



Elektromagnetiske VLF signaler

Prosjekt Hessdalen

Gruppe: B14E09
10. JUNI 2014



Høgskolen i Østfold

Avdeling for ingeniørfag

Prosjektkategori: Hovedprosjekt
Omfang i studiepoeng: 20
Fagområde: Elektronikk, teleteknikk

Fritt tilgjengelig

☒

Fritt tilgjengelig etter:

Tilgjengelig etter avtale
med samarbeidspartner

☐

Rapporttittel: Elektromagnetiske VLF signaler Måling av elektromagnetisk stråling i Hessdalen	Dato: 10 April 2014 Antall sider: Antall vedlegg:
Forfattere: Jostein Haugen	Veileder: Bjørn Gitle Hauge
Avdeling / linje: Avd. for ingeniør og realfag. Elektro	Prosjektnummer: B14E09

Utført i samarbeid med: Bjørn Gitle Hauge. Høyskolelektor	Kontaktperson hos samarbeidspartner: Bjørn Gitle Hauge
---	---

Ekstrakt: Project Hessdalen ønsker å få inn flere data for å forklare fenomenet. I og med at HiØ forsker på dette, er det interessant å se om vi kan få utforsket mer av fenomenets natur i bacheloroppgaven. Det er mange hypoteser på hva fenomenet egentlig er, og håpet er å komme nærmere en helhetlig, vitenskapelig forklaring. Denne prosjektoppgaven skal forbedre utsyr som er i bruk i dag. Utstyret som skal benyttes skal være i frekvensområde 20-15000Hz. Det skal bli brukt 4stk antenner oppe på Hessdalen, 4stk VLF-mottakere, analog til optisk, fiberkabel, optisk til analog. Samt batteri, laderegulator og solcellepanel.

3 emneord:

Radiobølger
Antenner
Modifisering



Forord

Prosjekt Hessdalen og Høgskolen i Østfold har siden 1983 forsøkt å forklare lysfenomenene i Hessdalen. Det har vært flere forskere der, og ingen har kommet til fram til en konklusjon på hva det kan være. En rekke utstyr har blitt utplassert for å samle inn data, som kan bidra til å forklare fenomenet. Blant annet er det satt opp automatisk målestasjon med kamera, magnetograf og spektrum analysator, da tidligere målinger av elektromagnetiske signaler, ikke har fungert optimalt med det utstyret som har blitt brukt.

Project Hessdalen ønsker å få inn flere data for å forklare fenomenet. I og med at HiØ forsker på dette, er det interessant å se om vi kan få utforsket mer av fenomenets natur i bacheloroppgaven. Det er mange hypoteser på hva fenomenet egentlig er, og håpet er å komme nærmere en helhetlig, vitenskapelig forklaring.

Undertegnede vil gjerne takke Bjørn Gitle Hauge for veiledning, og Reidar Nordby for faglige innspill vedrørende elektronikk.

Fredrikstad den 10. juni 2014

Jostein Haugen



Sammendrag

Hessdalen-prosjektet har observert og forsket på lysfenomenet i Hessdalen, siden 1983. Prosjekt Hessdalen ønsker å finne ut av lysfenomenets art, det vil si, finne målbare fysiske parametere, som kan forklare omstendighetene rundt mysteriet.

I dette prosjektet er det lagt vekt på å forbedre tidligere måleinstrumenter, magnetograf, spektrumanalysator og kamera. Måleinstrumentene har fungert etter hensikten, men det har vært nødvendig å oppdatere utstyret for å få inn flere, og bedre, målinger.

En dipolantenne ble benyttet som elektrisk feltantenne, for å ta opp signaler i det elektromagnetiske spekter. H-feltsantenne dekker det magnetiske spekteret, og dette har blitt utforsket tidligere av studenter som har arbeidet med fenomenet, i 2003. Imidlertid er det ikke mulig å unngå støy, fra for eksempel, lynnedslag, kraftlinjer, og nordlys.



Innholdsfortegnelse

Forord	2
Sammendrag	3
Innholdsfortegnelse	4
1 Innledning	6
1.1 Mål	7
2 Kravspesifikasjon	8
3 Teori	9
3.1 Solcelle	9
3.2 Batteri	10
3.3 Laderegulator	11
3.4 Fiberoptikk	11
3.5 Elektromagnetiske bølger	12
3.51 Bølgefronter	12
3.51 E og H felt:	13
3.52 E-felt Dipolantenne	13
3.6 Impedans	15
3.7 Jordbølgeutbredelse	16
3.8 Troposfæriske bølgekomponenten	17
3.9 Ionosfæren	19
3.10 SFERICS, Tweeks og Whistler	20
4 Systemspesifikasjon	23
4.1 Mottakersystem	23
4.2. Optisk sender	29
4.3 Fiberoptisk kabel	31
4.4 Optisk mottaker	31
4.5 Lydopptaker	32
4.6 Flashbrikke	33
4.7 Varmekilde	33
4.8 12V til 5V USB.	34
4.12 Analyse av måledata	35
5. Testing I felt	36
6. Diskusjon	42
6.1 INSPIRE-mottakeren	42
6.2 Dipol-antennen	42



6.3 Optisk mottaker og sender	42
6.4 Lydopptakeren	42
7. Konklusjon	43
8. Referanseliste	44
9. Vedlegg	45



1 Innledning

Hessdalfenomenet, Hessdalen Project (fra nå av, HP), er et kjent lysfenomen, omtalt på TV, f.eks. på National Geographic, og Discovery Science, som enkelte ganger kan ses i Hessdalen, eller i distriktet rundt. Antall observasjoner i året er i størrelsesorden 20. I perioden fra 1981 til 1984 var antall observasjoner helt opp til 20 i uka.

Utseendet på det ukjente lysfenomenet kan variere veldig. Noen ganger sees en stor kule av gult lys. Denne lyskula kan ha forskjellige former og størrelser, og kan være opptil 10 meter i diameter. Lyskula kan være helt rund, eller avlang, mer sylinderformet. I enkelte tilfeller kan formen være helt annerledes. Lyset kan bevege seg rundt i fjellandskapet i Hessdalen, noen ganger helt ned mot elva, Hesja. Hastigheten på bevegelsen varierer mye. Alt ifra å stå stille i mange minutter, til å bevege seg med en hastighet på 30.000 km/t.

Levetiden for dette lysfenomenet er opp til et par timer, men som oftest forsvinner det etter noen få minutter. Noen ganger er det flere lyskilder sammen, og de kan ha forskjellige farger. HP kan også ses som hurtige hvite eller blå lysflash, som kan være vanskelig å oppdage, på grunn av den korte tiden.

Hessdalfenomenet fikk sitt navn etter stedet det er blitt observert mest i: Hessdalen, som er en ca. 15 km lang sidedal til Gauldalen, like nord for Røros i Sør-Trøndelag. Hessdalen ligger i Holtålen kommune.

Dette hovedprosjektet tar for seg måling av elektromagnetiske signaler i forbindelse med lysfenomenet. Fra tidligere har det blitt satt opp utsyr i H og E felt som skal måle elektromagnetiske signaler med en frekvens fra 20-20000Hz. Dette har ikke fungert optimalt, og skal forbedres ytterligere. En vil også få inn en del støy, som atmosfærisk stråling, menneskeskapte radiosignaler og kraftlinjer. Frekvensen som skal registreres, vil videre avleses på PC ved bruk av et spektrogram og på ett FFT- analyseprogram, som gjør det mulig å analysere elektromagnetiske signaler i dette frekvensområdet 20-15000Hz.



1.1 Mål

Denne prosjektoppgaven skal forbedre utstyr som er i bruk i dag. Utstyret som skal benyttes skal være i frekvensområde 20-15000Hz. Det skal bli brukt 4stk antenner oppe på Hessdalen, 4stk VLF-mottakere, analog til optisk, fiberkabel, optisk til analog. Samt batteri, laderegulator og solcellepanel.

Utstyret skal være enkelt å sette opp, og det skal være enkelt å skifte ut deler hvis noe går galt. Det skal være enkelt å betjene uten så mye opplæring fra en annen bruker. Utstyret brukes på steder der det ikke er mulighet for strøm, og det er årsaken til at det benyttes solcellepanel og batterier. Signalene som blir tatt opp, blir lagret på en flashbrikke, for senere avlesning på pc.

