

TAMPEREEN AMMATTIKORKEAKOULU  
Tietotekniikan koulutusohjelma  
Elektroniikka

Insinöörityö

Raimo Kivinen

**INFRAPUNAKYPÄRÄPUHELIN**

Työn valvoja  
Tampere 2006

Yliopettaja Matti Ilmonen

TAMPEREEN AMMATTIKORKEAKOULU

Sähkötekniikka

Elektroniikka

Kivinen, Raimo

Insinööriyö

Työn valvoja

Huhtikuu 2006

Hakusanat

Infrapunakypäräpuhelin

28 sivua + 44 liitesivua

Yliopettaja Matti Ilmonen

infrapunälähetin, infrapunavastaanotin, taajuusmodulaatio, vaihelukittu silmukka

## TIIVISTELMÄ

Moottoripyöräilijä käyttää kypärää suojatakseen päätä onnettomuustilanteessa fyysisiltä vammoilta. Kypärä suojaa lisäksi ajon aikana tuulelta ja ajomelulta. Kypärä vaimentaa myös puhetta, joten matkustajan ja kuljettajan on vaikea keskustella keskenään ilman kypäräpuhelinia. Se välittää puheen kahden kypärän välillä usein sähköjohtoa pitkin. Langattomalla kypäräpuhelimella voidaan keskustella ilman johtoja, mikä mahdollistaa jopa kahden eri moottoripyörän välillä keskustelemisen.

Työn aikana rakennettiin kaksi laitetta, jotka välittävät taajuusmoduloitua puheinformaatiota infrapunavalon välityksellä lähettimen ja vastaanottimen välillä. Teoriaosuuteen kerättiin myös tietoa muista modulaatitavoista ja langattomista tiedonsiirtotavoista. Tarkoitus oli kerätä riittävästi tietoa ja kehittää taitoja, jotta voidaan alkaa työn jälkeen suunnitella tuotantokelpoisia laitteita markkinoille.

Aihe oli työn tekijän oma, joten käytettävissä olevat resurssit olivat varsin suppeat. Kaikkia työn aikana esiin tulleita keksintöjä ja ideoita ei tuoda julki mahdollisista patentointiaikeista johtuen. Käytetty tekniikka oli kuitenkin niin yleistä, että työtä ei haluttu julistaa salaiseksi. Työstä saa hyvää pohjatietoa, jos haluaa hyödyntää infrapunatekniikkaa tai vaihelukkosilmukan toimintaa omissa laitteissaan tai tutkimuksissaan.

TAMPERE POLYTECHNIC

Information Technology and engineering

Electronics

Kivinen, Raimo

Engineering

Supervisor

April 2006

Keywords

Infrared helmet headset

Thesis 28 pages + 44 appendices

Matti Ilmonen (Principal Lecturer)

infrared transmitter, infrared receiver, frequency modulation,  
phase locked loop

## **ABSTRACT**

The motorcycling helmet is used for protection of physical injury and noise of wind. With helmet headset a driver and a traveller can speak together without any concern of noise. Typically you use wires to connect two headsets together, but when you use infrared, the connection is wireless. With wireless connection you can also speak with driver of another motorcycle. It is used frequency modulation in the headset. It is built two prototypes and measure it has power consumption and signals. It will begin planning to produce commercial equipments after this designing work is done.

## ALKUSANAT

Tämän insinööriyön aihe lähti kehittymään jo ammattikoulussa, kun luokanvalvojan avustuksella rakensin televisioissa käytettyä tekniikkaa hyväksikäyttäen laitteen, joka infrapunavälitteisesti siirsi puheen useita metrejä lähettimen ja vastaanottimen välillä. Insinööriyön aihetta valitessa oli kehittynyt palava halu ymmärtää, miten laite toimi ja miten siitä voisi kehittää tuotantokelpoisen laitteen. Hankin tarvittavat komponentit ja rakensin kaksi laitteen prototyyppiä. Teoriaa kaivettiin esille niin Internetistä kuin kirjoistakin ja jalostettiin omaksi dokumentikseen. Näiden kansien sisällä näemme, mitä sain aikaan opiskelun ohessa uhrattujen lukemattomien työtuntien tuloksena.

Haluan kiittää kaikkia työni aikana auttaneita henkilöitä tasapuolisesti. Ilman ammattikoulun luokanvalvojaani Matti Hartikaista en olisi päässyt idean kehittelyssä näin pitkälle. Tampereen ammattikorkeakoulun henkilökunnasta Lauri Hietalahti, Tapio Ketonen ja Hannu Valkama ovat antaneet Tampereen Sähköopiskelijat TASO:lle resursseja, joita olen käyttänyt insinööriyön aikana. Ilman koulun nimissä käyttöömmme lahjoitettuja mittalaitteita ja muita työkaluja olisivat mittaukset jääneet suppeiksi. Työn valvojana toiminut Matti Ilmonen ansaitsee kiitokset, koska hän on jaksanut kannustaa eteenpäin huonoinakin hetkinä. Kiitokset myös niille TASO:n jäsenille, joiden kanssa juttellessani ideat ovat poikineet lisää ideoita.

Suurkiitos saamastani tuesta ja ymmärryksestä myös lähisukulaisilleni ja muille tuttaville, jotka ovat kärsivällisesti odottaneet opintojeni ja insinööriyöni valmistumista. Kyllä nyt on helppo hymyillä, kun työ on kansissa.

Tampereella 19. huhtikuuta 2006

Raimo Kivinen

## SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ	
ABSTRACT	
ALKUSANAT	
SISÄLLYSLUETTELO .....	5
1 JOHDANTO .....	6
2 INFORMAATION MUOKKAUS .....	7
2.1 LANGATTOMIA TIEDONSIIRTOMENETELMIÄ .....	7
2.2 MODULAATIOMENETELMIÄ .....	9
3 KOMPONENTTIEN ESITTELYÄ .....	11
3.1 OPTINEN LÄHETYS JA VASTAANOTTO .....	11
3.2 VAIHELUKITTU SILMUKKA .....	12
4 VALMIIDEN LAITTEIDEN TUTKIMISTA .....	14
4.1 INFRAPUNAKAUKO-OHJAUKSEN VASTAANOTTO .....	15
4.2 LANGATTOMAT KUULOKKEET .....	16
4.3 LANGALLINEN KYPÄRÄPUHELIN .....	16
5 TOTEUTUSTAVAN VALINTA .....	17
5.1 TAAJUUSMODULOINTI JA ILMAISU .....	17
5.2 INFRAPUNASIGNAALIN LÄHETYS JA VASTAANOTTO .....	18
5.3 ÄÄNISIGNAALIN KÄSITTELY .....	19
6 RAKENTAMINEN JA TESTAUS .....	19
6.1 TAAJUUSMODULAATTORI .....	21
6.2 ILMAISIN .....	22
6.3 INFRAPUNALÄHETIN .....	22
6.4 INFRAPUNAVASTAANOTTO .....	23
6.5 MIKROFONIESIVAHVISTIN .....	24
6.6 KUULOKKEIDEN PÄÄTEVAHVISTIN .....	24
6.7 LAITTEISTON VIRRANKULUTUS .....	25
7 YHTEENVETO .....	27
7.1 HÄIRIÖILTÄ SUOJAAMINEN .....	27
7.2 LOPPUSANAT .....	28

## 1 JOHDANTO

Moottoripyöräkypärä suojaa matkustajaa ja kuljettajaa fyysisiltä vammoilta mahdollisessa onnettomuustilanteessa. Lisäksi sen tarkoitus on vaimentaa ajomelua, jota syntyy moottorin käyntiäänen lisäksi tuulen vaikutuksesta. Kuljettajan ja matkustajan on vaikea kuulla toisiaan, koska kypärä vaimentaa myös puheen kuulumista tehokkaasti. Äänen saa helposti käheäksi, kun yrittää huutamalla saada äänensä kuulumaan toisen kypärän sisälle. Puheen välittämiseksi kahden kypärän välillä tarvitaan kypäräpuhelimet, jotka usein liitetään toisiinsa sähköjohdolla.

Infrapunakypäräpuhelimet eivät tarvitse johtoa kypärien väliin, vaan puhe välitetään langattomasti infrapunavalon välityksellä. Langattomuus tuo mukanaan mahdollisuuden keskustella kahden eri moottoripyörän välillä, joka olisi langallisten kypäräpuhelimien avulla mahdotonta. Langatonta kypäräpuhelimia voidaan käyttää myös kuulosuojainten kanssa meluisissa työtilanteissa, joissa melua aiheuttavaa konetta ei voida pysäyttää keskustelun ajaksi. Silloin laitetta voidaan kutsua esimerkiksi kuulosuojainpuhelimeksi.

Työn tarkoitus oli kerätä ja vahvistaa tietoa sekä kehittää työn tekijän taitoja edellä kuvattujen laitteiden rakentamiseksi ja tuotantokelpoisten laitteiden kehittämiseksi. Työn aikana rakennettiin kaksi laitteen prototyyppiä, jotta päästiin tutkimaan virrankulutusta ja tekniikoiden yhdistämistä. Siirtotiellä käytettiin taajuusmoduloitua infrapunasiignaalia. Teoriaosuudessa käsitellään aiheeseen liittyviä erilaisia tapoja käsitellä signaalia ja erilaisia komponentteja, millä valittujen tekniikoiden toteutus on mahdollinen.

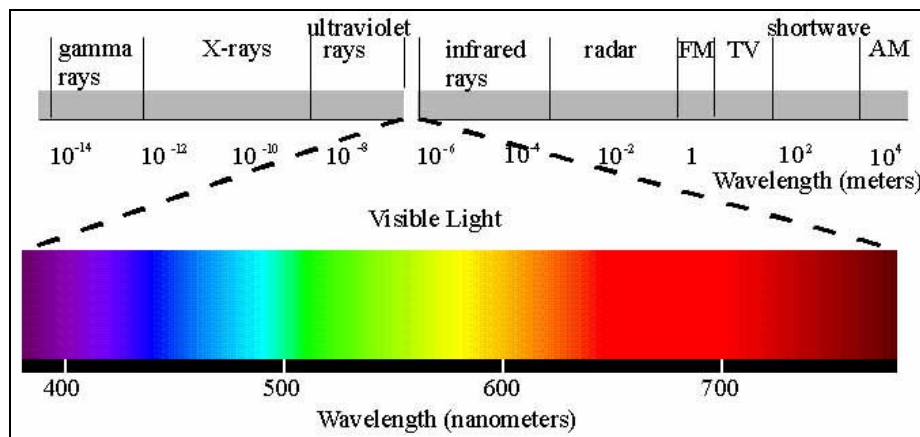
Laitteet rakennettiin mahdollisimman halvalla budjetilla, koska työlle ei saatu varsinaista rahoittajaa. Työn tekijä hankki tarvittavat komponentit pääasiassa itse. Myös aihe oli työn tekijän oma. Mittaukset suoritettiin Tampereen Sähköopiskelijat TASO:n kerhotilassa Tampereen Ammattikorkeakoululla. Työn tekijällä oli jo ennen työn aloittamista aiheesta paljon tietoa, mikä on pyritty varmentamaan työssä käytettyjen tietolähteiden avulla.

Työn jälkeen on tarkoitus jatkaa tuotekehittelyä ja rakentaa pieni määrä laitteita testattaviksi käytännön olosuhteissa moottoripyörän kyydissä. Tuotekehittelyn edetessä laitteelle etsitään myös valmistajaa, joka valmistaisi tuotteita markkinoille. Mahdollista patentointiaikeista johtuen kaikkia työn aikana esiin tulleita ideoita ei kerrota julki. Käytetty tekniikka on kuitenkin niin yleisesti tunnettua, että työtä ei haluttu julistaa salaiseksi.

## 2 INFORMAATION MUOKKAUS

### 2.1 Langattomia tiedonsiirtomenetelmiä

Sähkömagneettinen säteily voidaan jakaa aallonpituuden mukaan alueisiin, jotka näkyvät kuvassa 2.1. Infrapuna on näkyvää valoa pitkäaaltoisempaa sähkömagneettista säteilyä. Lähinnä valon aluetta ilmenevää infrapunaa kutsutaan lähi-infrapunaksi (near infrared), jonka aallonpituus vaihtelee 1 ja 3 mikrometrin välillä. Lämpösäteily on infrapunasäteilyä, mikä on lähi-infrapunaa pitkäaaltoisempaa. Sitä lähettää jokainen esine, jonka lämpötila on suurempi kuin absoluuttisen nollapisteen lämpötila  $-273,15$  celsiusastetta. Infrapunasäteily, kuten muukin sähkömagneettinen säteily, liikkuu valon nopeudella. Lämpösäteilyä esiintyy infrapunaisen valon keskialtoalueella ja pitkäaaltoalueella, joiden aallonpituudet ovat 3-5 ja 8-12 mikrometriä. /1./



**Kuva 2.1** Sähkömagneettisen säteilyn spektri /2/

Täydellisen musta esine säteilee todella hyvin lämpöä eikä heijasta ollenkaan muista lähteistä tulevaa lämpösäteilyä. Se imee kaiken itsensä kohdistuvan lämmön sisäänsä. Kaikki muut esineet heijastavat osan lämpösäteilystä takaisin. Metalliset paljaat pinnat heijastavat enemmän ympäristön lämpösäteilyä kuin itse lähettävät. Kappaleen säteilemän lämpöenergian osuus kappaleen lähettämän ja säteilevän kokonaisenergian määrästä ilmaistaan emissiivisyyslukuna, jonka arvo voi vaihdella yhden ja nollan välillä. Mitä suurempi luku on, sitä vähemmän esine heijastaa ympäristön säteilyenergiaa ja sitä enemmän kappale säteilee lämpöä. /1./

### Infrapunakauko-ohjaus

Kodin elektroniikkalaitteiden kauko-ohjauksessa käytetään infrapunavaloon perustuvaa tiedonsiirtoa kaukosäätimen ja ohjattavan laitteen välillä. Usein lähetetään jaksoittain purskeita niin kauan kuin kaukosäätimen nappia painetaan, eli käytetty tekniikka on pulssimodulaatiota. Menetelmä käyttää hetkellisesti suurehkoa virtaa, mutta käyttö on hyvin lyhytjaksoista. Virrankulutus on keskimäärin hyvin vähäistä ja virtalähteenä käytettävä alkaliparisto kestää käytössä hyvin pitkään.

## **IrDA**

IrDA (Infrared Data Association) on maailmanlaajuisesti omaksutun infrapunaista langatonta tiedonsiirtoa määritteleviä standardeja kehittävä järjestö. Järjestöön kuuluu satoja yrityksiä ja henkilöjäseniä, jotka kehittävät määritelmiä vapaaehtoisvoimin. IrDA Data on standardiperhe, jonka määrittelyihin ylemmän tason protokollat ja sovellukset pohjautuvat. Standardiperheeseen perustuvia laitteita ja sovelluksia käytetään erityisesti tietokoneissa ja matkapuhelimissa digitaalisen tiedon siirtoon laitteiden välillä. Yleisesti käytössä olevia nopeusluokkia löytyy neljä, joiden nopeudet vaihtelevat 115,2 kilobitin (kbit/s) ja 16 megabitin (Mbit/s) välillä. /3; 4./

Uusin ja nopein määritelty standardi on UFIR, mikä määrittelee tiedonsiirtonopeudeksi jopa 100 – 500 megabittia sekunnissa. Nopeus riittää hyvin lähiverkoissa käytettyjen 10 ja 100 megabitin tiedonsiirtoon langattomasti. Virrankulutus uusimman standardin mukaisissa laitteissa on huomattavasti pienempi siirrettyä datamäärää kohti kuin IrDA:n aiemmin määrittelemässä standardissa ”Fast Ir” tai kilpailijan määrittelemissä Bluetooth-laitteissa. /5;14./ IrDA:n määrittelemät standardit on suunniteltu yhden metrin matkalle, joten laitteista on apua vain, kun laitteet viedään hyvin lähelle toisiaan. Bluetooth-laitteiden kantama on useita metrejä.

## **Laser /6/**

Laserin käyttö tiedonsiirrossa tarjoaa kilpaileviin vaihtoehtoihin nähden muutamia ainutlaatuisia ominaisuuksia. Tiedonsiirto perustuu valoon eikä vaadi lisenssiä tai lupaa käyttöön ottamiseksi. Laserlinkki voidaan pystyttää nopeasti ja sen avulla voidaan saada jopa 1,25 gigabitin (Gbit/s) tiedonsiirtonopeuksia. Hyvissä sääoloissa suurin mahdollinen kantomatka voi olla jopa kaksi kilometriä. Salakuuntelu on vaikeaa, koska laitteiden välissä kulkee kapea lasersäde.

Huonoja puoliakin löytyy laserin käytössä. Tiedonsiirto vaatii esteettömän näkyvyyden lähettimen ja vastaanottimen välille, joten useimmiten laitteet joudutaan asentamaan korkealle, esimerkiksi rakennusten katoille. Lisäksi laitteiden kohdistaminen vaatii lisälaitteita, koska lasersäteen keila on todella kapea. Sääolot saattavat estää yhteyden toimimisen, joten huonoissa sääoloissa suurin mahdollinen kantomatka voi olla noin 100 – 500 metriä.

## **Radiolaitteita**

Tampereen teknillisessä opistossa rakennettiin vuonna 1917 omista välineistä radioasema, jolla kuunneltiin eetterissä liikkuvia aaltoja. Vuoden 1918 superheterodyneradiovastaanottimen keksimisen jälkeen radiolähetteen käyttö yleistyi merkittävästi. /7; 8./

Radiolaitteet tarvitsevat luvan (tyyppihyväksyntä) markkinoille saattamiseksi. Luvanvaraisten laitteiden oikeudesta hallussapitoon tai käyttöön peritään vuosittaista

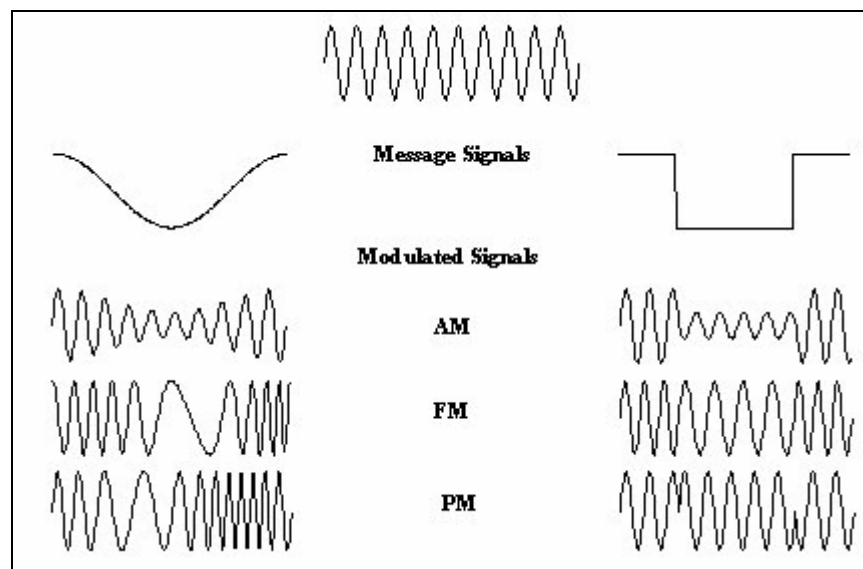


lupamaksua. Suomessa viestintävirasto säätelee taajuusalueiden käyttöä ja huolehtii lupamaksujen perimisestä. /9; 18; 19./

WLAN (Wireless Local Area Network) välittää radiolähtetimen avulla kotitalouksissa ja yrityksissä lähiverkon langattomasti päätelaitteiden ja tukiaseman välillä. Kaupungeissa on alettu rakentaa myös kaupunkiverkkoja, joiden avulla pyritään tarjoamaan suurelle määrälle ihmisiä ja yrityksiä yhteinen Internet-yhteys langattomasti. Näin saadaan vähennettyä mahdollisuuksia, että lähekkäin sijaitsevat tukiasemat ovat asetettuina samalle kanavalle, ja että ne häiritsevät toistensa langattonta viestintää. Ilman yhteistä sopimusta jokainen tukiaseman omistaja määrittäisi oman laitteensa kanavan itse.

## 2.2 Modulaatiomenetelmiä

Modulaatio on prosessi, jossa kantoaaltona käytetyn radiotaajuuden signaalin tai valon amplitudia, taajuutta tai vaihetta muutellaan lähetettävän informaation mukaisesti. Kantoaallon aaltomuoto eroaa huomattavasti moduloivan informaation aaltomuodosta. Esimerkiksi taajuusmodulaatiossa kantoaallon taajuus on huomattavasti moduloivan signaalin taajuutta suurempi. Digitaalinen signaali tarvitsee yleensä keskinkertaisen modulaatiotason kulkeakseen laajakaistaisen analogiapainotteisen verkon läpi. /10./



Kuva 2.2 Amplitudi- (AM), taajuus- (FM) ja vaihemodulaatio (PM) /11/

### Amplitudimodulaatio

Amplitudimodulaatio tapahtuu, kun äänisignaalin tai muun moduloivan signaalin jännitevaihtelu yhdistetään kantoaaltotaajuuteen. Kantoaallon amplitudi vaihtelee moduloivan signaalin amplitudin mukaan, mutta kantoaallon taajuus säilyy muuttumattomana. Lähetteen amplitudin vaihtelun vuoksi myös lähtetimen lähetysteho vaihtelee. /12./ Kuvassa 2.2 on esitetty ylimpänä kantoaalto, seuraavaksi ylimpänä

moduloiva analoginen (vasemmalla) ja digitaalinen (oikealla) signaali ja merkinnän ”AM” kohdalla vastaavat amplitudimoduloidut lähetteet.

### **Taajuusmodulaatio**

Taajuusmodulaatio tapahtuu, kun kantoaallon taajuutta muutetaan keskitaajuuden molemmiin puolin moduloivan signaalin amplitudin mukaisesti. Toisin kuin amplitudimodulaatiossa, kantoaallon amplitudi ei muutu. Tämä tekee amplitudimodulaatioon verrattuna taajuusmodulaatiosta enemmän häiriöitä sietävän, mikä parantaa järjestelmän signaali-kohina-suhdetta. Myös keskimääräinen lähetysteho säilyy muuttumattomana, koska kantoaallon amplitudi ei vaihtele. /12./ Kuvassa 2.2 taajuusmodulaatiota on kuvattu tunnuksen ”FM” kohdalla vasemmalla analogisen ja oikealla puolen digitaalisen signaalin moduloimana.

### **Vaihemodulaatio**

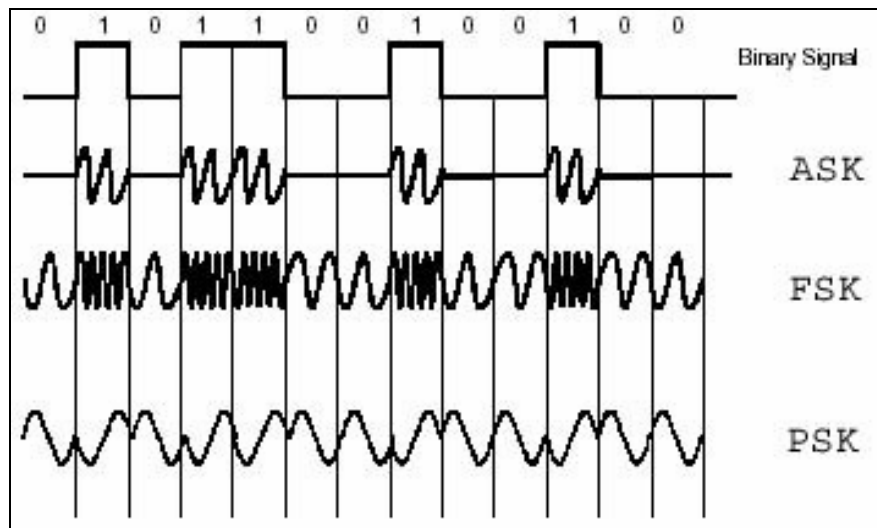
Monet muut modulaatiotavat perustuvat edellä mainittuihin ja ovat usein niiden muunnoksia. Vaihemodulaatio eroaa taajuusmodulaatiosta vain siten, että taajuuden muutoksen sijaan muutetaan kantoaallon vaihetta perusvaiheeseen nähden. Vaihemodulaatiota käytetään esimerkiksi digitaalisen datan siirroissa. /12./ Myös kuvasignaalin värikomponentti välitetään vaihemoduloituna ja sitä verrataan näytteenä lähetettyyn perustaajuiseen signaaliin. Vaihemodulaatio on nähtävissä kuvassa 2.2 tunnuksen ”PM” molemmiin puolin.

### **Pulssimodulaatio**

Pulssimodulaatioille yhteistä on, että kantoaaltoa ei lähetetä jatkuvasti, vaan pulsseina. Pulssien leveyttä tai esiintymistiheyttä tai kantoaallon amplitudia, taajuutta tai vaihetta muuttamalla saadaan erilaisia variaatioita. Niistä hyvin yleinen käytössä oleva sovellus on pulssikoodimodulaatio, jossa pulssin amplitudia vastaa digitaalinen bittijono. Sitä käytetään esimerkiksi äänen ja videon käsittelyssä kolinelektronikassa. /12./

### **ASK-, FSK- ja PSK-modulaatio**

Kuvassa 2.5 esitetyt ASK- FSK- ja PSK-modulaatiot perustuvat digitaalisen tiedon muuttamiseen analogiselle siirtotielle. ASK-modulaatiossa muutetaan amplitudia moduloivan digitaalisen ohjauksen mukaan. Vastaavasti FSK-modulaatiossa muutetaan taajuutta ja PSK-modulaatiossa vaihetta. Edellä mainitut modulaatiotavat kuvaavat vain yhden bitin kerrallaan eri amplitudilla, taajuudella tai vaiheella. Useamman bitin muutoksia kuvaavia modulointitapoja on kehitelty useita, ja niitä on käytössä esimerkiksi puhelinverkon tiedonsiirrossa. /15./



**Kuva 2.5** Moduloiva signaali sekä ASK-, FSK- ja PSK-moduloitut signaalit /15/

### 3 KOMPONENTTIEN ESITTELYÄ

Toimintojen toteuttamiseen voidaan käyttää erilaisia komponentteja. Valinnan tekemiseksi pitää olla tietoa eri vaihtoehdoista. Optiset komponentit ovat sellaisia, jotka muuttavat sähköenergiaa valoksi tai muuttavat sähköisiä ominaisuuksiaan valon vaikutuksesta. Optisia komponentteja tarvitaan sähköisen signaalin siirtämiseen optiselle siirtotielle ja takaisin sähköiseen muotoon. Vaihelukittua silmukkaa tarvitaan taajuusmodulaation ja ilmaisun toteutuksessa.

