accelerator-rør har en diameter på 4mm, ønskes en permanent magnet der udfylder dette så godt som muligt. Den bedste størrelse der umiddelbart kunne skaffes, var en række små runde stangmagneter, med en længde på 8mm og en diameter på 3mm. Disse er af typen Permax 430, og er fremstillet ved sintering af NdFeB. Da magneternes accelerationsretning i acceleratoren afhænger af deres polarisering, blev magneternes nordpol lakeret med rød farve. Der kan ses et billede af de anvendte permanente magneter i figur 6.3.a., mens dens datablad kan ses på CD-ROM'en.



Figur 6.3.a: De anvendte permanente magneter.

#### **6.4 Konstruktion af jernprojektiler**

Til konstruktion af jernprojektiler blev der fremskaffet en jernstang med en diameter på 4mm. Af denne stang blev der fremstillet mindre stykker på 2, 4 og 6cm's længde. Da acceleratorens indre diameter også er 4mm, var det dog nødvendigt at bearbejde de små stykker ned til en lidt mindre diameter ved hjælp af spåntagende bearbejdning. Ved samme lejlighed blev projektilernes aerodynamiske egenskaber forbedret ved at lave dem spidse. Der kan ses et billede på figur 6.4.a.



Figur 6.4.a: De anvendte jernprojektiler.

#### **6.5 Konklusion på valg og konstruktion af projektiler**

Der blev valgt både at bruge projektiler af permanent magnetisk materiale og jernprojektiler. Begge disse vil kunne påvirkes af acceleratoren. Dog er der tvivl om, om jernprojektilerne vil kunne opfanges af en eventuel induktiv hastighedsregistrering.

## 7 Konstruktion af hastighedsregistrering

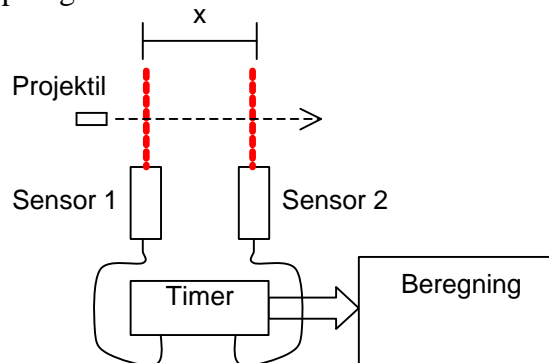
Ifølge kravspecifikationen skal projektilets udgangshastighed kunne måles. I det følgende kapitel vil der blive gennemgået forskellige måder at gøre dette på. Desuden vil der blive designet og dimensioneret et system til hastighedsregistrering baseret på et af løsningsforslagene.

### 7.1 Løsningsforslag til hastighedsregistrering

Hastighedsmålingen kan foretages på flere forskellige måder. Herunder er en række løsningsforslag.

#### 7.1.1 Optisk registrering med to sensorer

Den mest simple hastighedsregistrering opnås ved at benytte to optiske sensorer. Et sådant system vil kunne opbygges som ses på figur 7.1.1.a.



Figur 7.1.1.a: Opbygning af hastighedsregistrering med to optiske sensorer.

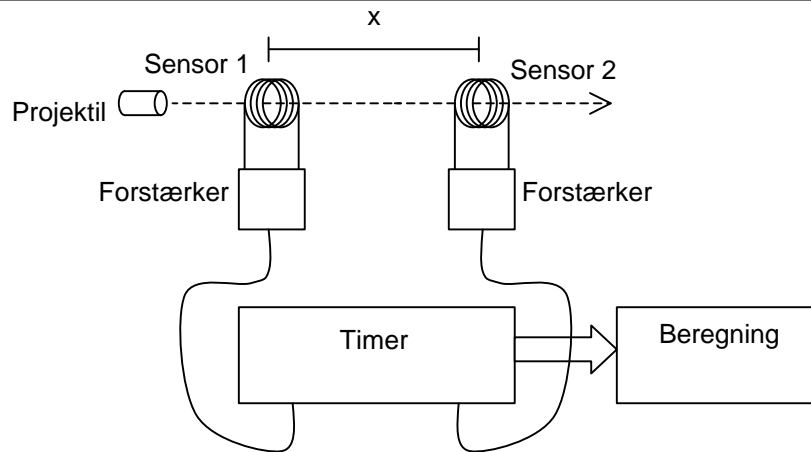
Her måles den tid der går fra projektilet passerer sensor 1 til sensor 2 passeres. Ved så at dividere afstanden mellem sensorerne med denne tid, fås projektilets hastighed. Der vil ikke være problemer med at sensorerne ikke opfatter hele projektilets længde, for eksempel hvis projektilet er spidst, for da begge sensorer er ens, vil målingen starte og stoppe det samme sted på projektilet. Sensorerne kan for eksempel opbygges med en IR-transmitter placeret overfor en IR-modtager. Signalbehandlingen kan klares forholdsvis enkelt med for eksempel en mikro-controller.

#### 7.1.2 Optisk registrering med én sensor

Hastigheden kan også findes ved brug af blot en enkelt optisk sensor. Ved at måle hvor lang tid projektilet er ud for sensoren og derefter dividere projektilets længde med denne tid, kan farten findes. Dette er umiddelbart mere simpelt og elegant end løsningen med to sensorer, men kræver en rekalkibrering af systemet, hvis der skal skydes med projektiler med forskellige længder. Desuden kan der være problemer med at finde den længde af projektilet som sensoren kan "se". Hvis projektilet for eksempel er spidst, vil sensoren ikke nødvendigvis opfange hele dets længde.

#### 7.1.3 Induktiv registrering med to sensorer

Hvis projektilet er magnetisk, kan der i stedet for optiske sensorer bruges induktive. Et system baseret på induktive sensorer kan laves forholdsvis enkelt ved blot at udskifte de optiske sensorer i figur 7.1.1.a med små spoler, se figur 7.1.3.a.



Figur 7.1.3.a: Opbygning af hastighedsregistrering med to spoler.

Ved passagen gennem spolerne, vil det magnetiske projektil inducere en strøm i disse. Disse signaler er dog for små til, at en tæller vil kunne registrere dem. Signalerne sendes derfor igennem en forstærker.

#### 7.1.4 Induktiv registrering med én sensor

Et induktivt system vil også kunne laves ved hjælp af kun én spole. Den spænding, der induceres i spolen, emf ( $\mathbf{x}$ ), er givet ved:

$$\mathbf{x} = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (\text{f.7.1.4.a})$$

Spændingen er altså afhængig af den tid, ændringen i fluxen sker på, og dermed kan det udledes, at emf'en også er afhængig af hastigheden på projektilet. Altså:

$$\mathbf{x} = -\frac{d\Phi_B}{dt} = -\frac{d\Phi_B}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = -\frac{d\Phi_B}{dx} \cdot v_{\text{projektil}} \quad (\text{f.7.1.4.b})$$

Ud fra den maksimale spænding kan projektilets hastighed altså findes. Dette kræver dog et såkaldt 'sample and hold'-kredsløb til at holde den opnåede maksimale spænding. Dette kredsløb indeholder blandt andet en speciel kondensator med høj kapacitet og høj indre modstand. Derudover skal der bruges et system til at kontrollere, hvornår den maksimale spænding er opnået. Her kunne for eksempel bruges en operationsforstærker koblet som differentiator. Når spændingen når sit maksimum, vil udgangen på denne blive 0V, hvorefter der gives signal til 'sample and hold'-kredsløbet om at holde den opnåede spænding. Det 'gemte' signal forstærkes nu op og konverteres til et digitalt signal ved hjælp af en A/D konverter. En mikro-controller vil nu kunne beregne projektilets hastighed.

## 7.2 Valg af system til hastighedsregistrering

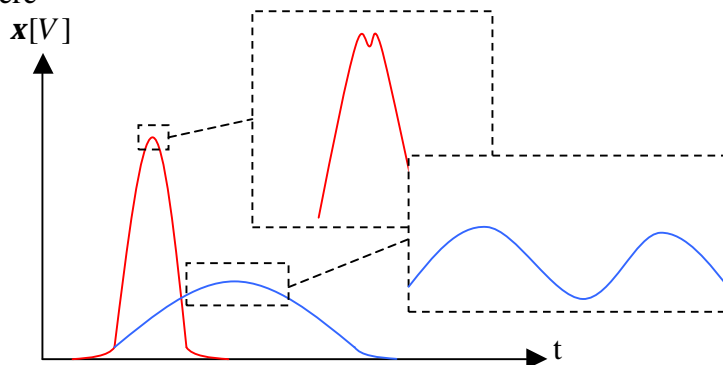
Den induktive registrering ligger tættest op af semestrets pensum, så derfor vælges én af løsningerne baseret på dette princip. Selvom forslaget med én spole måske er det mest simple og elegante, indebærer dette dog, at det nøjagtige magnetfelt for det pågældende projektil skal kendes. Da magnetens styrke aftager med tiden, vil der også skulle korrigeres for dette. Desuden er den nødvendige elektronik både kompliceret og forholdsvis dyr, så i stedet vælges forslaget i afsnit 7.1.3. Dette er både enklere elektronisk set, og stiller ingen krav til kendskabet af projektilets magnetfelt. Magnetfeltet skal blot være så stort, at den inducerede strøm fra projektilets passage kan overdøve den støj, der måtte være.

## 7.3 Design og dimensionering af hastighedsregistrering

Ud fra det valgte princip vil der nu blive designet og dimensioneret et system til hastighedsregistrering. Dette vil blive dimensioneret ud fra anvendelse af de permanente magneter som projektiler, da disse, på grund af deres stærkere magnetfelt, må antages at være lettere for målespolerne at opfange. Diagrammet over hastighedsregistreringen kan ses i bilag 3.6.

### 7.3.1 Design og dimensionering af målespoler

Sensorerne skal være små spoler, så der induceres en spænding, når det magnetiske projektil passerer. Desuden bør spolen være så kort, at det tilnærmelsesvist er den samme spænding, der induceres i alle vindinger samtidig. Dette vil gøre den inducerede spændingspuls, emf, kort og præcis og samtidig gøre det nemmere at regne på. I så fald vil den samlede emf med god tilnærmelse kunne findes som antal vindinger ganget med emf'en induceret i én vinding (spændingerne bliver superponeret). Hvis spolen er lang, vil der være en tydelig forsinkelse fra emf'en i de forreste vindinger til emf'en i de sidste vindinger. Dette vil resultere i en lavere spænding og en længere



Figur 7.3.1.a: Emf'en induceret i en smal spole (rød) og emf'en induceret i en "lang" spole (blå).

puls. Forskellen mellem en kort og en lang spole kan ses på figur 7.3.1.a.

Det ses på den røde graf, at da emf'en i vindingerne i den korte spole vil blive induceret næsten på samme tid, kan det regnes som værende en stor spike med en smule ripple i toppen. Den blå graf er længere og har en kraftigere ripple.

Den tyndeste tilgængelige tråd er 0.15mm, og det er derfor den, der vil blive brugt. Spolen vil blive lavet med 5 vindinger, så den samlede spole i teorien skulle blive  $5 \cdot 0.15\text{mm} = 0.75\text{mm}$ . Dette er dog ikke muligt i praksis, da det stort set er umuligt manuelt at lave helt tætliggende vindinger med en så tynd tråd. Spolens længde bliver derfor reelt omkring 1.2mm. De to målespoler monteres lige efter acceleratorspolen, så deres midtpunkter er cirka 2.3cm fra hinanden. Afstanden er valgt af designmæssige årsager. Med den ønskede hastighed på 15m/s vil tidsforskellen mellem passagen af de to målespoler være 1.6ms, hvilket sagtens vil kunne registreres med god nøjagtighed af HC11'eren.

Der vil kunne opstå problemer med at målespolerne registrerer noget af magnetfeltet fra acceleratorspolen, men dette kan der tages hensyn til programmelt i HC11'eren.

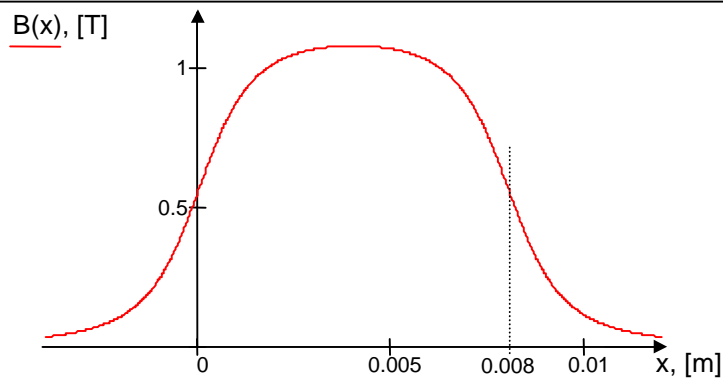
### 7.3.2 Projektillets magnetiske egenskaber

For at kunne finde emf'ens størrelse ved en given hastighed kræves det, at der vides mere omkring projektillets magnetiske egenskaber. Da emf'ens størrelse bruges ved dimensionering af signalbehandlingskredsløbet skal denne findes.