I denne prosjektoppgaven skal en bruke en dipolantenne (E-felt) som en ønsker å forbedre med dagens E- og H- feltsantenne som tidligere har blitt satt opp.



2 Kravspesifikasjon

- Bruke en dipolantenne som vil ta opp signaler i det elektriske feltet (E-felt)
- Kjøpe inn lydopptaker og komponenter som vil fungere optimalt med resten av utstyret.
- Alt utstyr må være konstruert ved bruk i felt, alt må være bærbart.
- Mottakerutstyret skal minimum ha en lagringskapasitet på 3 måneder.
- Mottakerutstyret skal være enkelt å operere.
- For å unngå for mye støy blir antenne og opptaker plassert 20meter fra hverandre gjennom fiberoptikk.

3 Teori

3.1 Solcelle

Solceller omdanner solenergi til elektrisk energi ved hjelp av Fotovoltaisk effekt. I 1905 utarbeidet Albert Einstein en teori om at lys er sammensatt av diskrete kvanter, i dag kalt fotoner, og at energien i et lyskvant er gitt ved produktet av frekvensen til den tilhørende bølgen multiplisert med en konstant, senere kalt Plancks konstant. (Piazza & Vitale, 2013, side 19) En bestemt bølgelengde tilsvarer altså et foton med energi. Formelen for dette er:

$$E=hv \quad (2-1)$$

Her er E = Energien i et lyskvant [J], v = Lysets frekvens [Hz], og h = Plancks konstant ($6.62 \cdot 10^{-34}$) [J · s]. Einstein fikk Nobelprisen i fysikk for denne oppdagelsen, i 1921. (Piazza & Vitale, 2013, side 20)

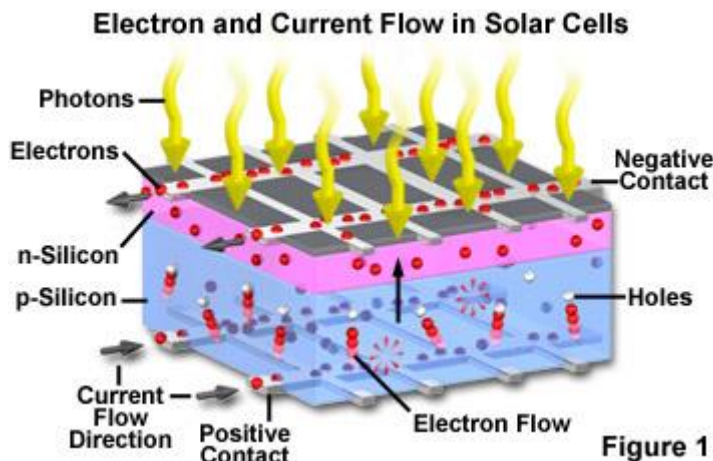
Hvis et foton har nok energi, kan det gi sin energi til et elektron, og det frigjøres. Den maksimale kinetiske energien til et frigjort elektron er gitt ved:

$$K_{maks} = hv - \phi \quad (2-2)$$

Der $\phi = hf_0$ er arbeidsfunksjonen, noen ganger brukes notasjonen W . Dette er den minste energien som kreves for å fjerne et elektron fra overflaten til et hvilket som helst gitt metall. Dette følger at frekvensen v til elektronet må være større enn f_0 for å trekke ut elektroner. (Piazza & Vitale, 2013, side 20)

Prosessene som skjer under den fotovoltaiske effekten. Solcelleenheten består av to viktige områder: Et N-type materiale og et P-type materiale. Atomene i solcellen er bundet til tilstøtende atomer i hvert materiale ved deres felles elektroner. Dersom en urenhet, for eksempel et fosfor atom, blandes inn i silisium ("dopes"), bidrar det til et ekstra elektron og skaper et N-type materiale. Hvis et bor-atom blandes inn, mangler det et bindende elektron i forhold til Silisium og vil skape et P-type materiale. Dersom en skive med P-type materiale dopes med fosfor på den ene siden, dannes en såkalt P-N overgang ved grensesnittet nær overflaten. Elektroner fra donoratomene i N-regionen flytter seg inn i P-regionen og kombineres med positive "hull" fra mottaker atomene, og produserer et lag med negativt ladde atomer. Det motsatte skjer også når hullene fra mottakeratomene i P-regionen krysser over til N siden, og produserer et lag med positivt ladde atomer. Nettoresultatet er et elektrisk felt som er positivt på N siden og negativt på P-siden. Det er dette feltet i "deplesjonsområdet" eller "barrierelaget" ved overgangen som etablerer likevekt, stopper den ytterligere bevegelsen til ladningene, og gjør det mulig for enheten å fungere som en diode og som en solcelle. På grunn av tilstedeværelsen av barrierelaget, opptrer en solcelle som en likeretter, eller diode, som tillater enkel passering av hull i en retning, og elektroner i den andre. (Smestad, 2002, side 5)

I en del litteratur omtales en slik skive med dopet halvledermateriale ofte som en "wafer". Det finnes mange ulike teknologier for solceller, og i noen av dem brukes en P-type og en N-type wafer inntil hverandre for å danne en solcelle, i andre teknologier brukes en wafer som er positiv på den ene siden og negativ på den andre siden.



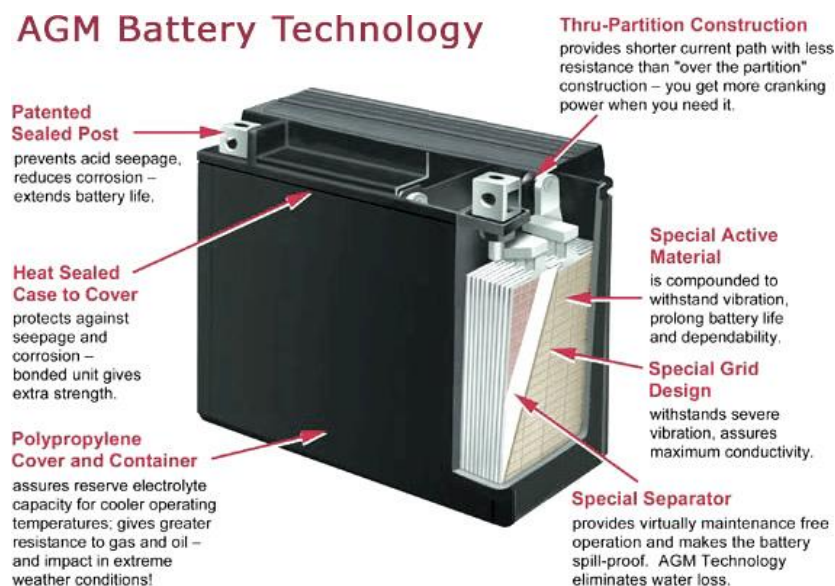
Figur 3.1 Prinsippskisse for en solcelle

3.2 Batteri

Batteriet må klare dyputladninger (lades tilnærmet helt ut), ha liten selvutlading og stor lademottakelighet.

Det finnes ulike batteri-typer å velge mellom, men de mest relevante er AGM, GEL og bly/syre-batterier. Det første offisielle bly/syre-batteriet ble laget av Gaston Planté i 1860. (Pavlov, 2011, side 3-5) Siden den gang har bly/syre-batterier blitt utviklet og forbedret merkbart. En fordel med slike batterier er at de kan levere store strømmer i korte perioder. Ulempene er at batteriene er tunge, utvikler gass, taper væskeinnhold, ikke tåler dyputladninger, og krever rutinemessig tilsyn og etterfylling av batterivæske/syre (Thompson, 2013, side 498). Gel-batterier fungerer etter samme prinsipp som bly/syre-batterier, men er fylt med syreholdig gelémasse istedenfor flytende syre, og har en tett kapsling. Dette gjør syre-lekkasjer umulig, og forhindrer gass-utslipp og væsketap. Eventuell gass som utvikles i batteriet vil kondenseres tilbake til gelémasse igjen senere, slik at batteriene ikke behøver etterfylling. Ulempen er at slike batterier er spesielt følsomme for overlading. Man må derfor benytte egnede laderegulatorer som kobler fra laddingen når batteriene er fulle. (German Energy Society, 2005). Absorbed Glass Mat (AGM) batterier er en batteri-type som inneholder flytende syre i absorberende matter. De har også tett kapsling slik som gel-batteriene, og har derfor de samme fordelene i forhold til syre-lekkasje, gass-utslipp, væsketap og etterfylling. Men batteriene har også lav intern motstand og kan derfor levere mye energi i forhold til tradisjonelle bly/syre-batterier. En ulempe er at batteriene krever spesielle lade-prosedyrer. (Thompson, 2013, side 500). Utover dette finnes det også stasjonære rørplate-batterier, som er en type bly/syre- eller gel-batterier der de positive elektrodeplatene er rørformede. Slike batterier er tiltenkt nødstrøms anlegg som man finner på sykehus, brannstasjoner og liknende, og kan kanskje vært aktuelle for en serverpark med mange datamaskiner, men ikke til én enkelt datamaskin. De er særskilt store, tunge (må ha tralle for å flytte dem) og dyre (2-3 ganger prisen på tilsvarende vanlige bly/syre-batterier) De krever spesialtilpasset oppbevaringsrom med ventilerings (German Energy Society, 2005)

