

CHALMERS



Wireless energy transmission via electromagnetic induction

Trådlös energioverföring via elektromagnetisk induktion

Bachelor of Science Thesis in the Electrical Engineering Programme

ALI ANSARI
NEDA BACKMAN

Department of Computer Science and Engineering
CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
Göteborg Sweden 2011

Wireless energy transfer via electromagnetic induction
Trådlös energiöverföring via elektromagnetisk induktion

Ali Ansari, Neda Backman
© Ali Ansari, Neda Backman juni 2011.
Department of Computer Engineering
Chalmers University of Technology
412 96 Göteborg

Göteborg juni 2011

Sammanfattning

Denna rapport beskriver en metod för trådlös energiöverföring via närfält elektromagnetisk induktion som är billig, enkel och kan appliceras på nästan vilken sorts system som helst, oavsett storlek eller energikrav.

Metoden utnyttjar en primärenhet bestående av oscillator, förstärkare och induktiv spole som överför energi till en sekundärenhet bestående av spole, likriktarbrygga och spänningsregulator. Två typer av oscillatorer och flera förstärkarkonstruktioner realiserades och utvärderades tillsammans med ett flertal platta spolar av både monofilar och bifilar typ.

Resultaten visar att det är viktigt att använda en oscillator vars frekvens beror på induktansen hos den anslutna spolen, såsom Colpitts oscillatoren. Detta är att föredra mot en oscillator med förinställd frekvens, såsom en Schmitt-trigger oscillator.

Abstract

This paper describes a method for wireless energy transfer via near-field electromagnetic induction that is inexpensive, simple and can be applied to almost any type of system, regardless of size and energy demands.

The method uses a primary unit consisting of an oscillator, amplifier and inductive coil that transfers energy to a secondary unit consisting of a coil, rectifier and voltage regulator. Two types of oscillators and several amplifier designs were realized and evaluated together with a multitude of flat coils of both monofilar and bifilar type.

The results show that it is important to use an oscillator whose frequency is dependent on the inductance of the connected transmission coil, such as the Colpitts oscillator. This is preferable to an oscillator with a preset frequency, such as a Schmitt-trigger oscillator.

Innehåll

1. Inledning	1
1.1 Bakgrund	1
1.2 Problem	1
1.3 Syfte	2
1.4 Avgränsningar	2
2. Metod	3
2.1 Arbetsmetod	3
2.2 Koncept	3
2.3 Primärkrets	4
2.4 Sekundärkrets	5
3. Teknisk bakgrund	6
3.1 Grundläggande komponenter	6
3.1.1 Spolar och induktorer	6
3.1.2 Avkopplingskondensatorer	7
3.1.3 Frihulsdioder.....	7
3.2 Transformatorer	7
3.2.1 Ideal transformator	8
3.2.2 Icke ideal transformator	8
3.3 Förstärkare	9
3.3.1 Olika förstärkarsteg	9
3.3.2 Buffrar	10
3.4 Oscillatorer	11
3.4.1 Schmitt-trigger oscillator.....	12
3.4.2 Colpitts oscillator	14
3.5 Kylning.....	14
3.6 LCR-mätare	15
3.7 Uppladdningsbara batterier	17
4. Genomförande	19
4.1 Sekundärkrets	19
4.2 Primärkrets, självsvängande med AC-matning	20
4.3 Primärkrets, oscillator och förstärkare	21
4.3.1 Push-Pull strömförstärkare	22
4.3.2 Klass A förstärkarsteg med drivsteg.....	23

4.3.3 Klass AB förstärkarsteg med drivsteg	24
4.4 Primärkrets, självsvängande med DC-matning.....	25
4.5 Pannkaksspolar	25
4.5.1 Konstruktion av pannkaksspolar	26
4.5.2 Induktansberäkning av pannkaksspolar	28
5. Tester och resultat.....	29
5.1 Colpitts oscillator med AC-matning.....	29
5.2 Schmitt-trigger oscillator med Push-Pull förstärkare	29
5.3 Schmitt-trigger oscillator med Klass A förstärkare	29
5.4 Schmitt-trigger oscillator med Klass AB förstärkare.....	30
5.5 Colpitts oscillator med DC-matning.....	30
5.6 Tester med olika spolar	31
6. Diskussion och analys	35
6.1 Kritisk diskussion	37
6.2 Framtida arbeten	37
Källförteckning.....	38

1. Inledning

1.1 Bakgrund

I dagens samhälle använder vi oss av en stor mängd olika elektroniska apparater i vår vardag. I princip varje hem har ett flertal elektriska apparater som samtliga kräver energiförsörjning. Denna energiförsörjning är nästan uteslutande trådbunden eftersom antalet apparater med utbytbara engångsbatterier stadigt sinar och blir utbytta mot antingen uppladdningsbara eller trådbundna lösningar. Detta har dock resulterat i att det genomsnittliga hemmet har minst lika många kablar som elektroniska apparater. Kabeln har blivit ett nödvändigt ont som ofta är i vägen och gör att det ser rörigt ut, användaren ser ju kabeln bara som ett störande bihang till apparaten de önskar bruka. Som en reaktion på detta har marknaden börjat gå över till att utveckla fler och fler metoder för trådlös överföring av både data och energi, exempelvis dataöverföringsmetoderna WiFi, Bluetooth och närfältskommunikation.

Teknologier för trådlös uppladdning av elektriska tandborstar har funnits länge, dock inte främst med avsikten att göra själva laddningen trådlös eller eliminera behovet av en kabel. Elektriska tandborstar både brukas och rengörs i vatten och skall därför vara vattentäta, den trådlösa laddningsmetoden möjliggör borttagandet av elektriska kontakter vilka kan kortslutas av vatten och skada både apparaten och användaren. De lösningar som på senare tid utvecklats för att hantera trådlös energioverföring är dock främst komplicerade lösningar som även kräver trådlös dataöverföring i syfte att finjustera överföringen och minimera energiförluster genom att automatiskt aktivera och stänga av energioverföringen. Ett exempel på detta är Qi-standarden som blivit en industristandard för trådlös batteriuppladdning för mobil hemelektronik såsom mobiltelefoner. Till skillnad från vissa äldre teknologier som använts för att ladda elektriska tandborstar kräver Qi-standarden en hel del komponenter, samtidigt som de mer enkla och äldre lösningarna är mer energikrävande, har ytterst kort räckvidd, är patenterade och väldigt lite information om hårdvaran och dess konstruktion finns att tillgå. Därför är det intressant och potentiellt lukrativt att ta fram en mer generell teknologi för trådlös energioverföring med betoning på simplicitet.

1.2 Problem

Att utveckla en enkel, billig och generell metod för trådlös energioverföring mellan två galvaniskt isolerade elektriska system över kortare avstånd med hjälp av ett resonant elektromagnetiskt fält.

1.3 Syfte

Syftet med detta arbete är att beskriva och realisera en enkel metod som med så få avancerade och svårtillgängliga komponenter som möjligt kan överföra elektrisk energi mellan två galvaniskt isolerade system på kortare avstånd via induktion och ge en stabil kunskapsgrund för design och tillämpning av induktorer. Arbetet ska även ge en god teknisk kunskapsgrund för vidare utveckling av mer avancerade och applikationsspecifika system för trådlös överföring av elektrisk energi. Det ska även ge baskunskaper inom områdena transformatorer, konstruktion av spänningsmatning för elektroniska system och tillämpad elektrodynamik i allmänhet.

1.4 Avgränsningar

Arbetet ämnar ej ta upp de metoder som involverar trådlös dataöverföring mellan basstation och mottagarkrets då dessa involverar mikroprocessorer och andra avancerade komponenter. Inte heller ämnar det beröra metoder för elektrisk överföring på större avstånd än någon decimeter eller med någon annan metod än elektromagnetisk induktion. Analyser av olika metoder för spänningsstabilisering eller analyser av olika varianter av komponenter som inte är funktionskritiska görs heller inte. Ej heller behandlas spänningsmatningen för primärkretsen utöver den laboratorieutrustning som använts. Läsaren förväntas ha förståelse för grundläggande elektrodynamik och analog elektronik, därför kommer inga alltför grundläggande koncept gås igenom.

2. Metod

Detta kapitel ämnar ge en överblick av arbetsmetoden för projektet samt en övergripande beskrivning av konceptet och designen.

2.1 Arbetsmetod

Arbetet med projektet inleddes med en hel del informationssökning om bland annat trådlös energiöverföring, oscillatorer och transformatorer. En elektrisk tandborste med trådlös uppladdning av äldre modell studerades och beslut fattades att försöka realisera en liknande lösning. Både primär- och sekundärspolarna från den elektriska tandborsten demonterades därför och användes som experimentspolar, detta eftersom inga andra lämpliga spolar fanns att tillgå vid tidpunkten. Arbetet efter detta bestod uteslutande av konstruktion, felsökning och tester av olika hårdvarulösningar, inklusive spolar. En preliminär tidplan gjordes och avsikten var att hålla denna tidplan i så god mån som möjligt.

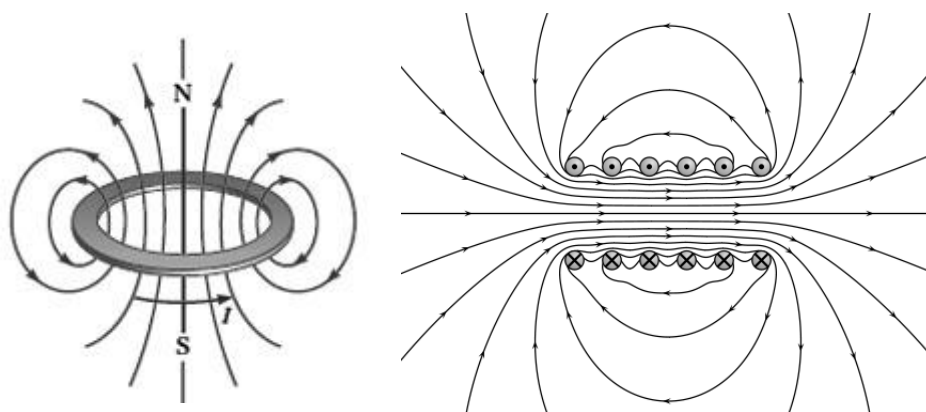
Aktivitet	Deadline
Projektbeskrivning	01-04-11
Sekundärkrets	08-04-11
Basstation	22-04-11
Tester av basstation med sekundärkrets	09-05-11
Konstruktion av spolar	16-05-11
Testning av spolar	27-05-11
Redovisning	15-06-11
Rapport	20-06-11

Tabell 1. Preliminär tidplan.

2.2 Koncept

Den tillämpade metoden för överföring av elektrisk energi är ungefär densamma som brukats i elektriska tandborstar, dock med en annorlunda konstruktion av både sändar- och mottagarinduktorerna. Normalt sett används cylindriska spolar i den trådlösa lösningen för elektriska tandborstar, detta för att en cylindrisk spole lättare får plats i den typ av konstruktion man använt i tandborsten. Tyvärr medför det att avståndet som den trådlösa lösningen fungerar på blir minimalt. Detta beror på att det magnetiska fältet som bildas av induktionseffekten i en cylindrisk spole är som starkast inuti spolen, varför man i dessa lösningar valt att placera en mindre spole inuti en större spole. Eftersom en mer generell lösning och en större användningsyta söks kommer dock den slutgiltiga primärspolen konstrueras för att vara platt. Detta så att den kan monteras på vilken yta som helst och så

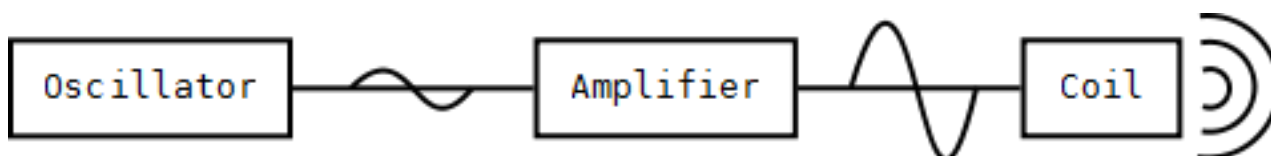
att valfritt objekt kan placeras på den.