Det vides at magnetfeltet i et tilfældigt punkt på symmetriaksen af en permanent stangmagnet, kan udtrykkes ved:

$$B(x) = \frac{1}{2} \cdot B_r \left( \frac{x}{\sqrt{R_m^2 + x^2}} + \frac{L_m - x}{\sqrt{R_m^2 + (L_m - x)^2}} \right) \quad (\text{f.7.3.2.a})$$

Det remanente felt,  $B_r$ , for en Permax 430 er 1150mT (se datablad på CD-ROM). Indsættes dette i formel f.7.3.2.a, fås den graf der ses i figur 7.3.2.a.



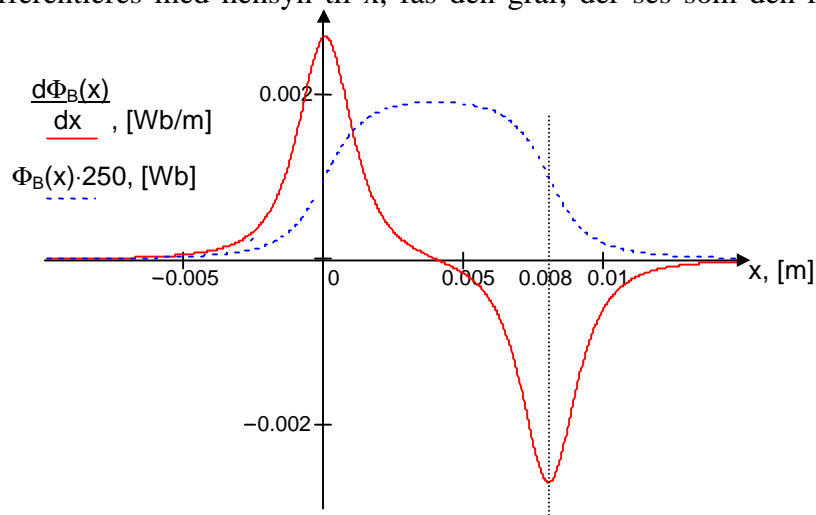
**Figur 7.3.2.a:** Grafen over magnetfeltet som funktion af positionen på projektilens symmetriakse.

Projektilens ender ligger i  $x=0$  og  $x=0.008$ , og som det ses på figur 7.3.2.a, er der stadig et magnetfelt udenfor projektilet, selvom det dog ikke er særligt stort. Den største ændring i feltet sker i enderne af projektilet.

Som beskrevet i formel f.7.1.4.b, er emf'en givet ved:

$$\mathbf{x} = -\frac{d\Phi_B}{dx} \cdot v_{\text{projektil}}$$

Fluxen i projektilet findes ved at gange magnetfeltet med arealet, altså  $\Phi_B = B(x) \cdot A$ , hvor  $A$  er projektilens tværsnitsareal,  $A = p \cdot 1.5 \text{ mm}^2$ . Grafen for  $\Phi_B$  vil være proportional med grafen for  $B(x)$ . Når  $\Phi_B$  differentieres med hensyn til  $x$ , fås den graf, der ses som den røde kurve på figur 7.3.2.b.

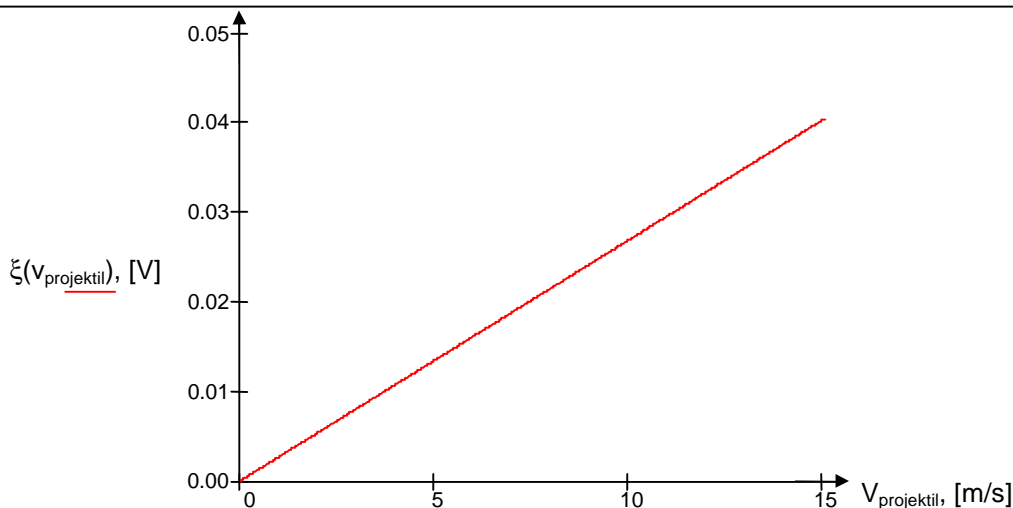


**Figur 7.3.2.b:** Den blå kurve viser fluxen  $\Phi_B$ , mens den røde viser dennes hældning. Begge som funktion af hvor på projektilet man befinder sig. Fluxen er ganget med 250 af hensyn til skalaen.

Der kan så opstilles et udtryk for emf'en som funktion af projektil hastighed:

$$\mathbf{x}(v_{\text{projektil}}) = \frac{d\Phi_B(0)}{dx} \cdot v_{\text{projektil}} \quad (\text{f.7.3.2.b}) \quad \frac{d\Phi_B(0)}{dx} = 2.693 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Wb}}{\text{m}}$$

På figur 7.3.2.c ses en graf over emf'en som funktion af magnetens hastighed.



Figur 7.3.2.c: Emf'en som funktion af projektillets hastighed, her fra 0-15 m/s.

Nu kan størrelsen på emf'en induceret i én vinding altså findes. Et eksempel ville være ved 15m/s:

$$\mathbf{x}(15 \text{ m/s}) = 2.693 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \text{ m/s} = 40.40 \text{ mV}$$

Ved 15m/s vil der i én vinding induceres 40.40mV. Da sensorerne vikles med 5 vindinger, og det antages, at spolen er kort, så der induceres den samme spænding i alle vindingerne på samme tid, bliver den samlede emf:

$$5 \cdot 40.40 \text{ mV} = 202.0 \text{ mV}$$

Udenfor en permanent magnet er H-feltet og magnetfeltet ensrettede  $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ , mens de er modsat rettede inde i magneten. Derfor er den permanente magnet konstant udsat for et afmagnetiserende felt og vil derfor miste sin styrke med tiden. Derudover vil magneten ikke have et magnetfelt lig det remanente felt, men et felt der er mindre og givet ved sammenhængen mellem magnetiseringskurven og arbejdslinien for magneten. For at finde det aktuelle magnetfelt for magnetprojektillet udføres der et forsøg, hvor projektillet fra en kendt højde falder ned igennem en målespole. Idet højden er kendt, kan hastigheden findes. Ud fra spændingsudslaget og hastigheden kan magnetfeltet så beregnes. For en detaljeret beskrivelse af dette forsøg henvises til bilag 6. Ud fra forsøget blev projektillets magnetfelt i fri luft fundet til at være 0.553T.

Ud fra dette resultat, vil emf'en induceret i én vinding, som funktion af hastigheden nu være:

$$\mathbf{x}_{\text{reel,vinding}}(v_{\text{projektil}}) = 1.293667 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Wb}}{\text{m}} \cdot v_{\text{projektil}} \quad (\text{f.7.3.2.c})$$

Formel f.7.3.2.c er verificeret i bilag 7. Den samlede emf i en hel målespole med fem vindinger kan så findes som:

$$\mathbf{x}_{\text{reel,spole}}(v_{\text{projektil}}) = 6.468333 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Wb}}{\text{m}} \cdot v_{\text{projektil}} \quad (\text{f.7.3.2.d})$$

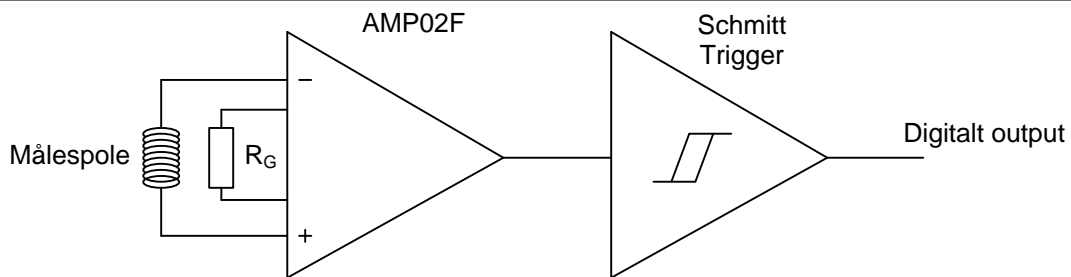
Ved den ønskede hastighed på 15m/s, fås altså en emf på:

$$\mathbf{x}_{\text{reel,spole}}(15 \text{ m/s}) = 6.468333 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Wb}}{\text{m}} \cdot 15 \text{ m/s} \approx 97.03 \text{ mV}$$

### 7.3.3 Design og dimensionering af signalbehandlingskredsløb

Da emf'en fra målespolerne skal bruges til at starte og slukke tælleren i HC11'eren, skal denne konverteres til et digitalt signal, fordi HC11'eren skal have skarpe flanker på signalet. Dette kan for eksempel gøres med schmitt-trigger. Da denne først går logisk høj ved 2.5V, skal signalet dog forstærkes først. Til forstærkning kan for eksempel bruges en AMP02F instrumenteringsforstærker, da denne er enkel at ændre forstærkningen på, og da den kan forstærke op til 10000 gange. Se figur 7.3.3.a.





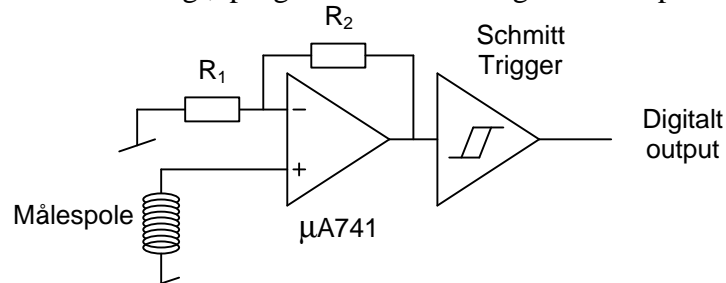
**Figur 7.3.3.a:** AMP02F instrumenteringsforstærker med målespolen koblet ind på indgangene,  $R_G$  til at sætte forstærkningen koblet ind på en schmitt trigger.

Når der induceres en spænding over målespolen, vil AMP02F'en forstærke denne op og schmitt-triggerens udgang vil gå logisk høj. Problemet ved denne løsning er, at en AMP02F er en ret dyr komponent. Til gengæld har den gode karakteristika blandt andet en høj common mode rejection ratio (CMRR) (typ. 115dB) og en høj slewrate (SR) (typisk 6 V/ $\mu$ s).

En anden løsning er at bruge en  $\mu$ A741 koblet som en ikke-inverterende forstærker. I forhold til AMP02F koster  $\mu$ A741 langt mindre, 1,85kr i forhold til 57kr.  $\mu$ A741's lave pris betyder dog, at dens karakteristika er langt dårligere end AMP02F. Men det er stadig let at ændre forstærkningen, og den kan typisk forstærke op til 200000 gange, dog er dens CMRR og SR langt dårligere end AMP02F. Høj CMRR er ikke nødvendigt i denne konfiguration, da den ikke har nogen betydning i forhold til blandt andet modstandstolerancer.  $\mu$ A741's slewrate er på 0.5V/ $\mu$ s, og idet signalet bliver drevet i mætning, vil det tage 24 $\mu$ s inden dette nås. Den maksimale hastighed, som  $\mu$ A741'eren vil kunne måle, kan altså findes som:

$$v_{\text{projektil}} = \frac{1.2\text{mm}}{24\text{ms}} = 50 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Bevæger projektilet sig hurtigere end dette, vil  $\mu$ A741'eren være for langsom. Da målet er 15 m/s udgør dette dog ikke noget problem. Da en  $\mu$ A741'er altså vil være ligeså anvendelig som en AMP02F, vil  $\mu$ A741'eren blive brugt, på grund af dens meget lavere pris. Se figur 7.3.3.b for diagram.



**Figur 7.3.3.b:**  $\mu$ A741 operationsforstærker, koblet som ikke-inverterende, med målespolen ind på den positive indgang, og udgangen sat til Schmitt triggeren.