#### 3.1 Optinen lähetys ja vastaanotto

##### Loistediodi eli led

Ledejä käytetään merkinantolamppujen tapaan informaation välittämiseen. Ne muuttavat sähköenergiaa valoksi. Ledistä käytetään myös nimitystä hohtodiodi. Ledi on erikoisdiodi, joka kytketään aina myötäsuntaan. Säteilyn taajuus eli valon väri riippuu valmistukseen käytetystä puolijohdemateriaalista. Optoeristimissä ja muissa rikoissovelluksissa käytetään infrapuna-alueella toimivia ledejä. Myös elektroniikkalaitteiden infrapunakaukosäätimien ledit lähettävät infrapunavaloa. /20, s. 208–209./

Kaukosäätimiä varten suunnitellun Siemensin infrapunaledin LD271 datalehden (liite 2, s. 5) mukaan käytettäessä 50 % pulssisuhdetta yli 10 kilohertsin taajuudella suurin käytettävissä oleva virta on noin 300 milliampeeria. Virran suuruus luettiin silmämäärin kuvaajasta ”Permissible pulse handling capability”. Vastaavalla pulssisuhteella ja taajuudella LD274 maksimivirran suuruus on noin 200 milliampeeria datalehden (liite 3, s. 4) mukaan. Infrapunaledi LD271 lähettää valoa leveämmälle alueelle ( $\pm 25^\circ$ ) (liite 2, s. 3) kuin LD274 ( $\pm 10^\circ$ ) (liite 3, s. 2).

### **Foto- eli valodiodi**

Valodiodia käytetään valaistuksen voimakkuuden mittaamiseen sekä valaistuksen voimakkuudesta riippuvien kytkentöjen ohjaamiseen ja valopulssien ilmaisuun. Valodiodin herkkyysalue on tavallisesti näkyvän valon aallonpituudella. Sellaista valodiodia, joka on valmistettu materiaalivalintojen avulla infrapunavalolle herkkäsi, käytetään infrapunasignaalin ilmaisemiseen. Tavallisen valodiodin herkkyysalue saattaa olla niin laaja, että sitä voidaan käyttää myös infrapunasovelluksissa, koska infrapunavalon aallonpituus on hyvin lähellä näkyvän valon aallonpituutta. Valodiodi on huomattavasti nopeampi kuin esimerkiksi valovastus, joka myös muuttaa läpi kulkevan virran suuruutta valon vaikutuksesta. Valodiodi kytketään usein estosuuntaan, koska silloin sen toimintakäyrä on lineaarisempi kuin myötäsuenta kytkettyinä. /20, s. 189, 190./

Liitteessä 4 on yksi esimerkki valodiodista, jota on käytetty kauko-ohjauksen vastaanottimissa televisioissa ja muissa kodin pienkoneissa. Kyseessä on erityisen herkkä vastaanotinkomponentti; PIN-diodi. Tavalliseen valodiodiin verrattuna kahden tavanomaisen N- ja P-tyypin puolijohdekerroksen välissä on vielä yksi ylimääräinen puolijohdekerros, jota ei ole seostettu N- tai P-tyyppiseksi. Komponentti ottaa vastaan infrapunavaloa laajalta alueelta ( $\pm 65^\circ$ ) /liite 4, s. 1/ ja aallonpituus vaihtelee laajalla alueella /liite 4, s. 3/ ottaen vastaan yleisimmin kaukosäätimissä käytettyjen infrapunaledien lähettämiä aallonpituuksia.

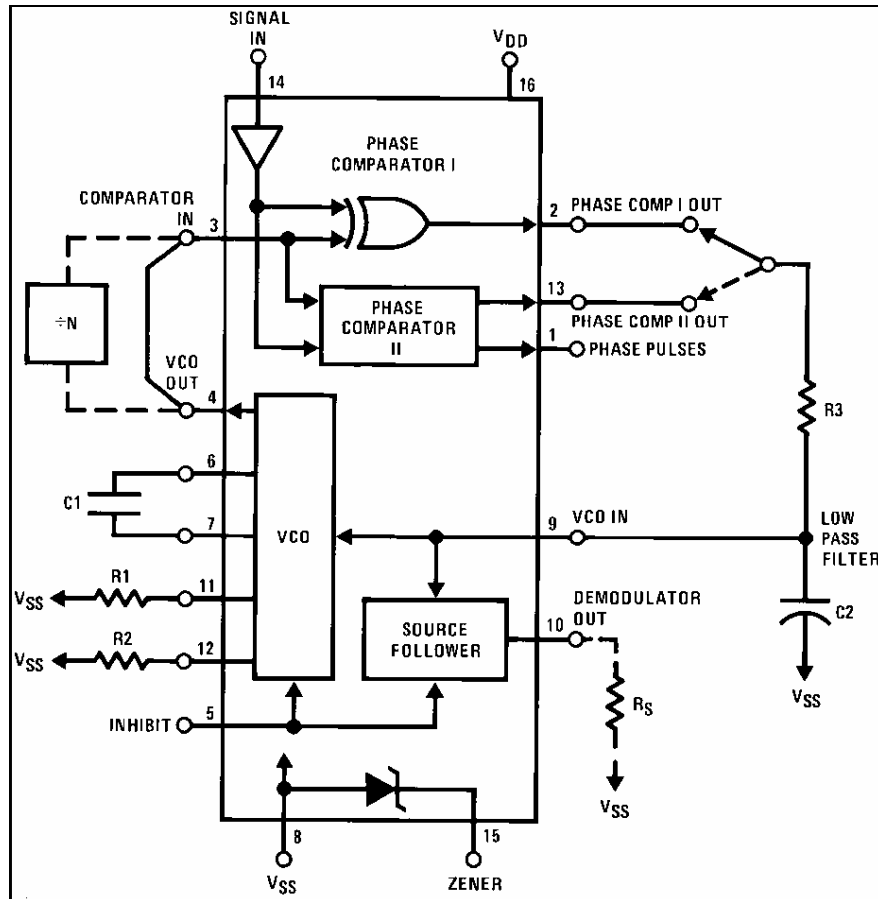
### **Foto- eli valotransistori**

Valotransistori toimii valodiodin tapaan, mutta on sitä herkempi. Valotransistori valmistetaan siten, että transistorin kotelo valmistetaan läpinäkyväksi. Linssin läpi johdettu valo vaikuttaa suoraan transistorin kannan ja kollektorin väliseen rajapintaan. Myös tavallista transistoria voidaan käyttää valotransistorina, jos valo ohjataan kotelon sisälle esimerkiksi poraamalla koteloon reikä. Valotransistorin kanssa samalla tavalla toimiva kytkentä voidaan rakentaa kytkemällä valodiodi tavallisen transistorin kollektorilta kannalle antamaan ohjausta. Tällainen kytkentä on nopeampi kuin valotransistori. Samoin kuin valodiodin, myös valotransistorin herkkyysalueen aallonpituuden valinta voidaan tehdä materiaalivalinnoilla. /20, s. 235./

## **3.2 Vaihelukittu silmukka**

Vaihelukittu silmukka eli vaihelukkopiiri on monikäyttöinen elektroninen kytkentä. Sen toteuttamiseen saa tarvittavat toiminnot sisältäviä mikropiirejä useilta komponenttivalmistajilta. Mikropiiri sisältää vaiheilmaisimen, vahvistimen ja jänniteohjatun oskillaattorin. Sisäisiä kytkentöjä on valmistajasta ja mikropiirin tyypistä riippuen erilaisia, mutta ne kaikki sisältävät analogisia ja digitaalisia lohkoja yhdessä paketissa. Vaihelukitulla silmukalla voidaan toteuttaa esimerkiksi äänitaajuuden muodostus, moduloidun signaalin ilmaisu, taajuuden kertominen tai signaalien uudelleenmuodostus kohinan seasta. Yleiskäyttöisissä piireissä lohkojen väliset kytkennät ovat tekemättä, jolloin voidaan valita millaiseen sovellukseen piiriä käytetään. /21, s. 641./

Kuvassa 3.1 on esitetty Fairchild:n valmistaman mikropiirin CD4046BC sisäinen kytkentäkaavio. Kytkennässä käytetyn Motorolan mikropiirin MC14046BCP datalehti (liite 5) löytyi hakukoneen avulla Internetistä, mutta valmistajan web-sivulla kerrottiin valmistuksen loppuneen, eikä datalehteä enää voinut ladata valmistajalta. Molempien valmistajien mikropiirien sisäinen kytkentä on samanlainen, eikä datalehdissä (liite 5, liite 6) ole suuria eroja.



**Kuva 3.1** Vaihelukittu silmukka -mikropiiri CD4046BC /16, liite 1/

### Vaiheilmaisain (vaihevertailija) /21, s. 644/

Vaihelukittu silmukan vaiheilmaisain voi olla perustyyppiltään kahta eri tyyppiä. Mikropiiristä LM565 löytyy vain tyyppin I vaiheilmaisain ja mikropiiristä MC14046 löytyy molemmat, sekä tyyppin I että tyyppin II, vaiheilmaisimet. Ne ovat kuvassa 3.1 nimetty ”phase comparator I” ja ”phase comparator II”. Vaiheilmaisimen tehtävä on muodostaa erosignaali, jolla ohjataan jänniteohjattu oskillaattori samaan vaiheeseen ja taajuuteen vertailtavan signaalin kanssa.

Tyyppin I vaiheilmaisain soveltuu analogisen signaalin, tai digitaalisen sakara-aalto-signaalin käsittelyyn. Yksinkertaisin tyyppin I vaiheilmaisain on XOR-portti (Exclusive-OR gate), kuten kuvassa 3.1 on kuvattu. Vaiheilmaisimen generoima signaali pitää suodattaa alipäästösuodattimella, koska vaiheilmaisimen signaalissa esiintyy aina korkeataajuinen komponentti. Tästä aiheutuu erosignaaliin pientä vaihtelua,

mikä näkyy oskillaattorin taajuuden vaihteluna myös lukittuneessa tilassa. Suodatusta erosignaalista voidaan nähdä suoraan, miten vertailtavan signaalin taajuus muuttuu. Käytettäessä tyyppin I vaiheilmaisinta, voi silmukka lukittua myös vertailtavan taajuuden kerrannaiseen.

Tyyppin II vaiheilmaisin reagoi vain digitaalisen signaalin nousu- ja laskureunoihin. Se generoi pulsseja, jotka ilmaisevat oskillaattorin generoiman signaalin joko johdettavan tai olevan jäljessä vertailtavan signaalin vaiheeseen. Erosignaalin pulssin pituus ilmaisee signaalien nousureunojen tai laskureunojen välisen viiveen eli signaalien vaihe-eron. Signaalien saavuttaessa saman vaiheen silmukka lukittuu, ja erosignaalin pulssit katoavat kokonaan. Sen vuoksi silmukassa ei välttämättä tarvita lainkaan alipäästösuodatinta.

### **Jänniteohjattu oskillaattori**

Jänniteohjattu oskillaattori on vaihelukitulle silmukalle välttämätön komponentti. Se on oskillaattori, jonka muodostaman signaalin taajuutta ohjataan yleensä vaiheilmaisimen alipäästösuodatetulla ulostulolla. Jänniteohjattu oskillaattori löytyy vaihelukitun silmukan mikropiiristä, mutta sitä on saatavilla myös erillisenä mikropiirinä. Niitä on lueteltu liitteen (liite 1) taulukossa, mutta joidenkin valmistus on jo lopetettu ja saatavuus voi olla huono. Oskillaattori on nimetty taulukossa lyhenteellä ”VCO” (voltage controlled oscillator).

Liitteen 1 taulukossa on kerrottu mikropiirin tyyppinumero, jolla sen löytää myyjän tai valmistajan tietokannasta. Valmistajaksi merkitty yritys on valmistanut kyseisellä tyyppinumerolla piiriä, jonka ominaisuuksia on esitetty. Tyyppi kertoo mikropiirin valmistusteknologiasta ja tyyppiperheen, johon komponentti kuuluu. Lähdöt-sarakkeessa kerrotaan, minkälaista signaalia komponentin lähdöistä saadaan ulos tai minkätyyppinen lähtö komponentilla on. Taulukosta löytyvät myös komponentin maksimitaajuus sekä käyttöjännitteen minimi- ja maksimiraja-arvot. Joidenkin komponenttien on kerrottu olevan lineaarisia (analogisia, ei digitaalipiirejä) ja huomautuksiin on lisätty muita kommentteja ja täsmäntäviä lisätietoja.

## **4 VALMIIDEN LAITTEIDEN TUTKIMISTA**

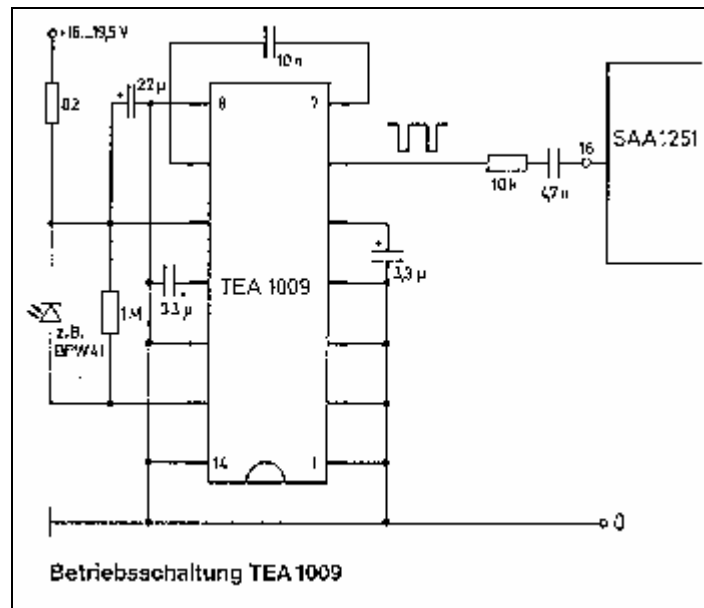
Kiinnostus infrapunatekniikkaa kohtaan kasvoi, kun eräässä koulutustilaisuudessa Tampere-talossa käytettiin infrapunajärjestelmää puhujan ja tulkkien puheiden välittämiseen. Paristokäyttöisiä vastaanottimia jaettiin jokaiselle tilaisuuteen osallistujalle, ja suuritehoisia lähettimiä oli asennettu seiniin. Vastaanottimesta sai valita, kuunteliko laitteen välityksellä englanninkielisen puhujan puhetta vai ruotsiksi tai suomeksi tulkin kääntämää puhetta. Valintaa varten laitteessa oli käytössä useita kanavia, joista vain osa oli käytössä.

LIDL:ssä myytävän kauko-ohjattavan auton ohjaus oli toteutettu infrapunaohjaimella. Ohjaimesta löytyi kaasua, ohjauspyörä, äänitorvi, varashälytin ja virta-avain. Ohjaus toimi luotettavasti siihen saakka, kunnes autolla ajettiin maton alle ja näköyhteys katkesi. Virtalähteenä autossa käytettiin kolmea ja ohjaimessa kahta

AAA-tyypin alkaliparistoa, joiden kapasiteetti riitti molemmissa laitteissa useiden tuntien jatkuvaan käyttöön.

#### 4.1 Infrapunakauko-ohjauksen vastaanotin

Ammattikoulun ammattiaineiden opettaja luopui televisiosta irrotetusta infrapunakauko-ohjauksen vastaanotinmoduulista. Se otti vastaan infrapunasiignaalia huomattavasti herkemmin kuin uudemmissa televisioissa käytetyt vastaanottimet. Siinä oli käytetty ITT:n 1980-luvulla valmistamaa mikropiiriä TEA1009, jonka valmistus oli jo lopetettu.



**Kuva 4.1** Infrapunasiignaalin esivahvistinkytkentä TEA1009-mikropiirillä /17/

Moduulista ja mikropiiristä ei löytynyt tietoa Internetistä eikä televisioiden huolto-ohjeista. Useita vuosia sitten Internetistä tietokoneelle tallennetusta kuvatiedostosta näkyivät mikropiirin ympärille rakennetun kytkennän komponenttiarvot. Internet-osoitetta ei ollut merkitty muistiin, ja kuvaa ei enää löytynyt Internetistä hakukoneiden avulla. Kuvassa 4.1 on kopio tiedoston sisältämästä kytkennästä. Kuvan komponenttiarvot poikkesivat hieman valmiissa kytkennässä käytetyistä. Alla (luettelo 4.1) on luetteloitu ja nimetty komponenttiarvot kytkennän perusteella ja sulkuihin on lisätty vastaavat kuvassa 4.1 näkyvien komponenttien ja kytkentäpisteiden arvot.

#### **Luettelo 4.1**

Infrapunasiignaalin esivahvistinkytkennässä käytettiin seuraavia merkintöjä:

- IC1 = TEA1009 (kuvassa 4.1 TEA1009)
- R1 = 82  $\Omega$  (kuvassa 4.1 82)
- R2 = 1 M $\Omega$  (kuvassa 4.1 1 M)
- C1 = 47  $\mu$ F (kuvassa 4.1 22  $\mu$ )

- $C2 = 4,7 \mu\text{F}$  (kuvassa 4.1 3,3  $\mu$ )
- $C3 = 47 \mu\text{F}$  (kuvassa 4.1 33  $\mu$ )
- $C4 = 10 \text{ nF}$  (kuvassa 4.1 10 n)
- $D1 = \text{PIN-diodi}$  (kuvassa 4.1 BPW41)
- $IR = \text{sininen johto}$  (kuvassa 4.1 mikropiirin jalassa 6)
- $GND = \text{vihreä johto}$  (kuvassa 4.1 0-taso)
- $+18\text{V} = \text{punainen johto}$  (kuvassa 4.1 +16...19,5 V)

#### 4.2 Langattomat kuulokkeet

Tutkittaessa Philipsin langattoman kuulokkeen lähetintä havaittiin, että äänisignaali oli moduloitu kantaaltoon erilliskomponentein toteutetun amplitudimodulaation avulla. Amplitudimodulaatio voidaan nykyisin helposti toteuttaa mikropiirin avulla, mutta valmistajalla oli varmasti hyvä syy valmistaa laite erilliskomponentein. Virtalähteenä lähettimessä käytettiin verkkomuuntajaa, mutta kuulokkeet saivat virtansa alkaliparistoista. Infrapunaaledejä oli neljä sarjaan kytkettynä. Lähettimessä lukee tyyppinumero ”SBC HC102”, mutta en löytänyt Internetistä tai kirjallisuudesta tietoa laitteesta. Sisääntuloon oli kytketty kaksikanavainen esivahvistin BA3308 automaattisella tasonsäädöllä. Piirilevyllä luki vuosiluku 94, mikä todennäköisesti tarkoitti valmistusvuotta 1994.

Käytetyn Danson-merkkisen langattoman kuulokkeen lähetintä tutkittiin, koska datalehtiä ei löytynyt kirjallisuudesta eikä Internetistä. Laitteessa käytettiin vuonna 1992 valmistettuja HEF4046BP-mikropiirejä modulointiin. Laitteessa luki teksti ”Infra Nicam”, ja laitteessa käytetyt kaksi vaihelukkipiiriä huolehtivat kahden eri kanavan moduloinnista samaan kantaaltoon. Modulaatioksi oli valittu taajuusmodulaation digitaalinen muunnos FSK. Sisääntulossa oli mikropiiri BA3308 hoitamassa esivahvistuksen ja tasonsäädön. Mikropiirien lisäksi laitteessa oli paljon erilliskomponentteja. NICAM-standardissa on määritelty kaksi kanavaa, joita voidaan käyttää siirtämään kaksi analogista monosignaalia, kaksi digitaalista signaalia tai yksi analoginen stereosignaali.

#### 4.3 Langallinen kypäräpuhelin

Tutkittavaksi hankittiin Tronic H-3050 -langallinen kypäräpuhelin, joka näytti laadukkaalta, mutta oli erittäin halpa. Keskusyksikössä oli liittimet moottoripyörän kuljettajan ja matkustajan kuulokemikrofonille ja ulkoiselle äänilaitteelle. Lisäksi siitä löytyi äänenvoimakkuuden säätö molemmille kuulokkeille erikseen. Laite sai tarvitsevansa sähköenergian kahdesta AAA-kokoisesta alkaliparistosta, joita varten keskusyksikössä oli paristokotelo.

Keskusyksikkö sisälsi vain yhden mikropiirin ja muutamia pintaliitoskomponentteja sekä liittimet ja äänenvoimakkuussäätimet. Mikropiiri oli tyypiltään D2822 eli vastaava komponentti kuin TDA2822, joka mainitaan myös äänisignaalin käsitteilyn yhteydessä. Se sisälsi kaksi operaatiovahvistinta, joita käytettiin äänisignaalin vahvistamiseen kuulokkeille.



Laitteen taajuusalue oli varsin laaja, joten myös moottoripyörän ja tuulen aiheuttamat meluäänet kuuluvat herkästi järjestelmän läpi vahvistettuina. Käyttöohjekirjassa /22/ suositeltiin käyttämään pientä äänenvoimakkuutta yli viidenkymmenen kilometrin tuntinopeudessa tuulen aiheuttaman melun vuoksi. Tuulen aiheuttamaa melua pienentämään oli pakkaukseen sisällytetty mikrofoniin päälle asetettavat vaahtomuovisuojat.

## 5 TOTEUTUSTAVAN VALINTA

Markkinoilla on paljon erilaisia mikropiirejä, joilla voidaan toteuttaa hyvinkin laajoja kytkentöjä ja toimintoja. Ongelmaksi komponenttien etsimisessä voikin muodostua liian suuri valikoima ja sopivien mikropiirien heikkenevä saatavuus. Datakirjat ja tuotekuvastot auttavat sopivan komponentin löytämisessä. Komponenttimyyjien hinnastoista löytää helposti edullisimmat ja yleisimmät peruskomponentit, mutta erikoisien komponenttien tarpeeseen löytyy apu helpommin Internetin ja komponenttivalmistajien hakukoneiden avulla.

Monissa valmiissa mikropiireissä on taajuusalue rajattu hyvin kapeaksi tiettyä sovellusta varten. Siitä syystä työssä piti käyttää mikropiirejä, joiden taajuusalue määriteltiin mikropiirin ulkoisilla komponenteilla. Valmista tuotantokelpoista laitetta varten voidaan teettää yksi mikropiiri, joka saadaan muutaman ulkoisen komponentin avulla hoitamaan koko laitteen toiminta. Rakennetuissa laitteissa käytettiin perusmikropiirejä ja erilliskomponentteja, mikä mahdollisti kytkennän helpon muokkaamisen.

Käyttöjännitteeksi valittiin yhdeksän voltia, koska laite suunniteltiin toimimaan yhdellä neppariaristolla. Mikropiireiksi valittiin sellaisia komponentteja, jotka toimivat jo viiden voltin jännitteellä, mutta kestävät myös yli kahdentoista voltin käyttöjännitteen (mm. CMOS). Niiden tilalle voidaan helposti vaihtaa digitaalitekniikassa käytettyjä TTL-tyypin piirejä, jos halutaan signaalien vaihtelevan nollan ja viiden voltin välillä. Jos kytkentä halutaan liittää ilman käyttöjännitteen alennusta moottoripyörän kahdentoista voltin sähköjärjestelmään, pitää elektrolyyttikondensaattorit vaihtaa jännitteenkestoltaan riittävän suuriin ja tarkistaa uuden kytkennän toiminta.

### 5.1 Taajuusmodulointi ja ilmaisu

Tiedonsiirrossa päätettiin käyttää taajuusmodulaatiota, koska sen häiriönsietokyky on erinomainen ja toteutustavoista on saatavilla valmiita esimerkkejä. Lisäksi sen toteuttaminen on edullista ja yksinkertaista vaihelukitun silmukan avulla. Taajuusmodulaation ja ilmaisun voi toteuttaa myös erilliskomponentein, mutta se vaatii enemmän osaamista ja tulee kalliimmaksi. Erilliskomponentit vievät myös enemmän tilaa piirilevyiltä kuin mikropiiri oheiskomponentteineen. Laitteen massatuotantoa ajatellen on hyvä valita edullinen vaihtoehto hinnaltaan, fyysiseltä tilantarpeeltaan ja tekniikaltaan.

Taajuusmodulaation ja ilmaisun toteutukseen valittiin yleisin markkinoilla oleva vaihelukitun silmukan kytkennän mahdollistava mikropiiri CD4046. Kytkennässä

käytettiin Motorolan CMOS-tyypin piiriä MC14046BCP, koska niitä oli helposti saatavilla. Mikropiiristä löytyi eri piiriperheisiin kuuluvia ja eri valmistajien versioita. Niiden käyttöjännitealueet vaihtelivat ja haluttu käyttöjännite 9 voltia olisi ollut joillekin komponenttityypeille (esimerkiksi TTL-piireille) liian suuri.

Myös mikropiirin NE564 avulla rakennettiin taajuusmodulaattori ja ilmaisim, mutta mikropiiriin MC14046BCP verrattuna suurempi määrä oheiskomponentteja jätti sen vähemmälle huomiolle. Mikropiirin datalehteä (liite 7) käytettiin vaihelukkosilmukan toiminnan ymmärtämisen apuna, koska siinä esitetyt havainnolliset kuvat (mm. Figure 8-9, s. 7) auttoivat ymmärtämään komponenttivalintoja ja niiden mitoitusta taajuusmodulaatiota toteutettaessa.

## 5.2 Infrapunasygnaalien lähetys ja vastaanotto

Infrapunasygnaalien lähetin voidaan toteuttaa operaatiovahvistimen tai transistorivahvistimen avulla. Lähettimen tarkoitus on vahvistaa moduloitu kanta-aaltosignaali ja syöttää riittävästi virtaa infrapunalediin, jotta signaalista saadaan voimakas ja kantomatkaista riittävän pitkä. Yleiskäyttöön suunnitellun operaatiovahvistimen virranantokyky ei välttämättä riitä, kun kantomatkaa halutaan pidentää yli yhden metrin. Transistorin avulla saadaan halpa ja pienikokoinen lähettin, jonka virranantokyky on riittävä. Lähettimessä käytettiin yleistä piitransistoria BC547.

Infrapunasygnaalien vastaanottoon tarvittiin esivahvistin, joka säätää automaattisesti vahvistuksensa vastaanotetun signaalien mukaan. Sellaisen rakentaminen on mahdollista esimerkiksi operaatiovahvistimen ja transistorin avulla. Suunnittelussa on kuitenkin muutamia haasteita, koska vastaanottimen pitäisi olla mahdollisimman herkkä ja automaattisen vahvistuksen säädön pitäisi toimia luotettavasti. Mitä herkemäksi vahvistin mitoitetaan, sitä helpommin sen toiminta on altis häiriöille.

### TEA1009

Työssä käytettiin television kaukosäädön vastaanottoon suunniteltua mikropiiriä, koska sen ominaisuudet oli suunniteltu infrapunavastaanottoa varten ottaen huomioon mahdollisimman hyvä herkkyys ja häiriönsietokyky. Mikropiiriin TEA1009 oli valmistanut 80-luvulla ITT, mutta valmistus loppui yrityksen yhdistyessä toisen yrityksen kanssa. Yhtä herkkää, mutta hyvin häiriöitä sietävää esivahvistinta ei työn aikana löytynyt, mutta tuotantoon saattamiseksi pitää tilalle löytää korvaava piiri tai suunnitella sellainen itse.