Figur 1. Fältlinjer hos en platt spole och en cylindrisk spole.

Grundtanken är att en oscillator skall mata en primärspole med en växelspänning, varpå spolen genererar ett elektromagnetiskt fält som fortplantar sig genom luft, plast och övrig materia samt galvaniskt isolerar matningsdelen från sekundärdelen. Detta fält skall då kunna "plockas upp" av en mottagarspole, eller sekundärspole, placerad ett kort avstånd från primärspolen, varvid en spänning induceras i sekundärspolen som sedan likriktas och blir matningsspänning för antingen hela enheten eller bara laddningsdelen hos enheten. Detta kan liknas vid beteendet hos en vanlig transformator, där det genererade fältet från primärspolens växelspänning leds till en sekundärspole via en metallkärna och inducerar en växelspänning som sedan genomgår en liknande likriktning och utglättning. Dock arbetar ett system för trådlös energioverföring med mer än tusen gånger högre frekvens än en vanlig nättransformator. Frekvenser över 50 kHz är att föredra och ju högre frekvenser, desto mindre energiförluster. Dock medför så pass höga frekvenser större utmaningar i designen av hårdvaran än lågfrekventa kretsar.

2.3 Primärkrets

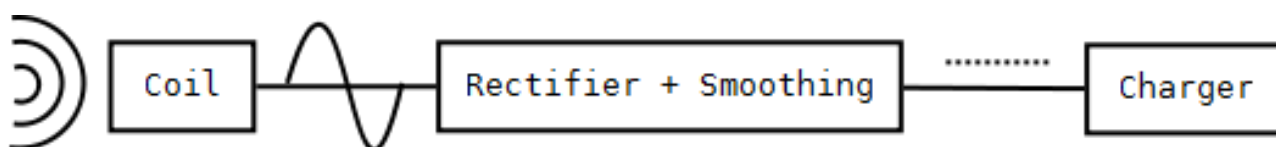


Figur 2. Koncept för primärkretsen.

Primärkretsen består av en oscillator, en förstärkningsdel, samt en primärspole som genererar ett resonant magnetfält. De flesta typer av oscillatorer fungerar i detta sammanhang och det gör liten skillnad om det är sinusvågor eller fyrkantvågor. Det viktiga är att elektroniken är snabb och klarar höga frekvenser. Oscillatoren kan vara antingen

frekvensbestämd (såsom med en Schmitt-trigger oscillator eller kristall), frekvensstyrd, (exempelvis av en pwm-signal) eller frekvensanpassande (såsom i en LC-krets). Främst Schmitt-trigger oscillatorn och LC-oscillatorn har testats i detta arbete. Förstärkaren som används beror på oscillatorn. För frekvensbestämda oscillatorer är det lämpligt med en hög inresistans för att inte belasta oscillatorn. För LC-kretsar är det lämpligt med låg inresistans för att inte påverka frekvensen eller sänka strömmarna. Även olika typer av förstärkning, såsom spänningsförstärkning och strömförstärkning har testats under arbetets gång. Vilken typ av spole som används är dock en central del i att få trådlös energioverföring att fungera. Spolen avgör bland annat formen på det resonanta magnetfältet och även hur stora energiförlusterna samt det effektiva avståndet blir. En stor del av arbetet har gått ut på att konstruera och testa både monofilar- och bifilar-spolar.

2.4 Sekundärkrets



Figur 3. Koncept för sekundärkretsen.

Sekundärkretsen består huvudsakligen av en spole kopplad till en likriktarbrygga med glättningsskondensatorer. Därefter kopplas lasten på systemet vilket i detta fall är en spänningsregulator och laddningskontrollenhet kopplat till ett 3.3 V batteri. Även här är spolen en viktig del av systemet, då det är den som skall ta emot energin och generera spänningen och strömmen för att driva lasten. Likriktarbryggan här är dock lite mer speciell än en vanlig likriktarbrygga då dioderna bör vara switch-dioder som arbetar snabbare än vanliga dioder. Detta krävs på grund av de höga frekvenserna som är involverade i överföringen. Glättningen sker på normalt vis, dock bör man ha i åtanke att kondensatorerna som används är anpassade för de frekvensområden kretsen arbetar med, annars blir inte den resulterande utspänningen speciellt stabil. Orsaken till att en laddningskontrollenhet har använts är för att skydda batteriet från att överladdas och skadas. Detta är dock inte en nödvändighet, men vidtogs som en säkerhetsåtgärd för att undvika eventuella missöden med batteriet.

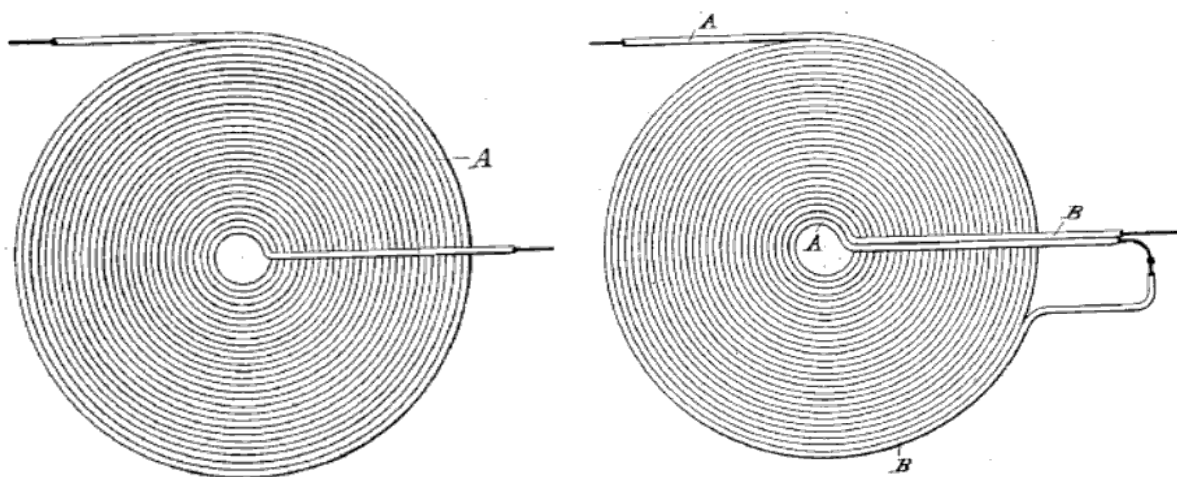
3. Teknisk bakgrund

För att ha full förståelse för alla delar i detta arbete krävs vissa grundläggande kunskaper. Detta kapitel ämnar ge en kortfattad beskrivning av de grundläggande koncept och komponenter som är relevanta för arbetet.

3.1 Grundläggande komponenter

3.1.1 Spolar och induktorer

Induktorer består av en lindning av elektriskt ledande tråd, oftast koppartråd. Lindningen kan vara fribärande och kallas då för luftlindad induktor. Om en kärna av järnpulver eller ferrit används som lindningsbärare ökas induktansen. Genom att variera sammansättningen av ferriten kan material lämpligt för olika frekvensområden erhållas. Att välja ett ferritmaterial lämpligt för tillämpat frekvensområde tillsammans med en låg förlustresistans i själva lindningen medför en låg förlustfaktor och därmed ett högt så kallat godhetstal Q , vilket är inversen av förlustfaktorn. En induktor med spärrande funktion, exempelvis genom att ha hög reaktans för höga frekvenser, kallas drossel (*Eng. choke*), vilket kommer från det tyska ordet för spjäll, medan en induktor ingående i en avstämning krets kallas spole. En induktor har oftast ökande induktans med ökande temperatur, det vill säga den har en positiv temperaturkoefficient.



Figur 4. Monofilarspole (vänster) och bifilarspole (höger).

Pannkaksspolar är platta spolar och kan vara av så kallad monofilar eller bifilar typ. Med detta menas att monofilarspolar är lindade med en tråd (A) medan bifilarspolar är lindade med två trådar (A och B), se figur 4. Bifilarspolen uppfanns av Nikolas Tesla och används bland annat för att sänka självinduktansen hos spolen, vilket i sin tur sänker den självinducerade strömmen som bromsar eller motverkar spolens drivström genom att öka självkapacitansen. I en bifilarspole lindad enligt figuren ovan lindas de två trådarna på

samma sätt och ansluts sedan i serie så att strömmen går i samma riktning genom dem båda. Detta medför att magnetfältet från de båda lindningarna kombineras och skapar ett större totalt magnetfält.

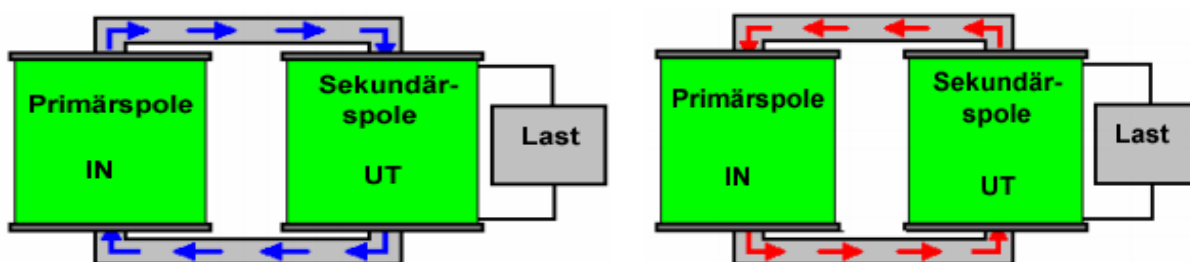
3.1.2 Avkopplingskondensatorer

För att förhindra att eventuella störningar på matningsspänningen stör kretsens funktion kan filterkondensatorer kopplas mellan matningsspänning och jord. Ofta används en större elektrolytkondensator, exempelvis 100 μF , parallellkopplad med en mindre kondensator, exempelvis 10 nF. Den större elektrolytkondensatorn kan lagra stor laddning och hjälper till att hålla matningsspänningen stabil vid tillfälliga spänningsfall. Den har dessvärre stor förlustresistans som tillsammans med dess kapacitans bildar ett RC-filter med dåliga högfrekvensegenskaper. Vid högfrekventa störningar är det istället den mindre kondensatorn som kortsluter dessa på grund av dess goda högfrekvensegenskaper.

3.1.3 Frihjulsdioder

Vid induktiv last uppstår det självinduktion i spolen när strömmen bryts. Energin som finns i magnetfältet behöver då någonstans att ta vägen och detta medför att det induceras en så hög spänning på kollektorn att det leder till genombrott i transistorn och den kan därför gå sönder. Ett sätt att skydda transistorn är att ansluta en diod parallellt med spolen. Dioden riktas så att strömmen vid frånslag går runt genom dioden så att de resistiva förlusterna gör att magnetfältet dör ut.

3.2 Transformatorer



Figur 5. En transformators primära fält samt back-EMF fält.

En transformator sammankopplar kretsar med olika spänningsnivå utan att de har galvanisk kontakt med varandra. Med hjälp av elektromagnetisk induktion omvandlas elektrisk energi mellan dessa olika spänningsnivåer. Transformatorn består av en primärlindning, en sekundärlindning och en kärna. En växelspanning ansluten till primärlindningen ger upphov till ett magnetfält i kärnan. Kärnan överför magnetfältet till sekundärlindningen vilket inducerar en spänning i sekundärlindningen. Strömmen genom sekundärspolen kommer i sin tur generera ett back-EMF fält som sänker impedansen i

primärspolen varvid en större ström genomströmmar primärspolen. Om lasten är för hög kommer denna självförstärkande process fortsätta tills ferritkärnans magnetflödeskapacitet är mättad.