AGM Battery Technology



Figur 3.2. Oppbygning av et AGM batteri

3.3 Laderegulator

Når solcellepanelene yter god effekt i godt dagslys, kan spenningen bli høyere enn den spenningen som batteriene skal ha. Derfor trenger man en laderegulator. Denne transformerer spenningen fra et solcellepanel ned til en spenning som er ideell å lade batteriene med.

3.4 Fiberoptikk

Fiberoptikk er et optisk system der lys (ofte fra en laser) som ledes igjennom en fiberoptisk kabel. Denne kabelen har en kjerne laget av meget rent glass eller plast. Den (tråden) kan være fra flere millimeter i diameter til en brøkdel av et hårstrås tykkelse.

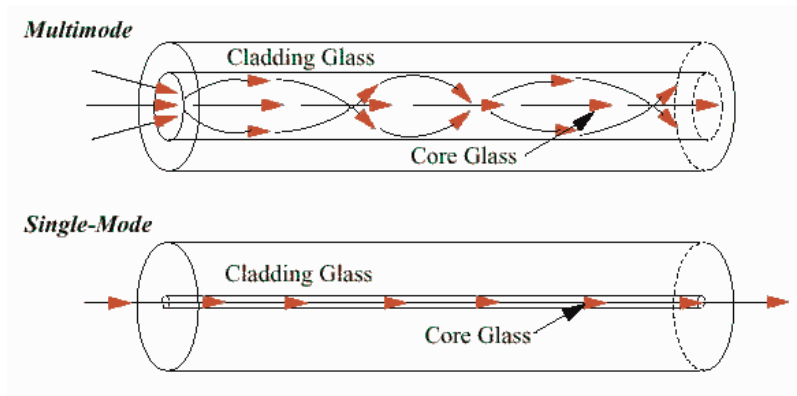
Fiberoptiske kabler benyttes mye i forbindelse med telekommunikasjon, som en bølgeleder, spesielt når båndbreddebehovet er stort. Fiberoptiske kabler har liten demping, sammenlignet med kommunikasjonskabler laget av kobber. Optiske kabler benyttes også når signalene skal transporteres over lange strekninger.

Optiske systemer benyttes også til belysning og sensorer. I legevitenenskapen blir fiberoptiske systemer benyttet i utstrakt grad for å bringe lys inn vanskelig tilgjengelige hulrom, og for å bringe bildet ut til undersøkeren/kirurgen både ved undersøkelser og ved operasjoner utført med kikkhullsteknikk.

Lys blir sendt inn i kjernen av en kabel med en laser eller en lysdiode. Lysbølgen vil alltid ha en vinkel i forhold til kjernens senterakse, enten fordi lyset kommer inn med en vinkel, eller fordi fiberen er bøyd. Når lysbølgen treffer «veggene» inne i kjernen (overgangen mellom kjernen og kappen), reflekteres lysbølgen med samme vinkel inn mot senter av kjernen. Denne refleksjonen skyldes forskjellen i brytningsindeks mellom kjernen og kappen, og er utledet ved Snells lov. Denne refleksjonen er helt ideell, og lyset mister ingen energi. En kan si at

hvis vinkelen lyset på vei inn i kjernen er for stor, vil lysbølgen ikke reflekteres tilbake mot senter, men bryter ut i kappen og forsvinner ut av fiberen. I optisk kommunikasjon opererer man derfor med Numerisk Aperture (NA), som beskriver vinkelområdet lyset kan ha for å bli ledet gjennom fiberen.

Det at lyset brytes ut i kappen, skyldes ofte at fiberkabelen har en for stor fysisk bøyning. Når det blir for mange slike bøyninger, eller når én bøyning blir for stor, blir signalstyrken svekket så mye at signalet ikke er kraftig nok til å oppfanges i «enden» av kabelen. Derfor ønsker man å ha så små bøyninger som mulig på en fiberoptisk kabel.



Figur 3.3. Skisse over en multimode og singelmode. Brukte en multimode, da denne benytter en mye større kjerne og vanligvis når en bruker lengre bølgelengde og analogt signal.

3.5 Elektromagnetiske bølger

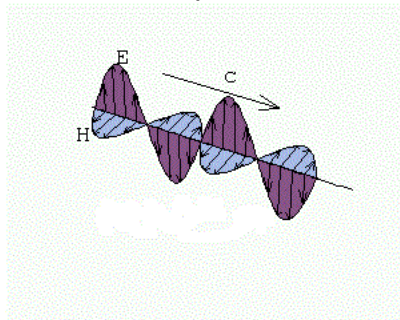
« I 1887 demonstrerte Heinrich Herz at elektromagnetiske energi kunne sendes ut i rommet som radiobølger. Som kjent oppstår det et induksjonsfelt (nær felt) omkring en leder som fører en elektrisk strøm. Når frekvensen blir tilstrekkelig høy. Vil et annet felt oppstå, nemlig strålingsfelt. Dette feltet vil bli frigjort fra lederen og forplante seg i rommet og gjøre radiokommunikasjon mulig. Det har vært gjort forsøk på å illustrere dette ved å sammenligne med bølgene som oppstår når en stein slippes ned på en jevn vannoverflate. Selv om analogien ikke er nøyaktig » (HSBSØ side 5)

3.51 Bølgefronter

« En kan tenke seg strålingsfeltet som en serie av ringformede ekspanderende overflater som følger etter hverandre på hver av disse overflatene er strålingsfeltet i stadig svingende tilstand. Hvis vannflaten omkring forstyrrelse-punktet undersøkes, ser en at vannbølgene går radielt utover med ølende omkrets etter som de forplantes. I avstanden fra senteret blir sirkelformen mindre synlig, og når ett tverrsnitt av forstyrrelses-overflaten undersøkes er bare deler av forholdsvis store sirkelbuer synlige og disse synes å være transversale rette linjer. En lignende effekt forekommer med radiobølger som utstråles fra en antenne. Slik at i stor avstander fra antennen kan en liten del av bølgefronten sies å være transversal plan overflate. Sett fra en iakttagere vandrer bølgefrontene forbi og varierer sinusformet i retning og størrelse.» (HSBSØ side 11)

3.51 E og H felt:

« Når en betrakter radiosignalene gjennom en vei mellom sender og mottakerantenne. Er forestillingen om vandrede bølgefront viktig. Forplantnings antas å følge en rett linje i forplantingsretningen. Ved en slik forplantingsmåte kan radiobølgen beskrives som en elektromagnetisk felt i bevegelse, med hastighet i forplantningsretningen, og med elektrisk og magnetisk feltkomponenter ordnet i rette vinkler i forhold til hverandre. For å illustrere denne virkningen, forestiller seg at mottakerantennen i den fremskridende bølge vei. Antar man seg at hele bølgen beveger seg med jevn hastighet i den antydende retning. I densiteten i både det elektriske og magnetiske felt vil være maksimum i samme øyeblikk som bølgetoppen passerer antennen, og minimum i samme øyeblikk nullpunktet passerer, men felten e er hele tiden vinkelrette på hverandre.» (HSBSØ side 11)



Figur 3.4 Elektromagnetisk bølge

Egenskaper for fjernfeltet er at det elektriske (E) og det magnetiske (H) har et innbyrdes fast forhold lik: $E/H = 377 \text{ Ohm}$ ($E/H = Z_0 = 120\pi = 377 \text{ Ohm}$ der E og H er henholdsvis elektrisk feltstyrke gitt i Volt/meter (V/m) og magnetfeltstyrke gitt i Ampere/meter (A/m).) (karakteristisk impedans i vakuum). Nærmere antenna, i nærfeltet, står ikke lenger det elektriske og det magnetiske feltet vinkelrett på hverandre og forholdet mellom dem er ikke lenger 377 Ohm.