$R_1$  og  $R_2$  bestemmer forstærkningen,  $A_V$ . For den ikke inverterende kobling bliver denne udregnet som:

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (\text{f.7.3.3.a})$$

Denne forstærkning skal bestemmes. Idet der skal kunne måles hastigheder ned til 1m/s, skal forstærkeren dimensioneres til at gå i mætning ved den spænding der bliver induceret i målespolerne ved denne hastighed. Ved at bruge formel f.7.3.2.d kan den minimale spænding beregnes:

$$x_{\text{reel, min}} = x_{\text{reel}} (1\text{m} / \text{s}) = 6.468333 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Wb}}{\text{m}} \cdot 1 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 6.468333\text{mV} \approx 6.47\text{mV}$$

Denne spænding skal så forstærkes op til 5V. Forstærkningen skal så være:

$$A_V = \frac{5\text{V}}{6.47\text{mV}} = 772.798\text{gg}$$

For at finde  $R_1$  og  $R_2$  skal en af dem vælges på forhånd, her vælges  $R_1$  til  $499\Omega$ . Ved hjælp af formel f.7.3.3.a fås  $R_2$  til:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow 773gg = 1 + \frac{R_2}{499\Omega} \Rightarrow 772gg = \frac{R_2}{499\Omega} \Rightarrow R_2 = 772 \cdot 499 = 385k\Omega$$

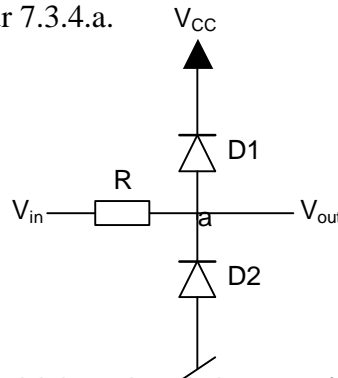
Den nærmeste modstand i E96-rækken er  $392k\Omega$ . Den egentlig forstærkning bliver så:

$$A_v = 1 + \frac{392k\Omega}{499\Omega} \approx 786gg$$

Som schmitt-trigger anvendes en 4584 CMOS-kreds, der kan køre med en forsyningsspænding på 0V til 15V (se datablad på CD-ROM'en). Da outputtet næsten svarer til forsyningsspændingen, vælges det at køre schmitt-triggerne med en 5V forsyning, da HC11'eren skal have denne spænding på indgangen.

### 7.3.4 Diode-clamping kredsløb

Med en forstærkning som fundet i afsnit 7.3.3, vil forstærkeren altså give 5V ud, når projektilet har hastigheden 1m/s. Hvis projektilet bevæger sig hurtigere end dette, vil outputtet være højere. Dette er et problem, da schmitt-triggeren kun kan klare en spænding på indgangen på højst 0.5V over forsyningsspændingen (og højst 0.5V under dens stel). For at forhindre spændinger over de 5.5V kunne forstærkerens forsyningsspænding sættes til  $\pm 5V$ , men forstærkeren har bedre karakteristika ved  $\pm 12V$  eller mere. Desuden er den sidste halvdel af signalet fra målespolerne negativt (se figur 7.3.2.b), så dette skal alligevel fjernes. Dette kan gøres med et såkaldt diode-clamping kredsløb. Dette kredsløb kan samtidig bruges til at holde den maksimale spænding under de 5.5V, som er schmitt-triggerens maksimum. Et clamping-kredsløb fungerer ved seriekoblede 2 dioder, med signalet der skal clampes, sat ind imellem dem gennem en formodstand. Et diagram over diode-clamping kredsløbet kan ses på figur 7.3.4.a.

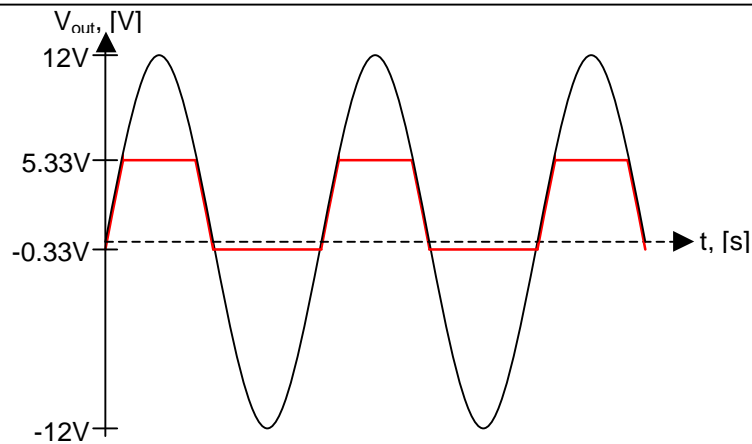


Figur 7.3.4.a: Diodeclamping kredsløb med to dioder og en formodstand til indgangssignalet  $V_{in}$ .

Idet der over en standard silicium-diode er 0.7V, når denne leder, vil der i punktet a være en maksimal spænding på 5.7V, da strømmen igennem, og dermed spændingsfaldet over modstanden, blot vil øges, og dermed holde spændingen på 5.7V, hvis  $V_{in}$  stiger. Det laveste signal vil tilsvarende være  $-0.7V$ . Idet disse spændinger stadig er for store til schmitt-triggeren, bruges der en speciel type dioder, schottky-dioder. Schottky-dioder har to fordele: de er hurtige, og de har lave spændingsfald over sig, når de åbner. Her bruges en BAT83 schottky-diode fra Philips, idet den kun har 0.33V liggende over sig, når den leder (se databladsuddrag i bilag 5.4). Udgangsspændingen fra clamping-kredsløbet vil altså ligge mellem  $-0.33V$  og  $5.33V$ , hvilket schmitt-triggeren fint kan klare. For at få det ønskede spændingsfald på 0.33V over dioderne, skal der ifølge databladet løbe 0.1mA igennem dem. Ved fuldt, positivt udslag fra forstærkeren, altså  $+12V$ , bliver spændingen over modstanden:

$$V_R = 12V - 5.33V = 6.67V$$

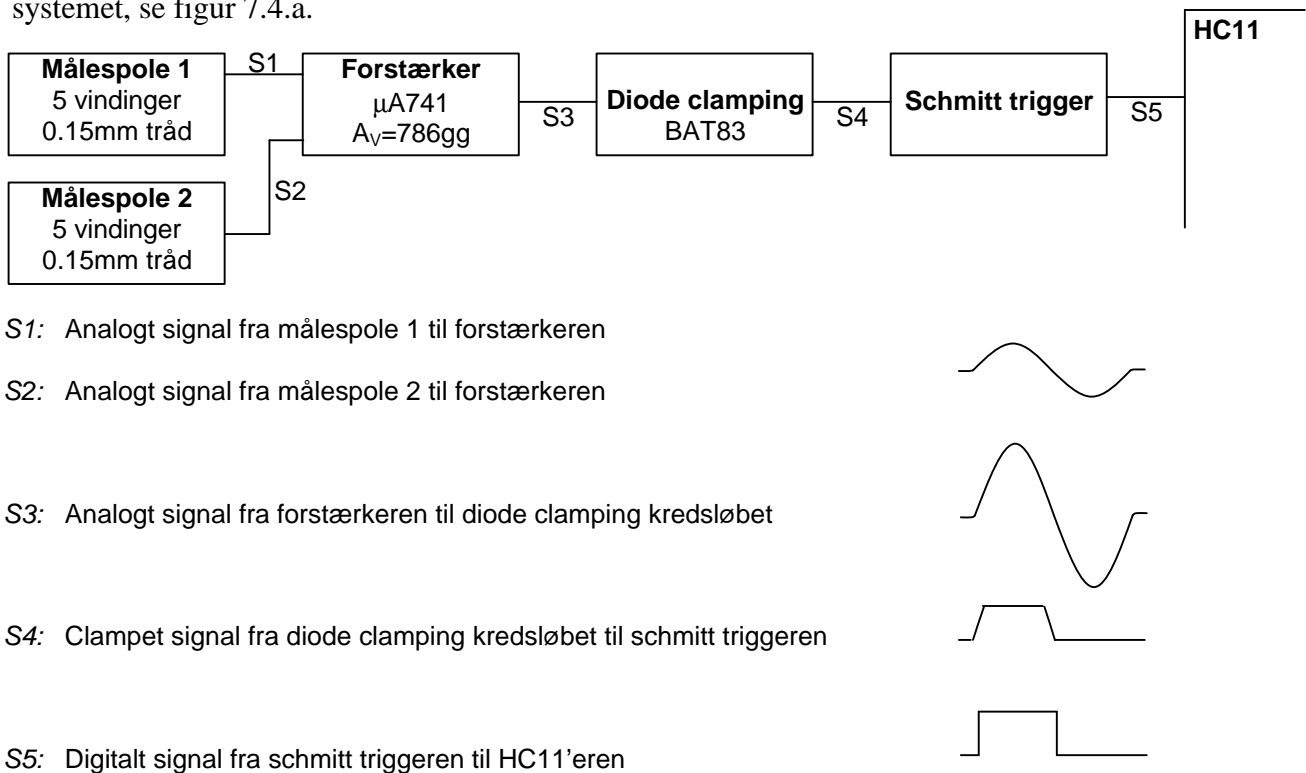
Modstanden skal altså være på  $66.7k\Omega$ , men i stedet bruges  $100k\Omega$ , hvilket gør, at strømmen bliver endnu mindre. Dette giver et mindre spændingsfald over dioderne, så udgangsspændingen faktisk kommer tættere på 5.00V, henholdsvis 0.00V. Udgangsspændingen i forhold til indgangsspændingen kan ses på figur 7.3.4.b.



Figur 7.3.4.b: Indgangsspændingen  $V_{in}$  i forhold til udgangsspændingen  $V_{out}$ .

## 7.4 Blokdiagram over hastighedsregistrering

Med hastighedsregistreringen designet og dimensioneret kan der nu opstilles et blokdiagram over systemet, se figur 7.4.a.



Figur 7.4.a: Blokdiagram over hastighedsregistrering.

## 7.5 Konklusion på hastighedssystemet

Systemet blev lavet ud fra induktiv registrering, idet dette var det mest relevante for pensum. Sensorerne blev derfor lavet af små spoler. Forstærkningen af signalet fra spolerne bliver gjort med en  $\mu A741$  koblet som ikke inverterende forstærker, idet denne er billig og kan klare jobbet lige så godt som en dyr instrumenteringsforstærker. Signalet fra forstærkeren holdes mellem  $-0.33V$  og  $+5.33V$  ved hjælp af et diodeclampingkredsløb baseret på to schottky dioder. Signalet bliver derefter konverteret til et firkantsignal med en schmitt trigger, da HC11'eren skal have skarpe flanker for kunne reagere.

## **8 Konstruktion af display til hastighedsudlæsning**

Med hastighedsregistreringen designet skal der nu bruges et display til at udskrive den registrerede hastighed. I det følgende vil der blive gennemgået en række muligheder at gøre dette på, hvorefter et displaysystem vil blive designet ud fra den valgte løsning.

### **8.1 Løsningsforslag til display**

Herunder følger et par muligheder.

#### **8.1.1 7-segment display**

Et standard 7-segment display er billigt og enkelt at drive. Displayet er ikke så fleksibelt, da det er konstrueret til at udskrive tal, og derfor ikke er egnet til udskrivning af bogstaver. Derimod er det let at aflæse, da cifrene er store, og da displayet selv udsender lys. Det er muligt at styre ved hjælp af logiske standardkredse, men dette kan også klares med en mikro-controller.

#### **8.1.2 Alfanumerisk LCD display med HD44780-controller**

Et alfanumerisk LCD display er mere fleksibelt end 7-segment displays, da der er understøttelse for en stor del af ASCII-karactersættet. Det kræver en mikro-controller eller lignende til styring, men giver så mulighed for en række indstillingsmuligheder. Dog er det mere besværligt at aflæse, da karaktererne er mindre, og da displayet ikke udsender lys af sig selv (der kan dog monteres et såkaldt backlight).

### **8.2 Valg af display**

Da der kun skal udskrives tal, vælges det at bruge 7-segment displays, da disse er billige og nemme at aflæse.

### **8.3 Design og dimensionering af display**

Display systemet er opbygget omkring fire 7-segment displays. For at spare på porte på HC11'eren og mængden af komponenter vil displayet blive drevet på en måde, hvor de forskellige 7-segment displays skiftes til at være tændt. Der vil altså kun være ét display tændt ad gangen. Gøres dette hurtigt nok, vil det menneskelige øje dog opfatte alle fire 7-segment displays som værende tændte samtidig.

Dette realiseres ved at alle displays kobles til samme BCD til 7-segment dekoder, mens katoden på hvert display kobles til hver sin darlington-NPN transistor. Derved kan HC11'eren aktivere hvert enkelt display for sig ved hjælp af transistorerne og sende det ciffer, der skal udskrives på det aktuelle display til dekoderen ved hjælp af en 4-bit BCD-kode. Hele displayet kan altså styres med kun 8bit, hvilket svarer til én port på HC11'eren. Der er brugt darlington-NPN transistorer (BC517) for ikke at belaste HC11'erens I/O-porte for meget, da disse kun kan leverer ganske få milliamperer. Den valgte dekoder er en CMOS 4511B BCD til 7 segment dekoder og driver, som kan drive ét 7-segment display. Diagrammet over hele display-kredsløbet kan ses i bilag 3.7.