3.2.1 Ideal transformator

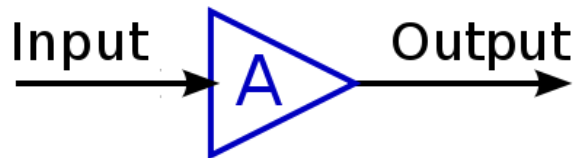
Det är lättare att förstå en transformators funktion om man studerar en så kallad ideal transformator. En ideal transformator har samma funktion som en verklig transformator, förutom dess spänningsfall, som är lastberoende, dess förluster samt dess behov av magnetiseringsström.

I en ideal transformator har primärlindningen och sekundärlindningen inte någon resistans. Man skulle då kunna tro att strömmen i en lindning skulle bli oändligt stor om man ansluter en spänning. På grund av att en ström i en lindning skapar ett magnetfält kommer det dock att induceras en spänning i lindningen som motverkar strömmen. Den inducerade spänningen från magnetfältet kommer att bli lika stor som den pålagda spänningen. Detta medför att magnetfältet kommer att bli precis så stort som behövs för att strömmen inte ska bli oändlig.

3.2.2 Icke ideal transformator

Till skillnad från en ideal transformator har lindningarna i en icke ideal transformator en resistans. Lindningarnas resistans orsakar ett spänningsfall med tillhörande effektförluster när det går ström i ledningarna. I verkligheten är resistansen spridd över hela lindningen, men beräkningsmässigt går det bra att betrakta resistansen som en yttre resistans seriekopplad med transformatorlindningen. Spänningsfallet i en transformator beror på belastningsströmmens belopp och dess fasvinkel och består av två delar; en resistiv del och en induktiv del.

3.3 Förstärkare



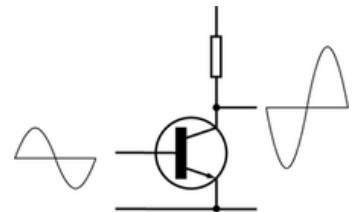
Figur 6. Modell för en ideell förstärkare.

En typ av komponent som är central för detta arbete är förstärkare. Två vanliga typer av förstärkande komponenter används idag för olika tillämpningar inom elektronikkonstruktion, nämligen transistorer som är halvledande komponenter och operationsförstärkare, eller OP-förstärkare som de vanligen kallas. Operationsförstärkare konstrueras av transistorer och kan bli ganska intrikata kopplingar. Eftersom OP-förstärkare inte ingår i någon av de kretsar som använts i detta arbete kommer de inte att omnämnas mer än i beskrivande syfte.

3.3.1 Olika förstärkarsteg

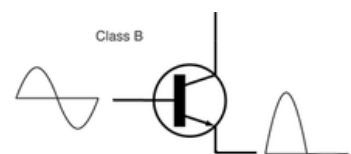
- **Klass A**

Ett klass A förstärkarsteg innehåller en transistor som leder hela signalperioden. GE-steget är ett klassiskt exempel på en klass A förstärkare. Klass A förstärkare är väldigt ineffektiva, de har en maximal teoretisk verkningsgrad på ca 50 %.



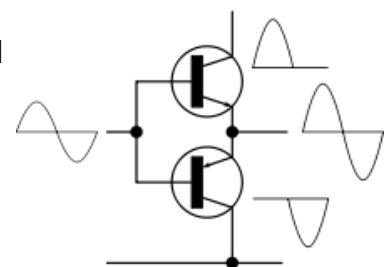
- **Klass B (strömförstärkarsteg)**

En klass B förstärkare innehåller även den en transistor, men den leder bara halva signalperioden. Klass B förstärkare är effektivare än klass A och har en maximal teoretisk verkningsgrad på ca 80 % eftersom steget är inaktivt halva signalperioden.

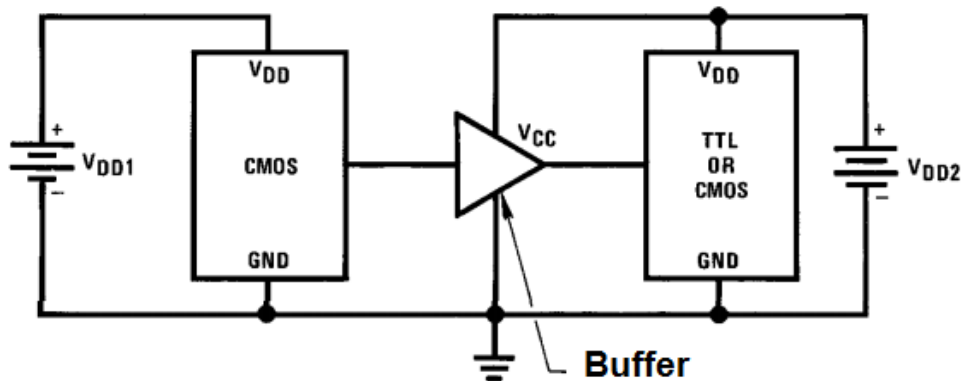


- **Klass AB (spänningsförstärkarsteg)**

Klass AB förstärkare är egentligen två klass B steg som tar hand om en halvperiod var. Den ena transistorn, som är av NPN-typ, förstärker den positiva halvperioden av signalen medan den andra transistorn, som är av PNP-typ, förstärker den negativa halvperioden. De leder alltså varsin halvperiod. Push-pull kopplingen som visas i figuren till höger är en vanlig implementering.

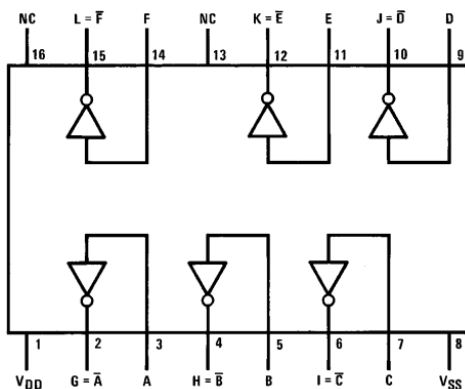


3.3.2 Buffrar

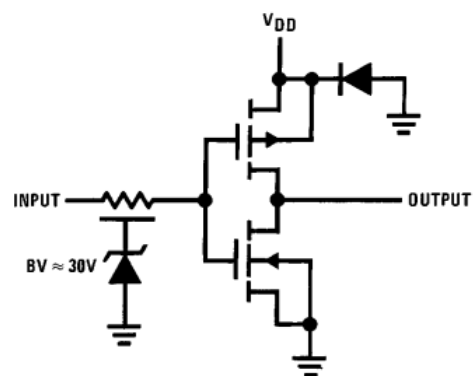


Figur 7. En typisk implementering av en buffer för att koppla en CMOS-krets till en TTL eller CMOS-krets med lägre drivspänning.

Bufferförstärkare är en förstärkartyp som används framförallt för att skapa elektrisk impedanstransformation mellan två elektriska kretsar. Detta är för att se till att en krets som befinner sig efter buffern inte skall kunna belasta kretsen innan buffern. Två typer av buffrar finns, spänningsbuffrar och strömbuffrar. I detta arbete har en strömbuffer använts, närmare bestämt CD4049 som är en CMOS-krets från 4000-serien vilket är en familj av industristandard CMOS-kretsar som introducerades 1968 av Radio Corporation of America och innehåller sex buffrar i samma krets.

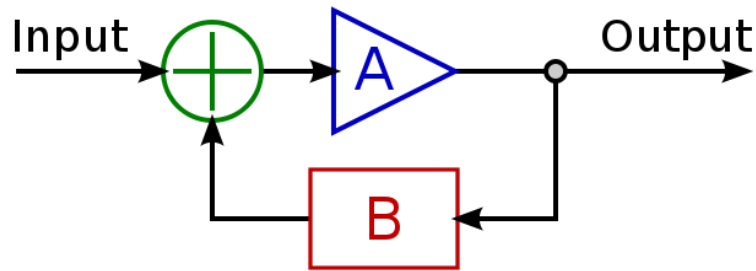


Figur 8. Kopplingsschema för en CD4049.



Figur 9. Ett av sex Push-Pull CMOS steg som finns i CD4049.

3.4 Oscillatorer



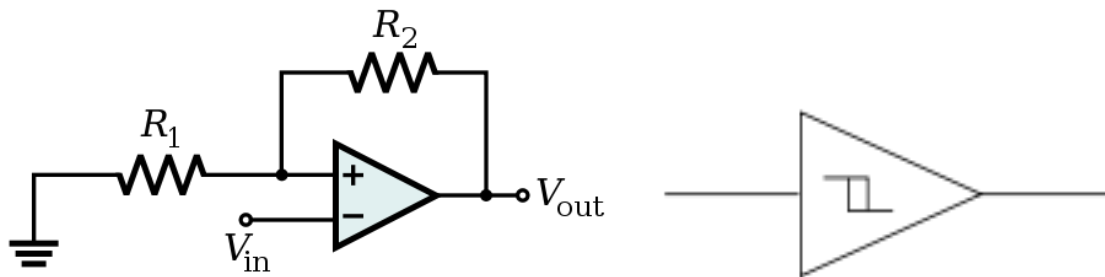
Figur 10. En återkopplad förstärkare med förstärkning A och återkopplingsfaktor B .

Grundläggande oscillatorer består främst av en återkopplad förstärkare. Nyckeln till själva oscillationen är att ha en positiv återkoppling till förstärkaren. Barkhausens svängningskriterium beskriver två kriterier som måste vara uppfyllda för att en förstärkare skall självsvänga:

- **Fasvillkor:** Den totala fasvridningen i förstärkaren och återkopplingen måste vara 0° (eller multipler av 360°) så att spänningen skall komma i rätt fasläge för att svängningen skall kunna bibehållas.
- **Amplitudvillkor:** Absolutbeloppet av den totala förstärkningen hos förstärkaren och återkopplingskretsen måste vara minst ett för att amplituden på svängningen skall kunna bibehållas.

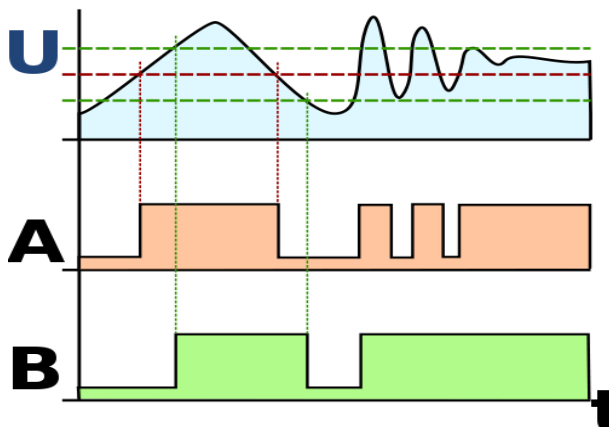
Om absolutbeloppet av produkten av förstärkarens förstärkning (A) och återkopplingsfaktorn (B), vilket motsvarar systemets totala förstärkning ($A \cdot B$), är mindre än ett kommer svängningarna dö ut efter ett par cykler. Däremot om den totala förstärkningen är över ett kommer förstärkaren bottna i positiv och negativ halvperiod, vilket ger upphov till en fyrkantvåg vars toppvärde och bottenvärde ligger vid förstärkarens positiva och negativa matningsspänning, ett fenomen som kallas klippning (*Eng. clipping*). Endast när den totala förstärkningen är exakt ett kommer en ren sinusvåg att genereras.

3.4.1 Schmitt-trigger oscillator

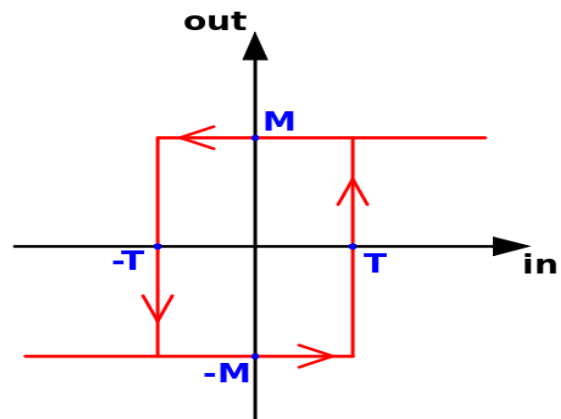


Figur 11. Vänster: En inverterande Schmitt-trigger-koppling. Höger: Symbolen för en inverterande Schmitt-trigger.

