

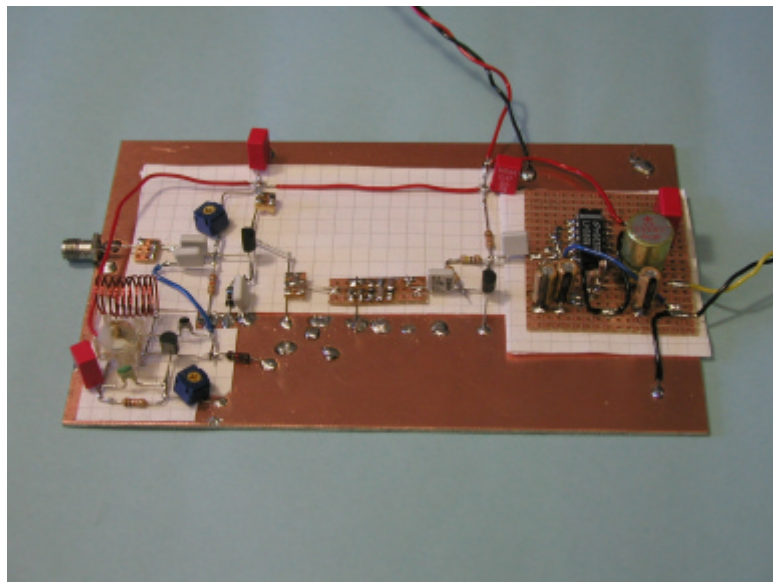
**Radioprojekt 2003**

**Institutionen för Elektrovetenskap  
Lunds Tekniska Högskola**

**2003-02-27**

**Carl Siversson  
e99cs@efd.lth.se  
0708-204876**

## **Konstruktion av en enkel FM radiomottagare**



## Referat

I detta projekt konstrueras en enkel FM radiomottagare från grunden. Målsättningen är inte att i varje skede finna de mest optimala och strikt matematiska lösningarna, utan snarare att genom ett öppet och logiskt resonemang finna sätt att lösa de problem som uppkommer.

Steg för steg förklaras och resoneras kring de byggblock som utgör konstruktionen, för att slutligen visa några testresultat som gjorts på den slutgiltiga apparaten.

Slutligen mynnar det hela ut i en komplett FM radiomottagare, förvisso inte med den bästa känsligheten, men den fungerar bra att ta emot starka radiostationer med.

Vad hela projektet kretsar kring är alltså att ge förståelse och känsla, de grundläggande byggblocken för all vidare utveckling.

# Innehållsförteckning

---

1.1	Inledning	3
2.1	Överblick av konstruktionen	4
2.2	Blandaren	5
2.3	Lokaloscillatorn	6
2.4	Detekteringsfiltret	8
2.5	AM detektorn	9
2.6	Audioförstärkaren	11
3.1	Resultat	12
3.2	Slutsats	13
Appendix A	Fullständigt kopplingsschema	14
Appendix B	Projektbild	15

---

## 1.1 - Inledning

Det vanliga förfarandet i kursen radioprojekt är att man i en grupp tar fram ett byggblock i en radiofrekvent konstruktion. Detta byggblock, som kan vara till exempel en förstärkare eller en oscillator, specificeras väl med höga krav på förstärkning, bandbredd och brusfaktorer.

Det som därför utmärker detta projekt, är att inte endast ett enskilt byggblock har konstruerats, utan flera sådana ihopsatta till ett fungerande system. Vad som har konstruerats är en enkel superheterodyn FM radiomottagare.

För att inte projektet skulle bli alltför omfattande ställdes därför inte så stora krav på de tekniska detaljerna i konstruktionen. Det enda egentliga kravet var att en rundradiostation skulle höras i en högtalare, utan krav på ljudkvalité. Detta klarar den slutgiltiga konstruktionen utan problem.

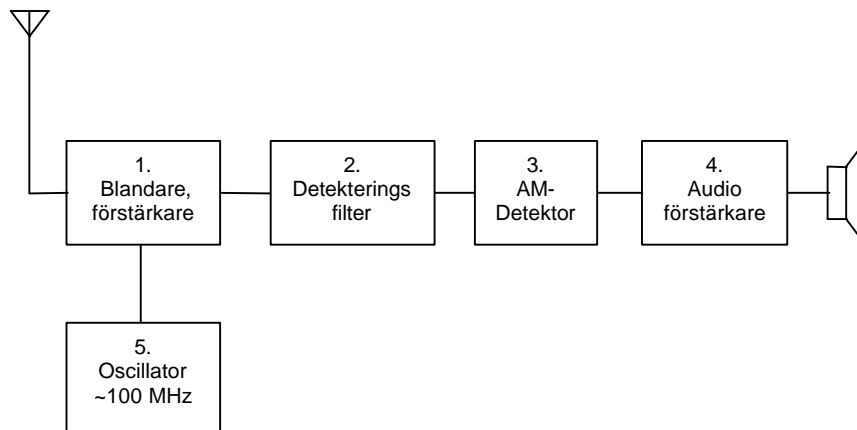
Av samma anledning framgick det i kravspecifikationen även att en signalgenerator skulle få användas som lokaloscillator. Detta behövdes dock inte, istället konstruerades en egen oscillator.