### TBA2800

Myös esivahvistinpiiriä TBA2800 kokeiltiin, koska sitä käytetään nykyaikaisissa televisioissa. Sen herkkyys oli kuitenkin huomattavan heikko, mikä johtui kaukosäädölle mitoitetusta kapeasta taajuusalueesta. Ulkoisia komponentteja vaihtamalla saadaan ainakin hieman muutettua taajuuskaistaa, jolloin vastaanottimen herkkyys käytettävälle taajuusalueelle paranee. Myös taajuusalueen valinnalla

saadaan vastaanottoa entistä herkemäksi, mutta taajuusalue pitäisi valita hieman syrjään kaukosäätimien käyttämistä taajuuksista, jotta kypäräpuhelin ja kaukosäätimet eivät häiritsisi toisiaan.

### **TDA4050**

Infrapunakaukosäädinten vastaanottimissa käytetään mikropiiriä TDA4050, jonka avulla toteutettua vastaanotinta myös testattiin työn aikana. Sen avulla voidaan toteuttaa herkkiäkin vastaanottimia, mutta löydetyissä esimerkeissä sen kanssa on käytetty paljon ulkoisia komponentteja. Se vaatii myös transistorivahvistimen, joka vahvistaa infrapunadiodilla vastaanotetun signaalin ennen operaatiovahvistinastetta.

### **5.3 Äänisignaalin käsittely**

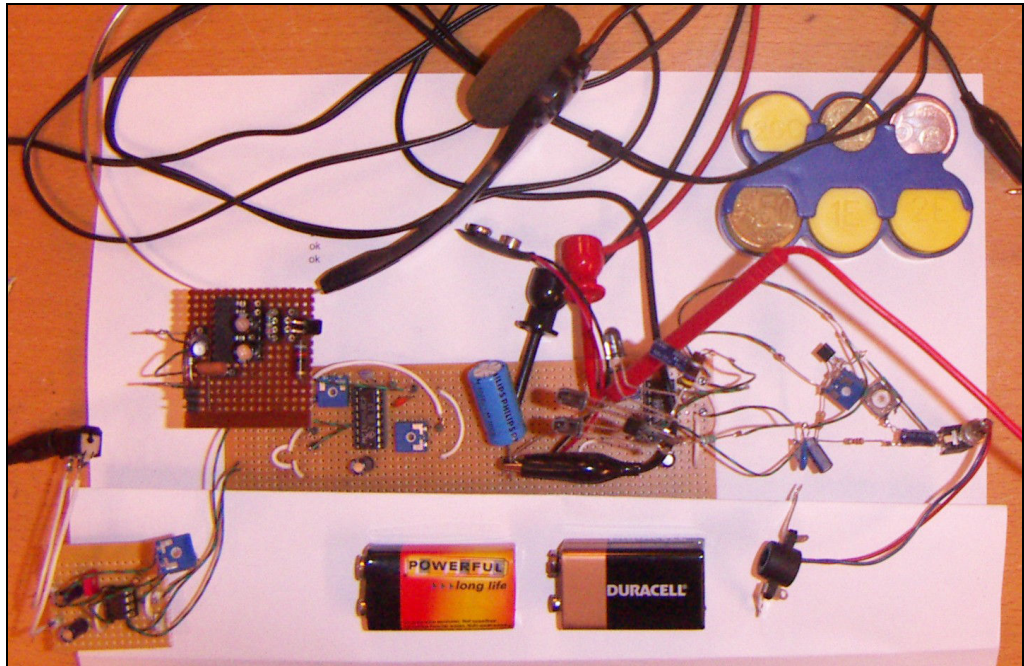
Mikrofonilta tulevan äänisignaalin vahvistamiseen tarvitaan usein esivahvistin. Kytkennässä käytettiin transistorivahvistinta, jonka kytkentä löytyi Huhtaman /13/ sivuilta Internetistä. Jännitetaso sovitettiin vastuksilla sopivaksi taajuusmoduloinnin suorittavalle vaihelukkosilmukapiirille. Rakennetussa laitteessa ei tarkoituksellisesti suodatettu äänisignaalia, vaan äänenlaadun annettiin pysyä korkeana.

Vastaanotetun ja ilmaistun äänisignaalin syöttämiseen kaiuttimelle tarvittiin vahvistin. Vahvistimeksi valittiin mikropiiri LM386, koska sitä käytetään monissa paristokäyttöisissä audiolaitteissa kuulokehovahvistimena. Myös suuritehoisempaa mikropiiriä TDA2822 käytetään, mutta se on ollut tähän mennessä tutkituissa laitteissa harvemmin käytetty. Yleiskäyttöinen operaatiovahvistin ei riitä syöttämään riittävästi virtaa kaiuttimeen, jonka impedanssi on hyvin pieni. Transistori hukkaa lämmöksi niin paljon energiaa, että sen käyttö kaiutinvahvistimena ei ole järkevää.

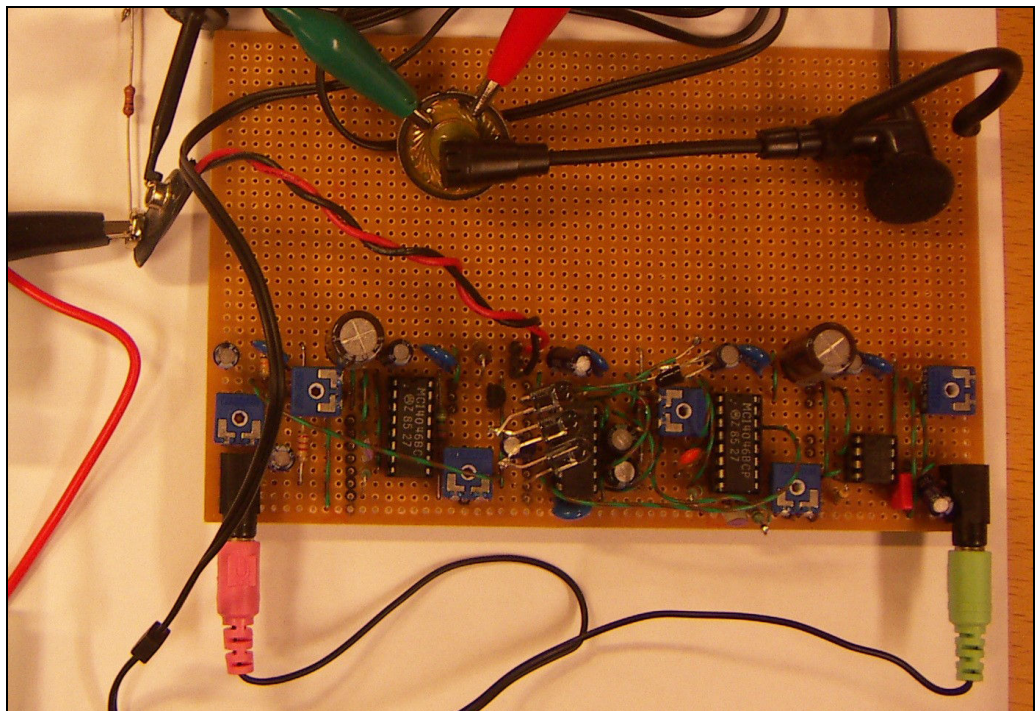
## **6 RAKENTAMINEN JA TESTAUS**

Ensimmäinen kytkentä (kuva 6.1) koottiin kytkentälangoilla yhdistetyistä moduuleista, jotta moduuleita päästiin tarvittaessa irrottamaan ja vaihtamaan. Häiriöiden esiintymisen kannalta oli hyvä, että laite oli harakanpesän näköinen ja osa moduuleista oli asetettu kytkentälankojen varaan kellumaan. Näin saatiin häiriöitä esiintymään mahdollisimman paljon ja voitiin kokeilla valituilla tekniikoilla rakennetun laitteen häiriönsietokykyä.

Toinen kytkentä (kuva 6.2) rakennettiin komponenttivalinnoiltaan samanlaiseksi kuin ensimmäinen, mutta ulkoasuun ja moduulien asetteluun panostettiin ensimmäistä laitetta enemmän. Moduulinen rakenne säilytettiin, koska laitteen lohkoja oli tarkoitus testailta ja tarvittaessa kytkeä yksittäisiä lohkoja irti testausten ajaksi.



**Kuva 6.1** Ensimmäinen rakennettu kytkentä (ensimmäinen prototyyppi)



**Kuva 6.2** Toinen rakennettu kytkentä (toinen prototyyppi)

Vasemmalta oikealle kuvassa 6.2 edettäessä voi hahmottaa lohkojen sijainnit. Mikrofonisignaali syötetään vasemmanpuoleiseen pienoisi liittimeen, josta se etenee transistorin kautta ensimmäiselle mikropiirille, joka hoitaa taajuusmoduloinnin. Sen signaali syötetään transistorin kautta infrapunaLEDille. Infrapunasignaali vastaanotetaan valodiodilla ja johdetaan keskimmaiseen mikropiiriin esivahvistettavaksi. Vahvistettu signaali johdetaan demodulaattoriin ja demoduloitu

signaali johdetaan päätevahvistimena toimivaan oikeassa reunassa sijaitsevaan mikropiiriin. Vahvistettu äänisignaali kytketään kaiuttimelta tulevaan johtoon oikeanpuoleisella kolminapaisella pienoisliittimellä.

## 6.1 Taajuusmodulaattori

Taajuusmodulointi toteutettiin vaihelukittu silmukka –mikropiiriin MC14046BCP avulla. Kytkennän tarkoitus oli muodostaa haluttu kanta-aaltotaajuus, jota moduloitiin mikrofoniasteen äänisignaalilla. Se asetettiin amplitudiltaan sopivaksi, lähelle modulaattorin tarvitseman ohjaussignaalin maksimiamplitudia. Näin saatiin modulaattorin koko taajuusalue hyötykäyttöön.

### Ulkoisten komponenttivalintojen vaikutus

Taajuusalue saatiin valittua jänniteohjatun oskillaattorin oheiskomponenttien R1, R2 ja C1 (kuva 3.1) avulla. Myös käyttöjännitteen nostaminen vaikutti taajuuteen kohottavasti. Komponenttien arvojen R1 ja C1 muutoksen vaikutus (kun  $R2 = \infty$ ) taajuuteen näkyy liitteen 6 (s. 7) kuvaajasta ”FIGURE 5a”. Ajoituskondensaattori C1 ja vastus R1 määrsivät oskillaattorin taajuusalueen. Suurentamalla komponenttien arvoja riittävästi ( $R1 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $C1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{cc} = 10 \text{ V}$ ), saavutettiin oskillaattorin minimitaajuus (4 Hz) ja vastaavasti arvoja pienentämällä ( $R1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C1 = 60 \text{ pF}$ ,  $V_{cc} = 10 \text{ V}$ ) maksimitaajuus (1 MHz).

Vastuksen R2 arvoa pienentämällä suhteessa vastuksen R1 arvoon maksimitaajuuspoikkeamaa saatiin pienennettyä liitteessä 6 olevan kuvaajan (s. 8) mukaisesti. Vastuksen R2 ollessa 100 kertaa suurempi kuin R1 maksimitaajuus oli 14 – 15 kertaa minimitaajuuden suuruinen. Vastuksen R2 aiheuttamaa muutosta kutsutaan taajuus-offsetin (frequency offset, taajuuden esiasetettu poikkeama) määrittämiseksi.

### Testauskytkentä

Modulaattorin kytkentää rakennettaessa ja komponenttien arvoja muutettaessa toimintaa testattiin ohjaamalla oskillaattoria mikrofoniasteen sijaan funktiogeneraattorin signaalilla. Funktiogeneraattorista syötettiin kolmion muotoista matalataajuisia signaalia, jonka jännitetasoja muuttamalla saatiin testattua ohjaussignaalin vaikutusta oskillaattoritaajuuden vaihteluun.

Liian suuri ohjausjännite ohjasi oskillaattorin jo ennen signaalin huippua suurimmalle taajuudelle ja ennen signaalin minimiä pienimmälle taajuudelle. Liian pieni ohjausjännite aiheutti moduloidussa signaalissa niin pienen taajuusvaihtelun, että informaatiota ei olisi saatu siitä ilmaistua. Lisäämällä tasajännitekomponentti ohjaussignaaliin oskillaattoritaajuus vaihteli lähempänä minimi- tai maksimitaajuutta keskitaajuuden sijaan.

Mikrofoniasteen ja modulaattorin välisen sovituksen tavoite oli saada syöttävä signaali vaihtelevaan mahdollisimman lähellä oskillaattorin ohjauksen ääriarvoja.

Modulaattorin maksimipoikkeaman valinta vaikutti tiedonsiirron tarvitsemaan taajuuskaistaan ja myös siirrettävän äänisignaalin laatuun. Liian pieni taajuuspoikkeama vaatisi kapean taajuuskaistan lähetyksessä, mutta huonontaisi äänen laatua, mikä voidaan kuulla ilmaistua ääntä kuunneltaessa.

## 6.2 Ilmaisim

Ilmaisim toteutettiin samanlaisen mikropiirin avulla kuin modulaattorikin, jotta molempien taajuusalueet saataisiin mahdollisimman helposti yhteneviksi. Valitsemalla samansuuruiset oheiskomponentit, saatiin taajuusalueet täysin samoiksi. Ilmaisimen taajuusalue piti kuitenkin asettaa hieman leveämmäksi kuin modulaattorin, jotta tahdistus olisi mahdollinen. Asettaminen hoidettiin ensimmäisessä laitteessa modulaattorin ja ilmaisimen säädettävillä vastuksilla R1 ja R2. Toisessa laitteessa oli R2 valittu kiinteäksi ja vain vastus R1 asetettiin säätövastuksen avulla.

Taajuusmodulaattorin ja ilmaisimen kytkennän rakentamisen ja itsenäisen toiminnan testaamisen jälkeen niiden yhteistoiminta piti testata. Komponenttien toleranssien ja säädettävien vastusten erisuuruisten asetusarvojen vuoksi modulaattorin ja ilmaisimen taajuusalueet poikkesivat toisistaan. Taajuusalueet piti säätää kohdalleen, jotta ilmaisuus oli mahdollinen ja ilmaisimen vaihelukitus pysyi myös ääritilanteissa. Modulaattorin taajuus saatiin vaihtelevaan ääriarvojen välillä laidasta laitaa syöttämällä ohjaukseen funktiogeneraattorista kantiaaltoa, jonka amplitudi vaihteli hieman yli ohjauksen ääriarvojen.

Modulaattorin taajuuteen nähden ilmaisimen laaja toiminta-alue aiheutti signaalin amplitudin pienenemisen. Taajuusalueiden siirtyminen toisiinsa nähden aiheutti ilmaistun signaalin nollatason siirtymisen alkuperäiseen nähden. Liian suuri modulaattorin taajuusalue aiheutti ilmaisimen vaihelukituksen irti pääsemisen ja lukituksen epäonnistumisen. Taajuusalueet oli mitoitettava mahdollisimman lähelle toisiaan, jotta informaatio ei vääristyisi matkalla.

## 6.3 Infrapunalähetin

Kytkenässä lähetin sai modulaattorilta kantoaalto-signaalin, mikä muutettiin infrapunaledillä sähköisestä signaalista infrapunasignaalksi. Informaatio välitettiin taajuusmoduloina, joten vain taajuudella oli väliä informaation säilymisen kannalta. Lähetin sisälsi transistorin BC547 avulla rakennetun transistorivahvistimen, joka jakoi syöttää riittävästi virtaa infrapunalediin. Transistoria ohjattiin kytkimellä eli se oli vuoroin täysin johtavassa ja täysin johtamattomassa tilassa. Maksimivirta asetettiin infrapunaledin kanssa sarjaan kytketyn etuvastuksen avulla. Infrapunaledin virtamaksimi ei saanut ylittyä, mutta riittävän valotehon aikaansaamiseksi virran piti olla useita kymmeniä tai satoja milliampeereja.

Lähetintä rakennettaessa ja vastusarvoja päätettäessä infrapunaledin toimintaa testattiin syöttäen funktiogeneraattorista virtaa infrapunalediin etuvastuksen kautta. Sen jälkeen kytkentään lisättiin transistorivahvistin, jota ohjattiin funktiogeneraattorilla. Tällaisia testikytkentöjä käytettiin myös infrapunaavastanotinta testattaessa. Lähetin liitettiin kytkentään vasta kun se oli testattu toimivaksi.

Lähetystehon lisääminen oli mahdollista kolmella eri tavalla. Liitteessä 2 (s. 4) näkyvä kuvaaja ”Radiant intensity” kertoo lähtevän valotehon nousevan lähes lineaarisesti läpikulkevan virran mukaisesti. Nostamalla infrapunaledin läpi kulkeva virta kymmenkertaiseksi, lisäämällä infrapunaledyjä kymmenen rinnakkain tai lisäämällä kymmenen infrapunaledyä sarjaan, saatiin lähtevä valoteho nousemaan noin kymmenkertaiseksi. /Liite 2, s. 4./

Lähetystehoa määrittäessä tuli ottaa huomioon lisäksi muitakin tekijöitä. Virran lisääminen hidastaa infrapunaledin sammumisnopeutta ja lisää laitteen virtalähteen virransyöttötarvetta. Sarjaan kytkettävien infrapunaledien määrä lisää jännitteen tarvetta, jolla haluttu virta saadaan kulkemaan. Oli tärkeää saada ensin yksi infrapunaledi lähettämään sopivalla lähetysteholla ja tarpeen mukaan lisätä sarjaan ja rinnalle lisää ledejä.

#### 6.4 Infrapunavastaanotin

Automaattisesti säätyvä vahvistus (automatic gain control, AGC) ja hyvä herkkyys olivat infrapunavastaanottimen tärkeimpiä ominaisuuksia. Vahvistimen oli määrä ottaa vastaan kaukaa tai läheltä lähetetty infrapunasiignaali ja vahvistaa se käyttökelpoiselle tasolle. Käytetty leveä taajuuskaista rajoitti valmiiden kauko-ohjaussignaalin vastaanottoon suunniteltujen mikropiirien käyttöä, koska useissa mikropiireissä taajuusalue oli rajattu hyvin kapeaksi.

Infrapunavastaanotin rakennettiin käyttäen valmista infrapunasiignaalin vastaanottoon suunniteltua mikropiiriä TEA1009. Suomen Huoltopalvelun varastosta löytyi muutama mikropiiri, vaikka valmistus oli lopetettu jo 1980-luvulla. Mallina käytettiin kuvan 4.1 mukaista kytkentää ja televisiosta irrotettua valmista vastaanotinmoduulia. Valmiissa moduulissa komponentit oli nimetty luettelossa 4.1 esitetyillä nimillä, joita tässä kappaleessa käytetään.

#### Vastusten R1 ja R2 vaikutus ja vahvistimen herkkyys

Käyttöjännitteen syöttöön kytketty vastus R1 (luettelo 4.1) toimi jonkinlaisena suojavastuksena. Vastus suojaa mikropiiriä ylivirralla, jos ulostuloon kytketty kuorma vikaantuu. Silloin etuvastukseen muodostuva jännitehäviö pienentää käyttöjännitettä ja kuorman saama virta pienenee. Mahdollisesti mikropiirin sisällä on myös käyttöjännitteen vakavointiin käytetty zeneriodi, jonka etuvastuksena se toimii. Se selittäisi vahvistimen todella hyvän vastaanottoherkkyyden käyttöjännitteen häiriöistä riippumatta. Vastusarvon muuttamisen ei havaittu vaikuttavan piirin toimintaan testitilanteissa. Täysin varmaa tietoa mikropiirin sisällöstä ei ole, koska minkäänlaista datalehteä ei ole löytynyt.

Valodiodin rinnalle kytketyn yhden megaohmin vastuksen R2 (luettelo 4.1) muuttaminen arvoiltaan pienemmäksi vaikutti vastaanottimen herkkyyteen. Jos vastusarvoa pienensi liikaa, vahvistin ei enää saanut vastaanotettua lähetettyä signaalia. Vahvistimen herkkyys toi mukanaan myös häiriöalttiuden. Siitä syystä koko vastaanotinmoduuli oli koteloitu maatasoon kytkettyyn metalliseen suojakoteloon.

Ilman suojakoteloä käden lähelle vieminen aiheutti signaaliin pienitaajuisen voimakkaan hurinan.

Vahvistin oli niin herkkä, että se otti signaalin vastaan jopa ilman valoherkkää komponenttia D1 (luettelo 4.1). Yhdessä testissä valodiodin toinen jalka oli irronnut, mutta vastaanotetun signaalin saattoi tunnistaa vielä oskilloskoopin ruudulta. Se sisälsi kuitenkin niin paljon häiriöitä, että ilmaisim ei enää saanut taajuusmodulointua signaalia ilmaistua kohinan seasta. Valoherkän komponentin vaihtamista kokeiltiin, mutta vastaanoton herkkyydessä ei juuri havaittu eroja. Jopa valoa säteilevän infrapunaLEDin avulla signaalista saatiin vahvistettua käyttökelpoinen.

### **Kondensaattorien vaikutus ja taajuusalue**

Alkuperäisillä komponenttiarvoilla vahvistinkytkentä toimi noin 80 – 300 kHz taajuusalueella. Jos pulssimuodon vääristyminen ei häittäisi ilmaisua, voitiin vahvistinta käyttää vielä jopa 500 – 800 kHz taajuudella muuttamatta komponenttiarvoja. Komponenttiarvoja muuttelemalla saatiin kytkentä toimimaan 1 – 10 kHz:n alarajataajuudesta 80 – 100 kHz:n ylärajataajuuteen saakka. Tällöin kondensaattorin C2 (luettelo 4.1) arvoksi asetettiin 4,7 – 100  $\mu\text{F}$  ja kondensaattorin C4 (luettelo 4.1) arvoksi 10 – 22 nF. Näissä rajoissa päätettiin liikkua koko laitteiston taajuusalueita valittaessa.

Kondensaattorien vaihtamisella itse rakennetussa kytkennässä havaittiin olevan jonkin verran vaikutusta vahvistimen taajuuskäyttäytymiseen. Kuvassa 4.1 näkyvän 10 nF kondensaattorin C4 (luettelo 4.1) vaihtaminen pienemmäksi tai 22 nF:ä suuremmaksi sai signaalin vääristymään. Kondensaattorin C2 (luettelo 4.1) vaikutus vahvistimen toimintaan muuttui selvästi arvoilla 2,2 – 1000  $\mu\text{F}$ .

## **6.5 Mikrofoniesivahvistin**

Mikrofonisignaalin esivahvistus ja tasajänniteasettelu hoidettiin kondensaattorimikrofonin ympärille rakennetun esivahvistinkytkennän avulla. Kytkentöjä on ollut esillä monissa lähteissä, mutta ne ovat olleet usein hyvin samanlaisia. Huhtaman /13/ elektroniikkasivuilta löytynyttä kytkentää käytettiin apuna rakennetun esivahvistimen suunnittelussa. Vahvistimen tarkoitus oli muodostaa kondensaattorimikrofonin kapasitanssin vaihtelun mukainen sähköinen äänisignaali ja vahvistaa sen taso taajuusmodulaattorille sopivaksi.

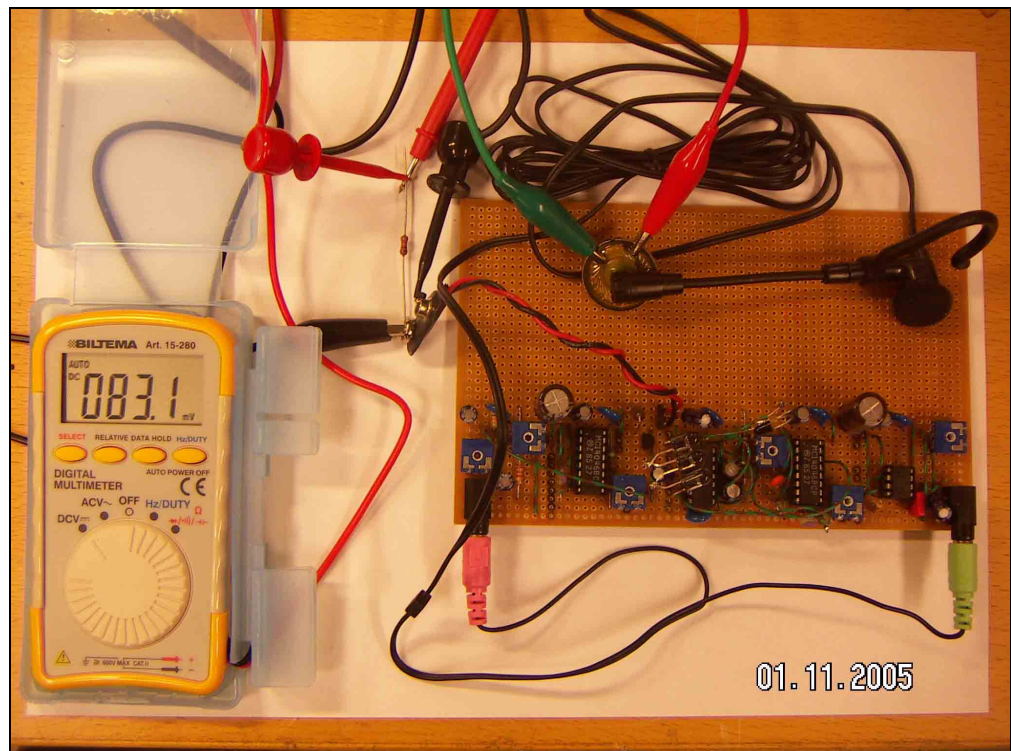
## **6.6 Kuulokkeiden päätevahvistin**

Tavanomainen yleiskäyttöön suunniteltu operaatiovahvistin ei kykene syöttämään riittävästi virtaa kuulokkeille, joiden ominaisimpedanssi on hyvin pieni (4 – 32  $\Omega$ ). Varta vasten suunniteltuja operaatiovahvistimia löytyy muutamia erilaisia. Työssä käytettiin operaatiovahvistin-mikropiiriä GL386, joka vastaa yleisemmin tunnettua mikropiiriä LM386. Vahvistimen tehtävänä on vahvistaa ilmaisimelta saatu signaali kuulokkeille. Ilmaisimen signaali ei kestä kuormittaa suoraan kuulokkeita, vaan päätevahvistin on välttämätön.