En väldigt enkel typ av oscillator som ofta används inom elektronikkonstruktion är så kallade Schmitt-trigger oscillatorer. Dessa består av en Schmitt-trigger återkopplad med ett lågpäss RC-filter. En Schmitt-trigger är en typ av elektronisk komparator med hysteres som idag enkelt realiserar med en återkopplad OP-förstärkare. Schmitt-triggern uppfanns av Otto H. Schmitt 1934 innan transistorn ens var uppfunnen. På den tiden fanns inte OP-förstärkare utan konceptet realiserades med den tidens rörförstärkare istället.

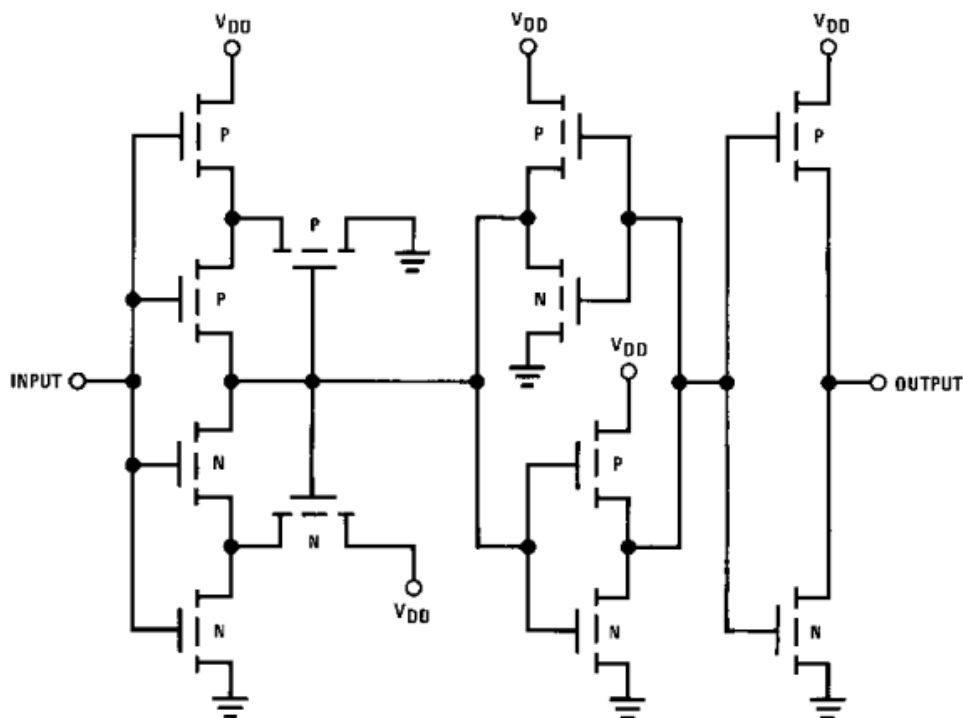


Figur 12. Grafen visar skillnaden mellan en komparator utan hysteres (A) och en med hysteres (B).

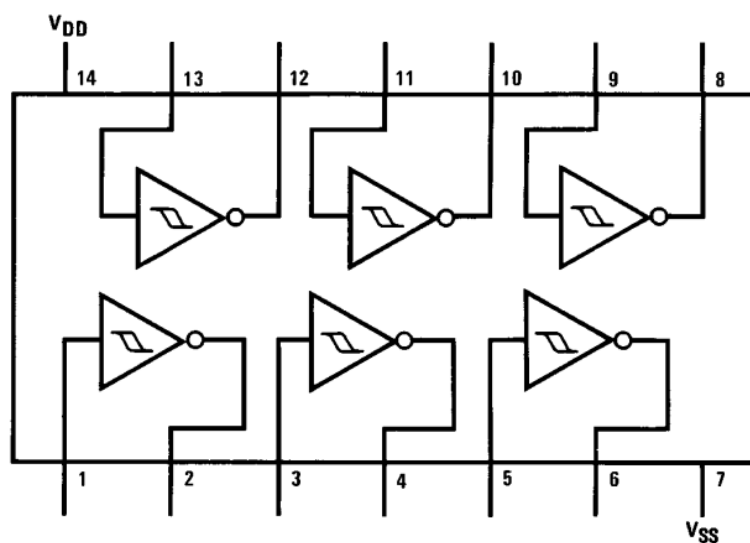


Figur 13. Grafen visar en hysteres-slinga. Utspänning på y-axeln och inspänning på x-axeln.

Hysteres innebär att komparatorn har olika omslagsspänningar och bottnar i antingen sin positiva matningsspänning eller sin negativa matningsspänning beroende på om inspänningen stiger eller sjunker. Detta gör att komparatorn är mindre störningskänslig och en insignal som ligger och svajar runt omslagsspänningen ger inte en astabil utsignal. Genom att återkoppla en Schmitt-trigger med ett RC-filter kan man erhålla en svängning där tidskonstanten beror på R , C och omslagsspänningarna hos komparatorn. Det är dock i detta fall lämpligt att använda ett variabelt motstånd, såsom en vridpotentiometer, för att enkelt kunna ändra den genererade frekvensen även i drift.



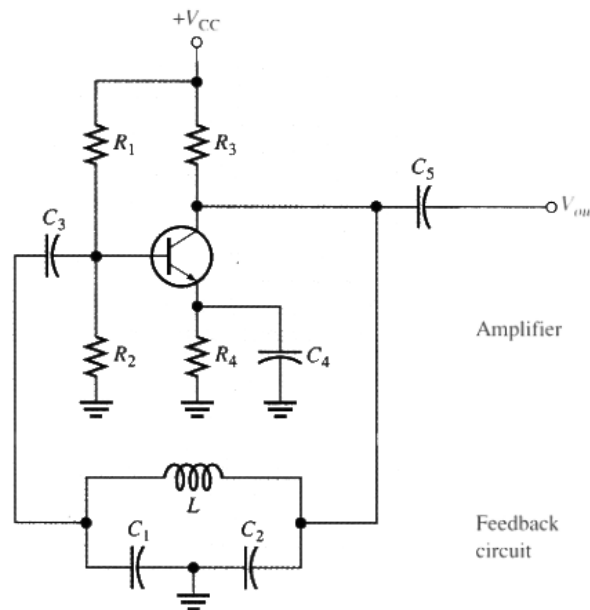
Figur 14. En av sex Schmitt-trigger kopplingar i CD40106B.



Figur 15. Kopplingsschema för CD40106B.

Eftersom Schmitt-triggrar är så pass vanligt förekommande elektroniska komponenter i form av CMOS IC-kretsar, såsom 4000-seriens 40106-modell som innehåller sex Schmitt-triggrar på samma krets, är dessa väl lämpade att användas som oscillatorer då det enbart krävs två externa komponenter. Schmitt-triggrern som användes i detta arbete är en CD40106B Hex Schmitt-triggr tillverkad av Texas Instruments.

3.4.2 Colpitts oscillator



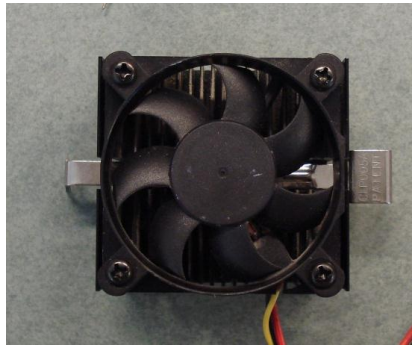
Figur 16. Exempel på en colpitts oscillator.

En Colpitts oscillator är en av flera typer av oscillatordesigner som använder en LC-krets som återkopplingskrets för att oscillera. Kopplingen består precis som tidigare beskrivna oscillatorer av en förstärkardel med återkoppling, där kopplingens förstärkardel är ett klass A GE-steg som består av en arbetspunktsinställd NPN-transistor och återkopplingen är en LC-krets. Frekvensen hos oscillatoren avgörs av L och C och kan beräknas med formeln:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right)}}$$

3.5 Kylning

Om en transistor arbetar med höga strömmar och spänningar (t ex i effektförstärkare) utvecklas förlusteffekt i komponenten som ger upphov till värme. För att inte transistorn ska förstöras måste denna värme kylas bort. Detta görs ofta genom att montera kylflänsar med stor yta som kyla av den omgivande luften. Oftast är kylflänsarna också svartmålade så att värmen även strålar ut effektivt. Ibland används även en motoriserad fläkt för att ännu bättre avleda värmen.



Figur 17. Kylfläns med monterad fläkt.

Kylflänsars och transistorkapslars förmåga att leda ut värme anges som termisk resistans R_{th} . Anledningen till att egenskapen benämns termisk resistans är att man kan göra en liknelse med elektriska nät och Ohms lag kan användas. Det är temperaturskillnaden (motsvarar elektrisk spänning) som driver ut värmen och det är förlusteffekten (motsvarar ström) som ska drivas ut.

Ohms lag för termiska resistanser i stationärt tillstånd ges av:

$$T_j - T_a = R_{th} * P_f$$

Där T_j är temperaturen i PN-övergången i °C (j=junction, övergång)

T_a är omgivningstemperaturen i °C (a=ambient, omgivning)

R_{th} är termisk resistans i °C/W

P_f är den förlusteffekt i W som utvecklas i komponenten

Stationärt tillstånd betyder att förstärkaren har varit igång såpass länge att temperaturen svängt in sig till ett stabilt värde i komponent och kylfläns.

3.6 LCR-mätare

En LCR-mätare är en elektronisk mätutrustning som mäter induktans (L), kapacitans (C) och resistans (R). Vanligtvis mäts inte dessa storheter direkt utan härleds istället automatiskt av instrumentet ur komponentens uppmätta impedans. I våra mätningar använde vi oss av en LCR-mätare av typ Fluke PM6306, se figur 18.



Figur 18. LCR-mätare Fluke PM6306.

En LCR-mätare fungerar så att komponenten utsätts för en växelspanning och spänningen över och strömmen genom komponenten mäts. Ur detta kan komponentens impedans bestämmas. Fasvinkeln mellan spänning och ström mäts också av instrumentet och komponenten kan representeras som L och R alternativt C och R. Instrumentet måste anta om elementen ligger parallellt eller i serie, vanligtvis antas L-R ligga i serie och C-R ligga parallellt.

För en ideal resistiv last ligger spänning och ström i fas, vilket resulterar i en impedans med 0° i fasvinkel. En ideal induktiv last ger en fasvinkel på $+90^\circ$ och en ideal kapacitiv last ger en fasvinkel på -90° . I verkligheten är ingen last ideal, en induktor består till exempel av både R och L.

Säg till exempel att LCR-mätaren uppmäter följande impedans hos en induktor vid frekvensen $f=50$ Hz

$$Z = 11,49 \, \Omega \text{ fasvinkel } 18,43^\circ$$

För en seriekopplad R-L krets kan impedansen tecknas som

$$Z = R + jXL$$

Detta ger oss

$$Z = R + jXL = 11,49 \text{ fasvinkel } 18,43^\circ = 10,90 + j3,63$$

Vi får alltså

$$XL = 3,63 \, \Omega$$

För en induktans gäller

$$XL = 2\pi fL$$

Detta ger då

$$L = XL / 2\pi f = 3,632 / \pi 50 = 11,55 \text{ mH}$$

Ovanstående beräkningar behöver inte göras manuellt utan utförs automatisk av LCR-mätaren.

3.7 Uppladdningsbara batterier

- **Sealed Lead Acid (SLA)**

Dessa batterier används ofta i applikationer där kostnaden är mer viktig än volym och vikt, exempelvis backup-batterier för larmsystem. SLA-batterier laddas med konstant spänning med en strömbegränsare för att förhindra överhettning i början av laddningsprocessen. De kan laddas kontinuerligt så länge cellspänningen aldrig överstiger tillverkarens specifikation.