3.52 E-felt Dipolantenne

Når det går strøm i en leder vil det oppstå ett elektrisk felt rundt lederen. Hvis man har to ledere får man også ett elektrisk felt mellom de to lederne. Når energien i E-felt og H-felt blir stor nok. Vil disse feltene slippe taket. Da har man en antenne.

20Hz får da en bølgelengde på 1500mil, mens 20khz får en bølgelengde på 1.5mil

Dipolantenne: Dipolantenner brukes som både sender og mottakerantenne. For at antennen skal være mest mulig effektiv, må lengden egentlig være lik halve bølgelengden av signalet som skal sendes eller mottas.

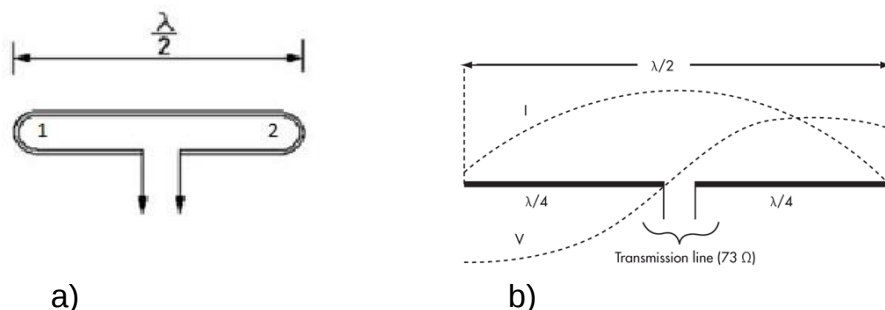
I radio og telekommunikasjon er en dipol -antenne eller dublett er den enkleste og mest utbredte klassen av antennen. Den består av to identiske ledende elementer som metalltråder eller stenger, som vanligvis er bilateralt symmetrisk. Den drivende strøm fra senderen anvendes, eller for å motta antenner utgangssignalet til mottakeren er tatt, mellom de to halvdeler av antennen. Hver side av Federline (I en radioantenne, er tilførselsrøret til kabelen eller en annen overføringslinje som forbinder antennen med en radiosender eller-mottaker. I en senderantenne, mater den radiofrekvens (RF) strøm fra senderen til antennen,

hvor den er sendt ut som radiobølger. I en mottakerantennen overfører det til det lille RF-spenning induisert i antennen ved radiobølger til mottakeren.) til senderen eller mottakeren er koblet til en av lederne. Dette står i kontrast til en monopol - antenne, som består av en enkelt stang eller elektroden med den ene siden av feedline koblet til den, og den andre siden er koblet til en type av bakken. Et vanlig eksempel på en dipol er "kaninører" TV-antenne funnet på broadcast TV-apparater.

Den vanligste formen for dipol er to rette stenger eller tråder orientert ende til ende på den samme akse, med feedline forbundet med de to tilstøtende ender. Dette er den enkleste form for antenne fra et teoretisk synspunkt. Dipoler er resonans -antennene, noe som betyr at elementene tjener som resonatorer, med stående bølger med radiostrømsom strømmer frem og tilbake mellom sine ender. Så lengden av dipol- elementene er bestemt av bølgelengden av radiobølger som benyttes. Den vanligste formen er den halvbølge dipol, hvor hver av de to stangelementene er omtrent $1/4$ bølgelengde lang, slik at hele antennen er en halv bølgelengde lang.

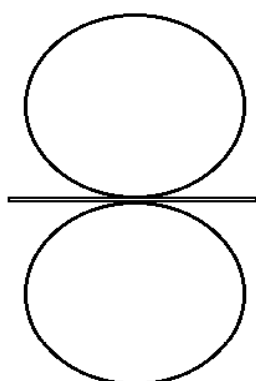
Mange forskjellige varianter av dipolen blir også brukt, for eksempel foldet dipol, korte dipol, bur dipol, bow- tie, og batwing antenne. Dipoler kan anvendes som frittstående antenner seg selv, men de er også anvendes som mateantennene (drevne elementer) i mange mer komplekse antennetyper, for eksempel den Yagi -antenne, parabolantenne, reflekterende array, turnstile -antenne, log periodisk antenne, og faset array. Dipol var den tidligste form for antenne; det ble oppfunnet av den tyske fysikeren Heinrich Hertz rundt 1886 i hans banebrytende undersøkelser av radiobølger.

«Hvis en tenker seg den enkle to tråds foldede dipol som vist i figur 3.5. Antar en at som kom i tillegg blir fjernet i punktene 1 og 2. En antar seg videre ladningen som er igjen på den enkelte halvlederantennen er slik at enden på antennen i punkt 1 er maksimal positiv og enden av antennen i punkt 2 er maksimal negativ. Vanligvis ville det normalt flyte en strøm fra punkt 2 til 1. Hvis den ledningen en tenkte seg blir koblet på som vist på figuren. Finner strømmen to veier og flyte. Følgelig deler strømmen slik at omtrent halvparten flyter i samme retning i den nedre ledningen. Som utgjør den enkle halvbølgeantennen. Dette finner sted uten forandring i inngangseffekten.» (HSBSØ side 128)



Figur 3.5a: Totråds foldet dipol. En trenger egentlig en antenne som er like lang som bølgelengden, ved lave frekvenser. Men siden bølgen speiles gjennom atmosfæren og jord. Fungerer det bra med en antenne som $\lambda/2$ som en dipolantenne.

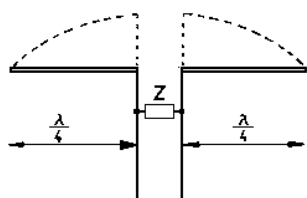
Figur 3.5b: Strøm og spenning i en $\lambda/4$ -antenne



Retningsdiagrammet for en dipolantenne

Figur 3.6 Retningsdiagram for en dipolantenne

Det horisontale retningsdiagrammet blir som to sirkler som går ut fra midten på antennen. En ser da at radiosignalet ikke går ut i enden på antennen.



Prinsippet for en enkel halvbølgedipol

Figur 3.7 Prinsippet for en enkel halvbølgedipol

I praksis vil antennen bli litt kortere enn en $1/2$ bølgelengde. Dette fordi radiobølger forplanter seg langsommere i en metall leder enn i luft. Impedansen for en halvbølgedipol er ca. 75 ohm. Er trådene (elementene) meget tykke kan impedansen komme ned i 55 ohm.

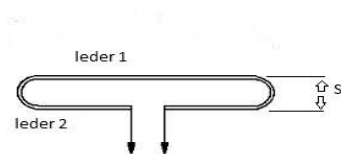
3.6 Impedans

Impedans er motstanden utøvd på en vekselstrøm og måles i Ohm. Impedans er forholdet mellom spenning over og strøm gjennom en topol ved en gitt frekvens. Begrepet impedans er en utvidelse av begrepet resistans, og vi trenger det når vi utvider betraktningen til å inkludere reaktanser i tillegg til resistanser, det vil si når vi går fra likestrøms betraktninger over til vekselstrøms betraktninger.

- En impedans er satt sammen av to komponenter som vi kaller reaktans og resistans.
- Reaktans står for enten kapasitans eller induktans, som uttrykk for virkningen av en kapasitet (kondensator) eller induktivitet (spole).

« Siden impedansen varierer omvendt med kvadratet av strømmen ($Z = \frac{P}{I^2}$) resulterer en reduksjon av strømmen i den grenen av den foldede dipolen som transmisjonslinjen er tilkoblet, i en økning av inngangs impedansen av antennen. Ettersom strømmen reduseres i halvdelen av sin opprinnelig verdi, øker impedansen av antennen fire ganger 73Ω . eller nær innpå 300Ω . Derfor kan en 300Ω transmisjonslinje tilkobles den foldede dipolen og få en korrekt impedanstilpassning.