Redan från början stod det klart att många parametrar i projektets konstruktion skulle komma att avgöras genom laborativa uppställningar och systematiskt testande. Om strikt teoretiska och matematiska uppställningar skulle använts för att lösa alla problem, så hade projektet blivit alltför omfattande.

I denna rapport beskrivs och analyseras hur dessa uppställningar gick till och vilka svårigheter som uppkom. Slutligen redogörs för de mätresultat som utfördes på den slutgiltiga konstruktionen.

## 2.1 - Överblick av konstruktionen

Nedan följer först en överblick med ett blockschema över konstruktionen, där blocken förklaras utan någon djupare teori. Därefter följer en mer detaljerad beskrivning av varje byggblock. Det kompletta kopplingsschemat för konstruktionen återfinns i appendix A.



Oscillatorn (5) genererar en signal som är justerbar från ca 90-110 MHz, denna signal bestämmer den mottagna frekvensen. Därefter leds oscillator-signalen, ihop med den inkommande antenssignalen in i blandaren (1).

I blandaren blandas dessa signalen varvid, bland annat, skillnadsfrekvensen mellan oscillator-signalen och antenssignalen kommer ut ur blandaren. Detta innebär att om oscillatorn är inställd på t.ex. 109.4 MHz, så kommer en radiostation på 107 MHz att skapa en differenssignal ur blandaren som återfinns vid 2,4 MHz.

Eftersom en vanlig FM rundradiostation har ett frekvenssving på +/- 75 KHz, innebär detta att stationen i exemplet ovan kommer att uppta frekvensområdet 107,00 – 107,15 MHz. Således kommer den blandade differenssignalen i exemplet ovan att variera mellan 2,4 – 2,55 MHz.

Signalen från blandaren leds därefter in i ett detekteringsfilter (2). Detta filter är konstruerat så att det har en väldigt skarp brytkurva vid exakt 2,4 -2,6 MHz. Således kommer signalen i exemplet ovan att bli kraftigt amplitudvarierad beroende på ifall den befinner sig i det övre eller det undre frekvenssvingsområdet.

Vad som sker i detekteringsfiltret är således att den frekvensmodulerade signalen från radiostationen, omvandlas till en amplitudmodulerad signal.

Denna signal leds in i en AM detektor (3). Vad som sker här är kortfattat att den amplitudmodulerade signalen likriktas och glättas över en kondensator. Därvid fås en signal som varierar i takt med att amplituden på insignalen ändras. Detta är alltså den sökta ljudsignalen.

Slutligen leds denna ljudsignal in i en audioförstärkare (4) som driver en högtalare.

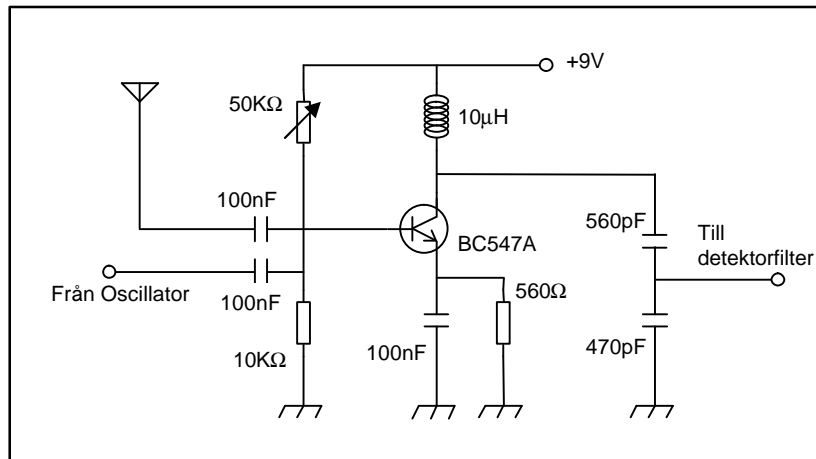
## 2.2 - Blandaren

I blandarsteget blandas signalen från antennen och signalen från lokaloscillatorn genom att båda signalerna skickas in i en transistorförstärkare. Eftersom transistorns förstärkningskurva inte är linjär utan exponentiell, skapas, förutom den rena förstärkningen av insignalerna, flera olika kombinationssignaler av insignalerna. Den som i detta fall är intressant är den differensfrekvens som utgör en av dessa kombinationssignaler.

För att skilja ut just denna intressanta frekvens, samt för att skilja bort differensfrekvenser från ointressanta radiostationer, så är blandaren försedd med en resonanskrets avstämd till 2,4 MHz. Resultatet av detta är signaler skilda från denna frekvens kommer att dämpas kraftigt.

Radiomottagarens mellanfrekvens är alltså 2,4 MHz. Nackdelen med att använda så låg mellanfrekvens är att, eftersom differenssignal uppkommer både från insignaler 2,4 MHz över samt insignaler lika mycket under lokaloscillatorfrekvensen, så är det möjligt att två olika radiostationer tas emot samtidigt i radion. Dock förenklar detta avsevärt i den vidare filterkonstruktionen och lösningen kan därför i denna konstruktion ändå anses acceptabel.

Kopplingen till detektorfiltret görs genom en kapacitiv tapp för att inte belastningen på resonanskretsen ska bli för hög.