- **Nickel Cadmium (NiCd)**

Dessa batterier är vanligt förekommande idag. De är relativt billiga och praktiska att använda. En typisk NiCd-cell kan laddas upp till 2000 gånger. De har tyvärr en hög självurladdningstakt. NiCd-batterier skadas om de reverseras och den första cellen som laddas ur helt i ett batteripack kommer att reverseras. För att förhindra skadande urladdning av ett batteripack ska därför spänningen kontrolleras konstant och applikationen ska stängas av när cellspänningen sjunker under 1.0 V. NiCd-batterier laddas med konstant ström.

- **Nickel Metal Hydride (NiMH)**

Dessa batterier är de mest använda i moderna portabla applikationer som t ex mobiltelefoner och digitalkameror. De har en högre energidensitet än NiCd-batterier. NiMH-batterier skadas om de överladdas, det är därför viktigt att utföra noggranna mätningar så att laddningen kan avbrytas i exakt rätt tid. Precis som NiCd-batterier skadas de om de reverseras. NiMH-batterier har en självurladdningstakt på cirka 30 % per månad och laddas med konstant ström.

- **Lithum-Ion (Li-Ion)**

Dessa batterier har de bästa förhållandena mellan energi/vikt och energi/volym. Li-Ion-batterier laddas med konstant spänning med strömbegränsning för att förhindra överhettning i början av laddningsprocessen. Laddningen avslutas då laddströmmen sjunker under tillverkarens specifikation. Batteriet skadas om det överladdas och kan i värsta fall t o m explodera.

	SLA	NiCd	NiMH	Li-Ion
Specifik energi (Wh/kg)	30-40	40-60	30-100	100-250
Energidensitet (Wh/l)	60-75	50-150	140-300	250-620
Specifik effekt (W/kg)	180	150	250-1000	250-340
Självladdning (%/mån)	3-20	10	30	8
Livslängd (laddningscykler)	500-800	2000	500-1000	400-1200

Tabell 2. Jämförelse mellan olika batterityper.

Vid val av batterityp är följande faktorer viktiga:

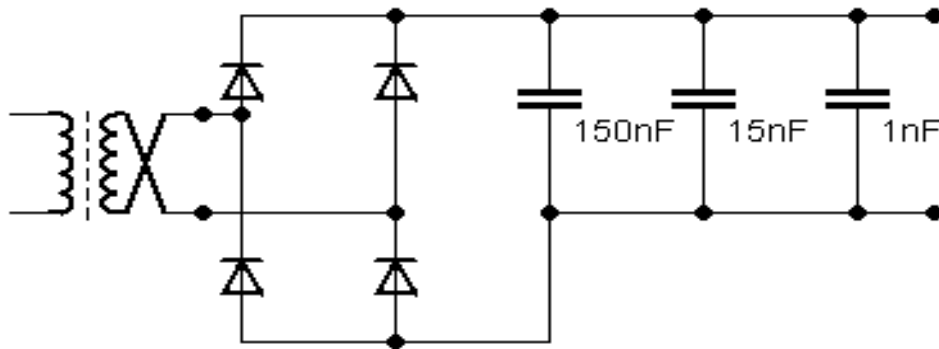
- Typ
- Kapacitet
- Spänning
- Storlek

Baserat på ovanstående kriterier valdes Litium-jon batterier av knappcellstyp till detta arbete.

4. Genomförande

Detta kapitel tar upp genomförandet av arbetet mer i detalj och i kronologisk ordning.

4.1 Sekundärkrets



Figur 19. Sekundärkrets med likriktarbrygga och glättningskondensatorer.

För att bättre förstå hur trådlös laddning fungerar utgicks från den trådlösa laddningsenheten i en elektrisk tandborste. Till en början användes den färdiga basstationen från den elektriska tandborsten som primärkrets och sedan konstruerades en egen sekundärkrets. De spolar som satt i den elektriska tandborsten och dess basstation användes som experimentspolar tills dess att egna spolar hade konstruerats. Sekundärkretsen består av sekundärspole, likriktarbrygga, glättningskondensatorer och en enkel spänningsregulator som kopplas mellan sekundärkretsen och lasten. Detta för att kunna reglera spänningsnivån till en fast 5V spänning så att inte lasten skadas av för höga spänningar.

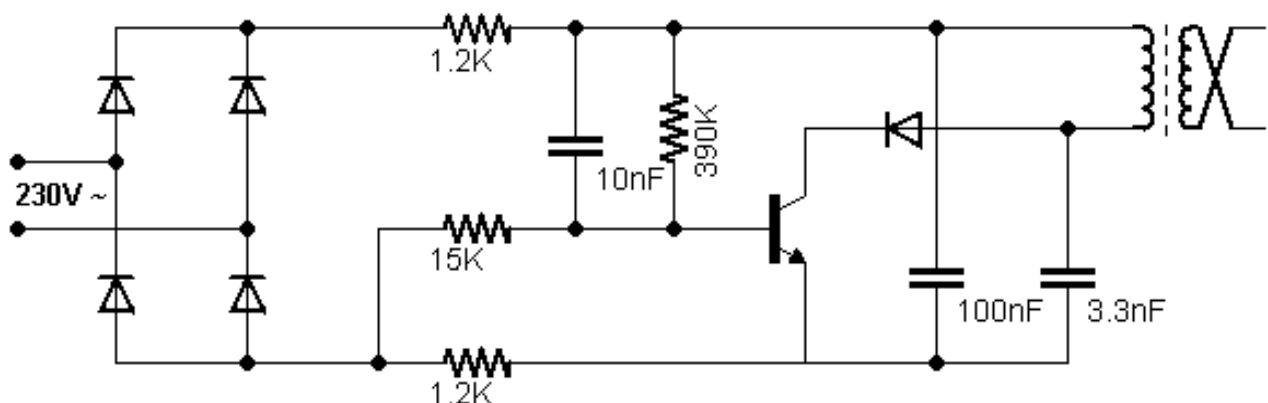
Själva likriktarbryggan består av switchdioder av schottky-typ som är avsedda för högfrekvensteknik och har ett lägre framspänningsfall än vanliga dioder. Schottky-dioder brukar ligga på framspänningsfall runt 0,15-0,45 V medan vanliga dioder normalt har ett framspänningsfall på 0,6-1,7 V. Ursprungligen användes vanliga dioder i konstruktionen, men dessa var så pass långsamma att likriktningen inte blev effektiv och lämnade mycket övrigt att önska. För att undvika detta, samt eventuella felsökningar på andra delar av kretsen byttes de vanliga dioderna ut mot schottky-dioder.



Figur 20. MCP73855 batteriladdningskontrollenhet.

Lasten i vårt fall bestod av en batteriladdningskontrollenhet av modell MCP73855 tillverkad av Microchip Technology Inc. Denna krets är en väldigt avancerad laddningskrets som implementerar många olika typer av säkerhetsåtgärder för att skydda batteriet och det resterande systemet från att överhettas, överladdas och på andra vis skadas. Det är en så pass avancerad krets att dess funktion och konstruktion inte kommer beröras i detta arbete. Vad som är relevant för denna implementation är att kretsen kräver en stabil inspänning mellan 4,5-5,6 V och drar maximalt 0,7 A. Kretsen går dock aldrig upp i maximalförbrukningen med den typ av batteri som kopplats till den, nämligen ett 3,3 V litium-jon batteri av knappcellstyp. Spänningsregulatorns 5 V-utgång kopplades till VIN+ på MCP73855 medan VIN- kopplades till jord. Batteriets anod och katod kopplades till VBAT-respektive VBAT+. När kretsen aktiveras börjar lysdioden D1 (se figur ovan) lysa för att indikera att kretsen är spänningssatt och aktiv.

4.2 Primärkrets, självsvängande med AC-matning

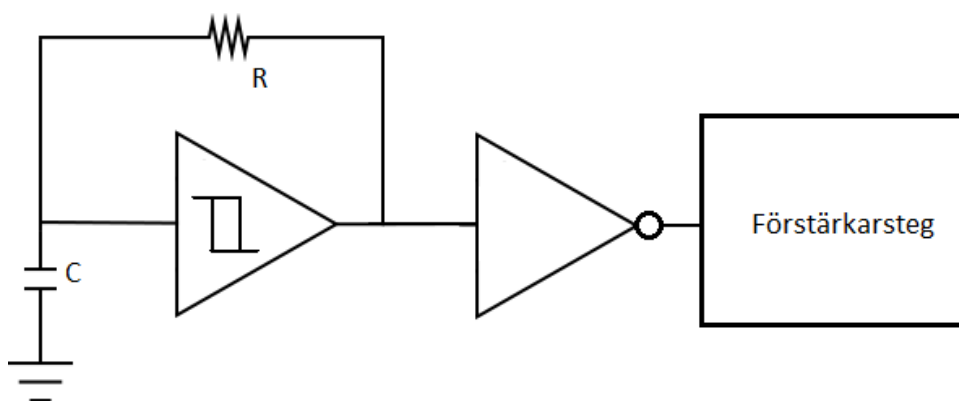


Figur 21. Modifierad Colpitts oscillator med växelspänningsmatning.

Den första primärkretsen som konstruerades togs från ett kretsschema för en eltandborste som publicerades på Internet. Denna krets var mycket simplare än den färdiga basstation som studerades i samband med konstruktion av sekundärkretsen och ansågs på grund av

sin enkelhet som en lämplig kandidat. Den bestod av en växelspänningsmatad Colpitts oscillator med enbart en likriktare mellan själva kretsen och matningskällan, vilket är elnätet. De höga effekterna som uppstår vid användning av 220 V växelspänning gav upphov till stark överhettning av komponenter och både transistor och en del motstånd förstördes därvid. Vid närmare analys insågs att kretsen var avsedd för amerikansk växelspänning på 110 V och 60 Hz. Kretsens konstruktion gör även att spänningarna dubblas över kollektorn och emittern vilket i vårt fall gav upphov till spänningar på över 400 V. På grund av riskerna involverade i arbete med så pass höga spänningar fattades beslut att konstruera en enklare krets som drevs av likspänning.

4.3 Primärkrets, oscillator och förstärkare

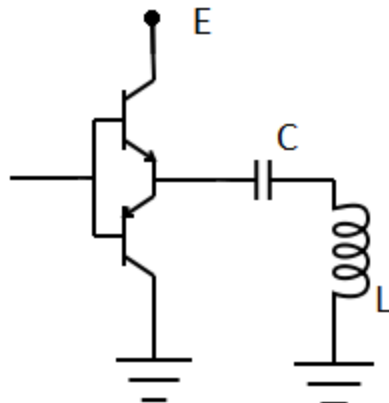


Figur 22. Schmitt-trigger oscillatorkoppling och buffer.

Den andra kretstypen som konstruerades bestod dels av en buffrad Schmitt-trigger oscillator samt ett transistorförstärkarsteg. Schmitt-triggern återkopplas med ett RC-filter bestående av en kondensator och en vridpotentiometer istället för ett vanligt motstånd. Tack vare vridpotentiometern kan önskad frekvens ställas in på kretsen under arbetets gång vilket förenklar testningsprocessen avsevärt genom att man slipper byta komponent i kretsen. Schmitt-trigger oscillatorn kopplas sedan till en inverterande buffer som skall hindra själva oscillatorn att belastas av förstärkarsteget samt agera som strömmatningskälla för att kunna klara av högre uteffekter från förstärkarsteget. Samtliga komponenter och förstärkardel matades av en spänningskub. Schmitt-triggern som användes var en av sex Schmitt-triggrar i en CD40106B krets tillverkad av Texas Instruments och buffern en av sex buffrar i en CD4049B.

Tre olika typer av förstärkarsteg konstruerades med transistorer av bipolartyp. Först konstruerades ett Push-Pull strömförstärkarsteg och sedan konstruerades ett komplementärt klass AB förstärkarsteg med drivsteg. Slutligen konstruerades ett klass A förstärkarsteg, även det med drivsteg.