#### **8.3.1 Dimensionering af formodstande til 7-segment display:**

Med en forsyningsspænding på 5V vil den mindste spænding på udgangene af 4511'eren være 4.1V, hvis 4511'eren giver et logisk højt signal på den pågældende udgang (se databladsuddrag i bilag 5.5). Spændingsfaldet over lysdioderne i 7-segment displayet ved en strøm på 10mA er ifølge databladet cirka 1.6V. Kollektor-emitter saturationsspændingen for BC517 er ifølge databladet cirka 1V. Databladsuddrag for 7-segment display kan ses i bilag 5.7.

Ud fra disse oplysninger kan formodstandene findes til:

$$V_{CC} = 5V \rightarrow V_{OUT-H,\min} = 4.1V$$

$$I = 10mA$$

$$V_{LED} = 1.6V$$

$$V_{CE-SAT} = 1V$$

$$V_{R\_LED} = V_{OUT-H,\min} - V_{LED} - V_{CE-SAT} = 4.1V - 1V - 1.6V = 1.5V$$

$$R_{LED} = \frac{V_{R\_LED}}{I} = \frac{1.5V}{10mA} = 150\Omega$$

Denne modstand findes i E96-rækken.

### 8.3.2 Dimensionering af formodstanden til display 2's dotpoint:

Da 7-segment display 1 skal vise én decimal af hastigheden, skal der være et komma foran dette; derfor skal 7-segment display 2's dotpoint tændes. Denne diode skal, ligesom de andre lysdioder i 7-segment displayet, have 1.6V ved cirka 10mA. Da dekoderen ikke kan håndtere dotpointet, kobles dette direkte til forsyningsspændingen på 5V. Modstanden ( $R_{DOT}$ ) bliver derfor:

$$V_{CC} = 5V$$

$$V_{CE-SAT} = 1V$$

$$V_{LED} = 1.6V$$

$$I = 10mA$$

$$V_{R\_DOT} = V_{CC} - V_{LED} - V_{CE-SAT} = 5V - 1.6V - 1V = 2.4V$$

$$R_{DOT} = \frac{V_{R\_DOT}}{I} = \frac{2.4V}{10mA} = 240\Omega$$

Den nærmeste værdi i E96-rækken er 237 $\Omega$ .

### 8.3.3 Dimensionering af basismodstandene til displaydriverne

Der bruges en BC517 NPN darlington transistor som switch til hvert display for at styre hvilket af dem, der skal være tændt. Display 1, 3 og 4 trækker hver cirka 70mA, mens display 2 trækker cirka 80mA på grund af dotpointet. Derfor dimensioneres der én størrelses formodstande til display nr. 1, 3 og 4 og en anden til display 2.

Ifølge databladet har BC517'eren følgende data:

$$b_{MIN} = 30000$$

$$V_{CE-SAT} = 1V, \quad I_C = 100mA$$

$$V_{BE-SAT} = 1.5V, \quad I_C = 100mA$$

Da BC517'eren skal bruges som switch, drives den i mætning med en overdrivefaktor på 10. Ved 70 mA bliver basisstrømmen på:

$$I_C = 70mA$$

$$b_{OVERDRIVE} = \frac{30000}{10} = 3000$$

$$I_B = \frac{I_C}{b_{OVERDRIVE}} = \frac{70mA}{3000} = 23.33mA$$

Spændingen fra HC11'eren er 5V, og derfor beregnes modstandene  $R_{B1}$ ,  $R_{B3}$  og  $R_{B4}$  til:

$$V_{R\_B} = V_{HC11} - V_{BE-SAT} = 5V - 1.5V = 3.5V$$

$$R_{B1} = R_{B3} = R_{B4} = \frac{V_{R\_B}}{I_C} = \frac{3.5V}{23.33mA} = 150.021k\Omega$$

Den nærmeste modstand i E96-rækken er  $150\text{k}\Omega$ . Ved  $80\text{mA}$  bliver basisstrømmen:

$$I_C = 80\text{mA}$$

$$b_{\text{OVERDRIVE}} = \frac{30000}{10} = 3000$$

$$I_B = \frac{I_C}{b_{\text{OVERDRIVE}}} = \frac{80\text{mA}}{3000} = 26.67\text{mA}$$

Spændingen fra HC11'eren er  $5\text{V}$ , modstanden  $R_{B2}$  bliver så:

$$V_{RB} = V_{HC11} - V_{BE-SAT} = 5\text{V} - 1.5\text{V} = 3.5\text{V}$$

$$R_{B1} = R_{B3} = R_{B4} = \frac{V_{RB}}{I_C} = \frac{3.5\text{V}}{26.67\text{mA}} = 131.25\text{k}\Omega$$

Den nærmeste modstand i E96-rækken er  $130\text{k}\Omega$ .

#### **8.4 Konklusion på konstruktion af display**

Til displayet benyttes 7-segment displays, da disse er billige, nemme at styre og lette at aflæse. For at kunne nøjes med én port på HC11'eren til styring af displayet, vil 7-segment displayene blive tændt et ad gangen. Gøres dette hurtigt nok, vil alle fire 7-segment displays opfattes som værende tændt samtidig. HC11'eren styrer hvilket display, der skal være tændt, samtidig med at denne sender en 4-bit BCD kode indeholdende det ciffer, der skal udskrives til dekoderen, der så driver 7-segment displayene.

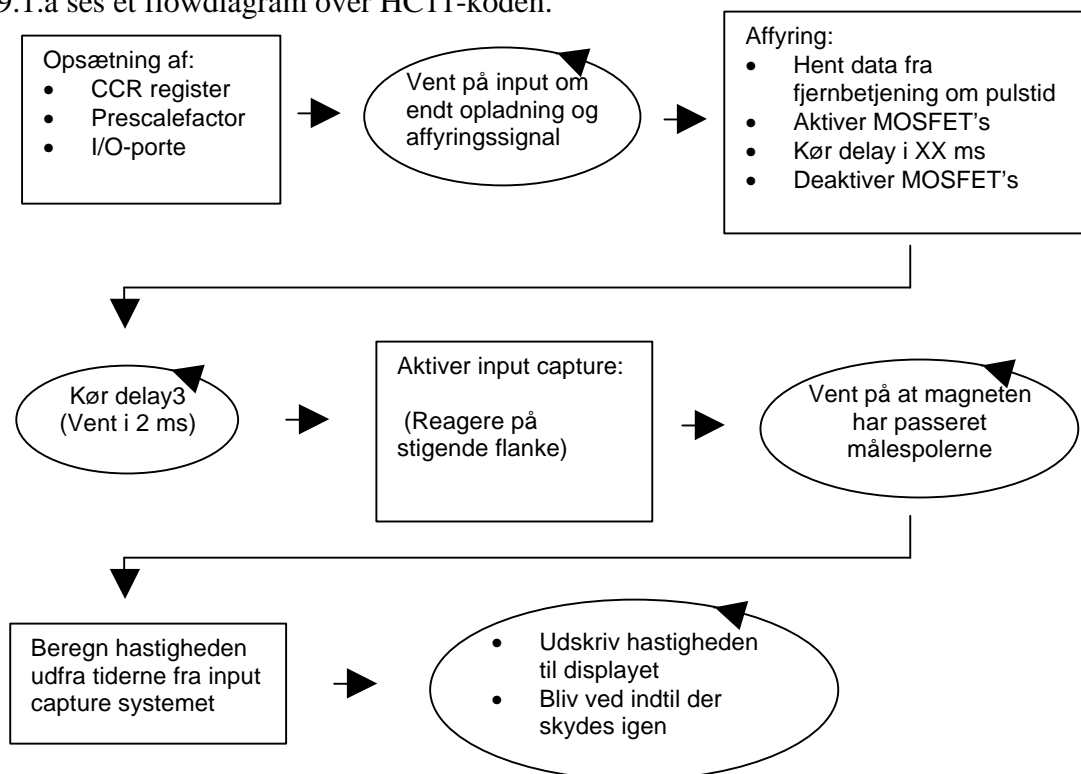
## 9 Programmering af HC11'er

Den anvendte HC11 mikro-controller skal programmeres, så den kan styre acceleratorforsyningen, opladningsforsyningen, samtidig med, at den skal kunne beregne hastigheden ud fra signaler fra målespolerne og udskrive denne hastighed på displayet. Herunder gennemgås opbygningen af kildekoden. Den færdige kildekode kan findes på CD-ROM'en. Diagrammet over HC11-printets opbygning kan ses i bilag 3.8, mens diagrammet over SCI-transcieveren, som bruges af overførsel af kode fra pc til HC11'er, kan ses i bilag 3.9.

### 9.1 Programoversigt

Når HC11'eren tændes, opsættes først CCR registeret, prescalefactoren til den fritløbende tæller samt alle anvendte I/O-porte. Herefter ventes på signal fra forsyningsstyringen om, at kondensatorerne er ladet helt op. Når brugeren så giver signal til affyring, vil HC11'eren sende signal til forsyningsstyringen om at frakoble opladningsforsyningen til kondensatorerne. Dette gøres for at undgå, at selve acceleratorspolen trækker strøm fra forsyningerne, hvilket vil kunne få sikringerne til at sprænge. Når forsyningerne er koblet ud, indlæser HC11'eren en talværdi fra en dipswitch for at afgøre, hvor lang tid MOSFET-switchen skal åbnes. Herefter åbnes MOSFET-switchen, og HC11'eren venter i det valgte antal millisekunder, hvorefter MOSFET-switchen igen lukkes. Der ventes nu i 2ms for at undgå, at målespolerne registrerer noget af det resterende felt fra acceleratorspolens afladningsforløb. Derefter startes en input capture, der reagerer på en opgående flanke fra de to målespoler. HC11'eren venter nu på, at der er registreret en værdi for den sidste målespole, hvorefter hastigheden beregnes ud fra passagetiden. Dette udskrives på displayet, indtil brugeren igen giver signal til affyring.

I figur 9.1.a ses et flowdiagram over HC11-koden.



Figur 9.1.a: Flowdiagram over HC11-koden.

## 9.2 Sådan beregnes projektillets hastighed

For at gøre det let at beregne hastigheden, sættes HC11'ens prescale faktor, som bestemmer clockfrekvensen af den fritløbende tæller, til 8. Dette bevirker, at tælleren kører med en frekvens på 153600Hz. En clock-cycle for tælleren vil derfor være 6.5104166666667 $\mu$ s.

Afstanden mellem målespølerne er 2.33cm, hvorfor den maksimale målbare hastighed bliver:

$$\frac{0.0233m}{6.5104166666667ms} = 3578.88 \frac{m}{s} \approx 3578.9 \frac{m}{s}$$

Denne hastighed er tydeligvis langt over, hvad der er praktisk opnåeligt. I koden tages der højde for maksimalt ét overflow, og da den fritløbende tæller er på 16 bit vil den mindste målbare hastighed så være:

$$\frac{3578.9 \frac{m}{s}}{65535} = 0.054611 \frac{m}{s}$$

Da der ønskes at kunne måle hastigheder ned til 1m/s, er dette også tilstrækkeligt.

Projektillets hastighed kan nu findes ved at dividere med den maksimale hastighed, der svarer til én clock-cycle, med det totale antal målte clock-cycles. Da hastigheden ønskes udskrevet med én decimal, bruges dog i stedet den maksimale hastighed ganget med 10, altså 35789m/s. Dette giver en hastighed, der er ti gange for stor, men da displayet konstant har en dotpoint tændt før det sidste ciffer, er det den korrekte hastighed, der kan aflæses.



## 10 Endelig dimensionering

Da de forskellige dele af systemet nu alle er designede, er det muligt at dimensionere de resterende dele. Det drejer sig om spolen, afladningskredsløbet hertil samt MOSFET-switchen. Til dimensioneringen er blandt andet anvendt PSpice-simuleringer. Det anvendte kredsløb kan ses i bilag 8.

Da systemet først kan testes efter konstruktion af acceleratorspolen, har det været nødvendigt at dimensionere denne kun på grundlag af de teoretiske beregninger og PSpice-simuleringer. Det har herefter under tests vist sig nødvendigt at ændre på systemet, men på grund af begrænset tid og da det er besværligt at ændre på en allerede viklet spole, er der ikke konstrueret en ny. De mest markante ændringer er en ændring i antallet af kondensatorer (se kapitel 3), samt at der er foretaget et skift fra IRF530 til IRF630 (se kapitel 5). Den endelige dimensionering af spolen er altså foretaget ud fra, at der bruges 10 kondensatorer og IRF530'ere (der kan ses et uddrag af databladet for IRF530 i bilag 5.6).