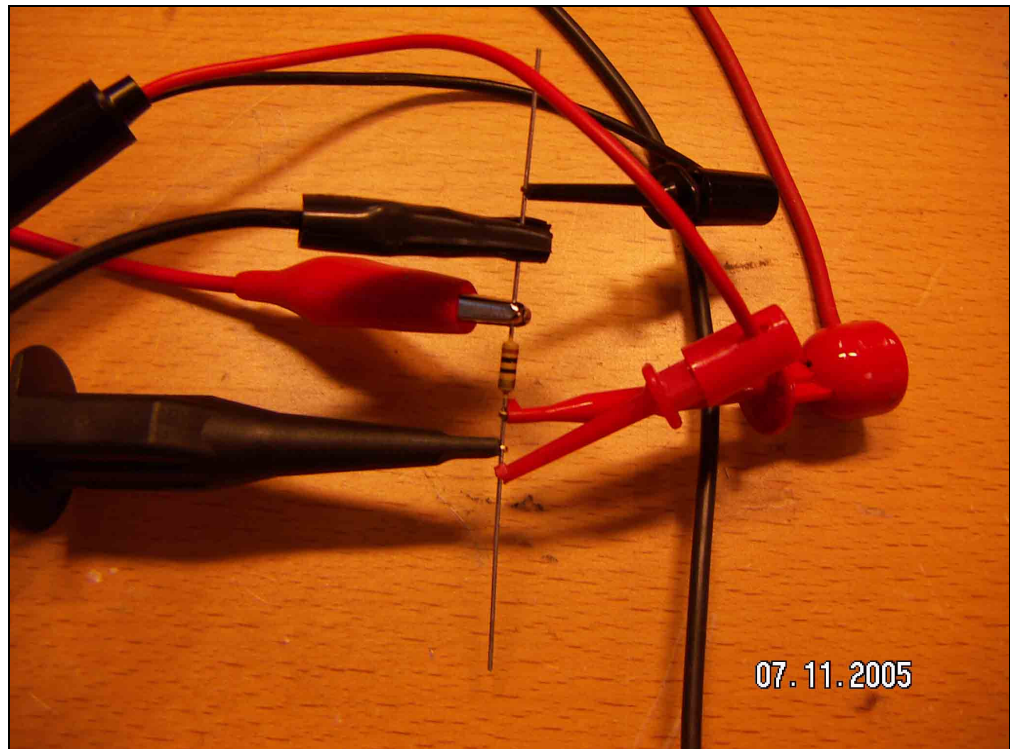
## 6.7 Laitteiston virrankulutus

Laitteiston (kuva 6.3) virrankulutusta mitattiin käyttöjännitteen syöttöjohtimen kanssa sarjaan kytketyn vastuksen yli yleismittarilla ja oskilloskoopilla. Käyttöjännitteen suuruus oli yhdeksän voltia, mikä syötettiin laboratoriovirtalähteestä. Aluksi vastukseksi valittiin yhden ohmin vastus, jonka yli jännite oli yleismittarilla mitattuna noin 70...110 mV riippuen mikrofonin johdetun äänen voimakkuudesta, eli virrankulutus oli noin 100mA. Entistä tarkempia mittaustuloksia saadaksemme mittaustulokseksi vaihdettiin 10  $\Omega$  vastus (kuva 6.4).

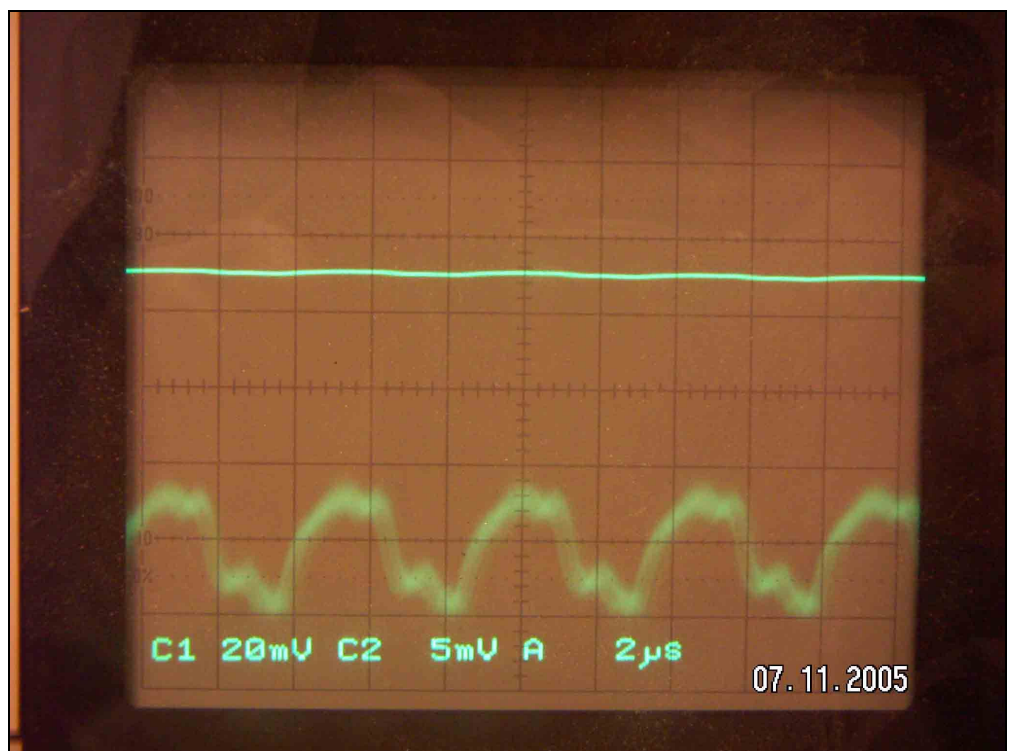


**Kuva 6.3** Laitteiston virrankulutuksen mittauskäytäntö (1  $\Omega$ )

Mittaustuloksen vaihtamisen (1  $\Omega$ :sta 10  $\Omega$ :iin) jälkeen laitteiden virrankulutus oli oskilloskoopilla mitattuna noin 70 mA (700 mV / 10  $\Omega$ ) ja virranvaihtelu noin 0,5 mA (5 mV / 10  $\Omega$ ) mitatun arvon molemmin puolin. Mittaustulos näkyy kuvasta 6.5, jossa molemmat signaalit on mitattu saman virranmittausvastuksen yli, mutta eri tarkkuudella. Ylemmästä signaalista nähdään, kuinka 200 mV (10x mittapää käytössä) mittaustuloksella signaalissa ei juuri näy aaltoilua. Tarkemmassa tarkastelussa 5 mV (vaimentamaton mittajohto) alueella huomataan, kuinka jännite vaihtelee. Molempien kanavien nollassa on asetettu ruudun kahden alimman neljänneksen keskelle vaakatasoon.



**Kuva 6.4** Virranmittausvastuksen ( $10\ \Omega$ ) kytkentä



**Kuva 6.5** Virranmittauksen oskilloskooppikuva

## 7 YHTEENVETO

### 7.1 Häiriöiltä suojaaminen

#### **Lähettimen ja vastaanottimen suuntaus**

Infrapunaledit ja vastaanottimen optinen komponentti pitää suunnata valmiissa laitteessa siten, että lähetettävä signaali ei häiritse vastaanottimen toimintaa. Insinööriyön aikana ei ongelma tullut vastaan, koska valmiita laitteita ei koteloitu ja testattu realistisissa käyttöolosuhteissa. Rakennetuissa laitteissa sama laite lähetti ja vastaanotti signaalin, eikä informaatiota siirretty kahden eri laitteen välillä. Valmiissa laitteessa on tarkoitus laittaa jonkinlainen infrapunavaloa läpäisemätön levy lähetinledien ja vastaanotinkomponentin väliin, jotta niiden toisilleen aiheuttama häiriö olisi mahdollisimman pieni.

#### **Taajuusalueiden valinta**

Saman laitteen lähettimen aiheuttamia häiriöitä vastaanottimelle saadaan pienennettyä siten, että vastaanottimen ja lähettimen taajuusalueet valitaan eri taajuuksille. Tarkoitus on määritellä kanavajako, jonka mukaan laitteita valmistettaisiin kanavaparille numeroituina. Vastaanottimen taajuusalueesta voitaisiin rajata oman lähettimen taajuusalue pois, ja sallia vain muiden laitteiden taajuuksien vastaanottaminen. Toinen vaihtoehto olisi valmistaa laitteet vastaanottamaan vain vastinparin lähettimen taajuusalue.

#### **Erityyppisten valosignaalien käyttö**

Erityyppisen valosignaalin käyttö lähetyksessä ja vastaanotossa voisi ratkaista vastaanottimen häiriintymisongelman oman lähettimen signaalista. Jos eri laitteissa käytettäisiin esimerkiksi ultraviolettivalon aallonpituuksia yhteen suuntaan ja paluukanavalla infrapunavaloa, eivät signaalit häiritsisi toisiaan. Ultraviolettivalon käytöstä saattaa kuitenkin olla haittaa ihmisille ja eläimille, joten koko idea pitäisi tutkia alusta loppuun saakka erikseen. Lisäksi ultraviolettivaloa säteileviä puolijohdteita ei ole markkinoilla yhtä kattavasti kuin infrapunakomponentteja.

#### **Valonsuodattimen käyttö**

Infrapunavalon aallonpituuden ulkopuolella esiintyvän valon aiheuttamia häiriöitä saadaan vähennettyä laittamalla vain infrapunavaloa läpäisevä muovisuoja vastaanottimen eteen. Muita sähkömagneettisia häiriöitä saadaan suodatettua käyttäen metallisia suojakoteloita häiriöille herkimpien laitteen osien ympärillä. Etenkin infrapunavastaanotin on häiriöille erityisen herkkä, ja se on syytä suojata metallikotelolla.

## Muiden laitteiden häiriintyminen

Taajuusalueen valinnassa ei työn aikana otettu huomioon muiden infrapunavaloa käyttävien laitteiden käyttämiä taajuuksia. Esimerkiksi IrDA-standardien mukaiset laitteet saattavat käyttää samoja taajuuksia kuin kypäräpuhelimessa on käytetty. Tuotantokelpoisen laitteen saamiseksi markkinoille pitää tämä asia ottaa huomioon. Toisaalta IrDA-laitteet on suunniteltu viestimään vain hyvin lyhyitä matkoja (1 metri). Ongelmaksi voikin muodostua IrDA-laitteiden häiriintyminen kypäräpuhelimesta, jos laitteita syystä tai toisesta käytetään samassa tilassa. Infrapunatekniikan vapaus luvanvaraisuudesta puhuu sen puolesta, että infrapunatekniikkaa kehittävien yritysten pitäisi sopia yhteisistä pelisäännöistä.

## 7.2 Loppusanat

Työssä koostettiin langattoman tiedonsiirron ja modulaatiotekniikoiden sekä tarvittavien komponenttien teoriaa eri lähteistä. Työn aikana rakennettiin kaksi langattoman kypäräpuhelimien prototyyppiä, joista jälkimmäinen oli sähköisesti ensimmäisen kopio, mutta visuaalisesti paremmin rakennettu. Työn tarjoaman tiedon ja taitojen avulla työn tekijä alkaa kehittää uusia prototyyppisiä ja tuotantokelpoisia tuotteita.

Moottoripyöräilijän kypäräpuhelimien lisäksi laitetta aiotaan soveltaa meluisissa kohteissa kuulosuojainten sisään rakennettuna keskusteluvälineenä, kuulosuojainpuhelimena. Myös kypäräpuhelimesta rakennetaan mahdollisimman pieni laite, joka on helppo upottaa kypärän sisään tai kiinnittää kypärään mahdollisimman huomaamattomasti.

Infrapunavalon hyödyntämisellä tiedonsiirrossa on varmasti tulevaisuudennäkymiä, koska radiotekniikan taajuusalueet ovat jo hyvin pitkälle jaettu käyttöön. Uusia taajuusalueita pyritään saamaan kasvattamalla käytettyä taajuutta, mutta loputtomiin ei voida edetä. Tietokoneissakin on jo saavutettu niin suuria prosessorin nopeuksia, että lisätehoja on alettu etsiä muilla tavoilla, esimerkiksi kytkemällä useita prosessoriytimiä rinnan. Vastaavasti langattomassa tiedonsiirrossa on alettava käyttää radiotaajuuksien tiedonsiirtotapojen ohella esimerkiksi valoon perustuvaa tiedonsiirtotapoja, kun radiotaajuudet loppuvat kesken.

## LÄHDELUETTELO

Lähdeluettelossa on esitetty viittauksia sähköisiin lähteisiin usealla eri tavalla. Jos suora linkki käytettyyn lähteeseen oli toimiva, se on kerrottu (esimerkiksi lähde 1). Jos lähde löytyi pääsivun kautta linkkejä käyttäen (esimerkiksi lähde 3), on pääsivun osoite annettu ja sen alla linkit on esitetty nuolin (->). Linkin alla oleva nuoli siis ohjaa valitsemaan web-sivulta löytyvän linkin, jonka avulla avautuvalta web-sivulta käytetty lähde löytyi. Jos lähde löytyi myös suoran linkin avulla, mutta sisältö oli erilainen pääsivun kautta linkkien kautta edetessä (esimerkiksi lähde 2), myös suora linkki on annettu. Edellä kuvattu esitystapa on valittu, jotta mahdollisimman moni linkki löytyisi vielä myöhemminkin, vaikka web-sivuilla tehdään muutoksia. Osa lähteistä on jo lähdeluetteloa laadittaessa poistettu varsinaisilta sivuilta, mutta suora linkki toimii vielä (esimerkiksi lähde 6). Kaikki lähteet on lueteltu esiintymisjärjestyksessä ryhmittäin.

### Sähköiset web-sivut [viitattu syksyllä 2005 tai keväällä 2006, jollei muuta mainita]

- 1        Infratex Oy lämpökuvausjärjestelmät. Saatavissa:  
<http://www.infradex.com/teoria.html>
  
- 2        Kaiser, Peter, K. York University. The Joy of Visual Perception: A Web Book. Viimeisin päivitys: 6.4.2006. Saatavissa:  
<http://www.yorku.ca/eye/>  
->Table of Contents/Subject Index  
-> Physics of the Visual Stimulus  
-> electromagnetic spectrum  
Suora linkki: <http://www.yorku.ca/eye/spectru.htm>
  
- 3        Infrared Data Association, IrDA. Saatavissa:  
<http://www.irda.org/>  
-> About IrDA
  
- 4        Infrared Data Association, IrDA. Saatavissa:  
<http://www.irda.org/>  
-> Developers  
-> Specifications  
-> IrDA Data Specifications
  
- 5        Infrared Data Association, IrDA. Saatavissa:  
<http://www.irda.org/>  
-> Developers  
-> UFIR Technical Webpage
  
- 6        Alcadon Finland. Saatavissa:  
Suora linkki: <http://www.alcadon.fi/terlescope.htm>
  
- 7        Yleisradio, YLE Viestintä. Saatavissa:  
<http://www.yle.fi/yleista/historia.shtml>

- 8 Armstrong, E., H. Web Site. Saatavissa:  
<http://users.erols.com/oldradio/index.htm>
- 9 Viestintävirasto 2001. Viimeisin päivitys: 20.12.2005. Radio- ja telepääte-  
laitteita koskevan direktiivin 1999/5/EY soveltaminen. Saatavissa:  
<http://www.ficora.fi/suomi/radio/hyvaksyntaohje.htm>
- 10 Tamba Bay Interactive, Inc. Viimeisin päivitys: 25.10.2004. Saatavissa:  
<http://telecom.tbi.net/mod1.html>
- 11 Dr. Bruce C. Gabrielson. Basic Communication Theory. Saatavissa:  
<http://www.blackmagic.com/ses/bruceg/>  
-> Recent INFOSEC Related Reports I Have Written  
-> Chapter 1 - Basic Communications Theory
- 12 Anderson, Dave. The PC Technology Guide. Saatavissa:  
[http://www.pctechguide.com/17scomms\\_Modulation.htm](http://www.pctechguide.com/17scomms_Modulation.htm)
- 13 Huhtama, Kari. Karin Kotisivut – elektroniikka.  
<http://koti.mbnet.fi/huhtama/ele/>  
-> Rakennusohjeet  
-> Kondensaattorimikrofonin esivahvistin

#### **Sähköiset dokumentit [viitattu syksyllä 2005, jollei muuta mainita]**

- 14 Infrared Data Association, IrDA. Tiedosto: UFIR\_MRD.doc Saatavissa:  
<http://www.irda.org/>  
-> Developers  
-> UFIR Technical Webpage  
-> more  
Suora linkki: [http://www.irda.org/associations/2494/files/Publications/UFIR\\_MRD.doc](http://www.irda.org/associations/2494/files/Publications/UFIR_MRD.doc)
- 15 Lappeenrannan teknillinen yliopisto. Sähkötekniikan opiskelu. Sa2710800  
Sähkömarkkinoiden seminaari. Tiedosto: tiedonsiirto\_sahkokaapelissa-  
Honkapuro.pdf. Saatavissa:  
[http://www.ee.lut.fi/fi/opi/kurssit/Sa2710800/  
tiedonsiirto\\_sahkokaapelissa-Honkapuro.pdf](http://www.ee.lut.fi/fi/opi/kurssit/Sa2710800/tiedonsiirto_sahkokaapelissa-Honkapuro.pdf)
- 16 Fairchild Semiconductor. Tiedosto: CD4046BC.pdf. Julkaistu: lokakuu  
1987. Korjattu: maaliskuu 2002. Saatavissa:  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/CD/CD4046BC.pdf>
- 17 Julkaisija tuntematon. Tiedosto: TEA1009.pdf. Tallennettu Internetistä  
1990-luvulla, ei enää saatavissa.

**Painetut lähteet**

- 18 Liikenne- ja viestintäministeriön asetus Viestintäviraston maksuista, 11.12.2002, 1126/2002  
Internet-linkki: <http://www.finlex.fi/fi/laki/alkup/2002/20021126>
- 19 Laki radiolain muuttamisesta, 28.1.2005, 46/2005  
Internet-linkki: <http://www.finlex.fi/fi/laki/alkup/2005/20050046>
- 20 Volotinen, Vesa, Analoginen elektroniikka. Komponentit ja peruskytkennät 3.–4. painos, WSOY, Porvoo 1997, 353 s.
- 21 Horowitz Paul, Hill Winfield, The Art of Electronics Second Edition, Cambridge University Press 1989, 1125 s.
- 22 HOYER Handel GmbH Hamburg, TRONIC H-3050, kypäräpuhelinlaitteiston käyttöohjekirja, 05.10.2005 8:00:00 Uhr, 43 s.

## LIITTEET

Työssä tietolähteenä käytetyt sähköiset datalehdet haluttiin liittää työhön, jotta tieto olisi helposti löydettävissä. Liiteluettelo laadittaessa osa työn aikana käytetyistä datalehdistä oli jo kadonnut Internetistä web-sivuilta, joista ne oli löydetty työn aikana (esimerkiksi liite 5 oli poistettu Motorolan web-sivulta). Liitteet on järjestetty sisällön tyyppin mukaan ja ne esiintyvät tekstissä eri järjestyksessä.

- 1 VCO:n sisältäviä mikropiirejä [taulukko] (1 sivu)  
/Lähde 21, s. 293./
- 2 Infrapunadiodi LD271 [datalehti] (5 sivua)  
Tiedosto: ld\_271.pdf, sivut 1–5  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/L/D/2/7/LD271.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/D/2/7/LD271.shtml)
- 3 Infrapunadiodi LD274 [datalehti] (4 sivua)  
Tiedosto: ld\_274.pdf, sivut 1–4  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/L/D/2/7/LD274.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/D/2/7/LD274.shtml)
- 4 Valodiodi BPW41 [datalehti] (5 sivua)  
Tiedosto: 124816\_DS.pdf, sivut 1–5  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/B/P/W/4/BPW41.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/P/W/4/BPW41.shtml)
- 5 Mikropiiri MC14046BCP [datalehti] (7 sivua)  
Tiedosto: MC14046BCP.pdf, sivut 1–7  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/M/C/1/4/MC14046BCP.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/C/1/4/MC14046BCP.shtml)
- 6 Mikropiiri CD4046BC [datalehti] (14 sivua)  
Tiedosto: DS005968.pdf, sivut 1–11 ja 13–14 (sivu 12 tyhjä)  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/C/D/4/0/CD4046BC.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/C/D/4/0/CD4046BC.shtml)
- 7 Mikropiiri NE/SE564 [datalehti] (9 sivua)  
Tiedosto: NE564.pdf, sivut 1–9  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/N/E/5/6/NE564.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/N/E/5/6/NE564.shtml)

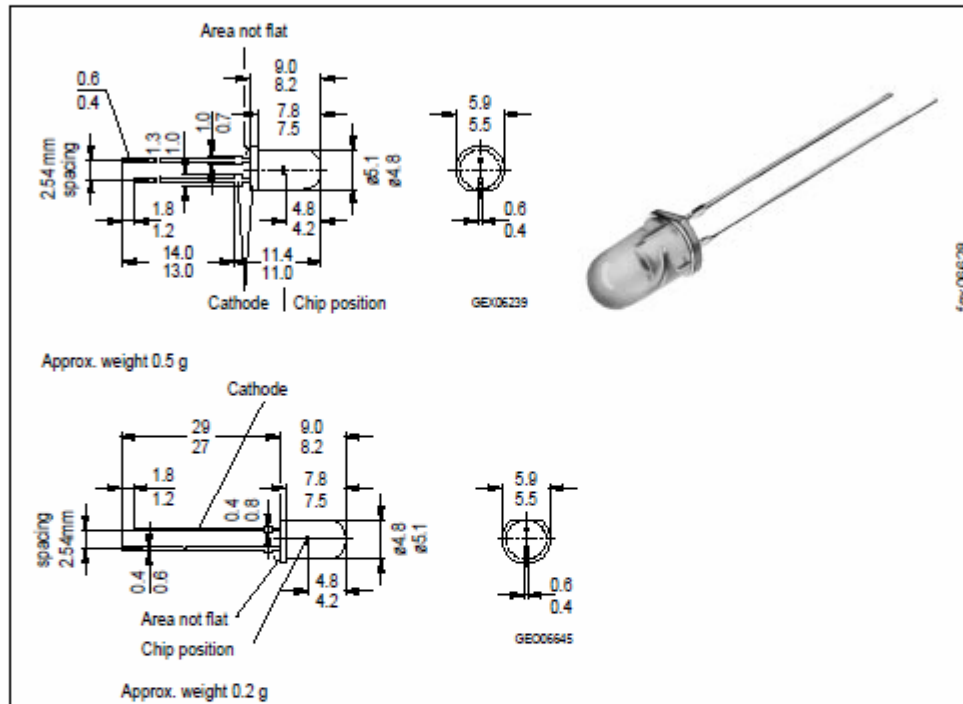


Jänniteohjatun oskillaattorin (VCO) sisältäviä mikropiirejä								
Malli / tyyppi- merkintä	Mikropiiriin valmistaja	Tyyppi	Max- taajuus (MHz)	Lähdöt	Vcc		Lineaarisuus Huomautuksia	
					Min (V)	Max (V)		
VFC32	Burr-Brown	lineaarinen	0,5	avoinkollektori	±9	±18	0,01%	hyvä lineaarisuus
VFC62C	Burr-Brown	lineaarinen	1	avoinkollektori	±13	±20	0,002%	erinomainen lineaarisuus
VFC110B	Burr-Brown	lineaarinen	4	avoinkollektori	±8	±18	0,005%	nopea, erinomainen lineaarisuus, sisäinen jännitereferenssi
74S124	Texas Instruments	TTL	60	kanttiaalto	4,75	5,25		pienoiskotelo
74LS624-9	Texas Instruments	TTL	20	kanttiaalto	4,75	5,25		vaihelukittu silmukka
74LS724	Texas Instruments	TTL	16	kanttiaalto	4,75	5,25		halpa, hyvä lineaarisuus
215	Exar	lineaarinen	35	kanttiaalto	5	26		
LM331	National Semiconductor	lineaarinen	0,1	avoinkollektori	4	40		
AD537	Analog Devices	lineaarinen	0,1	avoinkollektori	4,5	36	0,07%	
566	Signetics	lineaarinen	1	kantti- ja kolmioaalto	10	24		
AD650	Analog Devices	lineaarinen	1	avoinkollektori	±9	±18	0,005%	erinomainen lineaarisuus
AD654	Analog Devices	lineaarinen	0,5	avoinkollektori	4,5	36	0,1%	250kHz taajuudella lineaarisuus 0,1 %, halpa
1648	Motorola	ECL	200	pulssi	-5,2			
1658	Motorola	ECL	130	pulssi	-5,2			
XR2206	Exar	lineaarinen	0,5	kantti-, kolmio- ja siniaalto	10	26	2%	0,5 % tarkkuudella siniaaltoa
XR2207	Exar	lineaarinen	0,5	kantti- ja kolmioaalto	8	26	1%	
XR2209	Exar	lineaarinen	1	kantti- ja kolmioaalto	±4	±13	1%	
XR2212	Exar	lineaarinen	0,3	kanttiaalto	4,5	20		vaihelukittu silmukka
XR2213	Exar	lineaarinen	0,3	kanttiaalto	4,5	15		vaihelukittu silmukka
4024	Motorola	TTL	25	kanttiaalto	4,75	5,25		
4046	GE/RCA	CMOS	1	kanttiaalto	3	15		CMOS vaihelukittu silmukka
HC4046	GE/RCA	CMOS	15	kanttiaalto	3	6		nopea 4046
4151	Raytheon	lineaarinen	0,1	avoinkollektori	8	22	0,013%	
4152	Raytheon	lineaarinen	0,1	avoinkollektori	7	18	0,007%	
4153A	Raytheon	lineaarinen	0,5	avoinkollektori	±12	±18	0,002%	erinomainen lineaarisuus, helppokäyttöinen
8038	GE/Intersil	lineaarinen	0,1	kantti-, kolmio- ja siniaalto	10	30	0,2%	Exar 8038 Max-taajuus 1 MHz
TSC9401	Teledyne Philbrick	lineaarinen	0,1	avoinkollektori	±4	±7,5	0,01%	Jännite / taajuus -konvertteri, lineaarinen, stabiili

# SIEMENS

**GaAs-IR-Lumineszenzdiode**  
**GaAs Infrared Emitter**

**LD 271, LD 271 H**  
**LD 271 L, LD 271 HL**



Maße in mm, wenn nicht anders angegeben/Dimensions in mm, unless otherwise specified.