4.3.1 Push-Pull strömförstärkare



Figur 23. Klass B Push-Pull koppling.

Den första förstärkarkopplingen som konstruerades var ett klass B Push-Pull steg. NPN-transistorn var en BD139G och PNP-transistorn var en BD136G. Hela kretsen med oscillator, buffer och förstärkare matades med 15 V, eftersom det är den maximalt tillåtna matningsspänningen för IC-kretsarna. Med den första varianten av konstruktionen erhöles ett problem vid inkoppling av primärspolen. Spolens låga resistans ledde till att likspänningskomponenten av fyrkantvågen (genomsnittet) ledde väldigt hög ström (hela 7 A) genom spolen och förstärkarsteget, vilket medförde att transistorerna i förstärkarsteget gick sönder. För att undvika detta seriekopplades en kondensator mellan strömförstärkarsteget och primärspolen för att på så sätt filtrera bort likspänningskomponenten. Denna kondensatorkoppling användes sedan även i de övriga förstärkarstegen för att inte riskera att skada fler transistorer. Detta steg kylades med en fläktad kylfläns för att undvika överhettning av transistorerna då en ganska stor värmeutveckling erhöles vid bruk av kretsen.

För att hitta rätt kapacitansvärde på kondensatorn mättes den dåvarande primärspolens egenskaper vid frekvensen 200 kHz med hjälp av en LCR-mätare till:

$$L=6,0 \mu H$$

$$R=3,4 \Omega$$

Spolens reaktans X_L kan då beräknas enligt:

$$X_L = Z_L = \omega L = 2\pi f L \approx 7,53 \Omega$$

Kondensatorns reaktans X_C ges av följande uttryck:

$$X_C = Z_C = 1/\omega C = 12 \Omega f C$$

Vid resonans är reaktanserna lika vilket ger den sökta kapacitansen:

$$X_C = X_L \Rightarrow 12 \Omega f C = 7,53 \Rightarrow C \approx 0,1 \mu F$$

Via LCR-mätaren mättes sedan sekundärspolen upp vid frekvensen 200 kHz till:

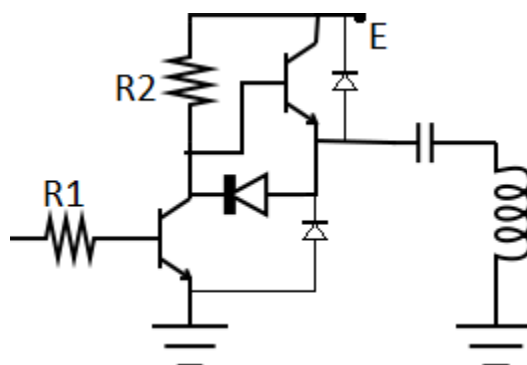
$$L=260,0 \mu H$$

$$R=9,7 \Omega$$

Analogt erhöjls sedan att kapacitansen i sekundärkretsen bör vara:

$$C \approx 2,3 nF$$

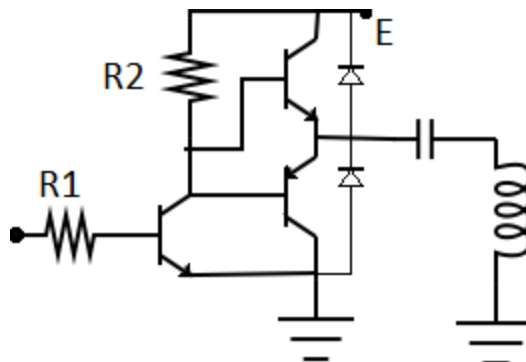
4.3.2 Klass A förstärkarsteg med drivsteg



Figur 24. Klass A-steg med drivsteg och frhjulsdioder.

Den andra förstärkarkoppling som konstruerades för Schmitt-trigger oscillatorn var ett klass A-steg med drivsteg och frihjulsdioder. Båda transistorerna är av NPN-typ och modell BD139 och resistansvärdena var 1,5 k Ω för R1 och 230 Ω för R2. Även en variant av denna krets med en kondensator på 100 pF kopplad parallellt med R1 testades, detta för att kompensera den interna kapacitansen mellan basen och emittern på drivsteget. Detta resulterar i en snabbare switchning hos drivsteget och ökar prestationen hos kretsen för de höga frekvenser som användes. I ett senare skede byttes drivstegstransistorn ut mot en snabbare transistor eftersom kondensatorn kopplad parallellt med R1 inte gav några större resultat tillsammans med BD139-transistorn eftersom själva transistorn var för långsam för att användas som drivsteg vid de frekvensområdena. Värmeutvecklingen i denna krets var avsevärt lägre än föregående förstärkarkoppling och därför var inte en kylfläns nödvändig.

4.3.3 Klass AB förstärkarsteg med drivsteg

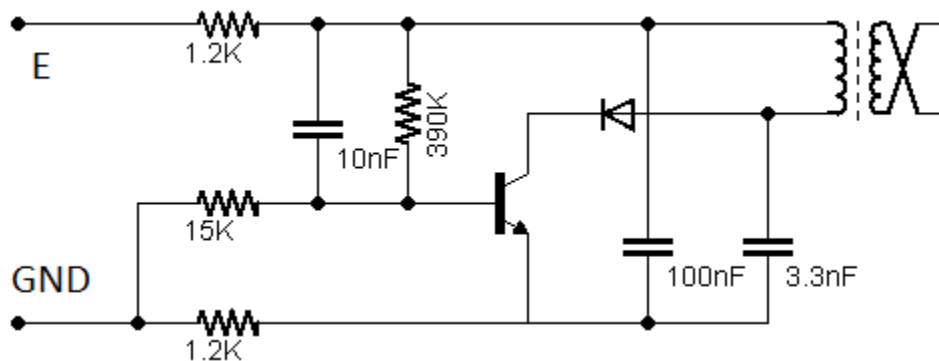


Figur 25. Klass AB-steg med drivsteg.

Den tredje och sista förstärkarkretsen som konstruerades för Schmitt-trigger oscillatoren var en klass AB-variant av det föregående steget, även detta med drivsteg och frihulsdioder. Drivsteget använder samma switch-transistor som valdes till föregående krets, NPN-transistorn i slutsteget var av typ BD139, PNP-transistorn av typ BD136 och resistorvärdena var $1,5 \text{ k}\Omega$ för R1 och $230 \text{ }\Omega$ för R2. Denna förstärkarkrets skapade dock mer värme än klass A-steget vilket gjorde att även denna krets fick kylas med fläktad kylfläns.

Det ska helst vara en likspänningsnivå motsvarande halva matningsspänningen vid punkten mellan emitterarna på T_1 och T_2 . Detta för att erhålla en symmetrisk utstyrning. Före effektsteget är ett drivsteg T_3 inkopplat. Tyvärr styrs den undre transistorn T_2 ut bättre under negativa halvperioder än transistor T_1 under positiva halvperioder. Detta beror på att T_3 ger basström till T_2 långt ner på de negativa topparna, T_1 får däremot sin basström via R_2 under de positiva topparna då T_3 stryps. Under den positiva toppen ökar potentialen vid emitter och bas på T_1 . Detta medför att spänningen över R_2 minskar och mindre basström ges till T_1 .

4.4 Primärkrets, självsvängande med DC-matning



Figur 26. Colpitts-oscillator med ställbar matningspänning.

Den sista typen av primärkrets vi konstruerade var samma krets som den första primärkretsen, fast med likspänningsmatning istället för växelspanning. Detta resulterade i mycket lägre värmeutveckling och en mycket säkrare krets att arbeta med då spänningarna blir under hälften mot innan samt effekterna bara en bråkdel. Vid bruk av denna krets kunde matningsgränsen på 15 V överstigas, då varken Schmitt-trigger eller bufferkretsen användes eftersom kretsen själv är en oscillator. Frekvensen avgörs av induktansen hos spolen och därför kunde optimal frekvens för varje spole som testades med kretsen uppnås. Transistorn som användes var en högspänningstransistor istället för en BD139, eftersom avsevärt högre spänningar applicerades på denna krets. Spänningskuben som användes hade en maximal utmatning på 31,7 V för vardera av dess två kanaler vilka seriekopplades och därmed kunde en maximal drivspänning på 63,4 V uppnås. Denna krets hade inget behov av kylning, då effekterna som utvecklades i den understeg 0.5 W. Kretsen drog minst ström av alla utvärderade kretsar och gav det bästa resultatet i både signalgenerering och energioverföring.

4.5 Pannkaksspolar

Efter en hel del tester och beräkningar nåddes slutsatsen att primärspolen från den elektriska tandborsten inte fungerade som tänkt. Induktansen hos den färdigbyggda spolen mättes upp vid två olika tillfällen. En gång i början då dess induktans uppmättes till ca 280 μH och en gång i slutskedet då dess induktans uppmättes till ca 6 μH . Antingen hade själva mätningen gjorts på ett felaktigt vis första gången eller så har spolen under testernas gång gått sönder. En möjlig orsak är att de höga strömmarna som passerat genom den smälte den isolerande lacken runt koppartråden så spolen blev kortsluten. Simuleringar i LTspice visade att den hade för låg induktans för att försätta den sistnämnda primärkretsen i oscillation. Eftersom det inte heller gick att lita på att den var helt intakt efter att ha fått så pass starka strömmar genom sig från både den första och andra kretsen den testades med, påbörjades då arbete med att linda en egen primärspole runt en tom

rulle avsedd för lödtenn. Detta visade sig vara en väldigt omständlig metod som gick väldigt långsamt och det beslöts istället att inrikta konstruktionen på så kallade pannkaksspolar.

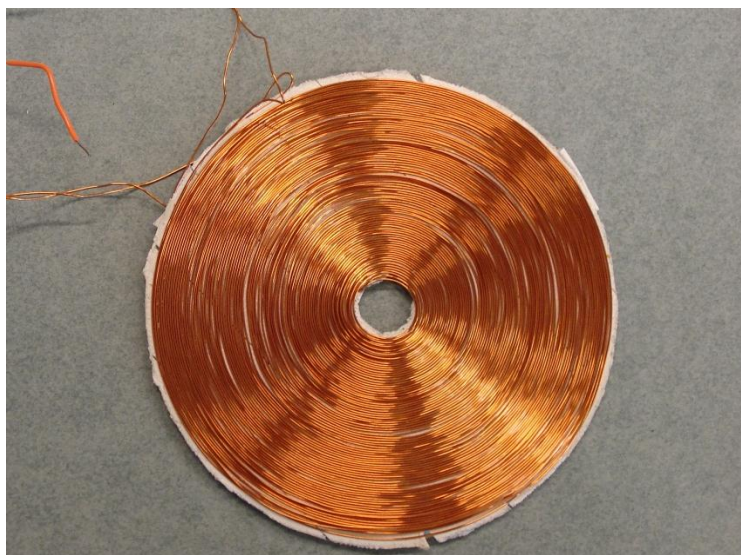
4.5.1 Konstruktion av pannkaksspolar

För att konstruera pannkaksspolar användes CD-skivor som underlagsplatta och en CD-spindel som fixtur. Hela CD-skivans yta tejpades med dubbelhäftande tejp och sedan klipptes all överflödigt tejp bort som var kvar utanför skivan och i hålet i centrum av skivan. Efter detta valdes typ av koppartråd och det bestämdes om spolen skulle vara av monofilar eller bifilar typ. Vid tillverkning av en monofilar spole behövs bara en koppartråd, om däremot en bifilar spole önskas behövs två koppartrådar.

Spolen påbörjas genom att leda koppartråd genom centrumhålet på skivan och låta ca 10 centimeter av tråden vara kvar utanför skivan för vidare anslutning till kretsen. Efter detta avlägsnas skyddsfilmerna på den dubbelhäftande tejpens och spolen börjar lindas. Det gäller att trycka fast tråden ordentligt mot den dubbelhäftande tejpens så att den inte lossnar. Första varven är lite knepiga att få till, men det bli lättare och lättare efter hand. När spolen är klar avisoleras trådändarna varpå kopplingstrådar löds på för att underlätta anslutning till labbplattorna med vilka de testades. Därefter uppmäts spolens induktans med en LCR-mätare. Exempel på tillverkade spolar ges av figurerna nedan.