### 10.1 Endelig dimensionering af acceleratorspole

Nu kendes alle variable i udtrykket for acceleratorspolens magnetfelt bortset fra  $R_{Switch}$ ,  $d_{rør}$ ,  $r_{lag}$  og tiden,  $t$ . Der optimeres med hensyn til  $d_{rør}$ ,  $r_{lag}$  og  $t$ , og det er derfor kun modstanden i switchkredsløbet,  $R_{Switch}$ , der mangler. Denne afhænger af antallet af MOSFET'er, og da det nødvendige antal MOSFET'er afhænger af den maksimale strøm i spolen og dermed spolens elektriske modstand, har det været nødvendigt at estimere et antal. Det antages, at der skal bruges 20 MOSFET'er. Modstanden i 20 IRF530'ere er:

$$R_{Switch} = \frac{R_{IRF530}}{N} \quad (\text{f.10.1.a})$$

$$R_{Switch} = \frac{115m\Omega}{20} \approx 5.75m\Omega$$

Ved hjælp af formel f.3.3.3.a og f.3.3.3.b, kan  $R_{Kondensator}$  og  $C_{Kondensator}$ , for 10 kondensatorer findes til:

$$C_{samlet} = \frac{C \cdot C}{C + C} \cdot N_{parallelforbindelser} = \frac{10.000mF^2}{10.000mF \cdot 2} \cdot 5 = 25mF$$

$$R_{eq-100Hz,total} = \frac{1}{\frac{1}{R_{eq-100Hz} \cdot N_{serieforbindelser}} \cdot N_{parallelforbindelser} \cdot \frac{1}{0,180\Omega \cdot 2} \cdot 5} = \frac{1}{1} = 72m\Omega$$

Det i kapitel 4 udledte udtryk, formel f.4.4.6.b indsættes i Mathematica. Der kan nu optimeres med hensyn til  $d_{rør}$ ,  $r_{lag}$  og tiden,  $t$ , ved hjælp af funktionen 'Maximize'. Følgende værdier er brugt, i parentes værdierne navne i Mathematica-dokumentet:

$$\begin{aligned} \mathbf{m} &= \mathbf{m}_0 = 4\mathbf{p} \cdot 10^{-7} & \mathbf{b} &= R_{Switch} = 0.00575\Omega \\ V &= V_{Kondensator} = 82V & \mathbf{a} &= R_{Kondensator} = 0.072\Omega \\ l &= l_{spole} = 0.08m & \mathbf{c} &= C_{Kondensator} = 0.025F \\ \mathbf{r} &= \mathbf{r}_{tråd} = 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega m & \mathbf{P} &= d_{rør} = 0.006m \end{aligned}$$

Dette indsættes i Mathematica og optimeres ved hjælp af følgende kommando:

`Maximize[B, k > 0 && d > 0 && d < 0.0025 && t > 0, {k, d, t}]`

Hvor  $d = d_{tråd}$ ,  $k = r_{lag}$  og  $t$  er tiden. Resultatet bliver så:

`{1.40773, {d → 0.00174485, k → 0.0100632, t → 0.00138311}}`

Det maksimalt opnåelige magnetfelt kan altså findes ved at bruge disse data. Da tråd med en effektiv diameter på 1.74485 mm ikke er tilgængelig, bruges i stedet 1.7 mm, som er den af de tilgængelige diametre, der kommer nærmest. Med 1.7 mm fås ifølge formel f.4.4.2.b en reel diameter på:

$$d_{tråd, reel} = d_{tråd, effektiv} / 0.9 \Leftrightarrow d_{tråd, reel} = 1.7mm / 0.9 = 1.889mm$$

Dette giver et vindingsantal på:

$$N_{\text{langs}} = 80\text{mm} / 1.889\text{mm} \approx 42.352941 \approx 42$$

$$N_{\text{lag}} = 10.0632\text{mm} / 1.889\text{mm} \approx 5.327576 \approx 5$$

$$N_{\text{total}} = N_{\text{langs}} \cdot N_{\text{lag}} = 42 \cdot 5 = 210$$

Spolens induktans og indre modstand findes nu ved hjælp af formel f.4.4.4.a og f.4.4.5.c:

$$D_m = N_{\text{lag}} \cdot d_{\text{tråd, reel}} + d_{\text{rør}} = 5 \cdot 1.889\text{mm} + 6\text{mm} = 15.444\text{mm}$$

$$F_1 = \frac{N_{\text{lag}} \cdot d_{\text{tråd, reel}}}{D_m} = \frac{5 \cdot 1.889\text{mm}}{15.444\text{mm}} \approx 0.612$$

$$F_2 = \frac{N_{\text{langs}} \cdot d_{\text{tråd, reel}}}{D_m} = \frac{42 \cdot 1.889\text{mm}}{15.444\text{mm}} \approx 5.137$$

$$K \approx 0.122 \frac{\text{nH}}{\text{mm}}$$

$$L = N_{\text{total}}^2 \cdot K \cdot D_m = 210^2 \cdot 0.122 \frac{\text{nH}}{\text{mm}} \cdot 15.444\text{mm} \approx 83086\text{nH}$$

$$R_{\text{spole}} = \frac{1}{(0.0017\text{m}^4 / 0.81)} \cdot 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} \cdot 0.0793\text{m} \cdot (0.0249\text{m}^2 - 0.006\text{m}^2) \approx 0.077\Omega$$

Indsættes dette i PSpice-modellen fås en maksimum strøm på 427 ampere, hvilket, med den tilnærmede formel f.4.4.2.a, giver et magnetfelt på:

$$B_{\text{max}} = \mu_0 \cdot n \cdot I_{\text{max}} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \cdot 2647.059\text{m}^{-1} \cdot 427\text{A} \approx 1.420\text{T}$$

Maksimum strømmen på 427 ampere er dog så stor, at det nødvendige antal transistorer bliver meget højt, 22 IRF530 eller omkring 30 IRF630. I stedet forsøges med 6 lag, hvilket skulle give en lavere strøm, da tråden bliver længere, men som samtidig har flere vindinger. De ekstra vindinger bør kompensere for en del af faldet i magnetfeltet som følge af den lavere strøm. Der fås:

$$N_{\text{langs}} = 80\text{mm} / 1.889\text{mm} \approx 42.352941 \approx 42$$

$$N_{\text{lag}} = 6$$

$$N_{\text{total}} = N_{\text{langs}} \cdot N_{\text{lag}} = 42 \cdot 6 = 252$$

Spolens induktans og indre modstand findes nu ved hjælp af formel f.4.4.4.a og f.4.4.5.c:

$$D_m = N_{\text{lag}} \cdot d_{\text{tråd, reel}} + d_{\text{rør}} = 6 \cdot 1.889\text{mm} + 6\text{mm} = 17.333\text{mm}$$

$$F_1 = \frac{N_{\text{lag}} \cdot d_{\text{tråd, reel}}}{D_m} = \frac{6 \cdot 1.889\text{mm}}{17.333\text{mm}} \approx 0.654$$

$$F_2 = \frac{N_{\text{langs}} \cdot d_{\text{tråd, reel}}}{D_m} = \frac{42 \cdot 1.889\text{mm}}{17.333\text{mm}} \approx 4.577$$

$$K \approx 0.131 \frac{\text{nH}}{\text{mm}}$$

$$L = N_{\text{total}}^2 \cdot K \cdot D_m = 252^2 \cdot 0.131 \frac{\text{nH}}{\text{mm}} \cdot 17.333\text{mm} \approx 144211\text{nH}$$

$$R_{\text{spole}} = \frac{1}{(0.0017\text{m}^4 / 0.81)} \cdot 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} \cdot 0.0793\text{m} \cdot (0.0287\text{m}^2 - 0.006\text{m}^2) \approx 0.104\Omega$$

Disse værdier er eksperimentelt verificeret med god nøjagtighed, en journal over denne verificering kan ses i bilag 10. Forsøget resulterede i en induktans på cirka 109µH og en indre modstand på omkring 100mΩ, hvilket må anses som acceptabelt.

Ifølge PSpice-modellen fås nu maksimum-strøm på kun 353A, hvilket, med den tilnærmede formel f.4.4.2.a, giver et magnetfelt på:

$$B_{\text{max}} = \mu_0 \cdot n \cdot I_{\text{max}} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \cdot 3176.471\text{m}^{-1} \cdot 353\text{A} \approx 1.409\text{T}$$

Forskellen i det maksimale magnetfelt er minimal, men der er nu kun brug for 18 IRF530 eller 25 IRF630.

## 10.2 Endelig dimensionering af switch-kredsløb

Nu da spolens elektriske data kendes, kan den maksimale strøm findes ved hjælp af PSpice simuleringen. Her er benyttet de seneste værdier for kredsløbet, altså 6 kondensatorer, samt IRF630 MOSFET'er. Den maksimale strøm kan nu findes til 270A. Som beskrevet i afsnit 5.3.1 kan hver enkelt MOSFET klare mellem 13.5A og 22A. For at være på den sikre side regnes med laveste værdi altså 13.5A, som der skulle kunne klares i 10ms. Så fås:

$$N = \frac{I_{\max}}{I_{\text{IRF630}_{\max}}} \quad (\text{f.10.2.a})$$

$$N = \frac{270\text{A}}{13.5\text{A}} = 20$$

Der skal altså bruges 20 IRF630'ere.

## 10.3 Endelig dimensionering af afladningskredsløb

Da både den maksimale strøm i spolen og den maksimalt tilladelige spænding over switch-kredsløbet nu kendes, er det muligt at dimensionere afladningskredsløbet. Der skal dimensioneres efter, at afladningsforløbet bliver så kort som muligt, og efter at spændingen over MOSFET-switchen ikke overstiger de 200V, som er den maksimalt tilladelige spænding for IRF630. Der vil dog blive regnet med en maksimal tilladelig spænding på 100V for en sikkerheds skyld. Worst-case tilfældet må forekomme, når spolen lukkes i det øjeblik, hvor strømmen er højest, hvorfor der vil blive simuleret efter dette. Afladningskredsløbet er opbygget, som beskrevet i afsnit 4.5, med seriekobling af en diode og en modstand. Et diagram kan ses i bilag 3.5. Ved hjælp af PSpice findes den største tilladelige værdi for modstanden, hvis spændingen over MOSFET-switchen ikke skal overstige 100V, til omkring 0.14Ω. Denne værdi er ikke tilgængelig, og den realiseres derfor ved hjælp af en parallelkobling af to modstande på henholdsvis 0.27Ω og 0.33Ω. Så fås:

$$R_{EQ} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{0.27\Omega \cdot 0.33\Omega}{0.27\Omega + 0.33\Omega} = 0.148\Omega$$

Med denne modstand fås en maksimal spænding på omkring 107V, hvilket godt kan accepteres. Da der i et kort øjeblik vil blive afsat en meget stor effekt i modstanden, vælges en effektmodstand af typen Cemented Wirewound AC05 fra BC Components. Det undersøges nu om disse kan klare denne effekt ved hjælp af en metode beskrevet i databladet for effektmodstandene (se bilag 5.8 for uddrag).

Først findes energiindholdet i spolen til:

$$w_s = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\max}^2 = \frac{1}{2} \cdot 144.211\text{mH} \cdot 270\text{A}^2 = 5.2565\text{J} \quad (\text{f.10.3.a})$$

Ved hjælp af grafen i bilaget kan det aflæses, at 0.33Ω modstanden kan klare cirka 16.5J, og 0.27Ω modstanden kan klare cirka 27.54J. Grafen aflæses ved at finde den givne værdi for modstanden i ohm ud ad x-aksen og gå lodret op til grafen. Fra grafen bevæger man sig så ud til y-aksen, og her aflæses antal joule pr. ohm. Denne værdi multipliceres med modstanden, og hermed findes det antal joule, modstandene kan klare. Begge modstande vil altså sagtens kunne klare dette hver for sig og vil derfor heller ikke have nogen problemer med at klare det sammen.

Da strømmen i en spole ikke kan ændres momentant, vil den maksimale strøm i afladningskredsløbet være den samme som den maksimale strøm i spolen, altså 270A. Dioderne skal altså kunne klare denne strøm i det tidsrum, afladningen varer. Da afladningskredsløbet blev designet på et tidspunkt i forløbet, hvor den maksimale strøm var 353A, er afladningskredsløbet dimensioneret ud fra denne strøm. Der er anvendt BYW29-200 dioder, der kan klare 80A i op til 10ms.

Da afladningsforløbet ifølge simulationen varer en del kortere tid end dette, bliver det nødvendige antal dioder:

$$N = \frac{I_{\max}}{I_{BYW\ 29-200\_max}} \quad (\text{f.10.3.b})$$
$$N = \frac{353A}{80A} \approx 4.41 \approx 5$$

Med den lavere strøm i det endelige system vil der kunne spares én enkelt diode, men da systemet ikke bliver dårligere af den ekstra diode, ændres afladningskredsløbet ikke.