Antar man en foldet dipol. Figur: 3.8 er konstruert slik at diameteren på leder nr. 1 er to ganger diameteren på leder 2. Virkningen av forskjellige avstander (S) er vist i følgende tabell som gir inngangs impedansen av dette spesielle foldede dipolarangementet. » (HSBSØ side 128-129)



Figur 3.8 Foldet dipol

Forholdet mellom avstand S og diameter på leder nr 2	Inngangs-impedans ohm
2:1	730
4:1	440
8:1	365
12:1	360
25:1	330

Tabell 3.1 Forholdet mellom avstand og diameter

3.7 Jordbølgeutbredelse

« Jordbølgeutbredelse refererer seg til slike typer overføringer som ikke skjer pga. refleksjoner fra ionosfæren. Derfor er feltstyrken avhengig av andre faktorer som sendereffekten, egenskaper til senderantennen, frekvens, avbøying av jordbølger rundt jordas krumming, de elektriske egenskapene i jordoverflaten, egenskapene ved utbredelse veien og lokale metrologiske forhold som fordelingen av fuktighet og vann i atmosfæren. Mesteparten av den mottatte jordbølgens feltstyrke er avhengig av disse faktorene. En må også huske på at selve jorden er en halvleder, og den utstrålte bølgen kommer i kontakt med overflaten på jorden, vil noe av energien bli absorbert og hurtig gå tapt i form av varmeutvikling. Tapene er begrenset til moderate distanser (noen hundre kilometer) ved lave frekvenser. Og til anvendelse med frekvenser med meget korte bølgelengder.

Når det gjelder den beste ledningsevne for forskjellige typer av overflate, sending over sjø. » (HSBSØ side 22-26)

Overflatetype	Ledningsevne	Dielektrisitet ϵ
Sjøvann	God	80
Ferskvann	Brukbar	80
Fuktig jord	Brukbar	30
Flat, løs jord	Brukbar	15
Tørt, stenet terreng	Dårlig	7
Ørken	Dårlig	4
Jungel	Ubrukbar	0

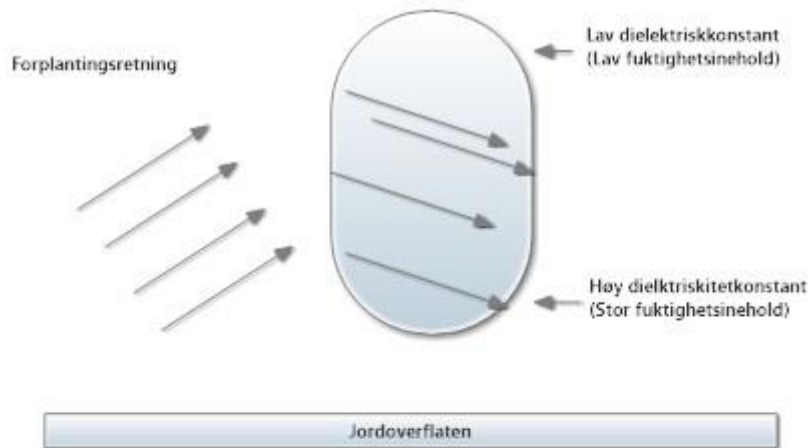
Tabell 3.2 Relativ ledningsevne for forskjellige typer av overflate

« Jo bedre den ledende overflaten er, desto mer energi vil bli returnert og jo mindre energi vil bli absorbert. Siden ingen overflate er perfekt leder eller perfekt jord (idet den gir absolutt all energi tilbake) vil tapene ha en tendens til å sinke eller retardere den kanten av bølgen som vender ned mot jorden og når den til å bøye forover i bevegelsesretning slik at bølgen gradvis får en foroverbøyd helning.

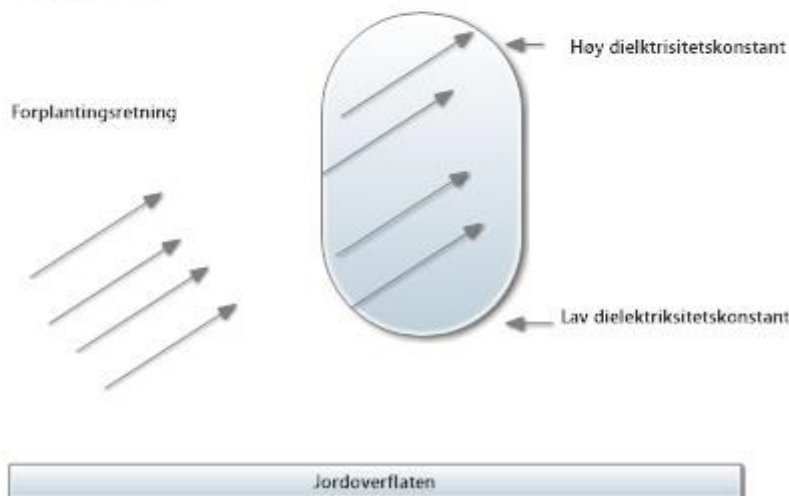
Overflater med svak ledningsevne forårsaker høye tap, større bøying og til slutt total absorpsjon av energi. Når frekvensen øker, så øker helningsvinkelen. Denne bøyingen den elektromagnetiske bølge må ikke sammenblandes med bøying av en bølge da dette er et fenomen som henger sammen med at bølgefront treffer kanten på en fast gjenstand. Den største bøying finner sted ved de laveste frekvenser.» (HSBSØ side 27)

3.8 Troposfæriske bølgekomponenten

« Den troposfæriske bølgen er den komponenten av jordbølgen som blir avbøyet i den lavere del av atmosfæren, hvor det er forholdsvis store trinnvise forandringer i fuktighet og noen ganger også plutselige og store forandringer i tetthet og temperatur. I høyder av noen få tusen meter eller der omkring, opptrer det store masser med varm og kald luft svært nær hverandre og forårsaker store plutselige forandringer i atmosfærisk tetthet. Den resulterende troposfæriske avbøying og refleksjon lager forbindelse muligheter over avstander som er langt større enn hva som er tilfellet for den ordinære jordbølgen » (HSBSØ side 28)



Figur: 3.9a



Figur: 3.9b

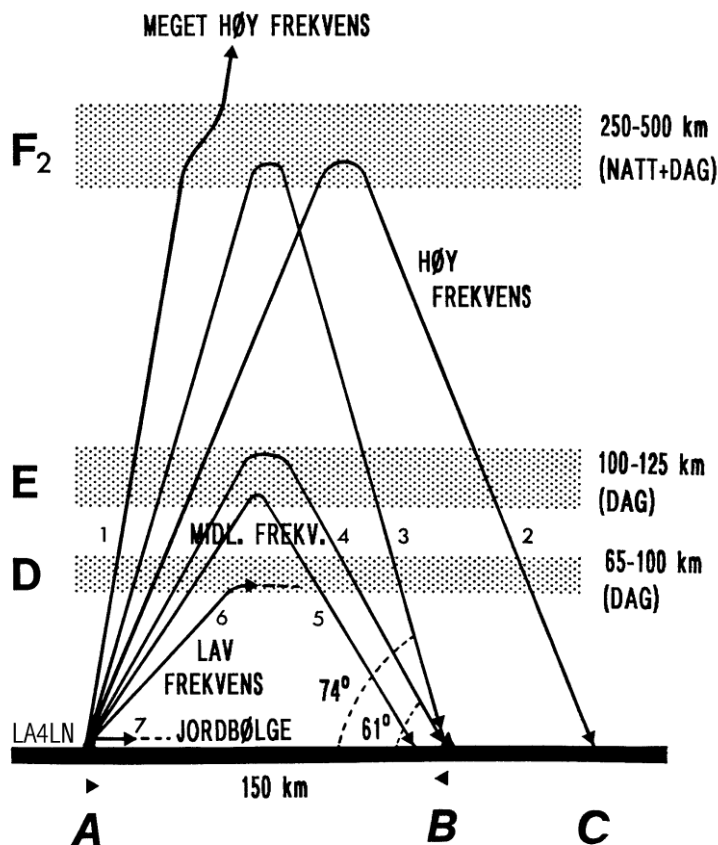
På figur 3.9a ser man nedbøyningen av en bølgefront som kommer inn i et luftlag hvor den dielektriske konstant og fuktighet minker med økende høyde over jordens overflate.