### Wesentliche Merkmale

- GaAs-IR-LED, hergestellt im Schmelzepitaxieverfahren
- Hohe Zuverlässigkeit
- Hohe Impulsbelastbarkeit
- Lange Anschlüsse
- Gruppierbar
- Gehäusegleich mit SFH 300, SFH 203

### Anwendungen

- IR-Fernsteuerung von Fernseh- und Rundfunkgeräten, Videorecordern, Lichtdimmern
- Gerätefernsteuerungen
- Lichtschranken für Gleich- und Wechsellichtbetrieb

### Features

- GaAs infrared emitting diode, fabricated in a liquid phase epitaxy process
- High reliability
- High pulse handling capability
- long leads
- Available in groups
- Same package as SFH 300, SFH 203

### Applications

- IR remote control of hi-fi and TV-sets, video tape recorders, dimmers
- Remote control of various equipment
- Photointerrupters

**SIEMENS**

**LD 271, LD 271 H  
LD 271 L, LD 271 HL**

Typ Type	Bestellnummer Ordering Code	Gehäuse Package
LD 271	Q62703-Q148	5-mm-LED-Gehäuse (T 1 <sup>3/4</sup> ), graugetöntes Epoxy-Gießharz, Lötspieße im 2.54-mm-Raster (1/10") 5 mm LED package (T 1 <sup>3/4</sup> ), grey colored epoxy resin lens, solder tabs lead spacing 2.54 mm (1/10")
LD 271 L	Q62703-Q833	
LD271 H	Q62703-Q256	
LD271 HL	Q62703-Q838	

**Grenzwerte  
Maximum Ratings**

Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value	Einheit Unit
Betriebs- und Lagertemperatur Operating and storage temperature range	$T_{op}; T_{stg}$	- 55 ... + 100	°C
Sperrschichttemperatur Junction temperature	$T_j$	100	°C
Sperrspannung Reverse voltage	$V_R$	5	V
Durchlaßstrom Forward current	$I_F$	130	mA
Stoßstrom, $t_p = 10 \mu s, D = 0$ Surge current	$I_{FSM}$	3.5	A
Verlustleistung Power dissipation	$P_{tot}$	220	mW
Wärmewiderstand Thermal resistance	$R_{thJA}$	330	K/W

**SIEMENS**

**LD 271, LD 271 H  
LD 271 L, LD 271 HL**

**Kennwerte ( $T_A = 25\text{ °C}$ )  
Characteristics**

Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value	Einheit Unit
Wellenlänge der Strahlung Wavelength at peak emission $I_F = 100\text{ mA}$ , $t_p = 20\text{ ms}$	$\lambda_{\text{peak}}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50 % von $I_{\text{max}}$ Spectral bandwidth at 50 % of $I_{\text{max}}$ $I_F = 100\text{ mA}$	$\Delta\lambda$	55	nm
Abstrahlwinkel Half angle	$\varphi$	$\pm 25$	Grad deg.
Aktive Chipfläche Active chip area	$A$	0.25	mm <sup>2</sup>
Abmessungen der aktiven Chipfläche Dimensions of the active chip area	$L \times B$ $L \times W$	$0.5 \times 0.5$	mm
Abstand Chipoberfläche bis Linsenscheitel Distance chip front to lens top	$H$	4.0 ... 4.6	mm
Schaltzeiten, $I_e$ von 10 % auf 90 % und von 90 % auf 10 %, bei $I_F = 100\text{ mA}$ , $R_L = 50\ \Omega$ Switching times, $I_e$ from 10 % to 90 % and from 90 % to 10 %, $I_F = 100\text{ mA}$ , $R_L = 50\ \Omega$	$t_r$ , $t_f$	1	$\mu\text{s}$
Kapazität, $V_R = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ Capacitance	$C_o$	40	pF
Durchlaßspannung Forward voltage $I_F = 100\text{ mA}$ , $t_p = 20\text{ ms}$ $I_F = 1\text{ A}$ , $t_p = 100\ \mu\text{s}$	$V_F$ $V_F$	1.30 ( $\leq 1.5$ ) 1.90 ( $\leq 2.5$ )	V V
Sperstrom, $V_R = 5\text{ V}$ Reverse current	$I_R$	0.01 ( $\leq 1$ )	$\mu\text{A}$
Gesamtstrahlungsfluß Total radiant flux $I_F = 100\text{ mA}$ , $t_p = 20\text{ ms}$	$\Phi_e$	18	mW
Temperaturkoeffizient von $I_e$ bzw. $\Phi_e$ , $I_F = 100\text{ mA}$ Temperature coefficient of $I_e$ or $\Phi_e$ , $I_F = 100\text{ mA}$	$TC_I$	-0.55	%/K
Temperaturkoeffizient von $V_F$ , $I_F = 100\text{ mA}$ Temperature coefficient of $V_F$ , $I_F = 100\text{ mA}$	$TC_V$	-1.5	mV/K
Temperaturkoeffizient von $\lambda$ , $I_F = 100\text{ mA}$ Temperature coefficient of $\lambda$ , $I_F = 100\text{ mA}$	$TC_\lambda$	0.3	nm/K

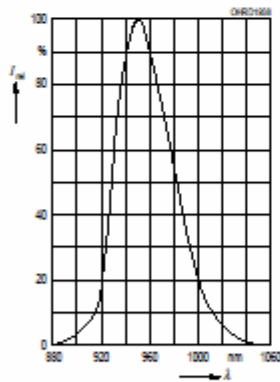
**SIEMENS**

**LD 271, LD 271 H  
LD 271 L, LD 271 HL**

Gruppierung der Strahlstärke  $I_e$  in Achsrichtung  
gemessen bei einem Raumwinkel  $\Omega = 0.01$  sr  
Grouping of radiant intensity  $I_e$  in axial direction  
at a solid angle of  $\Omega = 0.01$  sr

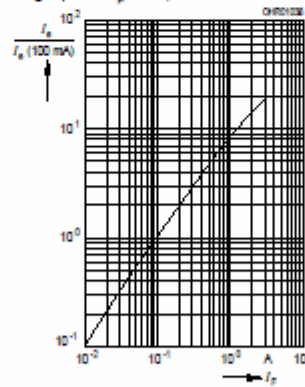
Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value		Einheit Unit
		LD 271 LD 271 L	LD 271 H LD 271 HL	
Strahlstärke Radiant intensity $I_F = 100$ mA, $t_p = 20$ ms $I_F = 1$ A, $t_p = 100$ $\mu$ s	$I_e$ $I_{e,typ.}$	15 ( $\geq 10$ ) 120	> 16	mW/sr mW/sr

Relative spectral emission  
 $I_{rel} = f(\lambda)$

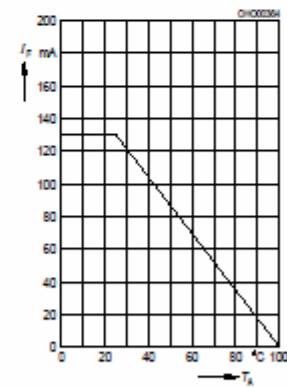


Radiant Intensity  $\frac{I_e}{I_e 100 \text{ mA}} = f(I_F)$

Single pulse,  $t_p = 20$   $\mu$ s



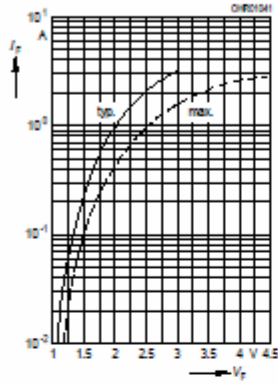
Max. permissible forward current  
 $I_F = f(T_A)$



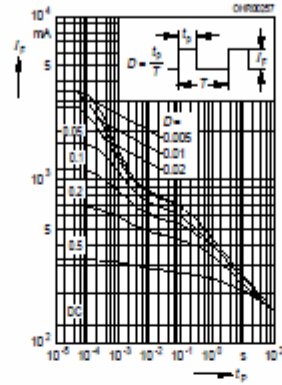
**SIEMENS**

**LD 271, LD 271 H  
LD 271 L, LD 271 HL**

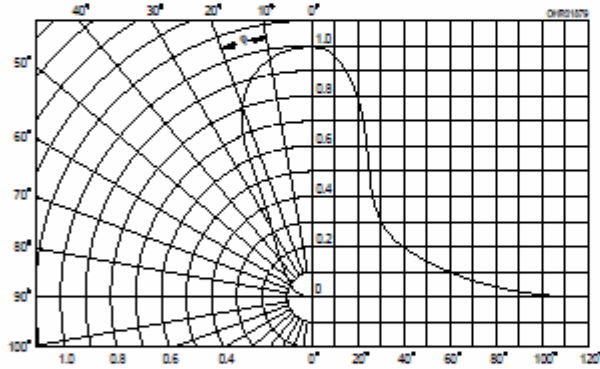
**Forward current**  
 $I_F = f(V_F)$ , single pulse,  $t_p = 20 \mu s$



**Permissible pulse handling capability**  
 $I_F = f(t_p)$ ,  $T_C = 25^\circ C$ ,  
duty cycle  $D =$  parameter



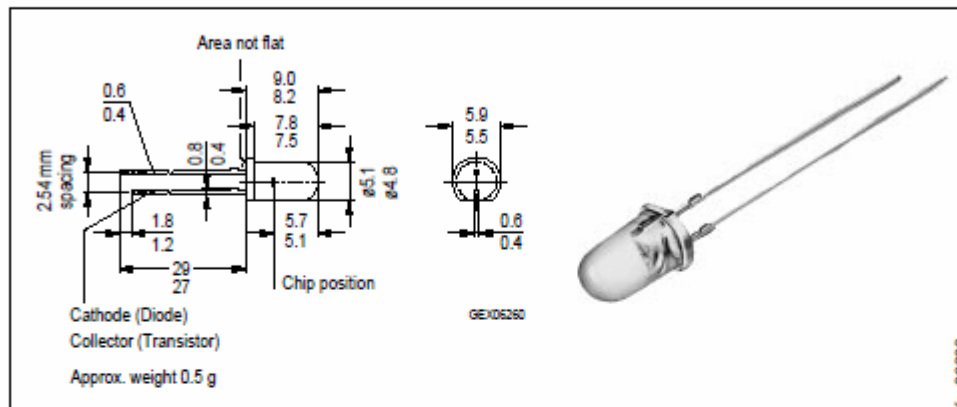
**Radiation characteristics  $I_{rel} = f(\psi)$**



# SIEMENS

## GaAs-IR-Lumineszenzdiode GaAs Infrared Emitter

LD 274



Maße in mm, wenn nicht anders angegeben/Dimensions in mm, unless otherwise specified.

### Wesentliche Merkmale

- Sehr enger Abstrahlwinkel
- GaAs-IR-LED, hergestellt im Schmelzepitaxieverfahren
- Hohe Zuverlässigkeit
- Hohe Impulsbelastbarkeit
- Gruppiert lieferbar
- Gehäusegleich mit SFH 484

### Features

- Extremely narrow half angle
- GaAs infrared emitting diode, fabricated in a liquid phase epitaxy process
- High reliability
- High pulse handling capability
- Available in groups
- Same package as SFH 484

### Anwendungen

- IR-Fernsteuerung von Fernseh- und Rundfunkgeräten, Videorecordern, Lichtdimmern, Geräten

### Applications

- IR remote control of hi-fi and TV-sets, video tape recorders, dimmers, of various equipment

Typ Type	Bestellnummer Ordering Code	Gehäuse Package
LD 274	Q62703-Q1031	5-mm-LED-Gehäuse (T 1 <sup>3</sup> / <sub>4</sub> ), graugetöntes Epoxy-Gießharz, Anschlüsse im 2.54-mm-Raster (1 <sup>1</sup> / <sub>10</sub> " ), Kathodenkennzeichnung: Kürzerer Lötspieß, flat 5 mm LED package (T 1 <sup>3</sup> / <sub>4</sub> ), grey colored epoxy resin lens, solder tabs lead spacing 2.54 mm (1 <sup>1</sup> / <sub>10</sub> " ), cathode marking: shorter solder lead, flat
LD 274-2 <sup>1)</sup>	Q62703-Q1819	
LD 274-3	Q62703-Q1820	

<sup>1)</sup> Nur auf Anfrage lieferbar.  
<sup>1)</sup> Available only on request.

**SIEMENS**

**LD 274**

**Grenzwerte ( $T_A = 25\text{ °C}$ )**

**Maximum Ratings**

Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value	Einheit Unit
Betriebs- und Lagertemperatur Operating and storage temperature range	$T_{op}; T_{stg}$	- 55 ... + 100	°C
Sperrschichttemperatur Junction temperature	$T_j$	100	°C
Sperrspannung Reverse voltage	$V_R$	5	V
Durchlaßstrom Forward current	$I_F$	100	mA
Stoßstrom, $t_p = 10\text{ }\mu\text{s}$ , $D = 0$ Surge current	$I_{FSM}$	3	A
Verlustleistung Power dissipation	$P_{tot}$	165	mW
Wärmewiderstand Thermal resistance	$R_{thJA}$	450	K/W

**Kennwerte ( $T_A = 25\text{ °C}$ )**

**Characteristics**

Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value	Einheit Unit
Wellenlänge der Strahlung Wavelength at peak emission $I_F = 100\text{ mA}$ , $t_p = 20\text{ ms}$	$\lambda_{peak}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50 % von $I_{max}$ Spectral bandwidth at 50 % of $I_{max}$ $I_F = 100\text{ mA}$ , $t_p = 20\text{ ms}$	$\Delta\lambda$	55	nm
Abstrahlwinkel Half angle	$\varphi$	$\pm 10$	Grad
Aktive Chipfläche Active chip area	$A$	0.09	mm <sup>2</sup>
Abmessungen der aktiven Chipfläche Dimension of the active chip area	$L \times B$ $L \times W$	0.3 × 0.3	mm
Abstand Chipoberfläche bis Linsenscheitel Distance chip front to lens top	$H$	4.9 ... 5.5	mm
Schaltzeiten, $I_e$ von 10 % auf 90 % und von 90 % auf 10 %, bei $I_F = 100\text{ mA}$ , $R_L = 50\text{ }\Omega$ Switching times, $I_e$ from 10 % to 90 % and from 90 % to 10 %, $I_F = 100\text{ mA}$ , $R_L = 50\text{ }\Omega$	$t_r$ , $t_f$	1	$\mu\text{s}$



**SIEMENS**

**LD 274**

**Kennwerte ( $T_A = 25\text{ °C}$ )**  
**Characteristics**

Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value	Einheit Unit
Kapazität Capacitance $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	$C_o$	25	pF
Durchlaßspannung Forward voltage $I_F = 100\text{ mA}, t_p = 20\text{ ms}$ $I_F = 1\text{ A}, t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$	$V_F$ $V_F$	1.30 ( $\leq 1.5$ ) 1.90 ( $\leq 2.5$ )	V V
Sperrstrom, $V_R = 5\text{ V}$ Reverse current	$I_R$	0.01 ( $\leq 1$ )	$\mu\text{A}$
Gesamtstrahlungsfluß Total radiant flux $I_F = 100\text{ mA}, t_p = 20\text{ ms}$	$\Phi_e$	15	mW
Temperaturkoeffizient von $I_e$ bzw. $\Phi_e$ , $I_F = 100\text{ mA}$ Temperature coefficient of $I_e$ or $\Phi_e$ , $I_F = 100\text{ mA}$	$TC_I$	- 0.55	%/K
Temperaturkoeffizient von $V_F$ , $I_F = 100\text{ mA}$ Temperature coefficient of $V_F$ , $I_F = 100\text{ mA}$	$TC_V$	- 1.5	mV/K
Temperaturkoeffizient von $\lambda$ , $I_F = 100\text{ mA}$ Temperature coefficient of $\lambda$ , $I_F = 100\text{ mA}$	$TC_\lambda$	+ 0.3	nm/K

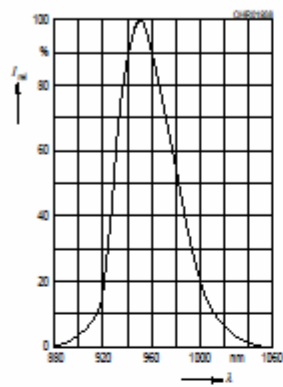
**Gruppierung der Strahlstärke  $I_e$  in Achsrichtung**  
 gemessen bei einem Raumwinkel  $\Omega = 0.001\text{ sr}$   
**Grouping of radiant intensity  $I_e$  in axial direction**  
 at a solid angle of  $\Omega = 0.001\text{ sr}$

Bezeichnung Description	Symbol Symbol	Wert Value			Einheit Unit
		LD 274	LD 274-2 <sup>1)</sup>	LD 274-3	
Strahlstärke Radiant intensity $I_F = 100\text{ mA}, t_p = 20\text{ ms}$	$I_{e\text{ min}}$	50	50	80	mW/sr
	$I_{e\text{ max}}$	-	100	-	mW/sr
Strahlstärke Radiant intensity $I_F = 1\text{ A}, t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$	$I_{e\text{ typ}}$	350	600	800	mW/sr

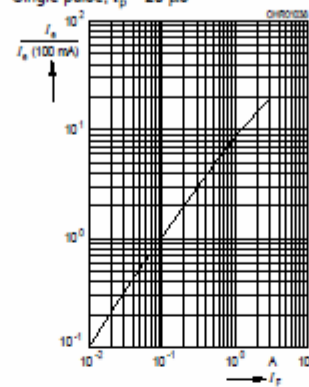
<sup>1)</sup> Nur auf Anfrage lieferbar.

<sup>1)</sup> Available only on request.

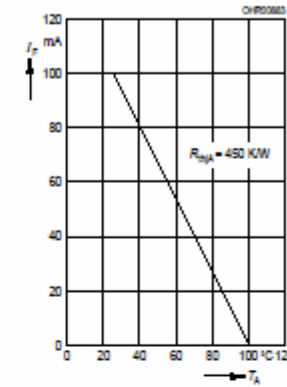
Relative spectral emission  
 $I_{rel} = f(\lambda)$



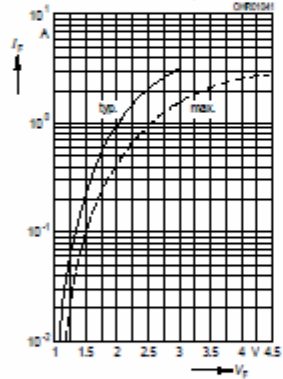
Radiant intensity  $\frac{I_e}{I_e 100 \text{ mA}} = f(I_F)$   
Single pulse,  $t_p = 20 \mu\text{s}$



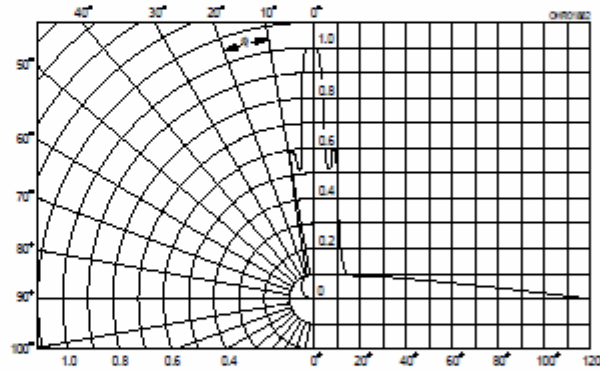
Max. permissible forward current  
 $I_F = f(T_A)$



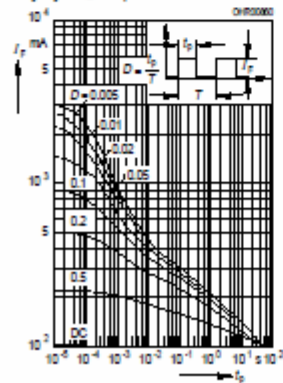
Forward current  
 $I_F = f(V_F)$ , single pulse,  $t_p = 20 \mu\text{s}$



Radiation characteristics,  $I_{rel} = f(\varphi)$



Permissible pulse handling capability  
 $I_F = f(\tau)$ ,  $T_C \leq 25 \text{ °C}$ ,  
duty cycle  $D$  - parameter





**BPW41N**  
Vishay Telefunken

## Silicon PIN Photodiode

### Description

BPW41N is a high speed and high sensitive PIN photodiode in a flat side view plastic package. The epoxy package itself is an IR filter, spectrally matched to GaAs or GaAs on GaAlAs IR emitters ( $\lambda_p = 950 \text{ nm}$ ). The large active area combined with a flat case gives a high sensitivity at a wide viewing angle.



94 8480

### Features

- Large radiant sensitive area ( $A=7.5 \text{ mm}^2$ )
- Wide angle of half sensitivity  $\varphi = \pm 65^\circ$
- High radiant sensitivity
- Fast response times
- Small junction capacitance
- Plastic case with IR filter ( $\lambda=950 \text{ nm}$ )
- Suitable for near infrared radiation

### Applications

High speed photo detector

### Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage		$V_R$	60	V
Power Dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	$P_V$	215	mW
Junction Temperature		$T_J$	100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range		$T_{stg}$	-55...+100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature	$t \leq 5 \text{ s}$	$T_{sd}$	260	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance Junction/Ambient		$R_{thJA}$	350	K/W

# BPW41N

Vishay Telefunken



## Basic Characteristics

T<sub>amb</sub> = 25°C

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Breakdown Voltage	I <sub>R</sub> = 100 μA, E = 0	V <sub>(BR)</sub>	60			V
Reverse Dark Current	V <sub>R</sub> = 10 V, E = 0	I <sub>ro</sub>		2	30	nA
Diode Capacitance	V <sub>R</sub> = 0 V, f = 1 MHz, E = 0	C <sub>D</sub>		70		pF
	V <sub>R</sub> = 3 V, f = 1 MHz, E = 0	C <sub>D</sub>		25	40	pF
Open Circuit Voltage	E <sub>e</sub> = 1 mW/cm <sup>2</sup> , λ = 950 nm	V <sub>o</sub>		350		mV
Temp. Coefficient of V <sub>o</sub>	E <sub>e</sub> = 1 mW/cm <sup>2</sup> , λ = 950 nm	TK <sub>V<sub>o</sub></sub>		-2.6		mV/K
Short Circuit Current	E <sub>e</sub> = 1 mW/cm <sup>2</sup> , λ = 950 nm	I <sub>k</sub>		38		μA
Temp. Coefficient of I <sub>k</sub>	E <sub>e</sub> = 1 mW/cm <sup>2</sup> , λ = 950 nm	TK <sub>I<sub>k</sub></sub>		0.1		%/K
Reverse Light Current	E <sub>e</sub> = 1 mW/cm <sup>2</sup> , λ = 950 nm, V <sub>R</sub> = 5 V	I <sub>ra</sub>	43	45		μA
Angle of Half Sensitivity		φ		±65		deg
Wavelength of Peak Sensitivity		λ <sub>p</sub>		950		nm
Range of Spectral Bandwidth		λ <sub>0.5</sub>		870...1050		nm
Noise Equivalent Power	V <sub>R</sub> = 10 V, λ = 950 nm	NEP		4x10 <sup>-14</sup>		W/√Hz
Rise Time	V <sub>R</sub> = 10 V, R <sub>L</sub> = 1k Ω, λ = 820 nm	t <sub>r</sub>		100		ns
Fall Time	V <sub>R</sub> = 10 V, R <sub>L</sub> = 1k Ω, λ = 820 nm	t <sub>f</sub>		100		ns

## Typical Characteristics (T<sub>amb</sub> = 25°C unless otherwise specified)

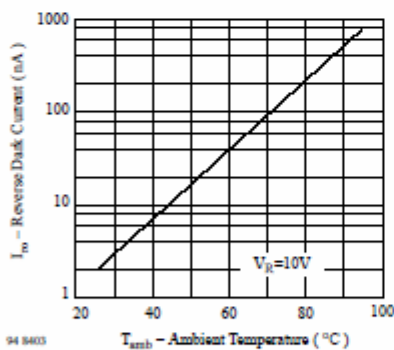


Figure 1. Reverse Dark Current vs. Ambient Temperature

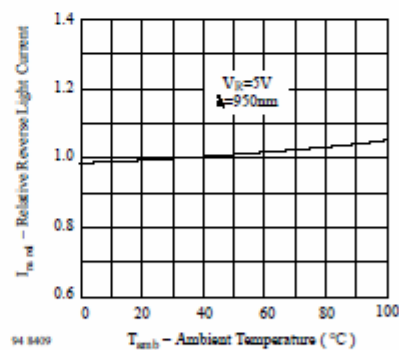


Figure 2. Relative Reverse Light Current vs. Ambient Temperature



**BPW41N**  
Vishay Telefunken

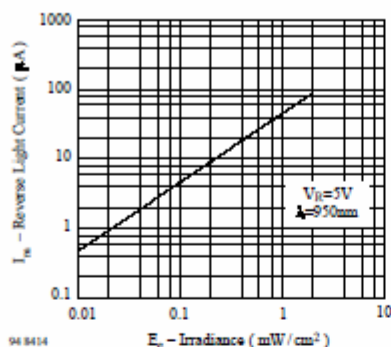


Figure 3. Reverse Light Current vs. Irradiance

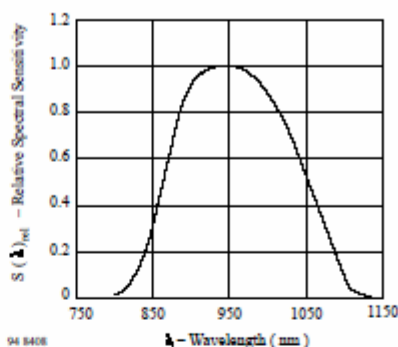


Figure 6. Relative Spectral Sensitivity vs. Wavelength

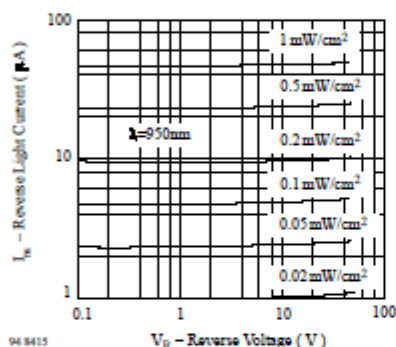


Figure 4. Reverse Light Current vs. Reverse Voltage

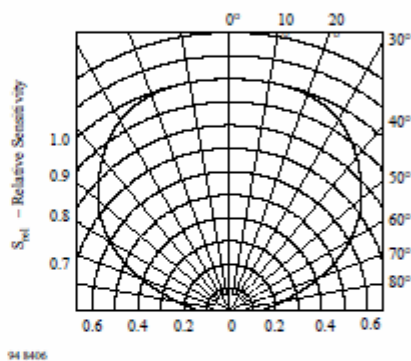


Figure 7. Relative Radiant Sensitivity vs. Angular Displacement

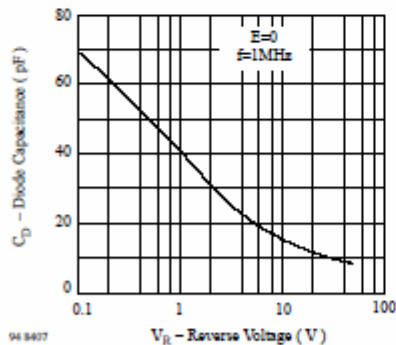
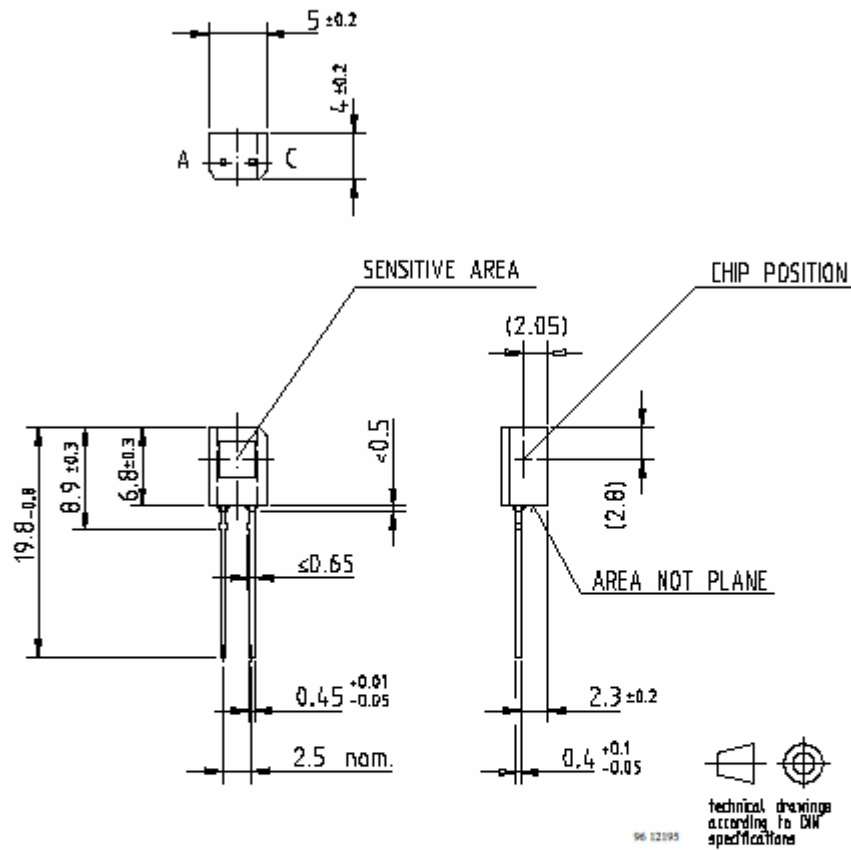


Figure 5. Diode Capacitance vs. Reverse Voltage

**BPW41N**  
 Vishay Telefunken



Dimensions in mm





## Ozone Depleting Substances Policy Statement

It is the policy of **Vishay Semiconductor GmbH** to

1. Meet all present and future national and international statutory requirements.
2. Regularly and continuously improve the performance of our products, processes, distribution and operating systems with respect to their impact on the health and safety of our employees and the public, as well as their impact on the environment.