Figur 27. Monofilarspole, 87 varv, 0,5 mm koppartråd.



Figur 28. Bifilarspole, 43 varv, 0,5 mm koppartråd.

Första spolen som byggdes var en monofilar spole med 0,5 mm tråd. Det var mycket lättare att göra spolar med tunnare tråd, exempelvis med 0,4 mm eller med 0,2 mm tråd. Om tråden är grövre är det svårare att fästa den på skivan, men detta löstes genom att applicera smältlim. Följande tabell visar de spolar som konstruerades.

Typ	Trådtjocklek	Varv	Induktans (avrundat nedåt)
Monofilar	1,0 mm	45	100 μH
Monofilar	0,75 mm	53	200 μH
Monofilar	0,5 mm	82	360 μH
Monofilar	0,5 mm	87	380 μH
Monofilar	0,4 mm	100	510 μH
Dubbel Monofilar	0,2 mm	60 + 60	750 μH
Bifilar	0,75 mm	26	200 μH
Bifilar	0,5 mm	43	735 μH
Bifilar	0,4 mm	49	620 μH

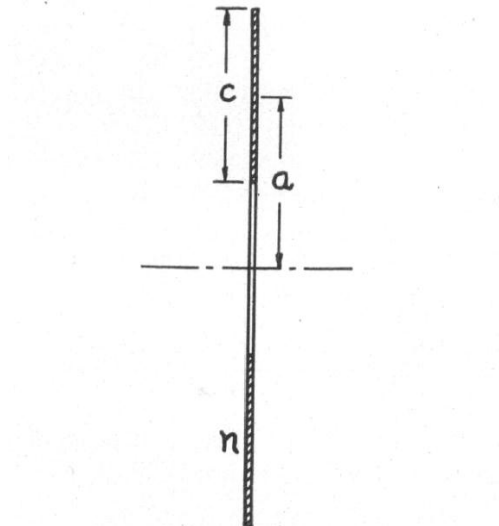
Tabell 3. Konstruerade spolar och deras induktans.

4.5.2 Induktansberäkning av pannkaksspolar

En monofil pannkaksspoles induktans ges av nedanstående formel [1]:

$$L [\mu H] = \frac{a^2 n^2}{8a + 11c}$$

Parametrarna a och c mäts i tum (1 tum = 25,4 mm) och ges av figur 29 som visar ett snitt av en spole. Parametern n är antal varv i spolen.



Figur 29. Snittvy av en platt spole.

Nedan ges ett exempel på induktansberäkning av en monofilar spole med 87 varv 0,5 mm koppartråd lindad på en CD-skiva ($a=33 \text{ mm}=1,30 \text{ tum}$ och $c=52 \text{ mm}=2,05 \text{ tum}$).

$$L [\mu H] = \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} = \frac{1,30^2 \times 87^2}{8 \times 1,30 + 11 \times 2,05} = 388,2 \mu H$$

Induktansmätning med hjälp av LCR-mätare gav en induktans på $387 \mu H$, vilket visar på en bra överensstämmelse mellan teoretisk beräkning och praktisk mätning av induktansen. Under arbetets gång har ingen metod för att beräkna induktansen hos bifilarspolar hittats.

5. Tester och resultat

Detta kapitel ämnar ta upp de tester och utvärderingar som gjorts under arbetets gång, samt resultaten av dem.

5.1 Colpitts oscillator med AC-matning

Denna krets testades bara kort. Eftersom kretsen matades med en växelspanning från ett eluttag och dimensioneringen var avsedda för det amerikanska elnätet överhettades komponenterna och gick sönder omedelbart. Ingen överföring lyckades uppnås med kretsen. Kretsens komplexitet är låg, samtidigt som de ingående komponenterna är både billiga, då ingen komponent kostar över 10kr och lättillgängliga, ty de finns att köpa hos i princip alla komponentförsäljare, samt går att plocka från gammal elektronik och kan enkelt konstrueras utan vare sig speciell eller dyr utrustning.

5.2 Schmitt-trigger oscillator med Push-Pull förstärkare

Vid de första testerna med denna krets gick transistorerna sönder eftersom lasten, vilket utgörs av spolen, hade för låg intern resistans varvid en stor ström genomströmmade transistorerna och förstörde dem. På grund av detta monterades en kondensator mellan lasten och spolen för att förhindra att likspänningskomponenten av fyrkantvågen på 350 kHz, vilket motsvaras av genomsnittet av 0 V och 15 V, inte skulle orsaka för höga strömmar genom transistorerna. Energiöverföring lyckades åstadkommas med denna koppling. Med en matningsspänning på 10 V uppmättes 5 V på sekundärsidan, dock utan last. Med en lastad sekundärdel flackade spänningen på sekundärsidan mellan 5 V och 3.5 V, vilket var för lite för att kunna driva lasten. Vid lägre frekvenser stabiliserades spänningen på sekundärsidan något, dock var det så pass låga frekvenser att ingen större energimängd blev överförd. Spolarna som användes var spolarna från den fabriksbyggda eltandborsten. Kretsen är en av de mest enkla förstärkarkopplingar som existerar och komponenterna är både vanliga och billiga. Enbart IC-kretsarna CD4049 och CD40106 är av något högre komplexitet, men eftersom de är industristandardkretsar som funnits sedan 70-talet kan man säkerligen hitta dem bland både nyare och äldre elektroniskrot, eller köpa dem från en återförsäljare.

5.3 Schmitt-trigger oscillator med Klass A förstärkare

Initiala tester med detta steg gav inga goda resultat gällande signalförstärkningen. Det visade sig att drivsteget var för långsamt för att nå upp till full utstyrning innan fyrkantvågen den förstärkte hade nått slutet på sin höga halvperiod. Drivstegstransistorn ersattes med en snabbare transistor varvid signalförstärkning förbättrades avsevärt. Även med denna krets lyckades energiöverföring uppnås, dock med samma problem som vid testerna av Push-Pull steget. Sekundärdelens spänningar sjunker drastiskt när lasten blir

aktiv och försöker belasta steget. Kablarna för matningsspänning till hela kretsen tvinnades ihop för att minska störningar på matningsspänningen vilka uppmättes till att vara relativt stora och gav ett oönskat beteende från både oscillatorkretsen och buffern. Efter denna åtgärd var den genererade fyrkantvågen något mer stabil, dock förändrades den genererade frekvensen något vid inkoppling av förstärkarsteget. Även här testades kretsen med de fabriksbyggda cylindriska spolarna från eltandborsten. Denna förstärkarkrets är också enkel att konstruera och finns beskriven i de flesta grundläggande elektronikböcker och komponenterna finns även de lättillgängliga. Precis som i föregående krets är enbart IC-kretsarna av en högre komplexitet.

5.4 Schmitt-trigger oscillator med Klass AB förstärkare

Testerna av denna krets gav väldigt snarlika resultat som testerna med klass A-förstärkaren. Dock vidtogs en ny åtgärd som ytterligare förbättrade den genererade fyrkantvågssignalen något, nämligen införande av avkopplingskondensatorer hos IC-kretsarna. En kondensator kopplades mellan vardera av kretsarnas matningsspänningsben och jordben för att filtrera eventuella störningar hos matningsspänningen. Dock kunde inte heller denna förstärkarkrets driva lasten. Denna krets var dock den krets som kunde belastas hårdast utan att gå sönder. Strömstyrkor på upp till 1.8 A uppmättes, men gav dock inga större resultat på sekundärkretsen som fortfarande flackade i spänning vid belastning. Vid jämförelse av de tre olika förstärkarkopplingarna konstaterades att Push-Pull steget var det bästa av de tre för denna tillämpning. Samma spolar som innan testades med kretsen. Detta är det mest avancerade förstärkarsteget som konstruerades under arbetet, men nivåskillnaden mellan denna och det föregående steget är marginell.

5.5 Colpitts oscillator med DC-matning

Ett ytterligare försök gjordes med colpitts oscillatoren, fast denna gång med DC-matning. Denna konfiguration var att föredra eftersom värmeutvecklingen och strömförbrukningen i kretsen var minimal. Vid uppmätning drog kretsen maximalt 10 mA och effekten översteg aldrig 0,5 Watt. Dock kunde kretsen inte hamna i oscillation med den primärspolen som de övriga kretsarna testades med på grund av den låga induktansen om blott 6 μH . Vid detta skede tillverkades de tidigare nämnda pannkaksspolarerna och testades med kretsen vilka gav utmärkta resultat. Sekundärkretsen behövde dock modifieras med en spänningsregulator som ger 5 V utspänning vid detta skede, eftersom de uppmätta spänningarna på sekundärsidan blev avsevärt större än vad lasten som enbart tål 7,5 V klarar av. Matningsspänningarna vid effektiv överföring under drift av last på sekundärsidan varierade från ca 30 V och uppåt, beroende på spolens konstruktion och avståndet mellan primär- och sekundärspole. Både komplexiteten, kostnaden och komponenttillgängligheten för denna krets är densamma som för den AC-matade varianten beskriven i kap. 5.1.

5.6 Tester med olika spolar

Nedan ges testtabeller över spolar som testades med den DC-matade Colpitts oscillatoren.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
1 mm Mono	0,75 mm Bi	2,5	44,9	8,64
	0,5 mm Bi	2,5	40,2	8,00
	0,4 mm Mono	2,5	42,1	8,06
	0,2 mm Dubbel Mono	2,5	52,9	8,3
	0,5 mm Mono 360 μ H	2,5	39,7	7,88
	0,5 mm Mono 380 μ H	2,5	39,9	7,76
	0,4 mm Bi	2,5	45,2	7,94
	0,75 mm Mono	2,5	39,6	7,81

Tabell A.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
1 mm Mono	0,75 mm Bi	2	51,3	10,06
	0,5 mm Bi	2	49,3	10,00
	0,4 mm Mono	2	45,0	9,35
	0,2 mm Dubbel Mono	2	45,6	8,90
	0,5 mm Mono 360 μ H	2	47,4	9,40
	0,5 mm Mono 380 μ H	2	46,0	9,20
	0,4 mm Bi	2	41,5	8,45
	0,75 mm Mono	2	46,3	9,22

Tabell B.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,75 mm Mono	1 mm Mono	2,5	47,4	7,57
	0,75 mm Bi	2,5	38,5	7,47
	0,5 mm Bi	2,5	39,4	7,53
	0,4 mm Mono	2,5	42,3	7,53
	0,5 mm Mono 360 μ H	2,5	39,5	7,51
	0,5 mm Mono 380 μ H	2,5	40,0	7,38
	0,4 mm Bi	2,5	43,5	7,34
	0,2 mm Dubbel Mono	2,5	51,8	7,43

Tabell C.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,75 mm Mono	1 mm Mono	1,85	40,0	7,48
	0,75 mm Bi	1,85	45,8	8,70
	0,5 mm Bi	1,85	46,3	9,10
	0,4 mm Mono	1,85	41,4	8,40
	0,5 mm Mono 360 µH	1,85	44,6	8,45
	0,5 mm Mono 380 µH	1,85	42,2	8,20
	0,4 mm Bi	1,85	38,0	7,38
	0,2 mm Dubbel Mono	1,85	41,6	7,40

Tabell D.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,5 mm Bi	0,75 mm Bi	1,85	43,3	7,31
	1 mm Mono	1,85	53,4	7,30
	0,75 mm Mono	1,85	48,0	7,23
	0,4 mm Mono	1,85	38,8	7,47
	0,5 mm Mono 360 µH	1,85	39,4	7,48
	0,5 mm Mono 380 µH	1,85	39,2	7,38
	0,4 mm Bi	1,85	38,5	7,35
	0,2 mm Dubbel Mono	1,85	42,3	7,22