På figur 3.9b viser hvordan den samme bølgen blir bøyd oppover for de motsatte forholdene. Siden avbøyningen øker med frekvensen, er den troposfæriske avbøyningen mere effektiv ved høyere frekvenser.

« En vanlig årsak til troposfæriske avbøyning er temperaturinversjon. Temperaturinversjon i atmosfæren kan være et resultat av flere ting. En varm luftmasse stiger hurtigere enn en kald luftmasse, en luftmasse komprimeres og synker og blir varmere av den grunn, den hurtige avkjølingen av jordoverflaten etter solnedgang og oppheting av luft innenfor et skylag pga. solens stråler på skyens ovre overflate. Troposfærisk utbredelse er avhengig av værforholdene siden disse varierer fra minutt til minutt og kan forårsake varierende feltstyrke eller fading. I troposfærisk bølgeforbindelse bør mottaker og senderantenne ha den samme polaritet, siden den troposfæriske bølgen beholder sin polarisering på sin vandring. » (HSBSØ side 28-29)

3.9 Ionosfæren

« Hva som skjer når en elektromagnetisk bølge kommer inn i ionosfæren. Kritisk frekvens: I tillegg til høyden er det en spesiell egenskap ved ionosfæren som kontrollerer eller bestemmer langdistanse radiosamband, nemlig graden av ionisering i hvert enkelt lag. Jo høyere frekvensen er, desto større må ioniseringen være for å reflektere bølger tilbake til jorden, jo kortere bølgelengde, jo tettere eller mere kontakt må det medium være som skal bøye den tilbake. De øvre lagene som også er sterkest ioniser, reflekterer derfor de høyeste frekvensene mens D-laget (høyde 50-90km fra jordoverflaten) som er minst ionisert, ikke reflekterer frekvenser over omtrent 500kHz. Det vil derfor være slik at for et spesielt lag vil det være en maksimal frekvens kalt kritiskfrekvens. Dersom bølger med denne bølgelengden sendes vertikalt mot det reflekterende laget blir reflektert tilbake til jorden. Bølger med frekvenser høyere enn den kritiske frekvensen vil passere gjennom det ioniserte laget og vil ikke bli reflektert tilbake til jorden med mindre de er reflektert fra et høyere lag. Bølger med frekvenser lavere enn den kritiske frekvensen blir reflektert tilbake til jorden med mindre den blir absorbert eller reflektert fra et lavere lag. » (HSBSØ side 36)



Figur 3.10

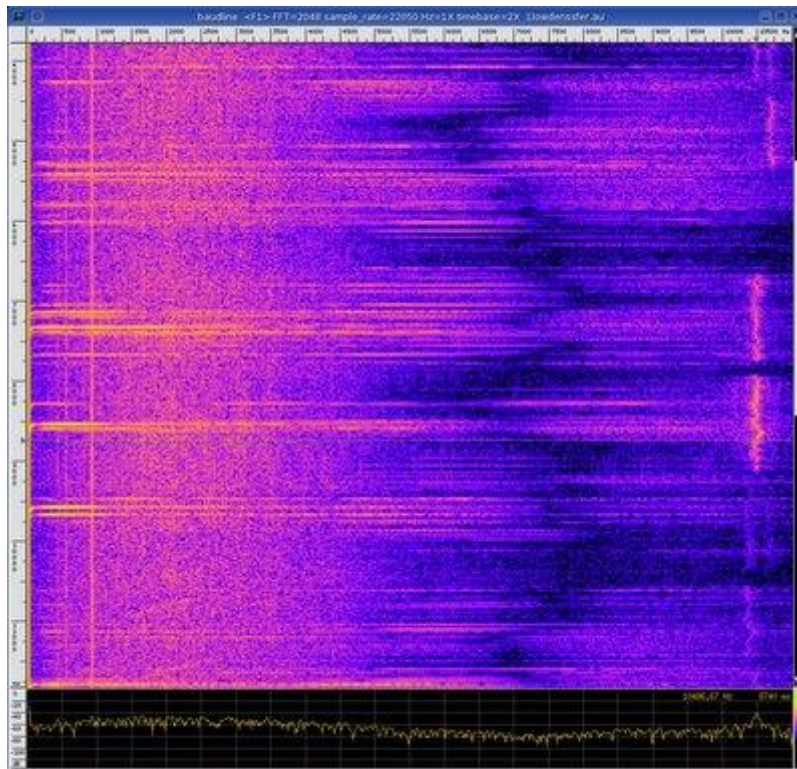
Ionosfæren består av tre lag med ulik høyde. En kan se hvilken høyde de ulike frekvensen blir avbøyd.

« Kritisk vinkel: Å bestemme den kritiske frekvensens ved vertikal utbredelse er ofte nyttig fordi den markerer et grensetilfelle. Elektromagnetiske brukes i radiosamband vil imidlertid treffe ionosfæren med en bestemt innfallsvinkel. Disse bølgene blir avbøyet i ionosfæren og kan eller ikke bli sendt tilbake til jorden. Et signal ved, eller lavere enn den kritiske frekvens vil øyensynlig returneres tilbake til jorden, men frekvenser høyere enn den kritiske frekvens vil

også bli sendt tilbake dersom den sendes ut ved en viss innfallsvinkel. »
(HSBSØ side 37)

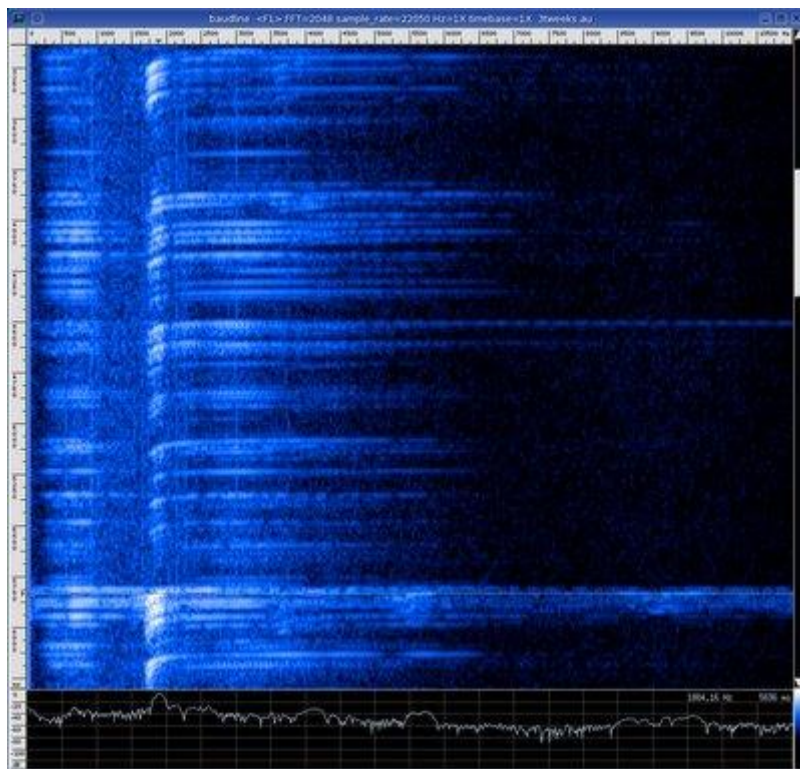
3.10 SFERICS, Tweeks og Whistler

SFERICS: Høres ut som en tørr knitrende lyd som spratt av et bål, skarpe knitrende lyder som kvister slår mot hverandre eller fresende lyder som bacon steking. Sferics fra lyn kan være så mye som 2000-3000 kilometer unna og kan oppdages ved VLF mottaker. Dette er fordi VLF radiobølger ofte reflekteres av et lag av partikler (elektroner) i ionosfæren omdirigere signalet tilbake mot jordoverflaten. Denne prosessen kan noen ganger bære VLF bølge mer enn halvveis rundt jorden. Sferics, kort for "atmospherics", er de impulsive signalene som sendes ut av lynet. Frekvensområdet er fra noen få hertz til millioner hertz. Den delen av dette området som vi kan høre (audio serien) har frekvenser opp til ca. 15 tusen hertz (15 kHz). De spektrogram av sferics er preget av vertikale linjer på frekvens-tid graf som indikerer samtidig ankomsten av alle de lydfrekvenser. Sferics er forårsaket av lynnedslag i løpet av et par tusen kilometer med mottakeren. Den VLF-radiosignalet er tilkopleet til mottakeren mellom overflaten av jorden, og lagene i ionosfæren, som reflekterer radiobølger. Denne banen kalles jorden-ionosfæren waveguide.