Figur 2. Kopplingschema för blandarsteget

Resonansfrekvensen i kretsen räknas ut genom att först räkna ihop de båda kapacitanserna:

$$C = 1/(1/560\text{pF} + 1/470\text{pF}) = 255 \text{ pF}$$

Därefter beräknas resonansfrekvensen:

$$f = 1/(2 * \Pi * \sqrt{(10\mu\text{H} * 255\text{pF})}) = 3,15 \text{ MHz}$$

Således är den teoretiska resonansfrekvensen högre än de 2,4 MHz som tidigare angavs. Anledningen är att när det följande filtersteget och detektorsteget inkopplas så sjunker resonansfrekvensen, troligtvis eftersom dessa steg belastar blandaren kapacitivt. Dock är detta inget större problem.

För biaseringen av blandarsteget har inkopplats en potentiometer. Därmed har inga större beräkningar skett angående detta, utan detta justeras till bästa resultat efter inkoppling.

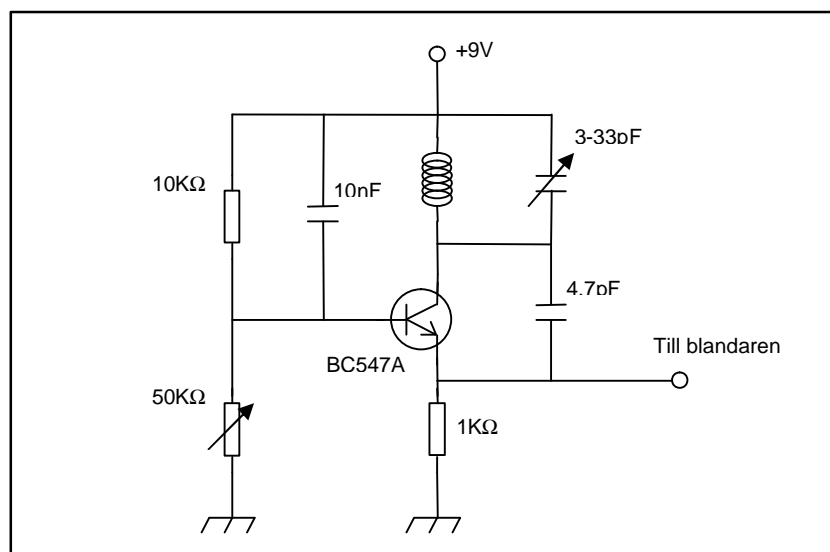
Det kan nämnas att isoleringen från oscillatorsignalen till antennen är i det närmaste obefintlig, vilket innebär att denna mottagare sänder ut lokaloscillatorsignalen som en kraftig störsignal till annan utrustning. Dock var detta den enklaste lösningen och det påverkar inte mottagningen i denna konstruktion.

## 2.3 - Lokaloscillatorn

Lokaloscillatorn konstruerades som en enkel gemensambasoscillator. Transistorns bas är kopplad till en stor kapacitans mot matningsspänningen, vilket innebär att denna blir signalmässigt jordad.

Vidare är transistorn biaserad via en spänningsdelare med en potentiometer. Därmed kan transistorns förstärkning och därmed oscillationsamplitud justeras lämpligt vid användning. Genom detta förfarande lades inte heller någon större möda på beräkning av lämpliga biaseringsresistanser.

Mellan transistorns emitter och jord är ingen kapacitiv eller induktiv komponent kopplad, endast ett motstånd. Vid beräkning av resonansfrekvensen blir därför den reaktiva komponenten mellan utgång och jord lika med noll.



Figur 3, Kopplingschema för lokaloscillatorn

För att snabbt undersöka ifall denna krets kommer att uppfylla Barkhausens oscillationskriterium utförs följande enkla resonemang:

Vid resonansfrekvensen skall summan av de reaktanser som ingår i svängningsförloppet vara noll. Vi vet sedan tidigare att det inte finns någon reaktiv komponent direktkopplad mellan transistorns utgång (emittern i detta fall) och jord. Således är den första av de reaktiva komponenterna den kondensator som finns mellan utgången (emittern) till ingången (kollektorn). Denna kapacitans kommer att orsaka en negativ reaktans.

Vid resonans måste således den kvarvarande spolen och kondensatorn orsaka en lika stor positiv reaktans för att summan skall bli noll. Således sker en spänningsdelning från utgången till ingången mellan två lika stora reaktanser med olika tecken. Det är denna spänningsdelning som utgör återkopplingen av denna oscillator.

Det är enkelt att visa att utspänningen från en sådan spänningsdelning kommer att bli oändligt stor ifall komponenterna är ideala. Givetvis finns det förluster i de verkliga komponenterna, samt att transistorn i sig belastar spänningsdelningen, så därför begränsas givetvis utsignalen från denna spänningsdelning.

Dock är det rimligt att anta, eftersom begränsningen endast beror på komponenternas interna förluster, att utsignalen från spänningsdelningen ändå blir förhållandevis stor.

Eftersom transistorn har en förstärkning som, förhoppningsvis, är ganska hög, så är det högst rimligt att anta att produkten av spänningsdelningsfaktorn i ovanstående resonemang och transistorns förstärkning kommer att bli betydligt större än ett. Således är det första av Barkhausens svängningskriterier uppfyllda.