Tabell E.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,5 mm Bi	0,75 mm Bi	2,5	----	----
	0,75 mm Mono	2,5	58,9	7,18
	0,4 mm Mono	2,5	45,2	7,10
	0,5 mm Mono 360 µH	2,5	45,0	7,14
	0,5 mm Mono 380 µH	2,5	46,2	7,03
	0,4 mm Bi	2,5	43,6	7,09
	0,2 mm Dubbel Mono	2,5	52,5	7,02

Tabell F.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,75 mm Bi	0,4 mm Bi	1,48	47,1	9,50
	0,5 mm Bi	1,48	52,2	10,1
	0,4 mm Mono	1,48	45,5	8,84
	0,2 mm Dubbel Mono	1,48	41,2	8,01
	0,5 mm Mono 360 µH	1,48	48,4	9,33
	0,5 mm Mono 380 µH	1,48	46,0	8,88

Tabell G.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,75 mm Bi	0,4 mm Bi	1,85	36,8	6,92
	0,5 mm Bi	1,85	46,7	8,80
	0,4 mm Mono	1,85	40,2	7,70
	0,2 mm Dubbel Mono	1,85	39,9	6,63
	0,5 mm Mono 360 µH	1,85	42,0	7,80
	0,5 mm Mono 380 µH	1,85	39,7	7,36

Tabell H.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,75 mm Bi	0,4 mm Bi	2,5	40,7	6,42
	0,5 mm Bi	2,5	37,2	6,82
	0,4 mm Mono	2,5	39,8	6,58
	0,2 mm Dubbel Mono	2,5	49,0	6,23
	0,5 mm Mono 360 µH	2,5	37,8	6,77
	0,5 mm Mono 380 µH	2,5	38,5	6,59
	0,75 mm Mono	2,5	41,9	6,60
	1 mm Mono	2,5	48,5	6,31

Tabell I.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,4 mm Bi	0,5 mm Mono 380 μ H	1,85	48,1	8,53
	0,5 mm Mono 360 μ H	1,85	49,3	8,67
	0,4 mm Bi	1,85	45,8	8,43
	0,2 mm Dubbel Mono	1,85	54,9	9,02
	0,75 mm Bi	1,85	52,5	8,89

Tabell J.

Primärspole	Sekundärspole	Avstånd (cm)	Matningsspänning (Volt)	Strömförbrukning (Ampere)
0,4 mm Bi	0,5 mm Mono 360 μ H	2,5	62,7	7,83
0,5 mm Mono 360 μ H	0,4 mm Bi	2,5	57,1	8,71
0,4 mm Bi	0,5 mm Mono 360 μ H	2,5	63,2	7,75
0,5 mm Mono 360 μ H	0,4 mm Bi	2,5	58,0	10,31
0,5 mm Mono 360 μ H	0,5 mm Mono 380 μ H	2,5	57,5	10,29
0,5 mm Mono 360 μ H	0,2 mm Dubbel Mono	2,5	---	---
0,2 mm Dubbel Mono	0,5 mm Mono 360 μ H	2,5	---	---
0,4 mm Mono	0,4 mm Bi	2,5	59,6	9,35
0,4 mm Bi	0,4 mm Mono	2,5	---	---

Tabell K.

6. Diskussion och analys

Konceptet med trådlös energiöverföring är relativt okomplicerat, eftersom man nästan kan se det som en transformator där det elektromagnetiska fältet förmedlas av luften istället för en ferritkärna. Själva genomförandet är dock lite mer komplicerat. Det är dels viktigt att ha en oscillator som arbetar i de frekvensområden som är lämpliga för primärspolen för att minimera energiförluster och maximera energiväxlingen i spolen. Det är samtidigt viktigt att sekundärspolen arbetar inom ett frekvensområde som passar den av samma orsaker som nämnts ovan. Den optimala arbetsfrekvensen avgörs dock av båda spolarnas induktans. Deras induktans beror av varandra eftersom när spolarna börjar samverka påverkas deras induktansvärden av varandra och magnituden av denna påverkan avgörs av ett flertal faktorer såsom relativ position, fältstyrka, back-emf med mera. Därför är det lämpligt att konstruera en krets vars oscillationsfrekvens avgörs av induktansen i primärspolen, snarare än en förutbestämd frekvens. Det är även viktigt att komma upp i höga frekvenser, eftersom ju lägre frekvens man arbetar i desto större energiförluster erfar man. Vid för höga frekvenser som överstiger spolens eller hela resonanskretsens resonansfrekvens får man å andra sidan mycket sämre resultat så det är en fin balansgång att gå.

De Schmitt-trigger baserade kretsarna som konstruerades genererade en fast frekvens som avgjordes av värdet på RC-filtret och justerades med hjälp av vridpotentiometern för att matcha det kalkylerade värdet på resonansfrekvensen hos primärspolen. Dock bortsågs från faktumet att primärspolens induktans förändras när den kopplas till sekundärspolen och dessa samverkar via induktion. Detta resulterar även i att primärspolens resonansfrekvens förändras varvid den förinställda oscillators frekvens inte längre resonerar med kretsen. Detta resulterar i försämrade energiöverföringsförmåga hos systemet. Det insågs därmed att självjusterande oscillationsfrekvenser, såsom de genereras i Colpitts oscillatoren, är att föredra framför förinställda frekvenser. Övriga tillämpningar där frekvensen är justerbar kräver därför en trådlös kommunikation mellan primärkretsen och sekundärkretsen, där sekundärkretsen rapporterar hur hög amplitud den erhåller från primärkretsen varvid frekvensen automatiskt justeras av en mikroprocessor i primärkretsen tills sekundärkretsen rapporterar ett tillfredsställande värde.

Vad gäller själva spolarna som brukas i konstruktionen är dimensionering av trådtjocklek, induktans och form viktiga faktorer vars inverkan på funktionaliteten är stor. Främst måste man se till vilka avstånd konstruktionen är ämnad att fungera i. Ju större avstånd, desto starkare fält behöver genereras. Trådtjockleken är också viktig eftersom den avgör hur stor energi som kan färdas genom själva tråden. Sedan måste man även se till induktansförhållandet mellan primärspole och sekundärspole. Om man vill göra en så kallad step-up transformation där en högre spänning induceras i sekundärspolen än vad primärkretsen genererar över primärspolen måste man se till att back-emf fältet som orsakas av sekundärspolen inte blir så pass stort att det bromsar primärfältet. Detta är ett fenomen som kunde uppmätas vid tester av olika spolar och avstånd, exempelvis vid för

korta avstånd blev fältet som inducerades i sekundärspolen så pass starkt att det mer eller mindre tog ut fältet från primärspolen och bromsade strömmarna i primärkretsen (jämför tabell G, H och I). Det är dels därför det är lämpligare att ha en bifilarspole som primärspole (jämför Tabell C och I), men även för att primärspolen vid stora spänningar inte skall bromsa sig själv lika mycket. Dock är en step-down lösning enklare att få att fungera då back-emf fältet inte alls blir så stort, men man kan räkna med större förluster i den sortens implementation. Under arbetets gång har enbart spolar av samma konstruktionstyp (platta eller cylindriska) testats tillsammans, men detta utesluter inte att det exempelvis skulle gå att ha en platt spole som primär och en cylindrisk spole som sekundär.

Formgivning av fältet sker med spolarna och man kan fokusera fältet på en mindre yta genom att ha en konkav spole. Detta är lämpligt då primärspolen är stor och sekundärspolen är mindre eller när avstånden börjar bli större än ungefär halva spolens radie. Dimensioneringen av spolar är en fin balansgång där många faktorer måste avvägas och eftersom få metoder finns för att beräkna induktans hos spolar som har fler än en lindning, såsom bifilarspolar, trifilarspolar osv. leder det ofta till att man får prova sig fram till en lämplig lösning. De typer av spolar som konstruerats i detta arbete är främst lämpliga för trådlös energiöverföring över kortare avstånd med mindre energimängder och lämpar sig väl för batteridrivna hemelektronik såsom mobiltelefoner, bärbara datorer osv. Teknologin är inte begränsad till att enbart ladda upp batterier utan kan agera som ensam matningskälla för de flesta utom de mest energikrävande tillämpningar, men man bör ha i åtanke att energiförlusterna potentiellt kan bli väldigt stora. I slutskedet av detta arbete uppmättes förlusteffekter på ca 90 % men eftersom den totala förbrukade effekten understiger 0,5 W är dessa energiförluster inte anmärkningsvärda.

Arbetet har visat att det är möjligt att med väldigt enkla, billiga och lättillgängliga komponenter trådlöst överföra energi mellan två galvaniskt isolerade system. Den dyraste delen i hela konstruktionen är koppartråden, övriga komponenter kostar sammanlagt under 100 kr och en stor del av dem går att ta från gammal elektronikskrot, såsom transistorer, kondensatorer, switchdioder och spänningsregulatorer. Denna typ av implementering fungerar i princip för vilket sorts ändamål som helst. Den största nackdelen är att basstationen ständigt är igång, men detta kan enkelt avhjälpas med en strömbrytare.

6.1 Kritisk diskussion

Om projektet skulle genomföras nu med de kunskaper som erhållits under dess gång kan vi helt klart erkänna att det var onödigt att ge sig in på de Schmitt-trigger baserade kretsarna på grund av kretsens oförmåga att följa resonansfrekvensen hos primärspolen. Felsökning av dessa kretsar tog mycket längre tid än planerat, varför en fungerande primärkrets inte konstruerades förrän i slutskedet av arbetet. Den DC-matade colpitts oscillatorn borde ha utvärderats genast efter den AC-matade varianten, då denna visade sig vara den mest lämpliga kretsen. Å andra sidan var det inte en helt onödig omväg att ta då den gav insikter i vikten av en resonansfrekvensföljande oscillator. Dessutom borde egna spolar konstruerats vid ett mycket tidigare skede eftersom en stor del av tiden gick åt till att felsöka med en spole som potentiellt var trasig samt hade en väldigt låg induktans, vilket också bidrog till den missade tidplanen. Hade dessa åtgärder vidtagits hade arbetet med stor sannolikhet lyckats hålla den preliminära tidplanen, som ursprungligen var tänkt. Hade tidplanen hållits, samt spolarna konstruerats tidigare hade även ett kretskort och en eventuell prototyp kunnat konstrueras, istället för enbart en funktionsmodell.

6.2 Framtida arbeten

Framtida arbeten skulle kunna inbegripa att testa att försätta mottagarspolen i självsvängning med hjälp av en LC-resonanskrets såsom i primärstationen. Även ytterligare spolar skulle kunna konstrueras och utvärderas samt att gradvis försöka öka avstånden som kretsen kan fungera över. Att uppnå överföringar på avstånd av flera meter vore högst intressant. Dessutom vore det av stort intresse att ta reda på hur olika typer av spolar interagerar med varandra. Exempelvis skulle man kunna konstruera minde spolar för att användas som sekundärspolar. Även spolar av olika former, såsom en rektangulär sekundärspole, eller spolar med större innerdiameter skulle kunna vara intressanta att testa. Likväl skulle man kunna testa att kröka spolarna, exempelvis experiment med en konkav primärspole kopplad till en konvex sekundärspole, då sekundärspolens back-EMF inte skulle bli lika koncentrerat över primärspolen vilket skulle kunna leda till en högre verkningsgrad.

Källförteckning

Referenser:

[1] Wheeler, H. A. (1928). Simple inductance formulas for radio coils. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16, (10), 1398-1400.

Övriga källor:

Molin, B. (2009). Analog elektronik (2 uppl.). Lund: Studentlitteratur.

Wikipedia.org. www.wikipedia.org

Bildkällor:

Wikipedia, Figur 1, 4, 10, 11, 12, 13

National Semiconductor Corporation, Figur 7, 8, 9, 14, 15

Microchip Technologies Inc., Figur 20

Ett stort tack för visat stöd och vägledning till:

Sakib Sisteek, Göran Hult och Robert Svensson