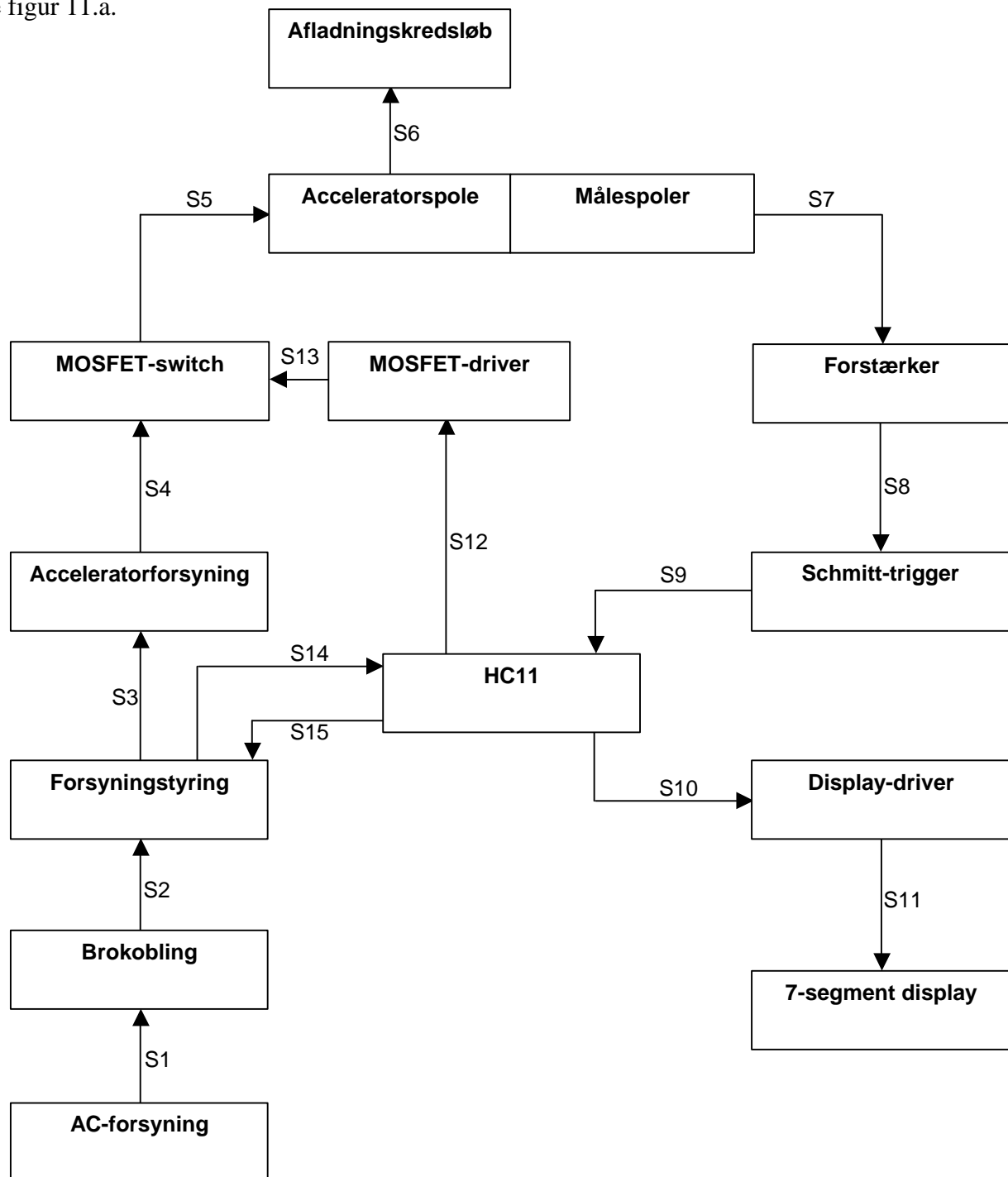
#### **10.4 Konklusion på endelig dimensionering**

Acceleratorspolen, MOSFET-switchen og afladningskredsløbet er nu dimensioneret. Den endelige spole vil blive viklet med 1.7mm tråd, 42 vindinger på langs, og med 6 lag. Der vil blive anvendt 20 IRF630'ere i MOSFET-switchen, og afladningskredsløbet vil bestå af fem BYW29-200 dioder koblet i serie med to parallelkoblede effektmodstande med en samlet modstand på 0.148Ω.

Med dette opnås en maksimumstrøm i spolen på 270 ampere, mens spændingen over MOSFET-switchen i spolens afladningsforløb ikke overstiger 110V.

## 11 Endeligt blokdiagram

Efter at have behandlet de forskellige dele af systemet, kan der nu opstilles et endeligt blokdiagram, se figur 11.a.

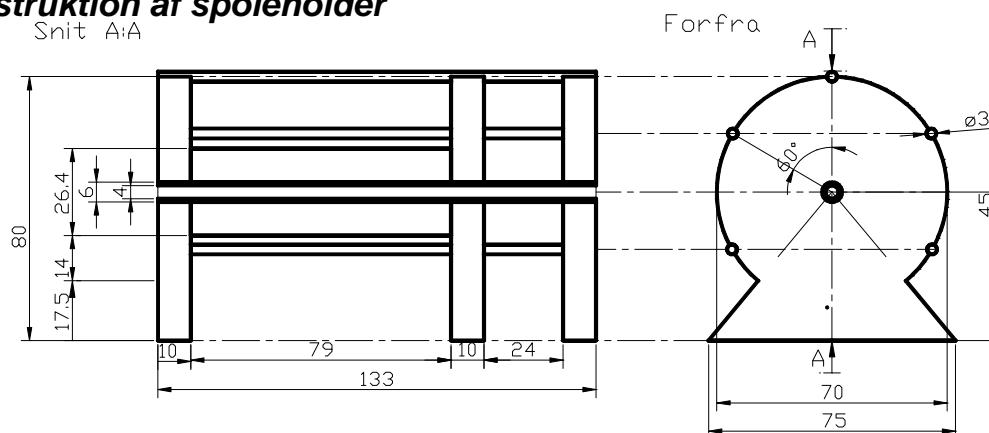


Figur 11.a: Endeligt blokdiagram

## 12 Design af produktet

I dette kapitel beskrives hvordan de forskellige mekaniske dele af systemet er monteret, samt hvordan kabinet og spoleholder er konstrueret.

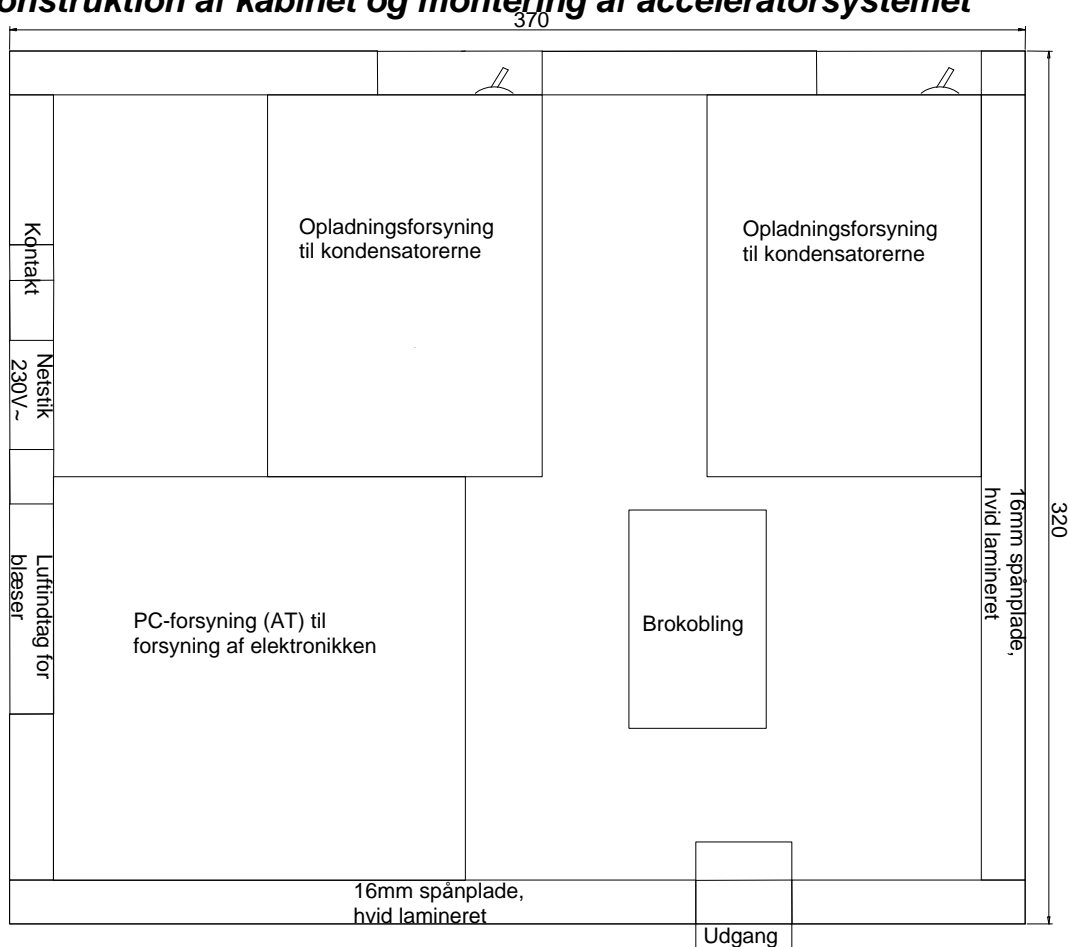
### 12.1 Konstruktion af spoleholder



Figur 12.1.a: Konstruktionstegning af spoleholderen.

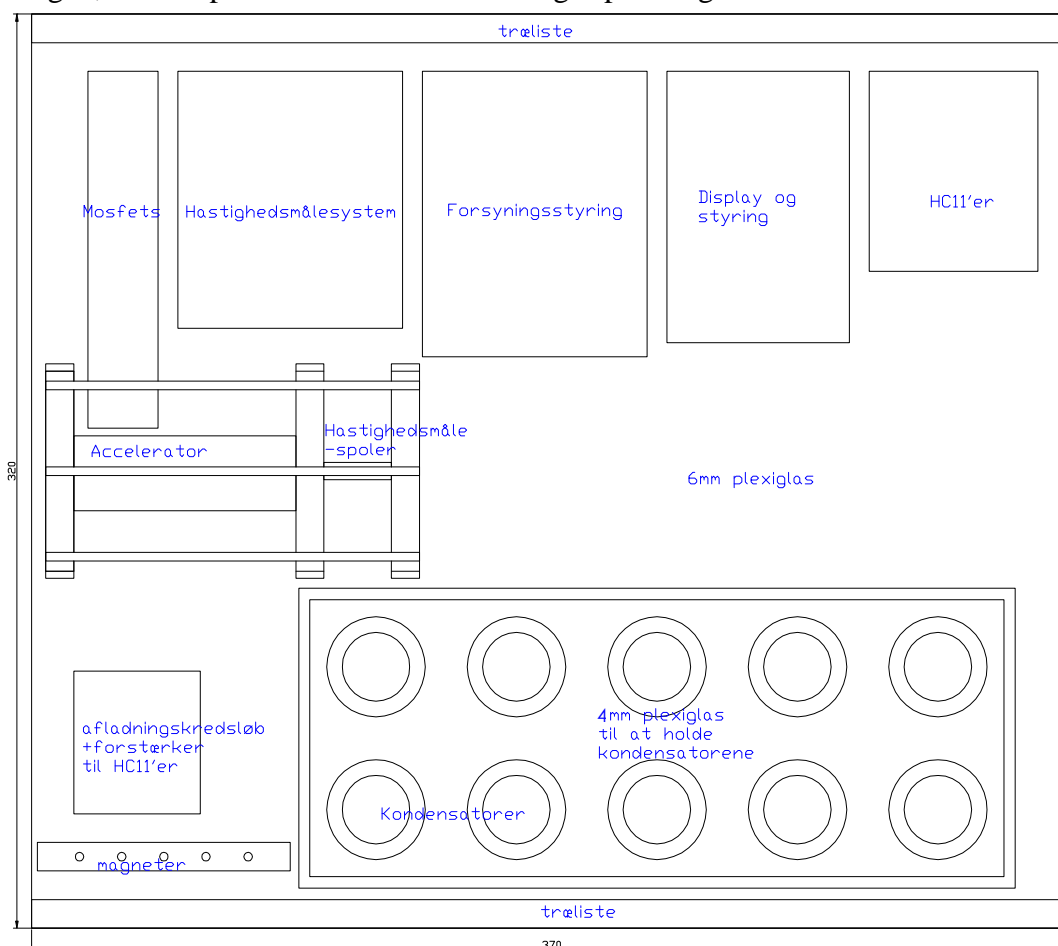
Spolen er viklet omkring et plastikrør, med en indre diameter på 4 mm, og en ydre på 6 mm. Røret er 133 mm langt, men kun 79 mm bruges til spolen. Resten bruges til ophæng og målespoler. Ophængene er lavet af 10 mm aluminiumsplader med en udformning som vist på figur 12.1.a. På disse plader og rundt om spolen er fem 3 mm messingstænger monteret for at afskærme spolen.

### 12.2 Konstruktion af kabinet og montering af acceleratorsystemet



Figur 12.2.a: Oversigtstegning over placering af forsyningerne i kabinettet.