Det andra av svängningskriterierna behandlar vi genom att konstatera att mellan utgången och ingången finns endast en kapacitans. Denna orsakar direkt en fasvridning i oscillators återkoppling. Förutsatt att inte transistorn i sig, mot all förmodan, har någon intern reaktans som vrider tillbaka signalen precis lika mycket, så är därmed även det andra av Barkhausens svängningskriterier uppfyllt.

Därmed återstår bara att räkna ut resonansfrekvensen för denna förstärkare. I enlighet med ovanstående resonemang beräknas följande. Två resonansfrekvenser uträknas, med den variabla kapacitansen justerad till båda ändlägena:

$$f_{max} = 1/(2 * \pi * \sqrt{(3pF + 4,7pF) * 0,1\mu H}) = 181 \text{ MHz}$$

$$f_{min} = 1/(2 * \pi * \sqrt{(33pF + 4,7pF) * 0,1\mu H}) = 82 \text{ MHz}$$

Således är oscillatoren justerbar väl inom FM rundradiofrekvensbandet. Dessutom finns en del marginal, vilket behövs eftersom värdet på den luftlindade spolen är tämligen osäkert.



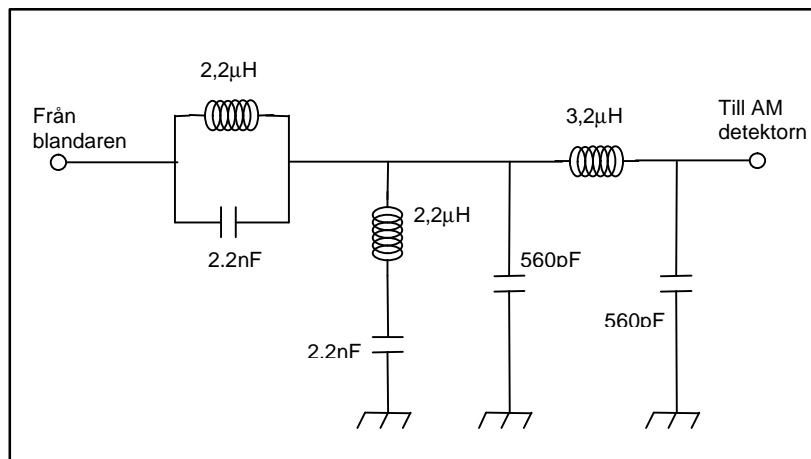
## 2.4 - Detekteringsfiltret

Syftet med detekteringsfiltret är att skapa en dämpningskurva så brant att det blir en markant amplitudskillnad i utsignal beroende på om den frekvensmodulerade insignalen befinner sig i övre eller undre delen av sitt frekvenssving.

Detta har här uppnåtts genom att seriekoppla en parallellresonanskrets med en serieresonanskrets som båda har samma resonansfrekvens. När signalen är lika med denna resonansfrekvens så kommer parallellresonanskretsens impedans att stiga kraftigt och blockera den inkommande signalen samtidigt som serieresonanskretsens impedans sjunker och bildar en kortslutning mot jord.

För frekvenser precis över denna resonansfrekvens uppstår då en väldigt brant dämpningskurva.

Efter dessa båda resonanskretsar är ett enkelt lågpass Butterworthfilter placerat, vars uppgift är att filtrera bort de oönskade signaler som också kommer ut ur blandaren.



Figur 4, Kopplingsschema för detekteringsfiltret

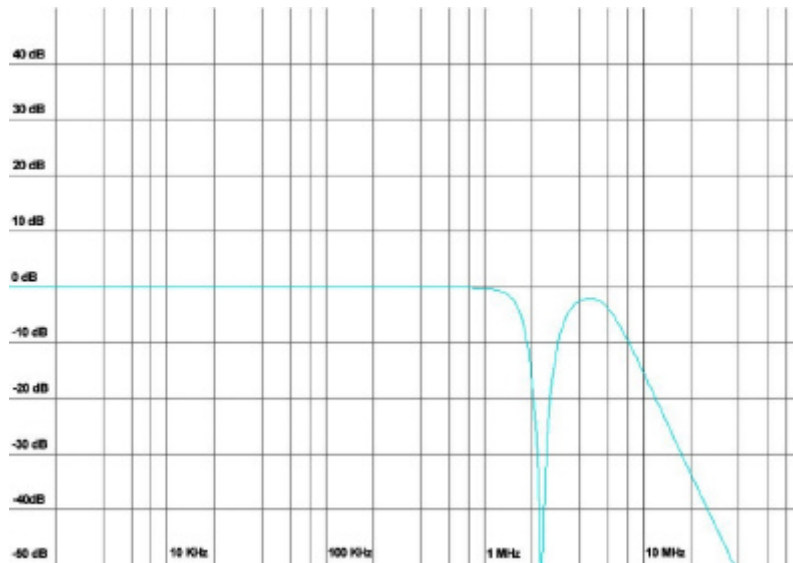
Resonansfrekvensen för de två första resonanskretsarna är:

$$f = 1 / (2 * \pi * \sqrt{(2,2\text{nH}) * 2,2\mu\text{F}}) = 2,3 \text{ MHz}$$

Det efterföljande lågpass Butterworthfiltret är konstruerat för en brytfrekvens på 5,5 MHz. Eftersom Butterworthfiltret endast har tre poler, blir brytkurvan tämligen flack. Detta gör dock inte så mycket eftersom de flesta oönskade blandarsignalerna uppkommer på betydligt högre frekvenser.