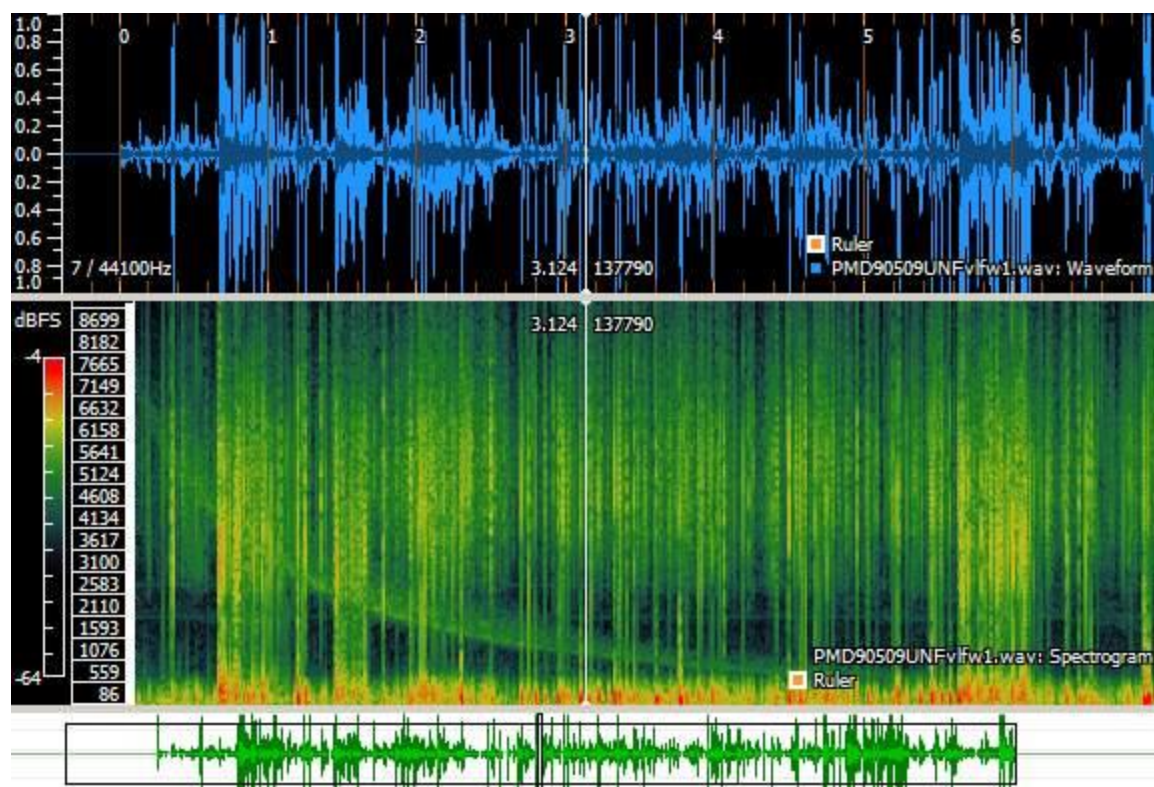
Figur 3.11 SFERICS signal

Tweeks: Når sferic signalet reiser en lang avstand vil det gjennomgå spredning. Det vil si, de høyere frekvenser reiser litt raskere enn de lavere frekvenser og dermed komme frem til mottakeren litt i forkant av de lavere frekvenser. Dette gjelder spesielt for de frekvenser mellom 3 og 2 kilohertz. De lavere frekvensene ligger bare noen få hundredeler av et sekund, men det gjør en stor forskjell i hvordan signalet lyder og også etterlater et karakteristisk preg på spektrogram. Den lyd som høres er modifisert ved dispergering av den tørre popping sferic slik at den har en uttalt ringende natur. I stedet for den skarpe knitrende lyd, har tweeks ha en rask musikalsk lyd noe som Ricochet lyd kuler gjør (i hvert fall i filmene). Tweeks resulterer når sferics er nomført i jord-ionosfæren. Disse avstander er mye større enn et par tusen kilometer. Avstanden kan være så stor som halvveis rundt jorden (20.000 kilometer). Når nomført er over store avstander, VLF radiobølger vil gjennomgå en prosess som kalles spredning. Den spektrogram av en tweek viser en vertikal linje ved de høyere frekvenser med en buet seksjon (kalt "krok") vises ved en frekvens på omkring 2 kHz.



Figur 3.12 Tweeks signal

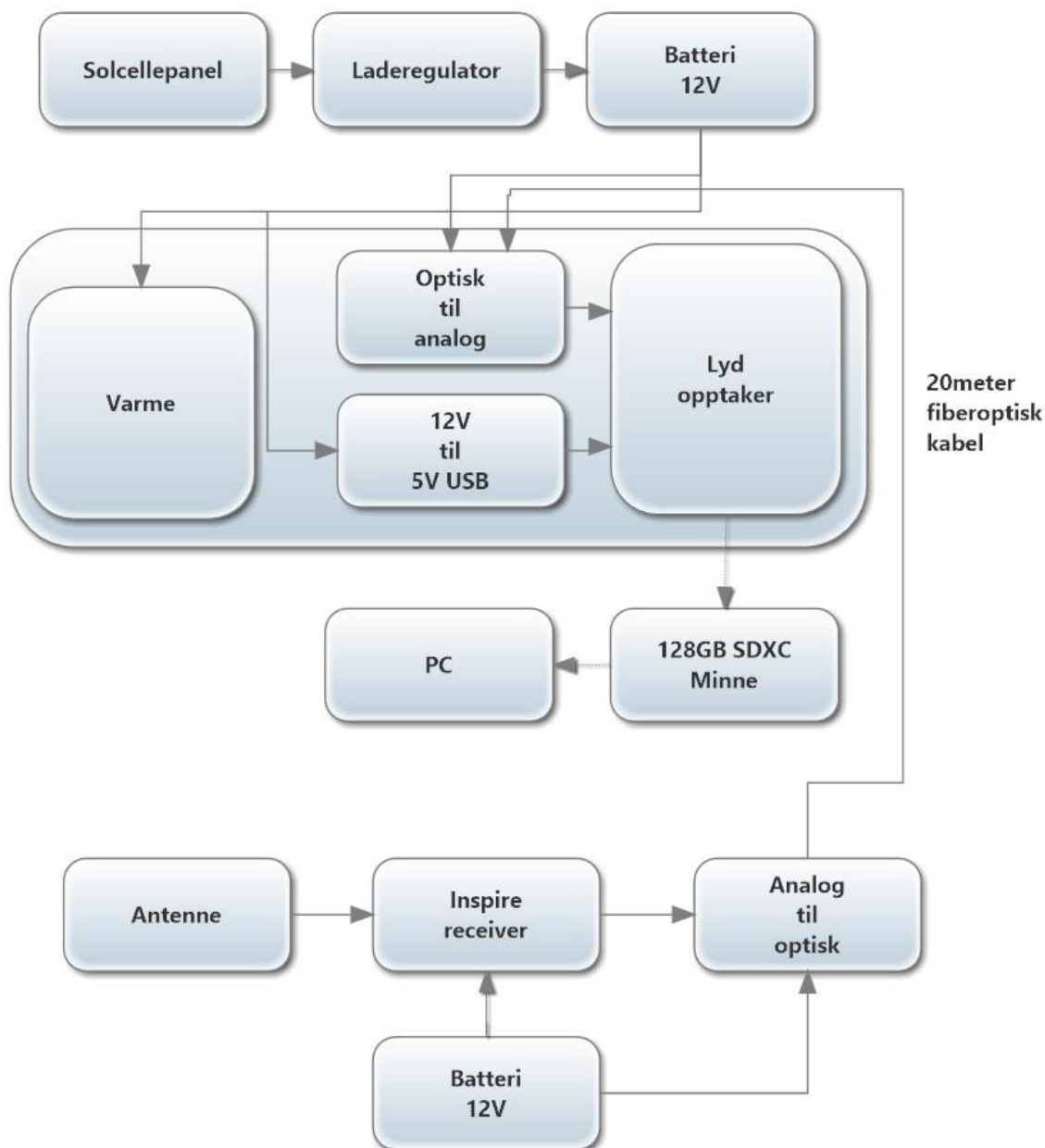
Whistler: En annen naturlig radiostråling kalles en "whistler". Figur 3.13 viser spektrogram av flere whistlers som høres ut som en jevnt synkende tone når mottatt og forsterkes. En whistler vises på fem sekunder, og en sterkere en vises på 13 sekunder. Svingen er signaturen til en whistler. Dispersjonen av signalet er nesten tre sekunder. De horisontale streker rett over 10 kHz er fra nå - inaktive OMEGA navigasjonssystem. Under de rette forholdene, reiser VLF signal ut og vekk fra jorden og går tilbake ved å reise langs en magnetfelts linje. I løpet av denne lange veien, er spredningen mye større enn med tweeks. Mens tweeks kan spre noen hundre kilohertz over noen få tusendeler av et sekund, whistlers viser en spredning av et sekund eller mer over flere tusen kilohertz på spektrogram, vises whistlers en lang feiende bue, sekvensiell ankomst av frekvensene. Det er viktig å huske på at alle de frekvenser som starter ut samtidig (a sferic), men banen tas av Whistler er så lang at spredningen av frekvenser som er ganske markert.