Som tidligere beskrevet skal der bruges tre forsyninger, en til elektronikken og to koblet i serie, som bruges til at oplade kondensatorerne. Disse forsyninger er bygget ind i en trækasse, for holde dem samlet, se figur 12.2.a. Trækassen har de ydre mål 320x370x166, og er lavet af 16mm hvidlamineret spånplade, Låget på denne kasse er lavet af mat plexiglas, hvorpå elektronikken er placeret. I kassen er der desuden monteret otte røde lysdioder, for at peppe produktets udseende op. Forsyningerne er monteret i kassen som vist ovenfor og er desuden koblet sammen, så der kun skal sættes ét strømstik i kassen. Der er skåret hul ud til PC-forsyningens blæser og til de kontakter, der kan bruges til at slukke opladningsforsyningerne. I kassen sidder desuden et print indeholdende brokoblingen, samt et print der fører de nødvendige spændinger ud til elektronikken.



**Figur 12.2.b:** Oversigtstegning over placering af print og acceleratorspole.

Ovenpå plexiglaspladen, er print, accelerator, og kondensatorer monteret, som på figur 12.2.b. Kondensatorerne holdes på plads af en holder, konstrueret i 4mm plexiglas, og oplyst af blå dioder. Da denne holder blev konstrueret tidligt i forløbet, er der lavet plads til ti kondensatorer, i stedet for de endelige seks. Til opbevaring af magnetprojektilerne er der fremstillet en aluminiumsklods, med plads til fem projektiler. Desuden er der konstrueret en fjernbetjening, hvorfra acceleratoren kan sikres/armeres, affyres og som gør det muligt at indstille længden af strømpulse til acceleratoren. Diagrammet for denne kan ses i bilag 3.10. Desuden findes en brugermanual i bilag 11, mens en styklister over alle anvendte komponenter, kan ses i bilag 4.

## 13 Test af det samlede system

For at vide om systemet fungerer og stemmer overens med beregninger/PSpicemodeller, vil der blive udført en test af det samlede system. I det følgende vil signaler fra målespolerne og de tilhørende forstærkere og schmitttriggere blive målt og diskuteret. Derefter vil der foreligge en undersøgelse af den pulslængde og af den placering af projektilet, som resulterer i den højeste udgangshastighed. Da dette kræver at hastigheden skal kunne måles, vil alle tests blive udført med de permanente magneter som projektiler. Der vil dog blive udført en subjektiv test af jernprojektilernes effektivitet. Til slut kontrolleres sammenhængen mellem PSpicemodellen og virkeligheden.

### 13.1 Bestemmelse af optimal pulslængde

For at bestemme den pulslængde, der giver den højeste hastighed, udføres der testskud med forskellige pulslængder, hvorefter hastighederne sammenlignes. Ifølge kravspecifikationen ønskes en accelerationstid for projektilet på 5ms. Da spolen skal have lidt tid til at lade af, vælges der som udgangspunkt pulstider omkring 3ms. Målingerne kan ses i figur 13.1.a.

Pulslængde	1.5ms	2.5ms	2.9ms	3.1ms	3.3ms	3.5ms	3.7ms
Hastighed 1	6.8m/s	12.2m/s	12.4m/s	13.3m/s	13.1m/s	12.9m/s	13.2m/s
Hastighed 2	6.8m/s	11.6m/s	11.9m/s	12.9m/s	12.8m/s	13.1m/s	12.8m/s
Hastighed 3	6.9m/s	11.2m/s	12.2m/s	12.8m/s	13.1m/s	12.7m/s	12.6m/s
Hastighed 4	6.5m/s	11.8m/s	12.3m/s	13.0m/s	12.8m/s	12.8m/s	12.7m/s
Hastighed 5	7.3m/s	11.8m/s	12.4m/s	12.8m/s	12.7m/s	13.0m/s	13.1m/s
Gennemsnit	6.86m/s	11.72m/s	12.24m/s	12.96m/s	12.91m/s	12.90m/s	12.88m/s

Figur 13.1.a: Målinger af hastighed ved varierende pulstider.

Da dipswitchen til indstilling af pulstiden er defekt, er det kun muligt at opnå en præcision i indstillingen af pulstiden på 0.2ms. Da dette er en så kort tid, antages det dog, at dette ikke har en større betydning for hastigheden.

Ud fra skemaet ses det at 3.1ms er den optimale pulstid.

### 13.2 Kontrol af sammenhæng mellem PSpice model og det endelige system

Ved at måle start- og slutspændingen over kondensatorerne ved en bestemt pulstid og udføre simuleringer i PSpice med den målte startspænding og fastsatte pulstid, kan det undersøges, om den samlede model passer med det endelige system. Simuleringen i PSpice, er udført ud fra diagrammet i bilag 8.

#### Pulstid = 3.1ms:

De målte spændinger ved en pulstid på 3.1ms kan ses i figur 13.2.a.

Startspænding målt	80.3V	80.2V	80.1V	80.2V	80.2V
Slutspænding målt	36.2V	35.3V	34.8V	35.1V	35.2V

Figur 13.2.a: De målte spændinger ved en pulstid på 3.1ms.

De simulerede spændinger ved en pulstid på 3.1ms kan ses i figur 13.2.b.

Startspænding simuleret	80.2V
Slutspænding simuleret	35.82V

Figur 13.2.c: De simulerede spændinger ved en pulstid på 3.1ms.



**Pulstid = 3.7ms:**

De målte spændinger ved en pulstid på 3.7ms kan ses i figur 13.2.c.

Startspænding målt	80.2V	80.3V	80.2V	80.0V	80.3V
Slutspænding målt	30.4V	31.0V	30.3V	29.3V	31.15V

**Figur 13.2.c:** De målte spændinger ved en pulstid på 3.7ms.

De simulerede spændinger ved en pulstid på 3.7ms kan ses i figur 13.2.d.

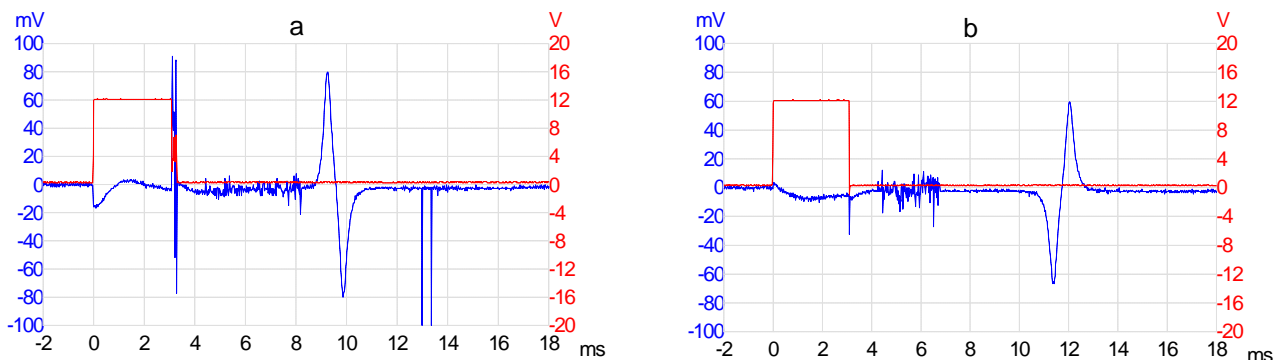
Startspænding simuleret	80.2V
Slutspænding simuleret	29.03V

**Figur 13.2.d:** De simulerede spændinger ved en pulstid på 3.7ms.

Som det ses, er der en fin overensstemmelse mellem målinger og simuleringer. Heraf kan det altså konkluderes, at PSpice-modellen af systemet og det endelige system passer sammen. Den anvendte værdi for den maksimale strøm i spolen, må derfor også passe.

### 13.3 Test af signaler fra målespoler

For at undersøge hvorvidt hastighedsmålesystemet virker korrekt, foretages der først en undersøgelse af pulserne fra målespolerne. I figur 13.3.a og 13.3.b ses signalerne fra de to målespoler.



**Figur 13.3.a/b:** a: Signaler fra målespole 1, b: Signaler fra målespole 2

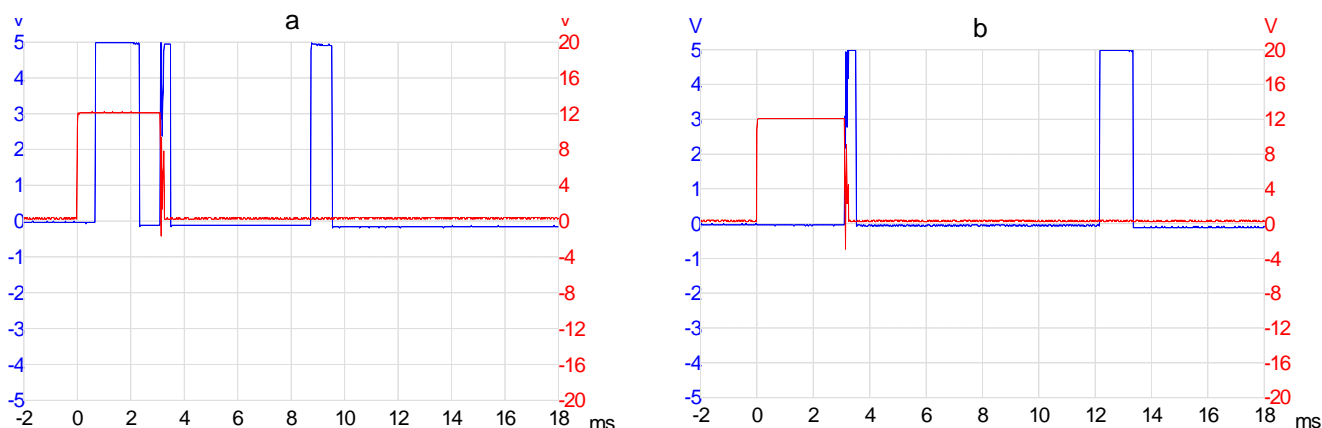
I begge figurer er den røde kurve signalet fra MOSFET-driveren, mens den blå kurve er signalerne fra de to målespoler.

I figur 13.3.a ses, at MOSFET'erne åbner ved tiden 0s, hvorved acceleratorspolens opladningsforløb startes. Dennes magnetfelt påvirker målespolen, som derfor forsøger at modvirke dette. Dette resulterer i en spændingsændring over målespolen under acceleratorens opladningsforløb og en endnu større ændring, når MOSFET'erne lukker efter de forventede 3,1ms som HC11'eren var sat op til under forsøget. Udslaget på den blå kurve efter cirka 9ms, fremkommer, når projektilet passerer målespole 1. Efter at MOSFET'erne har været lukket i 2ms, altså efter godt 5ms, begynder HC11'eren at kigge efter stigende flanker fra schmitttriggeren. HC11'eren vil altså være klar til at registrere signalerne, når de kommer.

På figur 13.3.b ses igen signalet fra MOSFET-driverne som den røde kurve. Den blå kurve viser de registrerede signaler fra målespole 2. Her ses der en meget lavere reaktion på acceleratorspolens magnetfelt, sandsynligvis fordi målespole 2 sidder længere fra acceleratorspolen end målespole 1. Efter omkring 11ms ses signalet fra projektilet. Her skal der specielt lægges mærke til, at signalet vender omvendt, altså at spændingen først falder og derefter stiger, modsat i spole 1. Det skyldes en konstruktionsfejl, da målespole 2 er vendt forkert. Da der trigges på den positive del af signalet, medfører dette en fejlmåling af projektilets hastighed, eftersom HC11'eren først cirka 1ms senere end forventet får signalet fra schmitttriggeren. Det bevirker, at den udlæste hastighed er lavere end den reelle.

### 13.4 Test af signaler fra schmitt-triggerne

Signalerne fra de 2 målespoler sendes gennem hver sin forstærker, for at schmitt-triggerne kan registrere signalerne. På figur 13.4.a og 13.4.b, ses signalerne fra de 2 schmitt-triggere.



**Figur 13.4.a/b:** a: Signal fra schmitt-trigger 1, b: Signal fra schmitt-trigger 2

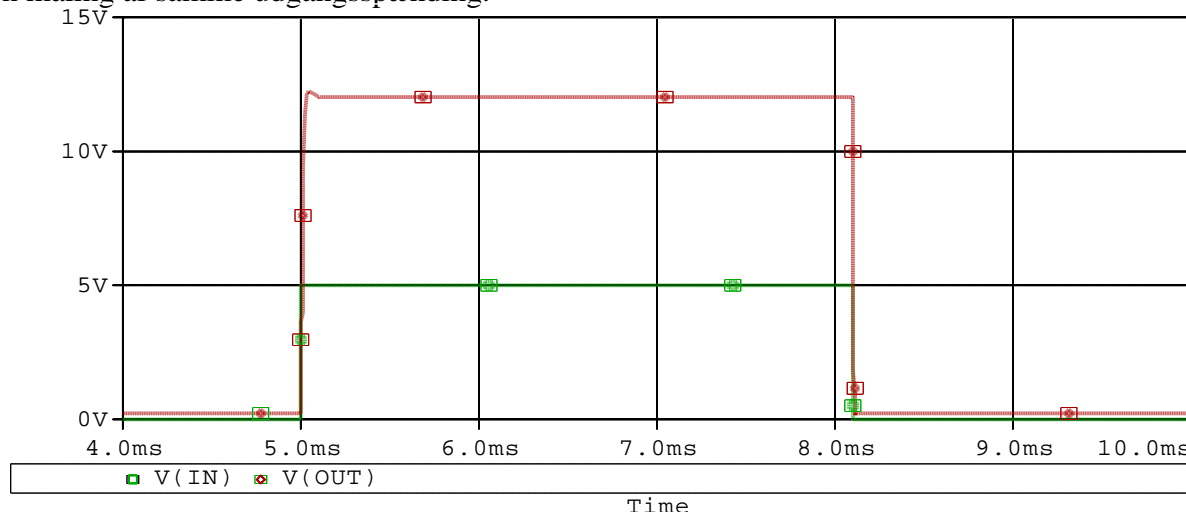
I begge figurer er den røde kurve signalet fra MOSFET-driveren, mens den blå kurve er signalerne fra de to schmitt-triggere.