Hela filtret testades och togs fram med hjälp av simuleringsprogrammet RFSim99. Nedan visas filtrets simulerade överföringsfunktion, dock förutsätter denna överföringsfunktion att filtret matas och lastas med 50 ohm.

Då detta inte riktigt är fallet med den verkliga konstruktionen blir överföringsfunktionen något annorlunda, dock inte så annorlunda att funktionaliteten förändras.



Figur 5, detekteringsfiltrets överföringsfunktion

I bilden framgår tydligt att vid ca 2,4 -2,6 MHz har filtret en väldigt brant dämpningskurva, vilken i detta fall utnyttjas för transformation av den frekvensmodulerade signalen till en amplitudmodulerad signal.

Eftersom kurvan i detta intervall dock inte är linjär utan exponentiellt avtagande, så blir inte heller transformationen från frekvensmodulation till amplitudmodulation linjär. Detta resulterar i att även en del övertoner och distorsion hamnar i den amplitudmodulerade signalen.

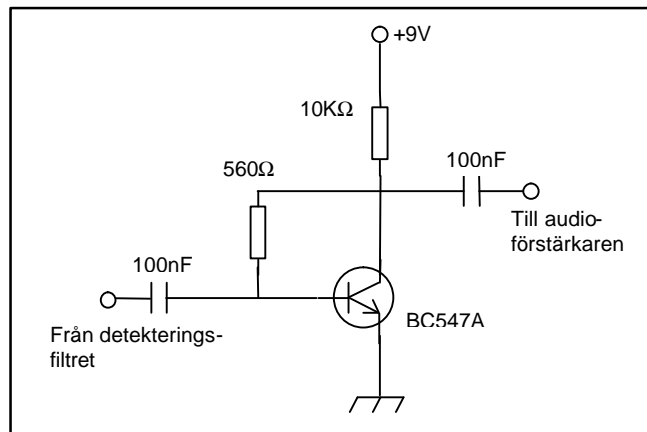
## 2.5 - AM Detektorn

För att göra om den amplitudmodulerade signalen, som kommer ut från detekteringsfiltret, till en hörbar audiosignal används en form av transkonduktansförstärkare, d.v.s. ström till späningsförstärkare.

Dock är transistorn biaserad så lågt att den bara precis leder i vila. När insignalen därför blir negativ kommer inte förstärkaren att kunna leda någonting. Därmed förstärker den bara de positiva halvorna av de inkommande strömpulserna.

Det är denna effekt som utnyttjas. Genom att slutligen glätta denna förstärkta signal över en kondensator återfås en utsignal som endast varierar med amplituden på den inkommande signalen.

Dock visade det sig under konstruerandet att det inte gjorde någon skillnad ifall en glättningskondensator var inkluderad eller ej. Därför är ingen sådan med i den slutliga konstruktionen. Ett rimligt antagande är att den interna kapacitansen i komponenterna och mot jordplanet räcker för att få denna glättande effekt.



Figur 6, kopplingsschema för AM detektorn

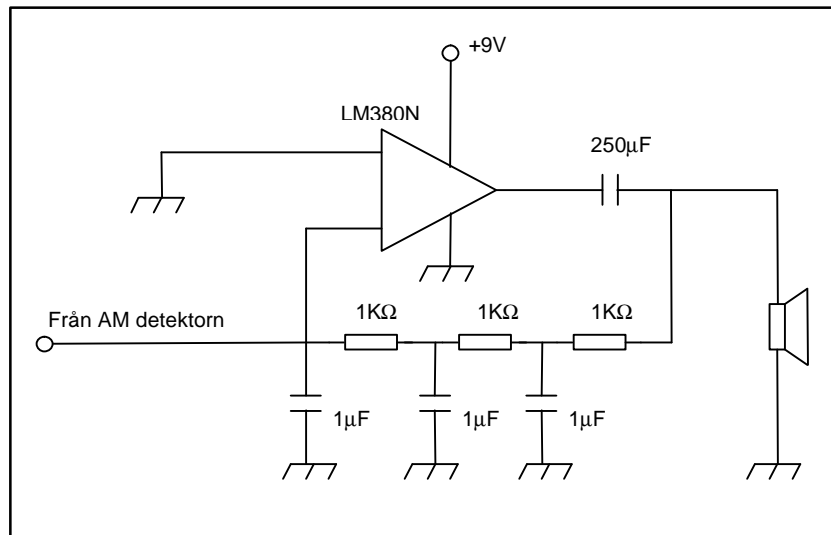
Som så många andra komponentvärden i detta projekt är även de båda motstånden framräknade med enkel överslagsräkning. Två syften skall uppnås, dels skall kretsen i vila bara precis vara ledande. Detta löses genom att använda en stor resistans mot matningsspänningen. Här valdes  $10\text{ K}\Omega$ , eftersom  $I_c$  då endast är i storleksordningen  $8\text{V} / 10\text{K}\Omega = 0,8\text{ mA}$  vid vila, vilket är väldigt lite och innebär att transistorn bara precis är aktiv.