It is particular concern to control or eliminate releases of those substances into the atmosphere which are known as ozone depleting substances (ODSs).

The Montreal Protocol (1987) and its London Amendments (1990) intend to severely restrict the use of ODSs and forbid their use within the next ten years. Various national and international initiatives are pressing for an earlier ban on these substances.

**Vishay Semiconductor GmbH** has been able to use its policy of continuous improvements to eliminate the use of ODSs listed in the following documents.

1. Annex A, B and list of transitional substances of the Montreal Protocol and the London Amendments respectively
2. Class I and II ozone depleting substances in the Clean Air Act Amendments of 1990 by the Environmental Protection Agency (EPA) in the USA
3. Council Decision 88/540/EEC and 91/690/EEC Annex A, B and C (transitional substances) respectively.

**Vishay Semiconductor GmbH** can certify that our semiconductors are not manufactured with ozone depleting substances and do not contain such substances.

**We reserve the right to make changes to improve technical design and may do so without further notice.** Parameters can vary in different applications. All operating parameters must be validated for each customer application by the customer. Should the buyer use Vishay-Telefunken products for any unintended or unauthorized application, the buyer shall indemnify Vishay-Telefunken against all claims, costs, damages, and expenses, arising out of, directly or indirectly, any claim of personal damage, injury or death associated with such unintended or unauthorized use.

Vishay Semiconductor GmbH, P.O.B. 3535, D-74025 Heilbronn, Germany  
 Telephone: 49 (0)7131 67 2831, Fax number: 49 (0)7131 67 2423

**MOTOROLA**  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

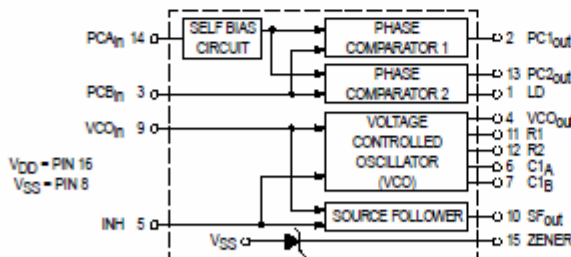
**Phase Locked Loop**

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs,  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$ . Input  $PCA_{in}$  can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal  $PC1_{out}$ , and maintains  $90^\circ$  phase shift at the center frequency between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals,  $PC2_{out}$  and LD, and maintains a  $0^\circ$  phase shift between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{out}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{in}$  and the capacitor and resistors connected to pins  $C1A$ ,  $C1B$ ,  $R1$ , and  $R2$ . The source-follower output  $SF_{out}$  with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $Inh$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited

**BLOCK DIAGRAM**



**MC14046B**



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648



DW SUFFIX  
SOIC  
CASE 751G

**ORDERING INFORMATION**

MC14XXXBCP Plastic  
MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBDW SOIC

$T_A = -55^\circ$  to  $125^\circ\text{C}$  for all packages.

**PIN ASSIGNMENT**

LD	1	16	VDD
PC1 <sub>out</sub>	2	15	ZENER
PCB <sub>in</sub>	3	14	PCA <sub>in</sub>
VCO <sub>out</sub>	4	13	PC2 <sub>out</sub>
INH	5	12	R2
C1A	6	11	R1
C1B	7	10	SF <sub>out</sub>
VSS	8	9	VCO <sub>in</sub>



**MAXIMUM RATINGS\*** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	- 0.5 to + 18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	- 0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I <sub>in</sub>	± 10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	- 55 to + 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	- 65 to + 150	°C

\* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	*0* Level V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	*1* Level V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage # (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)	*0* Level V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
(V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	*1* Level V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source I <sub>OH</sub>	5.0	- 1.2	—	- 1.0	- 1.7	—	- 0.7	—	mAdc
		5.0	- 0.25	—	- 0.2	- 0.36	—	- 0.14	—	
		10	- 0.62	—	- 0.5	- 0.9	—	- 0.35	—	
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	µAdc
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package) I <sub>in</sub> = PCA <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , Zener = VCO <sub>in</sub> = 0 V, PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 V, I <sub>out</sub> = 0 µA	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	µAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Total Supply Current† (I <sub>in</sub> = *0*, f <sub>o</sub> = 10 kHz, C <sub>L</sub> = 50 pF, R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞, R <sub>GF</sub> = ∞, and 50% Duty Cycle)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.46 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							mAdc
		10	I <sub>T</sub> = (2.91 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (4.37 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

#Noise Immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both \*1\* and \*0\* level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc

2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc

2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To Calculate Total Current In General:

$$I_T = 2.2 \times V_{DD} \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R_{GF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 9) V_{DD} f +$$

$$1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left( \frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_Q \quad \text{where: } I_T \text{ in } \mu\text{A, } C_L \text{ in pF, } V_{COin}, V_{DD} \text{ in Vdc, } f \text{ in kHz, and } R1, R2, R_{GF} \text{ in M}\Omega, C_L \text{ on VCO}_{out}$$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*** ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Minimum	Typical	Maximum	Units
			Device		Device	
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	180 90 65	350 150 110	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	100 50 37	175 75 55	ns

**PHASE COMPARATORS 1 and 2**

Input Resistance — PCA <sub>IN</sub>	$R_{IN}$	5.0	1.0	2.0	—	MΩ
		10	0.2	0.4	—	
		15	0.1	0.2	—	
— PCB <sub>IN</sub>	$R_{IN}$	15	150	1500	—	MΩ
Minimum Input Sensitivity AC Coupled — PCA <sub>IN</sub> C series = 1000 pF, f = 50 kHz	$V_{IN}$	5.0	—	200	300	mV p-p
		10	—	400	600	
		15	—	700	1050	
DC Coupled — PCA <sub>IN</sub> , PCB <sub>IN</sub>	—	5 to 15	See Noise Immunity			

**VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)**

Maximum Frequency (VCO <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> , C1 = 50 pF R1 = 5.0 kΩ, and R2 = ∞)	$f_{max}$	5.0	0.5	0.7	—	MHz
		10	1.0	1.4	—	
		15	1.4	1.9	—	
Temperature — Frequency Stability (R2 = ∞)	—	5.0	—	0.12	—	%/°C
		10	—	0.04	—	
		15	—	0.015	—	
Linearity (R2 = ∞) (VCO <sub>IN</sub> = 2.5 V ± 0.3 V, R1 > 10 kΩ) (VCO <sub>IN</sub> = 5.0 V ± 2.5 V, R1 > 400 kΩ) (VCO <sub>IN</sub> = 7.5 V ± 5.0 V, R1 ≥ 1000 kΩ)	—	5.0	—	1.0	—	%
		10	—	1.0	—	
		15	—	1.0	—	
		15	—	1.0	—	
Output Duty Cycle	—	5 to 15	—	50	—	%
Input Resistance — VCO <sub>IN</sub>	$R_{IN}$	15	150	1500	—	MΩ

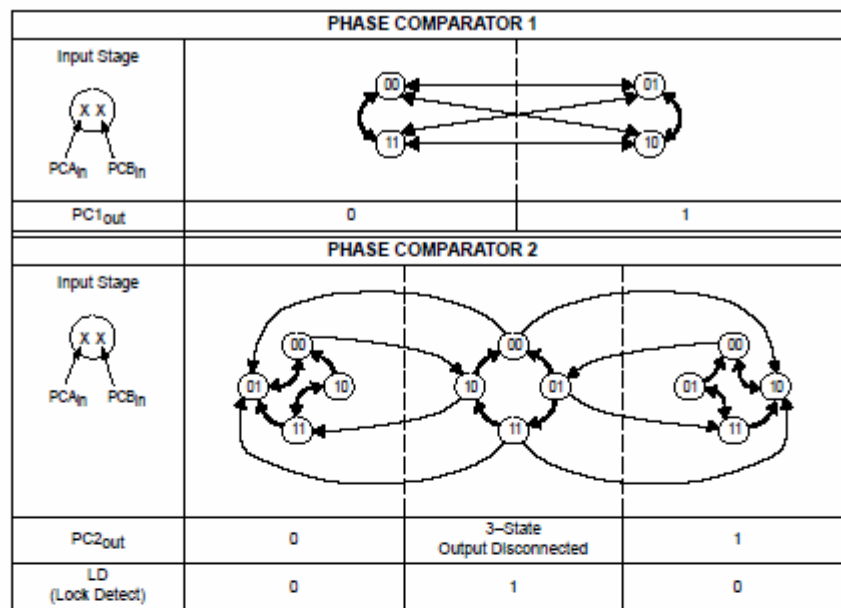
**SOURCE-FOLLOWER**

Offset Voltage (VCO <sub>IN</sub> minus SF <sub>OUT</sub> , R <sub>SF</sub> > 500 kΩ)	—	5.0	—	1.65	2.2	V
		10	—	1.65	2.2	
		15	—	1.65	2.2	
Linearity (VCO <sub>IN</sub> = 2.5 V ± 0.3 V, R <sub>GF</sub> > 50 kΩ) (VCO <sub>IN</sub> = 5.0 V ± 2.5 V, R <sub>GF</sub> > 50 kΩ) (VCO <sub>IN</sub> = 7.5 V ± 5.0 V, R <sub>GF</sub> > 50 kΩ)	—	5.0	—	0.1	—	%
		10	—	0.6	—	
		15	—	0.8	—	
		15	—	0.8	—	

**ZENER DIODE**

Zener Voltage ( $I_Z = 50 \mu\text{A}$ )	$V_Z$	—	6.7	7.0	7.3	V
Dynamic Resistance ( $I_Z = 1.0 \text{ mA}$ )	$R_Z$	—	—	100	—	Ω

\* The formula given is for the typical characteristics only.

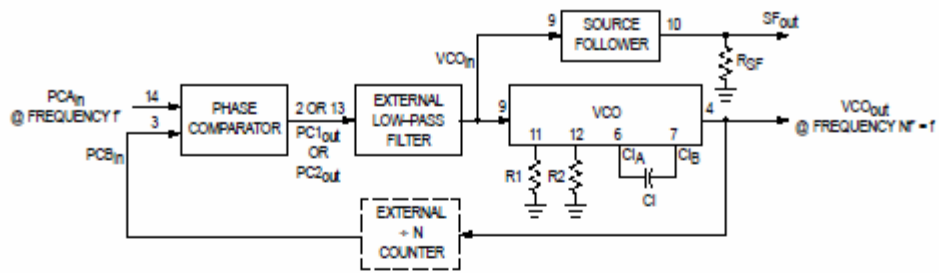


Refer to Waveforms in Figure 3.

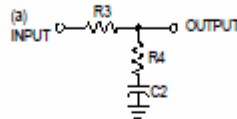
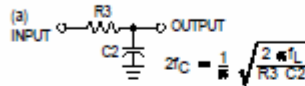
Figure 1. Phase Comparators State Diagrams

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA <sub>1in</sub> .	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f <sub>0</sub> ).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f <sub>min</sub> ).
Phase angle between PCA <sub>1in</sub> and PCB <sub>1in</sub> .	90° at center frequency (f <sub>0</sub> ), approaching 0° and 180° at ends of lock range (2f <sub>L</sub> )	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range (2f <sub>L</sub> ).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; 2f <sub>L</sub> = full VCO frequency range = f <sub>max</sub> - f <sub>min</sub> .	
Capture frequency range (2f <sub>C</sub> ).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). f <sub>C</sub> ≈ f <sub>L</sub>	f <sub>C</sub> = f <sub>L</sub>
Center frequency (f <sub>0</sub> ).	The frequency of VCO <sub>out</sub> , when VCO <sub>in</sub> = 1/2 V <sub>DD</sub>	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} \quad (\text{VCO Input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min} \quad (\text{VCO Input} = V_{DD})$	
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than ± 20%.	Where: 10K ≈ R <sub>1</sub> ≈ 1 M 10K ≈ R <sub>2</sub> ≈ 1 M 100pF ≈ C <sub>1</sub> ≈ .01 μF	

Figure 2. Design Information



Typical Low-Pass Filters



Typically:

$$R_4 C_2 = \frac{5N}{f_{max}} - \frac{N}{2 \Delta f}$$

$$(R_3 + 3,000 \Omega) C_2 = \frac{100N \Delta f}{f_{max}^2} - R_4 C_2$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min}$$

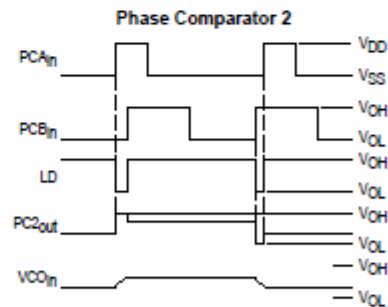
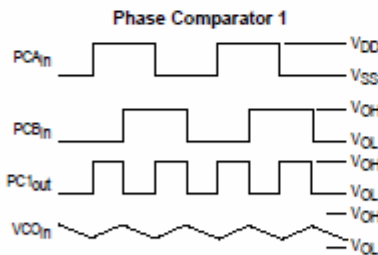
NOTE: Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 / 2. A capacitor C<sub>C</sub> is then placed from the midpoint to ground. The value for C<sub>C</sub> should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect ω<sub>n</sub>. In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 ≈ (0.1)(R3) for optimum results.

LOW-PASS FILTER

Definitions: N = Total division ratio in feedback loop  
 K<sub>φ</sub> = V<sub>DD</sub>/n for Phase Comparator 1  
 K<sub>φ</sub> = V<sub>DD</sub>/4n for Phase Comparator 2  
 $K_{VCO} = \frac{2 \pi \Delta f_{VCO}}{V_{DD} - 2V}$   
 for a typical design ω<sub>n</sub> ≈  $\frac{2 \pi f}{10}$  (at phase detector input)  
 ζ ≈ 0.707

Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N R_3 C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N C_2 (R_3 + R_4)}}$
$\zeta = \frac{N \omega_n}{2 K_{\phi} K_{VCO}}$	$\zeta = 0.5 \omega_n (R_3 C_2 + \frac{N}{K_{\phi} K_{VCO}})$
$F(s) = \frac{1}{R_3 C_2 s + 1}$	$F(s) = \frac{R_3 C_2 s + 1}{s(R_3 C_2 + R_4 C_2) + 1}$

Waveforms



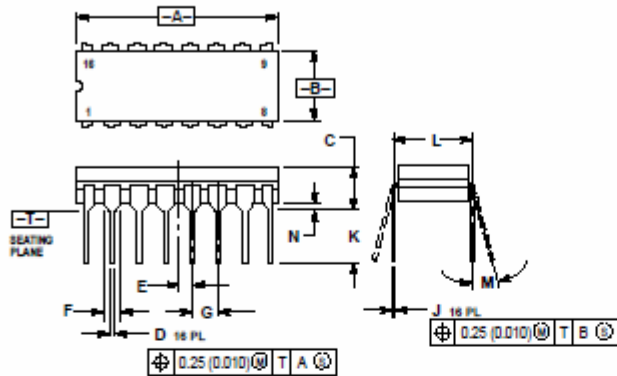
Note: for further information, see:

- (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966.
- (2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.
- (3) Garth Nash, "Phase-Lock Loop Design Fundamentals", AN-535, Motorola Inc.
- (4) A. B. Przedpejski, "Phase-Locked Loop Design Articles", AR254, reprinted by Motorola Inc.

Figure 3. General Phase-Locked Loop Connections and Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS

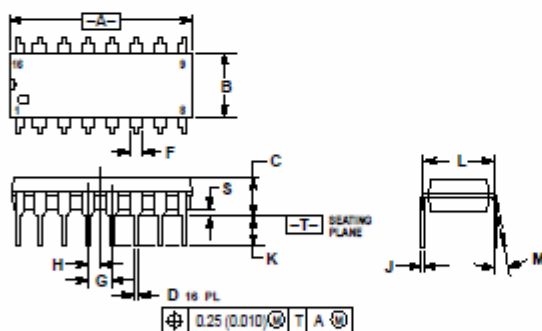
L SUFFIX  
CERAMIC DIP PACKAGE  
CASE 620-10  
ISSUE V



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
  4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.93
B	0.280	0.295	7.13	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.38	0.50
E	0.090 BSC		2.27 BSC	
F	0.095	0.095	2.41	2.41
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.008	0.015	0.21	0.38
I	0.125	0.170	3.18	4.31
J	0.300 BSC		7.62 BSC	
K	0.4	1.0	10	25
L	0.050	0.060	1.27	1.51

P SUFFIX  
PLASTIC DIP PACKAGE  
CASE 648-08  
ISSUE R

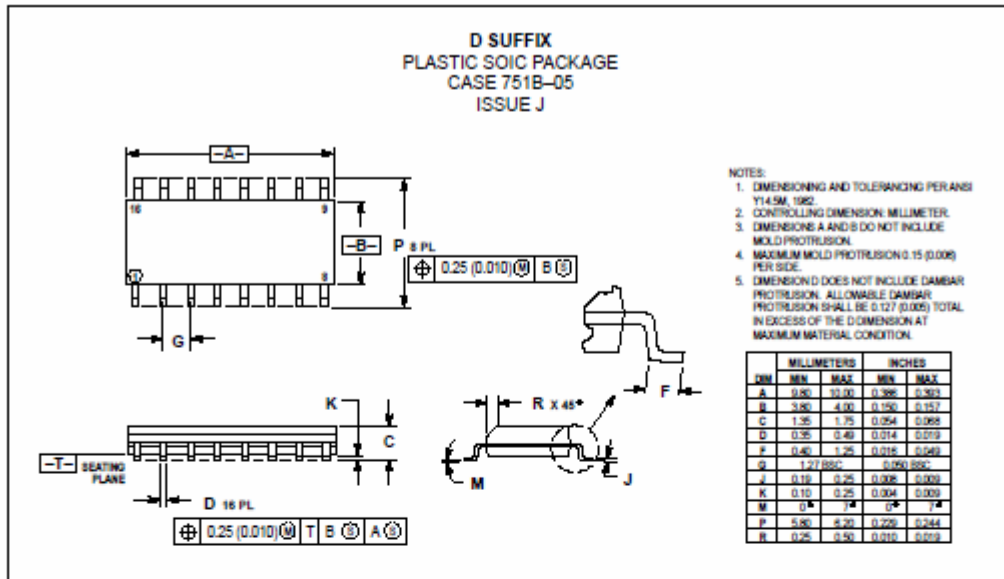


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
  4. DIMENSION S DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
  5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.290	0.295	7.38	7.49
C	0.145	0.175	3.68	4.44
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.090 BSC		2.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.170	2.80	3.30
L	0.255	0.305	6.50	7.74
M	0.4	1.0	10	25
N	0.050	0.060	1.27	1.51

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX  
PLASTIC SOIC PACKAGE  
CASE 751B-05  
ISSUE J



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and M are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:  
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tsutsumi-SPD-JLDC, 5F Seibu-Butsuryu-Center,  
3-14-2 Tsutsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAXD@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-344-6609  
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26529298



MC14046B/D



## CD4046BM/CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

### General Description

The CD4046B micropower phase-locked loop (PLL) consists of a low power, linear, voltage-controlled oscillator (VCO), a source follower, a zener diode, and two phase comparators. The two phase comparators have a common signal input and a common comparator input. The signal input can be directly coupled for a large voltage signal, or capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input for a small voltage signal.

Phase comparator I, an exclusive OR gate, provides a digital error signal (phase comp. I Out) and maintains 90° phase shifts at the VCO center frequency. Between signal input and comparator input (both at 50% duty cycle), it may lock onto the signal input frequencies that are close to harmonics of the VCO center frequency.

Phase comparator II is an edge-controlled digital memory network. It provides a digital error signal (phase comp. II Out) and lock-in signal (phase pulled) to indicate a locked condition and maintains a 0° phase shift between signal input and comparator input.

The linear voltage-controlled oscillator (VCO) produces an output signal (VCO Out) whose frequency is determined by the voltage at the VCO<sub>IN</sub> input, and the capacitor and resistors connected to pin C1, C1B, R1 and R2.

The source follower output of the VCO<sub>IN</sub> (demodulator Out) is used with an external resistor of 10 kΩ or more.

The NINHIT input, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode is provided for power supply regulation, if necessary.

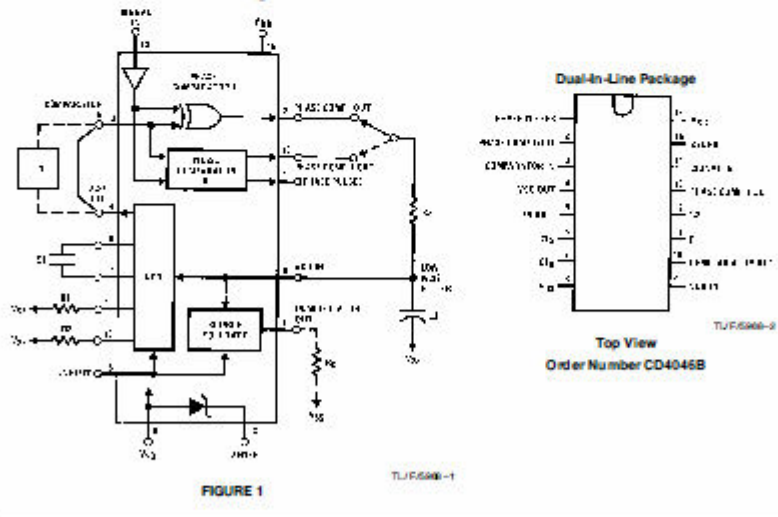
### Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 18V
- Low dynamic power consumption 70 μW (typ.) at  $f_c = 10$  kHz,  $V_{DD} = 5V$
- VCO frequency 1.3 MHz (typ.) at  $V_{DD} = 10V$
- Low frequency drift with temperature 0.05%/°C at  $V_{DD} = 10V$
- High VCO linearity 1% (typ.)

### Applications

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK modulation
- Motor speed control

### Block & Connection Diagrams



CD4046BM/CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)		Recommended Operating Conditions (Note 2)								
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.		DC Supply Voltage (V <sub>DD</sub> )								
DC Supply Voltage (V <sub>DD</sub> )	-0.5 to +18 V <sub>DC</sub>	3 to 15 V <sub>DC</sub>								
Input Voltage (V <sub>IN</sub> )	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5 V <sub>DC</sub>	0 to V <sub>DD</sub> V <sub>DC</sub>								
Storage Temperature Range (T <sub>S</sub> )	-65°C to +150°C	Operating Temperature Range (T <sub>A</sub> )								
Power Dissipation (P <sub>D</sub> )		CD4046BM -55°C to +125°C								
Dual-In-Line	700 mW	CD4046BC -40°C to +85°C								
Small Outline	500 mW									
Lead Temperature (T <sub>L</sub> ) (Soldering, 10 seconds)	260°C									
DC Electrical Characteristics CD4046BM (Note 2)										
Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	Pin 5 = V <sub>DD</sub> , Pin 14 = V <sub>DD</sub> , Pin 3, 9 = V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 5V		5	0.005	5		150	μA	
		V <sub>DD</sub> = 10V		10	0.01	10		300	μA	
		V <sub>DD</sub> = 15V		20	0.015	20		600	μA	
		Pin 5 = V <sub>DD</sub> , Pin 14 = Open, Pin 3, 2 = V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 5V		45	5	95		185	μA	
		V <sub>DD</sub> = 10V		450	20	950		650	μA	
		V <sub>DD</sub> = 15V		1200	50	900		1500	μA	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V		0.05	0	0.05		0.05	V	
		V <sub>DD</sub> = 10V		0.05	0	0.05		0.05	V	
		V <sub>DD</sub> = 15V		0.05	0	0.05		0.05	V	
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V	4.95		4.95	5	4.95		V	
		V <sub>DD</sub> = 10V	9.95		9.95	10	9.95		V	
		V <sub>DD</sub> = 15V	14.95		14.95	15	14.95		V	
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage Comparator and Signal In	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V		1.5	2.25	1.5		1.5	V	
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1V or 9V		3.0	4.5	3.0		3.0	V	
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V		4.0	6.25	4.0		4.0	V	
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage Comparator and Signal In	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V	3.5		3.5	2.75	3.5		V	
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1V or 9V	7.0		7.0	5.5	7.0		V	
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	11.0		11.0	8.25	11.0		V	
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (Note 4)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V	0.64		0.51	0.88	0.36		mA	
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V	1.6		1.3	2.25	0.9		mA	
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	4.2		3.4	8.8	2.4		mA	
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (Note 4)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.5V	-0.64		-0.51	-0.88	-0.36		mA	
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V	-1.6		-1.3	-2.25	-0.9		mA	
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-4.2		-3.4	-8.8	-2.4		mA	
I <sub>IN</sub>	Input Current	All Inputs Except Signal Input								
		V <sub>DD</sub> = 14V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.1 0.1		-10 <sup>-5</sup> 10 <sup>-5</sup>	-0.1 0.1		-1.0 1.0	μA
C <sub>IN</sub>	Input Capacitance	Any Input (Note 3)						7.5	pF	
P <sub>T</sub>	Total Power Dissipation	f <sub>o</sub> = 10 kHz, R1 = 1 MΩ R2 = ∞, V <sub>COIN</sub> = V <sub>DD</sub> /2								
		V <sub>DD</sub> = 5V			0.07				mW	
		V <sub>DD</sub> = 10V			0.6				mW	
		V <sub>DD</sub> = 15V			2.4				mW	



DC Electrical Characteristics CD4046BC (Note 2)										
Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	Pin 5 = $V_{DD}$ , Pin 14 = $V_{DD}$ , Pin 3, 9 = $V_{SS}$ $V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V		20 40 80		0.005 0.01 0.015	20 40 80		150 300 600	$\mu$ A $\mu$ A $\mu$ A
		Pin 5 = $V_{DD}$ , Pin 14 = Open, Pin 3, 9 = $V_{SS}$ $V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V		70 530 1500		5 20 50	55 410 1200		205 710 1800	$\mu$ A $\mu$ A $\mu$ A
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V V V
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V V V
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 0.5V or 4.5V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 1V or 9V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 1.5V or 13.5V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.25	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
$V_{IH}$	High Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 0.5V or 4.5V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 1V or 9V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 1.5V or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V V V
$I_{OL}$	Low Level Output Current (Note 4)	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 0.4V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 0.5V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 1.5V	0.52 1.3 3.6		0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4		mA mA mA
$I_{OH}$	High Level Output Current (Note 4)	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 4.8V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 9.5V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 13.5V	-0.52 -1.3 -3.6		-0.44 -1.1 -3.0	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4		mA mA mA
$I_{IN}$	Input Current	All Inputs Except Signal Input $V_{DD}$ = 15V, $V_{IN}$ = 0V $V_{DD}$ = 15V, $V_{IN}$ = 15V		-0.3 0.3		$-10^{-5}$ $-10^{-5}$	-0.3 0.3		-1.0 1.0	$\mu$ A $\mu$ A
$C_{IN}$	Input Capacitance	Any Input (Note 3)					7.5			pF
$P_T$	Total Power Dissipation	$f_o$ = 10 kHz, $R_1$ = 1 M $\Omega$ , $R_2$ = $\infty$ , $V_{CC(IN)}$ = $V_{DD}/2$ $V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V				0.07 0.6 2.4				mW mW mW

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2:  $V_{SS}$  = 0V unless otherwise specified.