På figur 13.4.a ses igen signalet fra MOSFET-driveren som den røde kurve. Den blå kurve viser udgangssignalet fra schmitt-triggeren. Når MOSFET'erne åbner, bliver målespole 1 påvirket af magnetfeltet fra acceleratoren, som derfor trigger schmitt-triggeren fra tiden cirka 1ms til godt 2ms. Schmitt-triggeren bliver igen påvirket, når MOSFET'erne lukker, på grund af ændringen i magnetfeltet i acceleratoren. Efter cirka 9ms passerer projektilet målespole 1, hvilket udslaget på den blå kurve tydeligt viser. Da HC11'eren er programmeret til ikke at reagere på signaler før efter 5ms, ignoreres, som forventet, alle signaler bortset fra det ønskede fra projektilets passage.

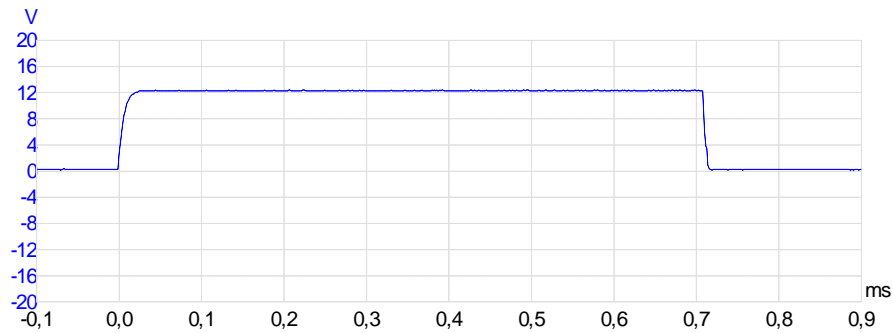
Det ses på figur 13.4.b, at det samme sker, når projektilet passerer målespole 2. Her reageres dog ikke på acceleratorspolens opladningsforløb, da målespole 2 er placeret så langt væk fra acceleratoren, at spændingen i målespolen under dette forløb ikke når de ca. 4.7mV, som trigger schmitt-triggere.

### 13.5 Test af MOSFET-driver

På figur 13.5.a ses en PSpice-simulation af udgangsspændingen fra driver-kredsløbet, tilkoblet 20 IRF630 MOSFET transistorer. PSpice diagrammet anvendt hertil ses i bilag 8. På figur 13.5.b ses en måling af samme udgangsspænding.



**Figur 13.5.a:** PSpice simulation af MOSFET-driveren. Den røde kurve viser udgangsspændingen fra driveren, mens den grønne viser indgangsspændingen.



Figur 13.5.b: Måling af udgangsspændingen fra MOSFET-driveren.

Der ses en tydelig overensstemmelse mellem de to grafer. På grund MOSFET'ernes indgangskapacitans, ses at udgangsspændingen afviger en smule fra det ønskede firkantsignal. Skulle én af MOSFET'erne åbne før de andre, for eksempel på grund af eventuelle variationer i tærskelspændingen, vil dette dog ikke have en større betydning. Da strømmen igennem MOSFET'erne kommer fra kondensatorerne, vil der gå lidt tid før denne strøm når sit maksimum, og inden da bør alle MOSFET'erne være åbne. Umiddelbart kunne der opstå problemer, når MOSFET'erne skal lukkes, da strømmen her vil være mange gange større end ved åbningen. Hvis én af MOSFET'erne derfor lukker lidt senere end de andre, kan der altså opstå problemer. Men det ses dog, at den faldende flanke på grafen er noget stejlere end den stigende, og der bør derfor heller ikke være problemer her.

Driveren er desuden testet ved at måle spændinger og strømme i kredsløbet. De simulerede værdier stammer fra samme PSpice-diagram, som er anvendt til simulering og optegning af grafen i figur 13.5.a. Udgangsspændingerne er fundet i afsnit 5.4.1, og med de endelige modstandsværdier kan kollektorstrømmen igennem T2 og basisstrømmen igennem T1 findes til:

$$I_{C-T2-ON} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_{C2}} = \frac{12V - 0.2V}{148.5\Omega} = 79.461mA$$

og:

$$I_{B-T1-ON} = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{R_{B1}} = \frac{5V - 0.7V}{130K\Omega} = 33.08mA$$

Derudover er de fire værdier målt. Resultaterne kan ses i figur 13.5.c.

	V <sub>out-høj</sub>	V <sub>out-lav</sub>	I <sub>C-T2-on</sub>	I <sub>B-T1-on</sub>
<b>Beregnet</b>	12V	0,2V	79.46mA	33.08μA
<b>Simuleret</b>	12V	0,186V	79.55mA	33.416μA
<b>Målt</b>	12,11V	0,314V	79.43mA	33μA

Figur 13.5.c: Resultater fra test af MOSFET-driveren

### 13.6 Placering af projektil

Projektillets sluthastighed afhænger også af projektillets startposition i spolen, og det er derfor interessant at finde den startposition, som resulterer i den højeste udgangshastighed. Denne afhængighed opstår fordi strømmen i spolen varierer med tiden, og fordi magnetfeltet i spolen ikke er konstant. Af denne grund blev der lavet flere QuickField-simuleringer, men trods gentagne forsøg lykkedes det desværre ikke at få simuleringerne til at stemme overens med virkeligheden. Der blev i stedet foretaget en praktisk test af projektillets optimale placering, journalen for dette forsøg kan ses i bilag 9.

Forsøget viste, at den mest optimale placering af projektillet, opnås når projektillets forreste ende befinder sig 1mm inde i selve spolen, og dermed 11mm inde i acceleratoren. Under forsøget viste det sig desuden, at der kan opnås større hastighed ved at fastholde projektillet ved affyring, og først

at slippe det, når magnetfeltet i spolen har nået en vis størrelse. Dette kan for eksempel klares med en fastsiddende svag permanent magnet, der ved hjælp af tiltrækning fastholder projektillets bagerste ende, indtil spolens magnetfelt er stort nok til rive projektilet løs fra magneten. På denne måde er det muligt at udnytte strømmen i acceleratorspolen bedre.

### **13.7 Subjektiv vurdering af jernprojektilernes effektivitet**

Der blev udført en kort test af jernprojektilernes effektivitet, og det viste sig, som antaget, at hastighedsregistreringen ikke reagerede stabilt på disse. Dette kunne måske udbedres ved at dimensionere hastighedsregistreringen efter jernprojektilerne, i stedet for de permanente magneter. Til gengæld var der tydeligvis langt mere kraft på jernprojektilerne, end på de permanente magneter. Dette kan skyldes jernprojektilernes større længde, og lidt større diameter, samt deres bedre aerodynamik. Om det skyldes materialet, vil kun kunne afgøres med to ens udformede projektiler af hver deres materiale.

### **13.8 Konklusion på test af samlet system**

Efter at have testet systemet kan det konkluderes, at PSpice modellen for selve acceleratorkredsløbet i bilag 8 stemmer fint overens med virkeligheden. De forskellige delsystemer virker efter hensigten, dog måles der, på grund af en konstruktionsfejl, lidt lavere hastigheder end de reelle. Den optimale pulstid blev fundet til 3.1ms, hvilket, sammen med spolens afladningstid, giver en accelerationstid for projektilet på cirka 5ms, som ønsket i kravspecifikationen. Ved denne pulslængde blev den optimale placering af projektilet i acceleratorspolen fundet til 1mm inde i selve spolen.

## 14 Konklusion

Efter endt projektperiode kan der konkluderes følgende omkring projektet:

I dette projekt skulle der fremstilles en accelerator, der skulle kunne accelerere et projektil op til 15m/s på 5ms. Acceleratoren skal kunne affyre et projektil én gang hvert halve minut. Desuden skulle der laves et system, der kunne måle hastigheden på projektilet og udskrive dette på et display. Det færdige system, der skulle kunne opfylde disse krav, blev navngivet "MagnetoBlaster 7000". Acceleratorsystemet blev opbygget af en spole, hvis magnetfelt til acceleration af projektilet bliver skabt af energien fra 6 store kondensatorer (samlet 15mF). Systemet, der åbner og senere lukker for energien, er lavet med 20 IRF630 MOSFET's. Når MOSFET'erne åbner, sender kondensatorerne en puls med en peakstrøm på cirka 270A igennem spolen, hvilket skaber magnetfeltet. For at sikre at afladningen af spolen ikke brænder MOSFET'erne af, er der lavet et afladningskredsløb med 5 BYW29-200 dioder og 2 5W effektmodstande, som spolen kan aflade igennem.

Der er også blevet lavet et system, der viser status for opladning af kondensatorerne, og som kan koble forsyningen til kondensatorerne fra. Statusdioderne bliver styret af en stor spændingsdeling og LM324 komparatorer, og til- og frakoblingen bliver gjort med et relæ.

Måling af hastigheden gøres med to små målespoler. Når det magnetiske projektil passerer disse, vil der induceres en spænding, den såkaldte *emf*, som så forstærkes op ved hjælp af en  $\mu$ A741 operationsforstærker, og konverteres til et firkantsignal med en schmitt-trigger. Imellem disse to komponenter er der dog et diodeclampingkredsløb, idet forstærkeren sender 12V ud, og schmitt-triggeren skal have 5V. Passagetiden regnes ud fra de to signaler.

På grund af en konstruktionsfejl i målespolerne måler hastighedssystemet dog en smule forkert. Udskrivningen af hastigheden sker på et display lavet af 4 7-segment displays.

Ydermere blev der lavet en fjernbetjening, hvorfra acceleratoren kan sikres/armeres, affyres og som gør det muligt at indstille længden af strømpulse til acceleratoren.

Hele systemet er styret af en MC68HC811E2 mikro-controller. Denne indeholder en meget præcis tæller, og har desuden mange muligheder for inputs og outputs, der forenkler styringen af systemet.

Den højeste opnåede hastighed er, ifølge den indbyggede hastighedsmåler, cirka 13m/s. Da den reelle hastighed, på grund af konstruktionsfejlen, er en smule større end dette, vil hastigheden ligge ganske tæt på 15m/s, hvilket betyder, at den i kravspecifikationen, ønskede hastighed er opnået. Da dette er målt med en pulslængde på 3.1ms, og da spolen aflader på cirka 2ms, er kravet om en accelerationstid på 5ms også opfyldt.

Deceleratoren forblev, på grund af tidsmangel, på idéstadiet.

Alt i alt kan det konkluderes, at systemet virker, og samtidig lever op til de krav, der er sat i kravspecifikationen.

## 15 Perspektivering

Der er mange muligheder i et projekt som dette, både for forbedringer, men også for anvendelse af princippet bag acceleratoren.

Af åbenlyse forbedringer er der blandt andet problemet med målespolerne. Disse bør vendes korrekt og vikles ens, så signalerne vil ligne hinanden mest muligt.

Hvis der havde været mere tid, kunne spolen samtidig være blevet dimensioneret ud fra 6 kondensatorer i stedet for 10. Dette kunne have effektiviseret spolen og derved sandsynligvis have resulteret i en højere hastighed.

Desuden kunne MOSFET-switch systemet udskiftes med et system, der kan klare større strømme, eksempelvis et thyristorkredsløb.

Det her fremstillede produkt, vil for eksempel kunne anvendes som blikfang for elektrofysikken, ved messer og lignende.

En decelerator til at kunne modtage projektilet og stoppe det igen kunne have udvidet mulighederne for systemet meget. En ide, der kunne nævnes, er, at bruge accelerator/decelerator som et transportsystem. Det der skal sendes, kapsles ind i en jernkerne og sendes af sted med et system lignende acceleratoren og modtages af deceleratoren på destinationen. Problemet er, at det vil kræve meget store nøjagtigheder for at kunne sende noget over større afstande. Der vil blandt andet skulle tages hensyn til jordens krumning og tyngdekraft, og desuden skal der være fri bane hele vejen.

Muligheden for brug af princippet til våbenindustrien er også nærliggende, men på grund af de moralske aspekter i dette, kan det ikke anbefales.