Vidare vill man ha ganska stor förstärkning, dels eftersom detta ger bättre ljudsignal, dels eftersom det garanterar för att transistorn inte skall orka leda när kopplingen försöker förstärka de negativa halvorna av de inkommande strömpulserna. Som i alla transkonduktansförstärkare är det resistansen mellan utgången och ingången som justerar just förstärkningen. För detta valdes här en resistans på  $560\Omega$ , vilket visade sig fungera bra.

Slutligen kan nämnas att det fungerar fint att direkt koppla en hörsnäckla med hög impedans direkt till utgången i detta steg. Dock leds audiosignalen i detta fall vidare till ett slutsteg, så det kan spelas direkt i en högtalare.

## 2.6 - Audioförstärkaren

Detta audioslutsteg hade egentligen inte behövts för projektets slutförande, men för att underlätta vid demonstration blev det inkluderat i alla fall. Eftersom det inte heller ingår i denna kurs att konstruera ett sådant, så användes enklaste möjliga lösning, men en integrerad krets från Elfa.



Figur 7, kopplingsschema för audioförstärkaren

Hela kopplingsschemat till detta audioslutsteg är hämtat direkt från Elfa och någon närmare analys av det är därför ej nödvändigt.

### 3.1 - Resultat

Konstruktionen fungerar på det hela taget ungefär som förväntat. Vid LTH finns det två väldigt starka radiosändare, dels Radio City på 107.0 MHz som är i särklass starkast, samt någon av Sveriges Radios kanaler på ca 102 MHz. Båda dessa kan tas emot med denna mottagare utan problem.

Eftersom ingången inte riktigt är justerad och anpassad till  $50\Omega$  så sker en viss signaldämpning då en sådan antenn ansluts. Bäst mottagningsresultat erhålls genom att koppla på antennkabeln med krokodilklemmor direkt på signalledaren på kretskortet. Detta skulle kunna lösas med ett anpassningsnät.

För att få en uppfattning om prestandan i konstruktionen gjordes några SINAD- och grannkanalsselektivitetmätningar.

Enligt specifikationen för FM rundradiomottagare skall SINAD uppmätningen vara ca 26 dB. Dock gick det inte att få ett så bra SINAD uppmätning överhuvudtaget med denna mottagare. Anledningen är troligtvis den distorsion som uppkommer genom olinjäriteten i detekteringsfiltret.

Istället testades denna mottagare mot de krav som gäller för kommunikationsradioapparater, d.v.s. en SINAD uppmätning på 12 dB. I mätupställningen var det möjligt med att med en insignal på -32 dBm klara denna SINAD uppmätning. Ett bärvåg på 108 MHz med sving på 25 KHz och en på modulerad ton på 1 KHz användes då.

Dock måste man ta i beaktande att mottagaren då anslöts till testutrustning med  $50\Omega$  inre resistans, så sker en del dämpning på grund av missanpassningen. Med ett lämpligt anpassningsnät på ingången hade mottagaren klarat denna SINAD mätning vid ännu svagare insignal.

Vidare gjordes försök att mäta grannkanalselektiviteten i mottagaren. Dock gick denna mätning inte lika bra, eftersom signalen tappades bort i mottagaren när sändareffekten understeg -25 dBm. Problemet som uppkom var att mottagaren hela tiden under mätningen måste justeras för att ta emot vid rätt testfrekvens, vilket inte var helt lätt.

Dock kunde konstateras att mottagaren klarade SINAD mätningen vid 12 dB med både mätkällan och störkällan inställda på -25 dBm vid 108,0 respektive 108,2 MHz.

## 3.2 - Slutsats

Detta var ett mycket intressant projekt att fullfölja. Det var väldigt intressant att göra en helt egen konstruktion av en radiomottagare och att realisera den.

Att få möjlighet att konstruera någonting, utan att ha en massa krav på tekniska parametrar, gör det möjligt att skapa sig en fruktansvärt bra helhetsförståelse.

Slutligen kan nämnas att några av de vanliga byggblocken i en superhetrodynmottagare har utelämnats i denna konstruktion.