Note 3: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 4:  $I_{OH}$  and  $I_{OL}$  are tested one output at a time.

AC Electrical Characteristics* CD4046BM/CD4046BC $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $C_L = 50\text{ pF}$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>VCO SECTION</b>						
$I_{DD}$	Operating Current	$f_o = 10\text{ kHz}$ , $R1 = 1\text{ M}\Omega$ , $R2 = \infty$ , $V_{COIN} = V_{DD}/2$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		20 90 200		$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$f_{MAX}$	Maximum Operating Frequency	$C1 = 50\text{ pF}$ , $R1 = 10\text{ k}\Omega$ , $R2 = \infty$ , $V_{COIN} = V_{DD}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	0.4 0.6 1.0	0.8 1.2 1.6		MHz MHz MHz
	Linearity	$V_{COIN} = 2.5\text{V} \pm 0.3\text{V}$ , $R1 \geq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{COIN} = 5\text{V} \pm 2.5\text{V}$ , $R1 \geq 400\text{ k}\Omega$ , $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{COIN} = 7.5\text{V} \pm 5\text{V}$ , $R1 \geq 1\text{ M}\Omega$ , $V_{DD} = 15\text{V}$		1 1 1		% % %
	Temperature-Frequency Stability No Frequency Offset, $f_{MIN} = 0$	$\%/\text{C} \approx 1/f \cdot V_{DD}$ $R2 = \infty$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		0.12–0.24 0.04–0.08 0.015–0.03		$\%/\text{C}$ $\%/\text{C}$ $\%/\text{C}$
	Frequency Offset, $f_{MIN} \neq 0$	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		0.06–0.12 0.05–0.1 0.03–0.06		$\%/\text{C}$ $\%/\text{C}$ $\%/\text{C}$
$V_{COIN}$	Input Resistance	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		$10^6$ $10^6$ $10^6$		$\text{M}\Omega$ $\text{M}\Omega$ $\text{M}\Omega$
VCO	Output Duty Cycle	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		50 50 50		% % %
$t_{FHL}$	VCO Output Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		90	200	ns
$t_{FHL}$		$V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		50 45	100 80	ns ns
*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.						

AC Electrical Characteristics* CD4046BM/CD4046BC $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $C_L = 50\text{ pF}$ (Continued)						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>PHASE COMPARATORS SECTION</b>						
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{DD} = 5\text{V}$	1	3		M $\Omega$
	Signal Input	$V_{DD} = 10\text{V}$	0.2	0.7		M $\Omega$
		$V_{DD} = 15\text{V}$	0.1	0.3		M $\Omega$
	Comparator Input	$V_{DD} = 5\text{V}$		$10^6$		M $\Omega$
		$V_{DD} = 10\text{V}$		$10^6$		M $\Omega$
		$V_{DD} = 15\text{V}$		$10^6$		M $\Omega$
	AC-Coupled Signal Input Voltage Sensitivity	$C_{SERIES} = 1000\text{ pF}$ $f = 50\text{ kHz}$				
		$V_{DD} = 5\text{V}$		200	400	mV
		$V_{DD} = 10\text{V}$		400	800	mV
		$V_{DD} = 15\text{V}$		700	1400	mV
<b>DEMODULATOR OUTPUT</b>						
$V_{COIN} - V_{OEM}$	Offset Voltage	$R_S \geq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{DD} = 5\text{V}$		1.50	2.2	V
		$R_S \geq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{DD} = 10\text{V}$		1.50	2.2	V
		$R_S \geq 50\text{ k}\Omega$ , $V_{DD} = 15\text{V}$		1.50	2.2	V
	Linearity	$R_S \geq 50\text{ k}\Omega$				
		$V_{COIN} = 2.5\text{V} \pm 0.3\text{V}$ , $V_{DD} = 5\text{V}$		0.1		%
		$V_{COIN} = 5\text{V} \pm 2.5\text{V}$ , $V_{DD} = 10\text{V}$		0.6		%
		$V_{COIN} = 7.5\text{V} \pm 5\text{V}$ , $V_{DD} = 15\text{V}$		0.8		%
<b>ZENER DIODE</b>						
$V_Z$	Zener Diode Voltage	$I_Z = 50\text{ }\mu\text{A}$	6.3	7.0	7.7	V
$R_Z$	Zener Dynamic Resistance	$I_Z = 1\text{ mA}$		100		$\Omega$
*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.						

Phase Comparator State Diagrams

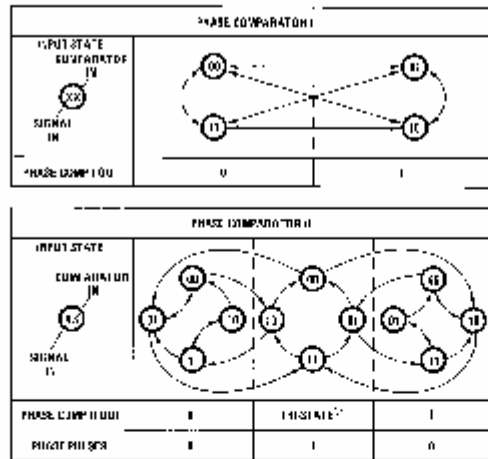


FIGURE 2

TJ/F5666-3

Typical Waveforms

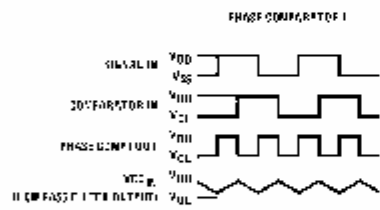


FIGURE 3. Typical Waveform Employing Phase Comparator I in Locked Condition

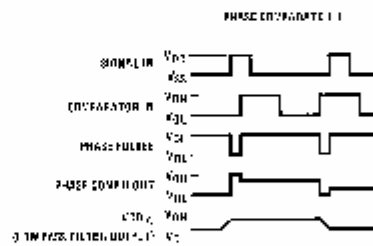
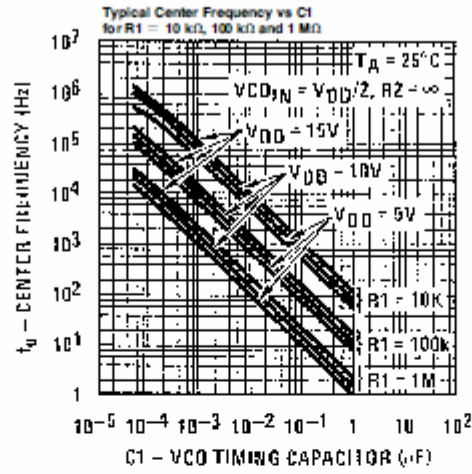


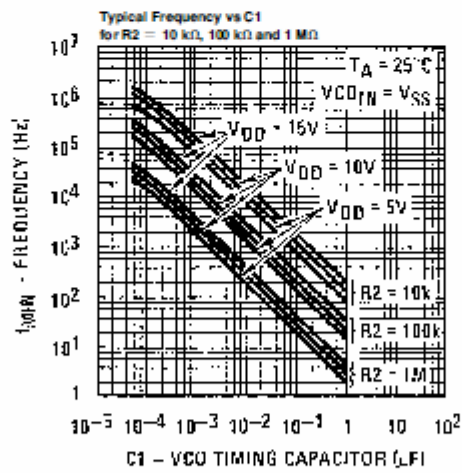
FIGURE 4. Typical Waveform Employing Phase Comparator II in Locked Condition

Typical Performance Characteristics



TUV5968-6

FIGURE 5a



TUV5968-13

FIGURE 5b

Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator I,  $P_D(\text{Total}) = P_D(I_1) + P_D(I_{\text{bias}}) + P_D(I_{\text{Q}})$  Phase Comparator II,  $P_D(\text{Total}) = P_D(I_{\text{bias}})$

Typical Performance Characteristics (Continued)

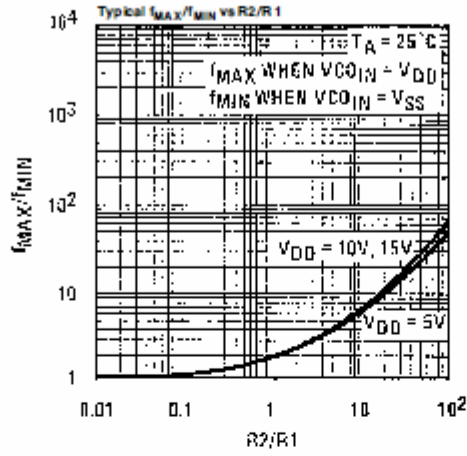


FIGURE 5c

TLF696-14

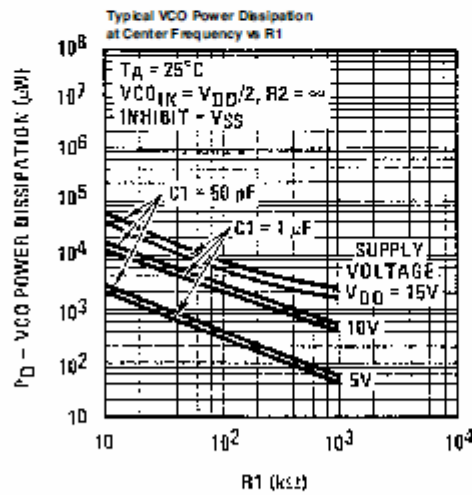


FIGURE 5a

TLF696-15

Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator 1,  $P_D(\text{Total}) = P_D(\%) + P_D(\text{bias}) + P_D(\text{PLL})$ ; Phase Comparator 2,  $P_D(\text{Total}) = P_D(\text{bias})$ .

Typical Performance Characteristics (Continued)

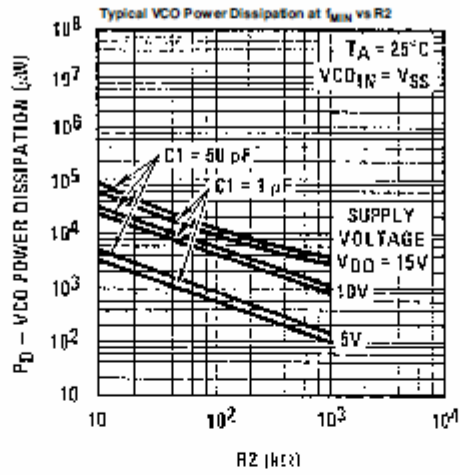


FIGURE 6b

TUF5966-6

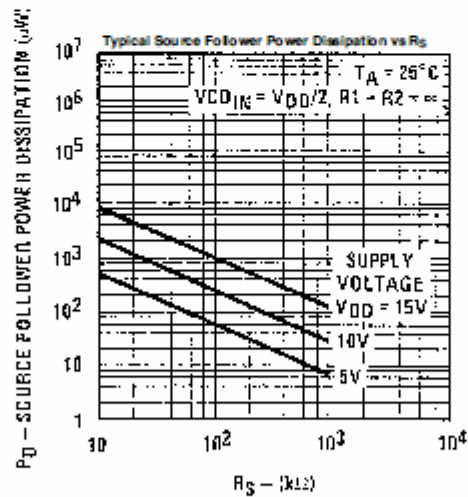
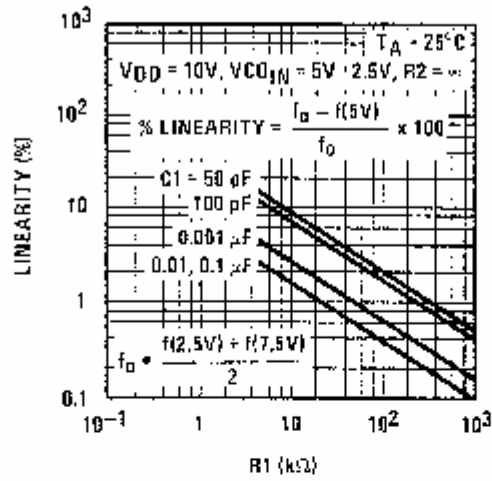


FIGURE 6c

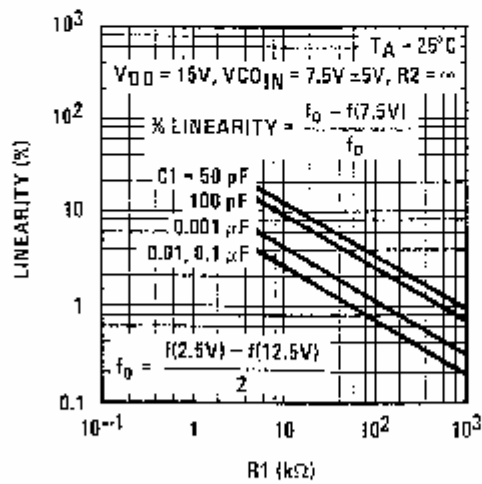
TUF5966-17

Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator 1,  $P_D(\text{Total}) = P_D(\text{IC}) + P_D(\text{PFD}) + P_D(\text{PFD Phase Comparator 1})$ ;  $P_D(\text{Total}) = P_D(\text{PFD})$ .

Typical Performance Characteristics (Continued)



TJF/598-16



TJF/598-16

FIGURE 7. Typical VCO Linearity vs R1 and C1

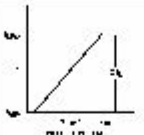
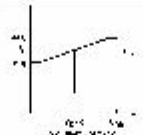
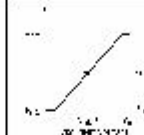
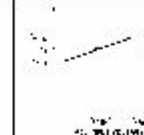


Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator 1,  $P_D(\text{Total}) = P_D(S_1) + P_D(\text{bias}) + P_D(\text{Pfd})$ ; Phase Comparator 2,  $P_D(\text{Total}) = P_D(\text{bias})$

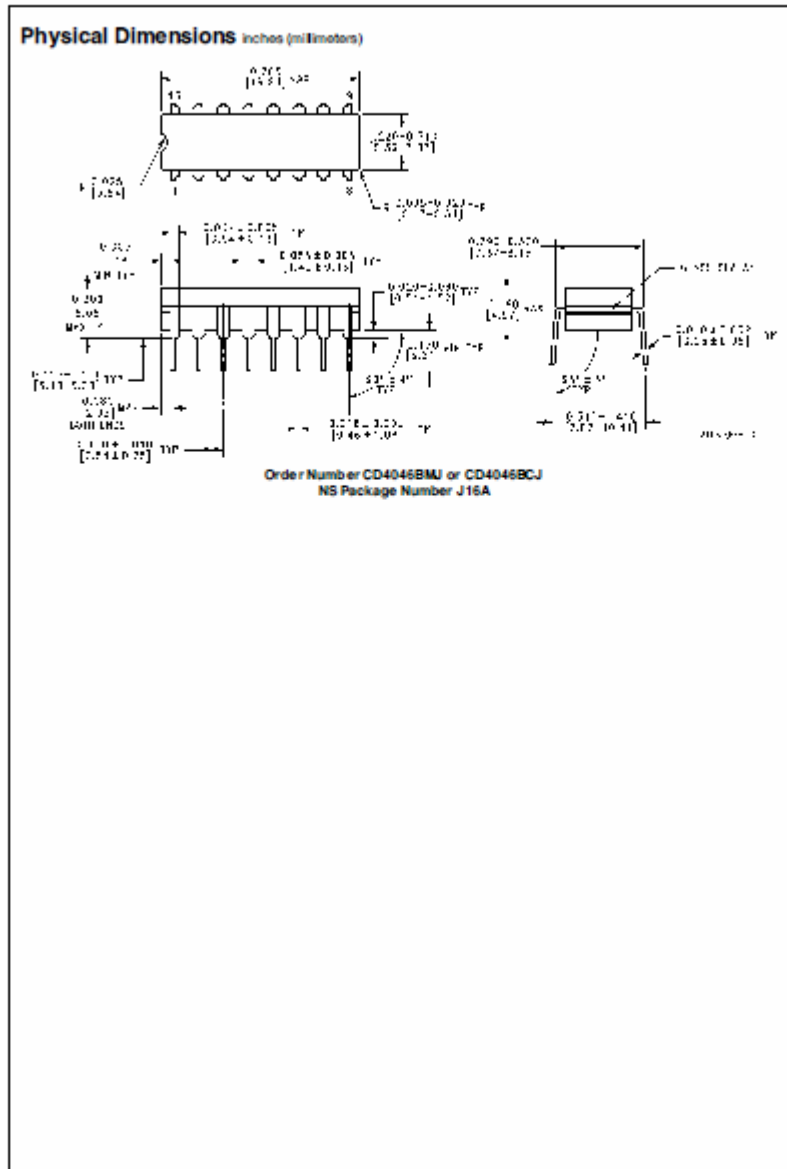


**Design Information**

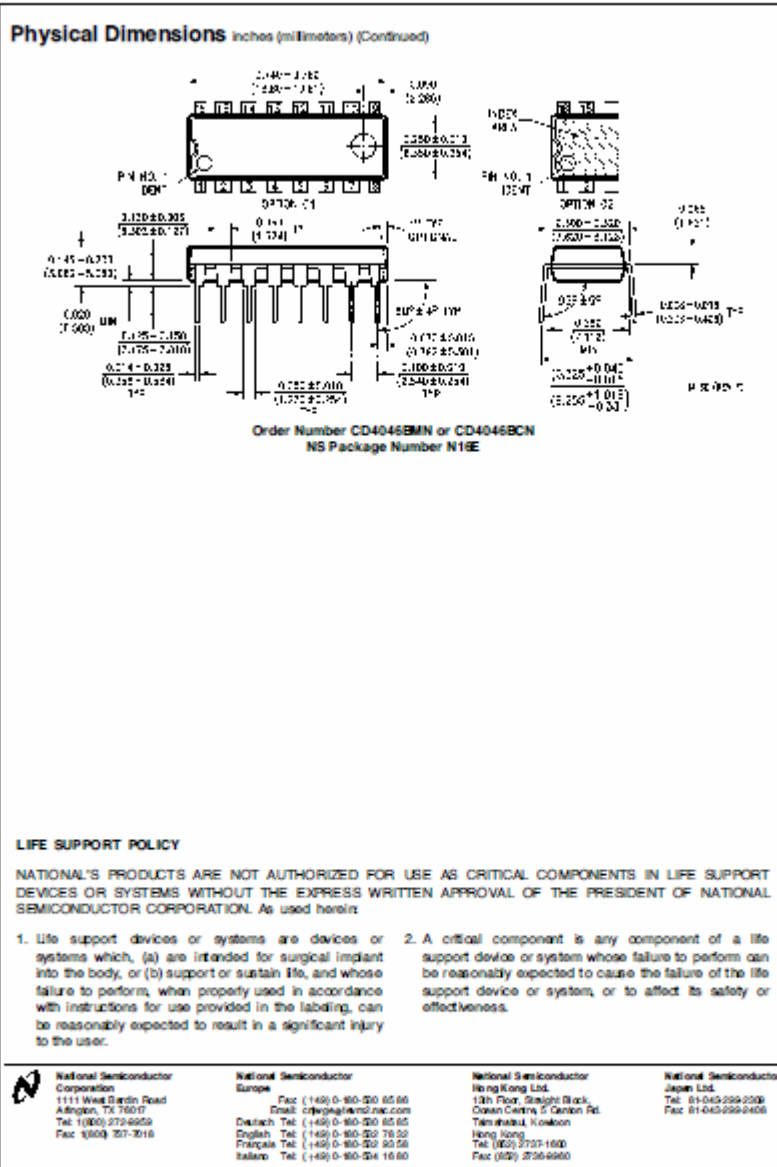
This information is a guide for approximating the value of external components for the CD4046B in a phase-locked-loop system. The selected external components must be within the following ranges: R1, R2 > 10 kΩ, R3 > 10 kΩ, C1 > 50 pF.

In addition to the given design information, refer to Figure 5 for R1, R2 and C1 component selections.

Characteristics	Using Phase Comparator I		Using Phase Comparator II	
	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset
VCO Frequency	 TUF5966-7	 TUF5966-8	 TUF5966-9	 TUF5966-10
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, $f_c$		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, $f_{min}$	
Frequency Lock Range, $2 f_L$	$2f_L = \text{full VCO frequency range}$ $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2 f_C$	 TUF5966-11 $2f_C = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{r+1}}$		$f_C = f_L$	
Loop Filter Component Selection	 TUF5966-12 For $2 f_C$ , see Ref.			
Phase Angle Between Single and Comparator	90° at center frequency ( $f_c$ ), approximating 0° and 180° at ends of lock range ( $2 f_L$ )		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	Given: $f_c$ Use $f_c$ with Figure 5a to determine R1 and C1.	Given: $f_c$ and $f_L$ Calculate $f_{min}$ from the equation $f_{min} = f_c - f_L$ Use $f_{min}$ with Figure 5b to determine R2 and C1. Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_c + f_L}{f_c - f_L}$ Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Figure 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1.	Given: $f_{max}$ Calculate $f_c$ from the equation $f_c = \frac{f_{max}}{2}$ Use $f_c$ with Figure 5a to determine R1 and C1.	Given: $f_{min}$ and $f_{max}$ Use $f_{min}$ with Figure 5b to determine R2 and C1. Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Figure 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1.
<b>References</b>				
G.S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965. Floyd Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley & Sons, 1966.				



CD4046BM/CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop



**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

<p><b>National Semiconductor Corporation</b> 1111 West Berlin Road Arlington, TX 76017 Tel: (817) 272-4959 Fax: (817) 272-3518</p>	<p><b>National Semiconductor Europe</b> Fax: (+49) 0-89-250 65 66 Email: <a href="mailto:europa@nsc.com">europa@nsc.com</a> Dutch Tel: (+49) 0-89-250 65 65 English Tel: (+49) 0-89-250 78 52 French Tel: (+49) 0-89-250 65 58 Italian Tel: (+49) 0-89-254 16 60</p>	<p><b>National Semiconductor Hong Kong Ltd.</b> 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd. Tsim Sha Tsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2733-1600 Fax: (852) 2733-6960</p>	<p><b>National Semiconductor Japan Ltd.</b> Tel: 01-642-299-2309 Fax: 01-642-299-2408</p>
--	--	---	---

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described in its products that may infringe on the rights of others. We are not authorized to change our liability policy without notice.

**Phase-locked loop**

**NE/SE564**

**DESCRIPTION**

The NE/SE564 is a versatile, high guaranteed frequency phase-locked loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the Block Diagram, the NE/SE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

**FEATURES**

- Operation with single 5V supply
- TTL-compatible inputs and outputs
- Guaranteed operation to 50MHz
- External loop gain control
- Reduced carrier feedthrough
- No elaborate filtering needed in FSK applications
- Can be used as a modulator
- Variable loop gain (externally controlled)

**APPLICATIONS**

- High speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency Synthesizers

**PIN CONFIGURATIONS**

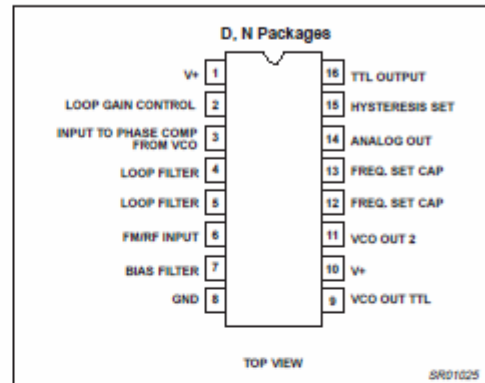


Figure 1. Pin Configuration

- Signal generators
- Various satcom/TV systems
- pin configuration

**ORDERING INFORMATION**

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
16-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE564D	SOT109-1
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE564N	SOT38-4
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 to +125°C	SE564N	SOT38-4

**BLOCK DIAGRAM**

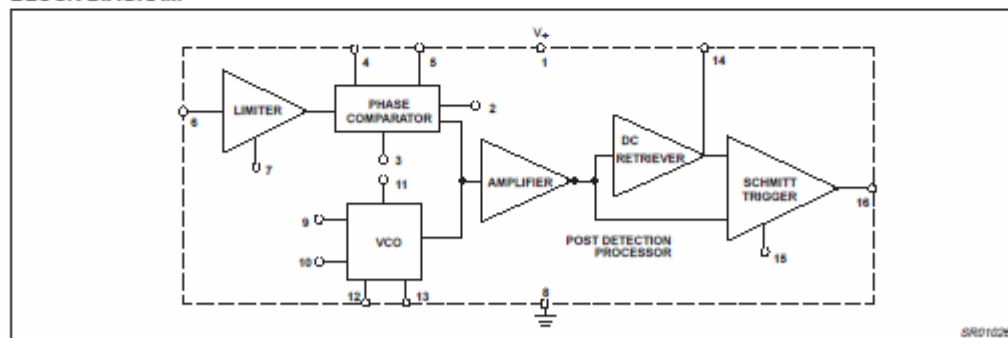


Figure 2. Block Diagram

Phase-locked loop

NE/SE564

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V+	Supply voltage	14	V
	Pin 1 Pin 10	6	V
I <sub>OUT</sub>	Sink Max (Pin 9) and sourcing (Pin 11)	11	mA
I <sub>BIAS</sub>	Bias current adjust pin (sinking)	1	mA
P <sub>D</sub>	Power dissipation	600	mW
T <sub>A</sub>	Operating ambient temperature	0 to +70	°C
	NE SE	-55 to +125	°C
T <sub>STG</sub>	Storage temperature range	-65 to +150	°C

NOTE:

Operation above 5V will require heatsinking of the case.

DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>CC</sub> = 5V; T<sub>A</sub> = 0 to 25°C; f<sub>0</sub> = 5MHz, I<sub>z</sub> = 400µA; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			LIMITS			UNITS
			SE564			NE564			
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Maximum VCO frequency	C <sub>1</sub> = 0 (stray)	50	65		45	60		MHz
	Lock range	Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = 125°C T <sub>A</sub> = -55°C T <sub>A</sub> = 0°C T <sub>A</sub> = 70°C	40 20 50	70 30 80		40	70 70 40		% of f <sub>0</sub>
	Capture range	Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> , R <sub>2</sub> = 27Ω	20	30		20	30		% of f <sub>0</sub>
	VCO frequency drift with temperature	f <sub>0</sub> = 5MHz, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C T <sub>A</sub> = 0 to +70°C - 0 to +70°C f <sub>0</sub> = 5MHz, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C T <sub>A</sub> = 0 to +70°C		500 300	1500 800		600 500		PPM/°C
	VCO free-running frequency	C <sub>1</sub> = 91pF R <sub>C</sub> = 100Ω "internal"	4	5	6	3.5	5	6.5	MHz
	VCO frequency change with supply voltage	V <sub>CC</sub> = 4.5V to 5.5V		3	8		3	8	% of f <sub>0</sub>
	Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1kHz f <sub>0</sub> = 5MHz, Input deviation: 2%T = 25°C 1%T = 25°C 1%T = 0°C 1%T = -55°C 1%T = 70°C 1%T = 125°C	16 8 6 12	28 14 10 16		16 8	28 14 13 15		mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
	Distortion	Deviation: 1% to 8%		1			1		%
S/N	Signal-to-noise ratio	Std. condition, 1% to 10% dev.		40			40		dB
	AM rejection	Std. condition, 30% AM		35			35		dB
	Demodulated output at operating voltage	Modulation frequency: 1kHz f <sub>0</sub> = 5MHz, Input deviation: 1% V <sub>CC</sub> = 4.5V V <sub>CC</sub> = 5.5V	7 8	12 14		7 8	12 14		mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = 5V I <sub>1</sub> , I <sub>10</sub>		45	60		45	60	mA
	Output "1" output leakage current "0" output voltage	V <sub>OUT</sub> = 5V, Pins 16, 9 I <sub>OUT</sub> = 2mA, Pins 16, 9 I <sub>OUT</sub> = 6mA, Pins 16, 9		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8	µA V V

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

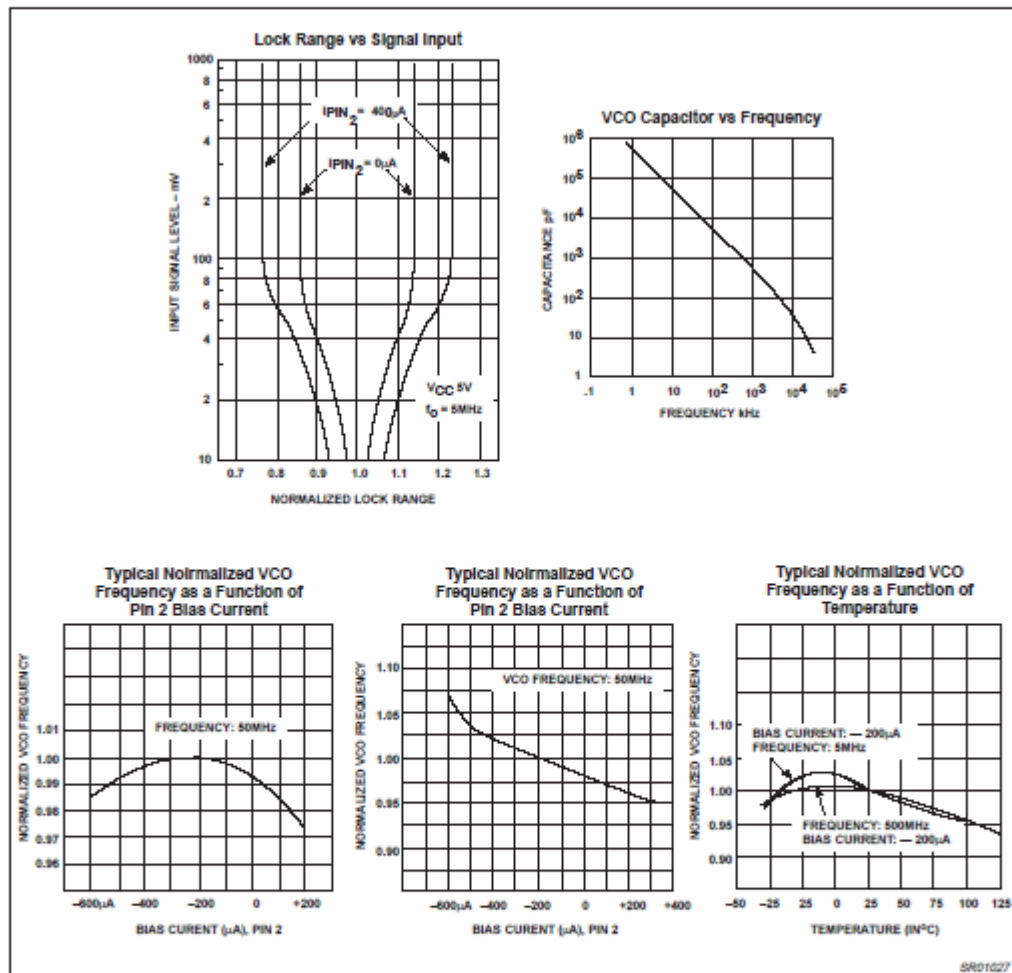


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

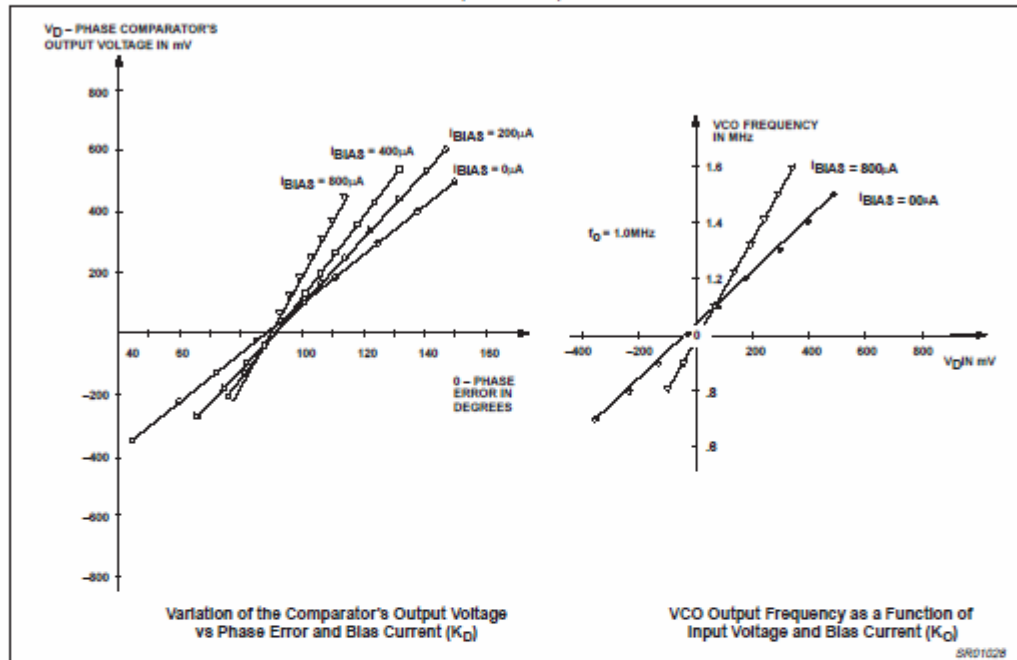
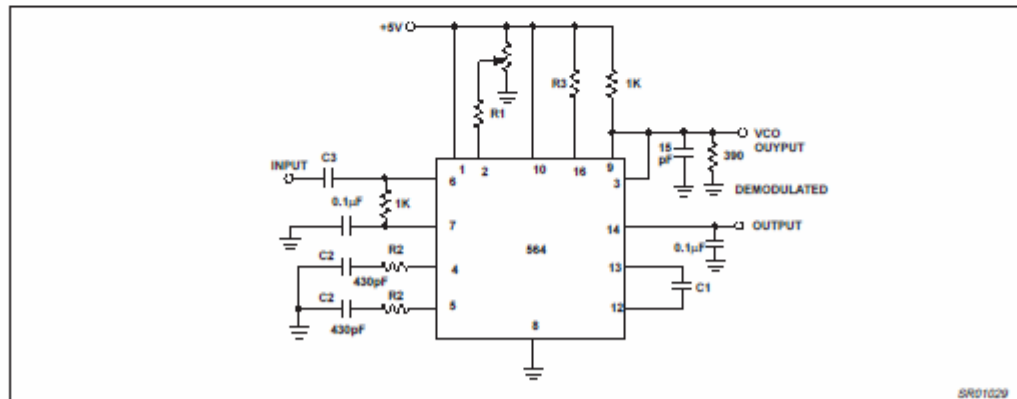


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TEST CIRCUIT



Phase-locked loop

NE/SE564

**FUNCTIONAL DESCRIPTION**

**(Figure 6)**

The NE564 is a monolithic phase-locked loop with a post detection processor. The use of Schottky clamped transistors and optimized device geometries extends the frequency of operation to greater than 50MHz.

In addition to the classical PLL applications, the NE564 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

The output of the PLL can be written as shown in the following equation:

$$V_O = \frac{(f_{IN} - f_O)}{K_{VCO}} \quad (1)$$

$K_{VCO}$  = conversion gain of the VCO

$f_{IN}$  = frequency of the input signal

$f_O$  = free-running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the wideband nature of the loop filter. To avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of  $f_{IN}$  from  $f_O$ . Since this differs from system to system, it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed, so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the 564 by varying the voltage at Pin 15 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free-running frequency of the VCO itself. If this changes due to temperature, according to Equation 1 it will lead to a change in the DC levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrowband signals where the deviation in  $f_{IN}$  itself may be less than the change in  $f_O$  due to temperature. This effect can be eliminated if the DC or average value of the signal is retrieved and used as the reference to the comparator. In this manner, variations in the DC levels of the PLL output do not affect the FSK output.

**VCO Section**

Due to its inherent high-frequency performance, an emitter-coupled oscillator is used in the VCO. In the circuit, shown in the equivalent schematic, transistors Q21 and Q23 with current sources Q25 - Q26 form the basic oscillator. The approximate free-running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_O = \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (2)$$

$R_C = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$  (INTERNAL)

$C_1$  = external frequency setting capacitor

$C_S$  = stray capacitance

Variation of  $V_D$  (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator. As indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative temperature coefficient due to the monolithic resistor. To compensate for this, a current  $I_R$  with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

**Phase Comparator Section**

The phase detection processor consists of a doubled-balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection.

Schottky-clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in  $Q_4$  and  $Q_{15}$  which effectively changes the gain of the differential amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at Pin 2.

**Post Detection Processor Section**

The post detection processor consists of a unity gain transconductance amplifier and comparator. The amplifier can be used as a DC retriever for demodulation of FSK signals, and as a post detection filter for linear FM demodulation. The comparator has adjustable hysteresis so that phase jitter in the output signal can be eliminated.

As shown in the equivalent schematic, the DC retriever is formed by the transconductance amplifier  $Q_{42} - Q_{43}$  together with an external capacitor which is connected at the amplifier output (Pin 14). This forms an integrator whose output voltage is shown in the following equation:

$$V_O = \frac{g_M}{C_2} \int V_{IN} dt \quad (3)$$

$g_M$  = transconductance of the amplifier

$C_2$  = capacitor at the output (Pin 14)

$V_{IN}$  = signal voltage at amplifier input

With proper selection of  $C_2$ , the integrator time constant can be varied so that the output voltage is the DC or average value of the input signal for use in FSK, or as a post detection filter in linear demodulation.

The comparator with hysteresis is made up of  $Q_{45} - Q_{50}$  with positive feedback being provided by  $Q_{47} - Q_{48}$ . The hysteresis is varied by changing the current in  $Q_{52}$  with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a DC control, provides symmetric variation around the nominal value.

**Design Formula**

The free-running frequency of the VCO is shown by the following equation:

$$f_O = \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (4)$$

$R_C = 100\Omega$

$C_1$  = external cap in farads

$C_S$  = stray capacitance

The loop filter diagram shown is explained by the following equation:

$$f_S = \frac{1}{1 + 6RC_3} \text{ (First Order)} \quad (5)$$

$R = R_{12} = R_{13} = 1.3k\Omega$  (INTERNAL)

By adding capacitors to Pins 4 and 5, a pole is added to the loop transfer at

$$\omega = \frac{1}{RC_3}$$

NOTE:  
\*Refer to Figure 6.



Phase-locked loop

NE/SE564

EQUIVALENT SCHEMATIC

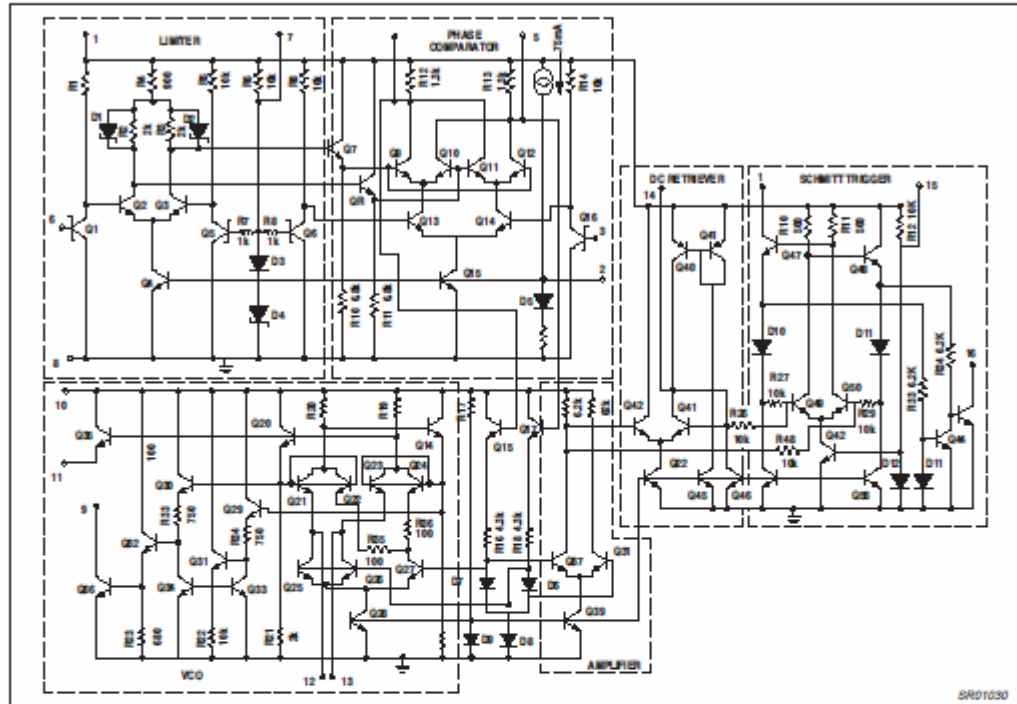


Figure 6. Equivalent Schematic

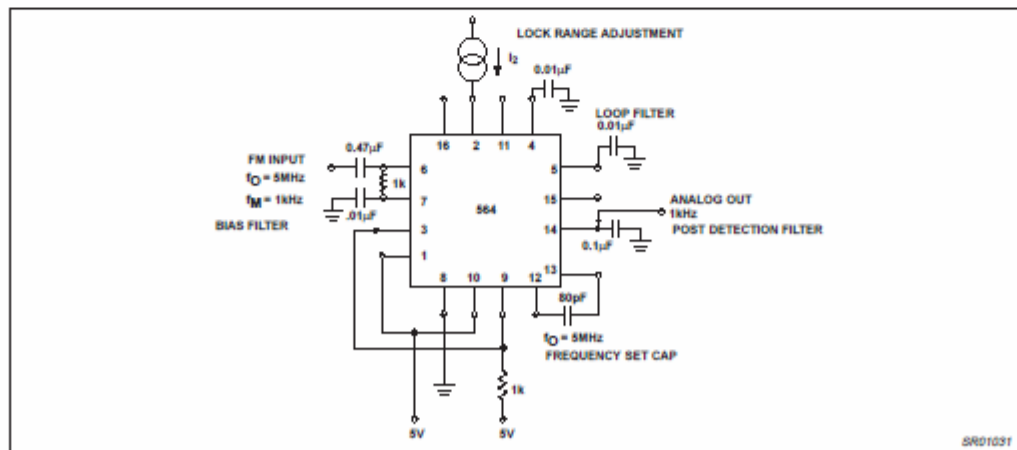


Figure 7. FM Demodulator at 5V

Phase-locked loop

NE/SE564

APPLICATIONS

FM Demodulator

The NE564 can be used as an FM demodulator. The connections for operation at 5V and 12V are shown in Figures 7 and 8, respectively. The input signal is AC coupled with the output signal being extracted at Pin 14. Loop filtering is provided by the capacitors at Pins 4 and 5 with additional filtering being provided by the capacitor at Pin 14. Since the conversion gain of the VCO is not very high, to obtain sufficient demodulated output signal the frequency deviation in the input signal should be 1% or higher.

Modulation Techniques

The NE564 phase-locked loop can be modulated at either the loop filter ports (Pins 4 and 5) or the input port (Pin 6) as shown in Figure 9. The approximate modulation frequency can be determined from the frequency conversion gain curve shown in Figure 10. This curve will be appropriate for signals injected into Pins 4 and 5 as shown in Figure 9.

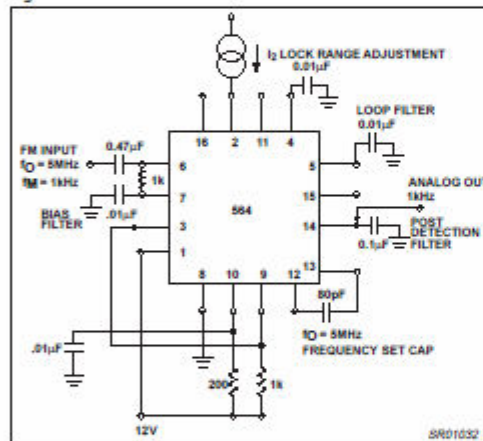


Figure 8. FM Demodulator at 12V

FSK Demodulation

The 564 PLL is particularly attractive for FSK demodulation since it contains an internal voltage comparator and VCO which have TTL compatible inputs and outputs, and it can operate from a single 5V power supply. Demodulated DC voltages associated with the mark and space frequencies are recovered with a single external capacitor in a DC retriever without utilizing extensive filtering networks. An internal comparator, acting as a Schmitt trigger with an adjustable hysteresis, shapes the demodulated voltages into compatible TTL output levels. The high-frequency design of the 564 enables it to demodulate FSK at high data rates in excess of 1.0M baud.

Figure 10 shows a high-frequency FSK decoder designed for input frequency deviations of ±1.0MHz centered around a free-running frequency of 10.8MHz. The value of the timing capacitance required was estimated from Figure 8 to be approximately 40pF. A trimmer capacitor was added to fine tune  $f_0$  10.8MHz.

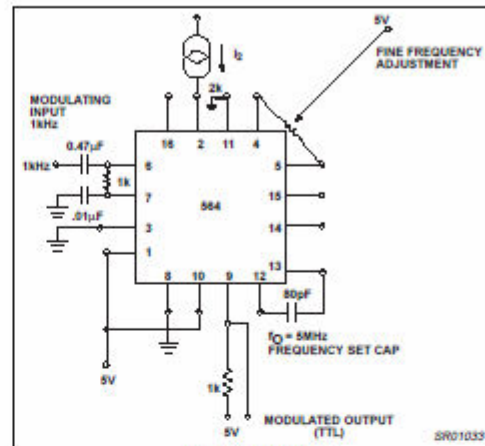


Figure 9. Modulator

The lock range graph indicates that the ±1.0MHz frequency deviations will be within the lock range for input signal levels greater than approximately 50mV with zero Pin 2 bias current. (While strictly this figure is appropriate only for 50MHz, it can be used as a guide for lock range estimates at other  $f_0$  frequencies).

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10kΩ potentiometer and 2kΩ bias arrangement to give the waveshape shown in Figure 12 for 20k, 500k, 2M baud rates with square wave FSK modulation. Note the magnitude and phase relationships of the phase comparators' output voltages with respect to each other and to the FSK output. The high-frequency sum components of the input and VCO frequency also are viable as noise on the phase comparator's outputs.

OUTLINE OF SETUP PROCEDURE

1. Determine operating frequency of the VCO:  $f_0 = N$  in feedback loop, then  $f_0 = N \times f_{IN}$ .
2. Calculate value of the VCO frequency set capacitor:
 
$$C_0 = \frac{1}{2200 f_0}$$
3. Set  $I_2$  (current sinking into Pin 2) for  $\approx 100\mu A$ . After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior, and replace with fixed resistor value of  $R_2 = \frac{V_{CC} - 1.3V}{I_{B2}}$ .
4. Check VCO output frequency with digital counter at Pin 9 of device (loop open, VCO to  $\phi$  det.). Adjust  $C_0$  trim or frequency adj. Pins 4 - 5 for exact center frequency, if needed.
5. Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pins 3 and 6 with two-channel scope. Lock should occur with  $\Delta\phi_{3-6}$  equal to  $90^\circ$  (phase error).

Phase-locked loop

NE/SE564

- 6. If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter design may be required in place of simple single capacitor filter on Pins 4 and 5. (See PLL application section)
- 7. The input signal to Pin 6 and the VCO feedback signal to Pin 3 must have a duty cycle of 50% for proper operation of the phase detector. Due to the nature of a balanced mixer if signals are not 50% in duty cycle, DC offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO.
- 8. For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10 - 50 $\mu$ F on Pins 4, 5. Also, careful supply decoupling may be necessary. This includes the counter chain  $V_{CC}$  lines.

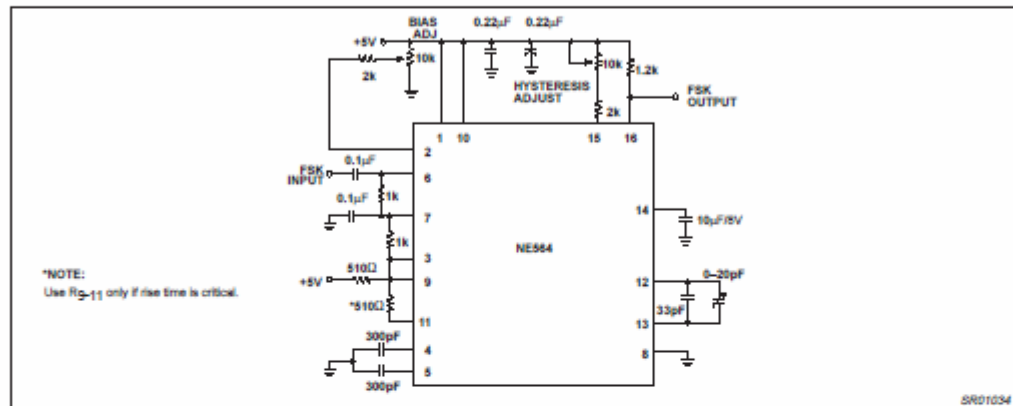


Figure 10. 10.8MHz FSK Decoder Using the 564

Phase-locked loop

NE/SE564

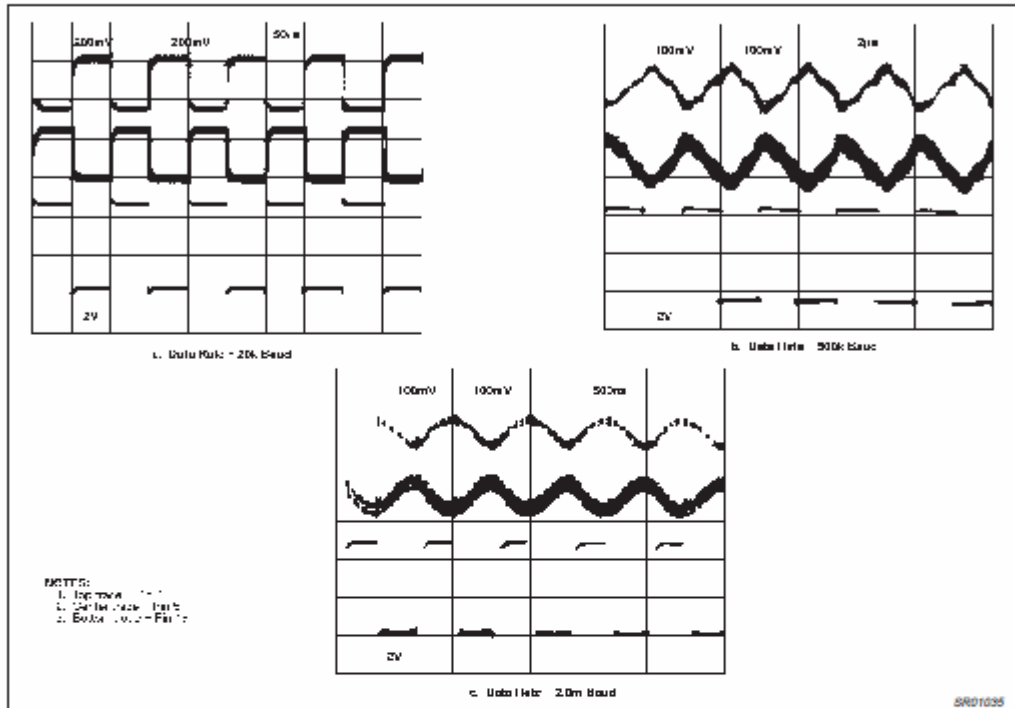


Figure 11. Phase Comparator (Pins 4 and 5) and FSK (Pin 16) Outputs

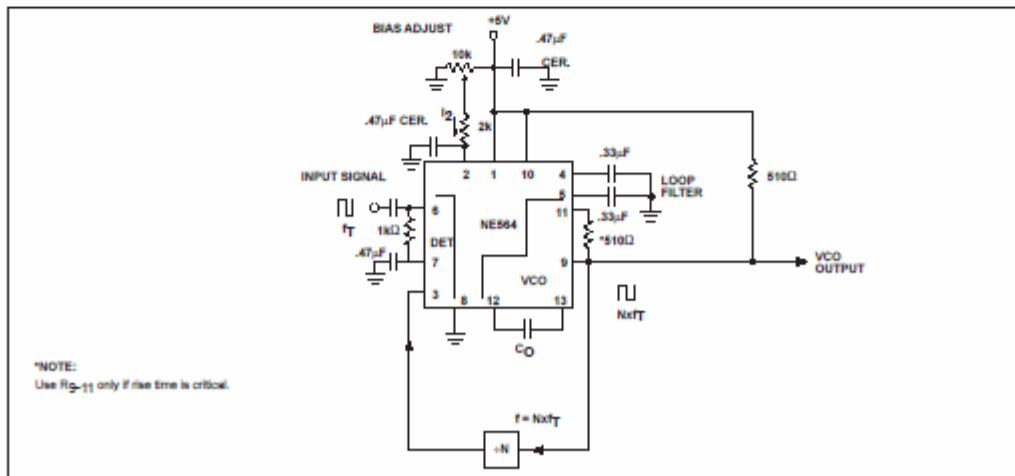


Figure 12. NE564 Phase-Locked Frequency Multiplier