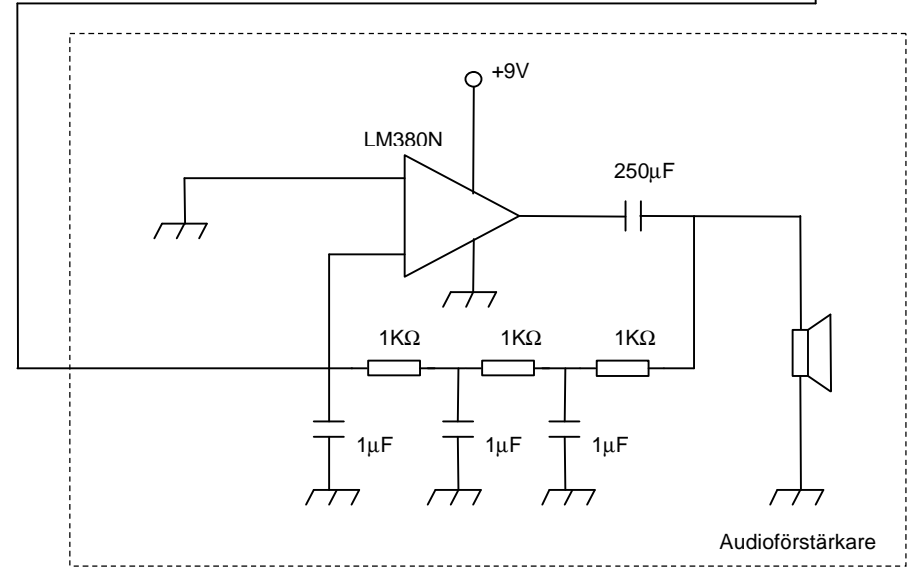
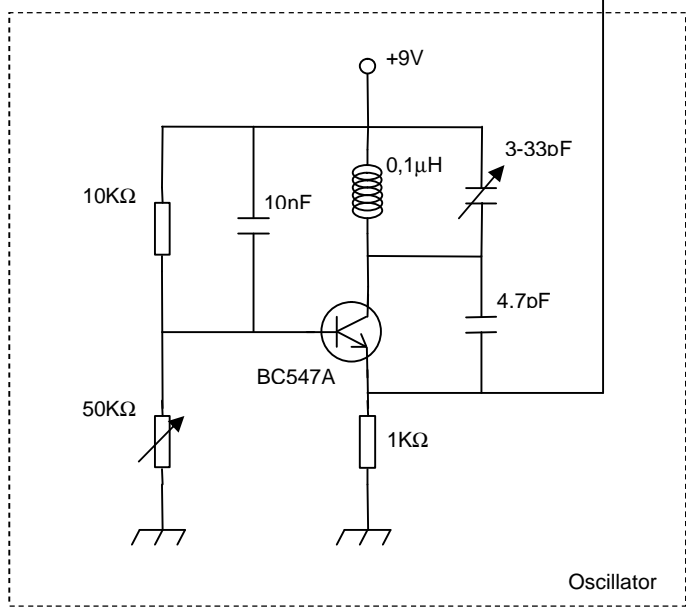
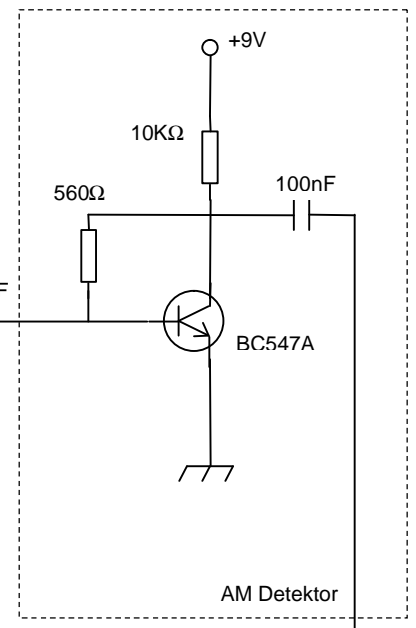
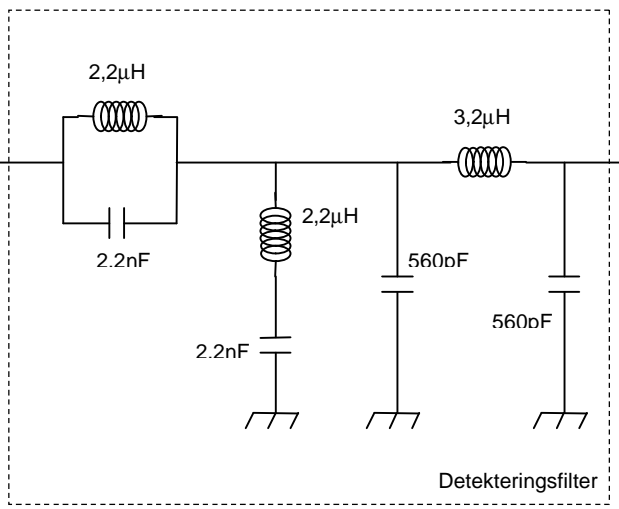
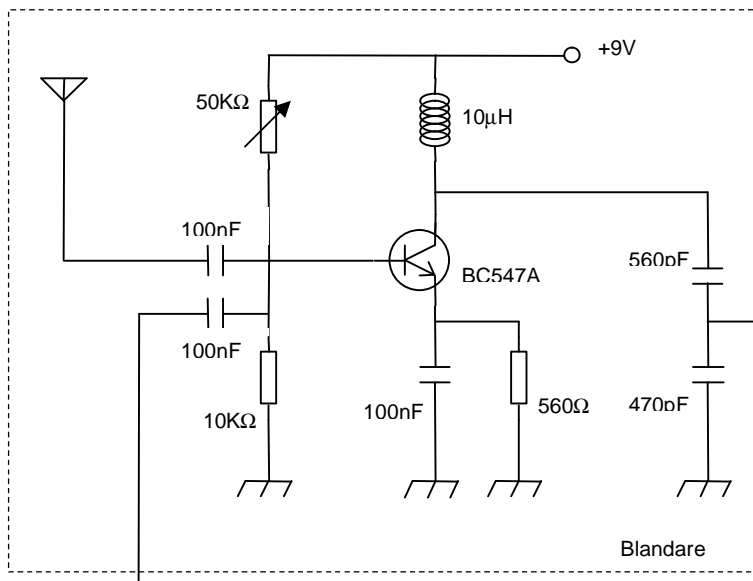
Utan ingångsförstärkare blir givetvis känsligheten inte så bra. Dock räckte den ändå till för de starkaste radiostationerna.

Vanligtvis har man även en limiter innan detektorstegen, vars uppgift är att ta bort amplitudfluktuationer i den inkommande frekvensmodulerade signalen. På så sätt ändras inte det mottagna ljudet av ändringar i signalstyrkan, vilket är en av de stora fördelarna med frekvensmodulation. Någon sådan konstruerades inte heller.

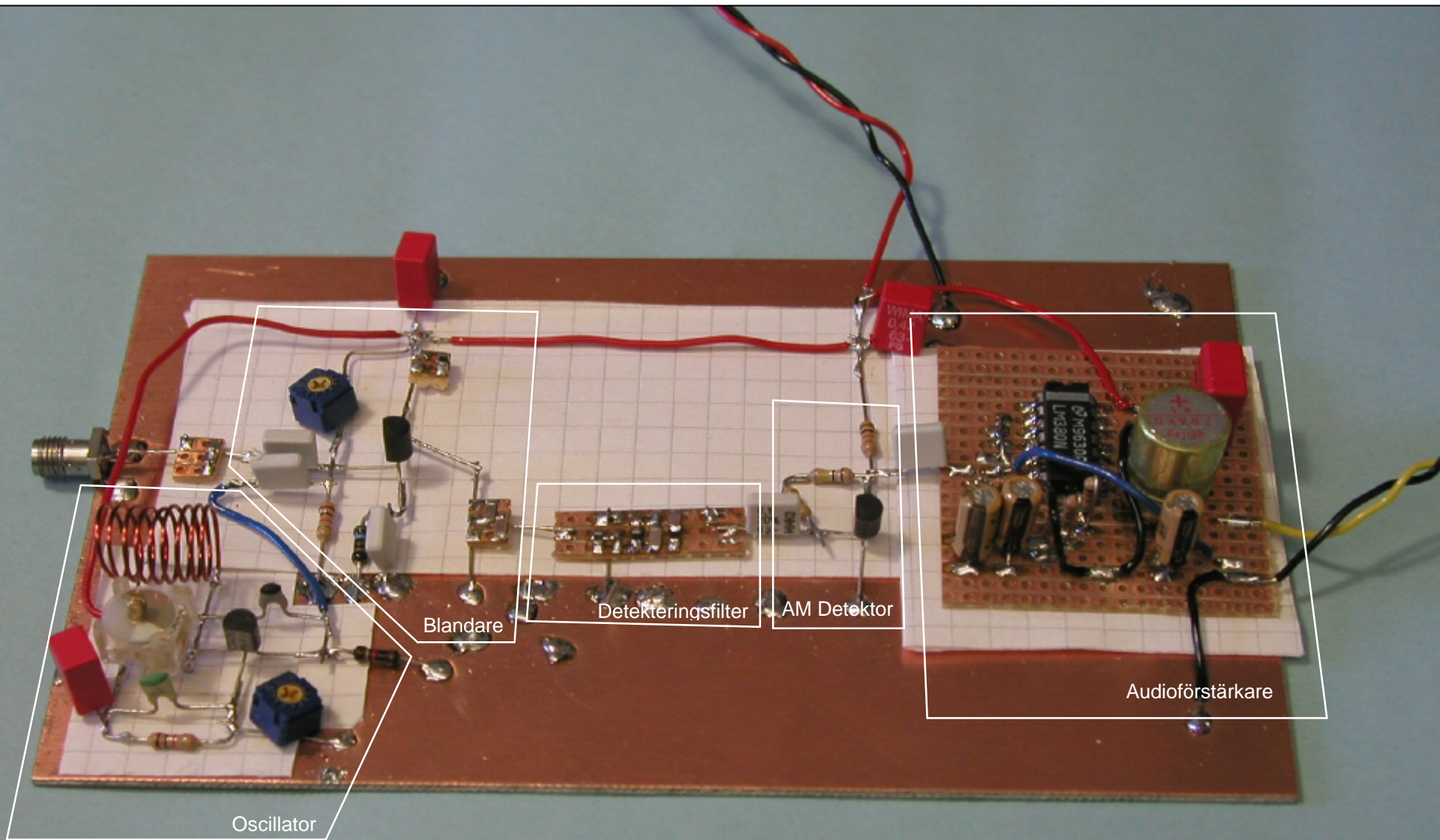
Givetvis finns det mycket som kan förbättras i konstruktionen, det råder det ingen tvivel om. Det har dock varit väldigt lärorikt att bygga och det är roligt att den slutgiltiga konstruktionen uppfyller kravspecifikationen.

## Referenser

Sundström, Jönsson, Börjesson, "*Radio Electronics*", 2002  
Orr; "*Radio Handbook*", 1988  
Elfa, "*Elfa produktkatalog*", 2003



**Appendix A**  
 Kopplingschema radiomottagare



## Appendix B

Översiktspild radiomottagare