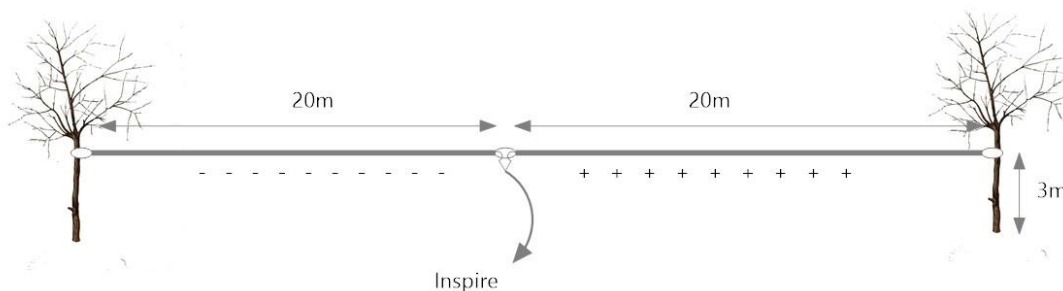
Figur: 3.13 Whistler signal

4 Systemspesifikasjon

4.1 Mottakersystem



Figur 4.1 Antennen mottar signaler i det elektromagnetiske spektrum, disse sendes til en «Inspire Receiver». Denne forsterker signalet, og viderefører dette til «analog til optisk» -sender. Derfra går den til en optisk-analog-mottaker, og så inn i en lydopptaker. Spenningen kommer fra solcellepanel, videre til batteri, som igjen forsyner de komponentene, som har en pil markert derfra. Lydopptakeren lagrer signalene på en flash-brikke som videre blir analysert på pc. Siden lydopptakeren ikke tåler kulde, er det installert en varmekilde i boksen.



Figur 4.2

Som E-feltsantenne ble det valgt en dipolantenne 40 meter, den ble festet i to trær 3 meter over bakken som vist på figur 4.2. Antennen ble koblet til Inspire mottakeren med en 10 meter koaksialkabel. Ved hver ende mot treet var det koblet tau gjennom en isolator, dette for å unngå ren jording av antenne.

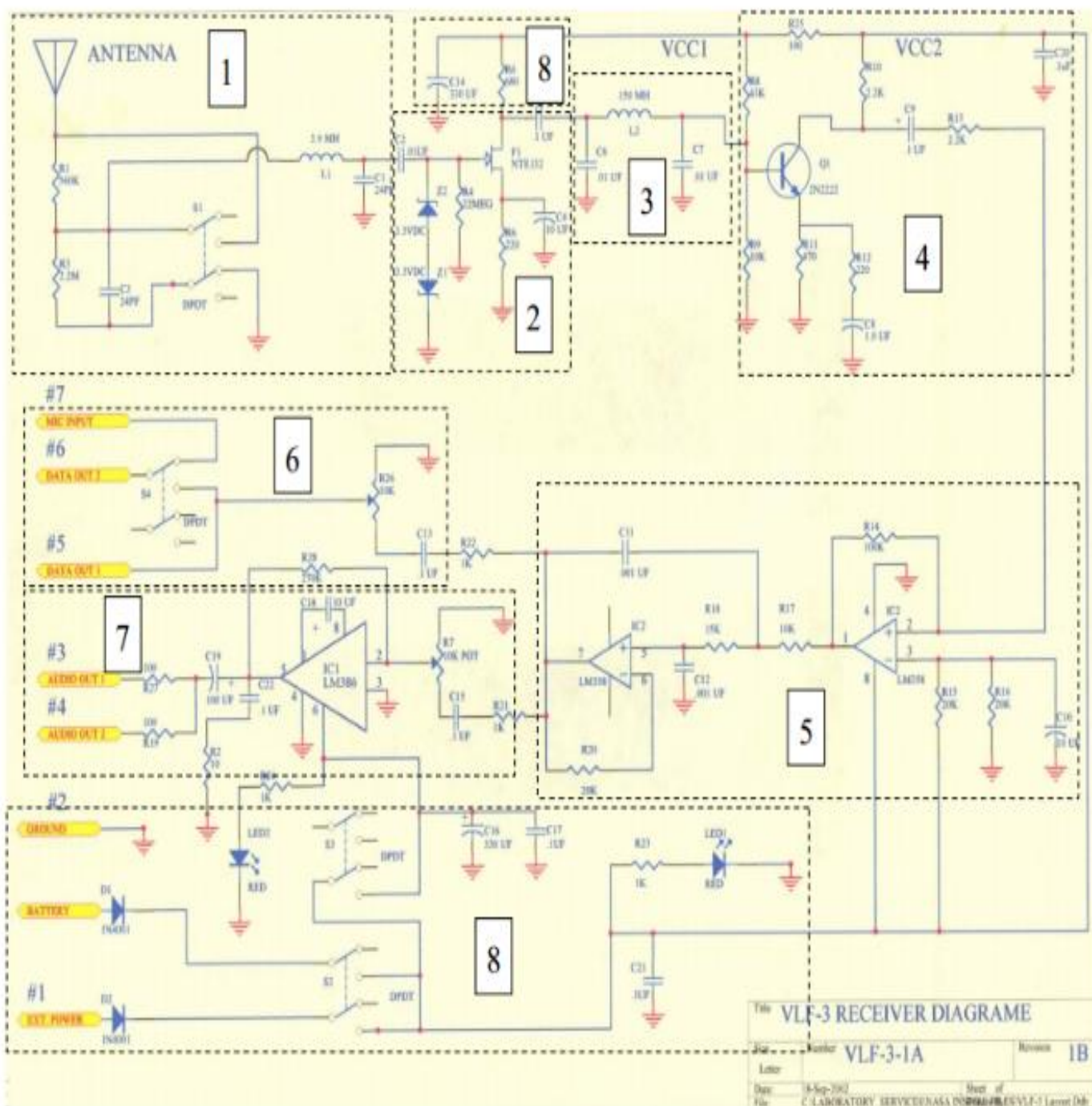


Figur 4.3

Ferdig bygd Inspire receiver VLF-3

Inspire-mottakeren er opprinnelig utviklet av en forskningsorganisasjon kalt The INSPIRE project. Prosjektet ble startet i 1989 for å, gjennom forskning på naturlige radiobølger, skapte interesse for naturvitenskap blant amerikanske skoleelever og studenter.

INSPIRE står for «Interactive NASA Space Physics Ionosphere Radio Experiments». Det hele går ut på å måle den elektromagnetiske aktiviteten som oppstår i ionosfæren ved for eksempel lynnedslag. Til dette utviklet The INSPIRE Prosjekt en radiomottaker for VLF-området 0Hz-10kHz som de produserer og selger som byggesett.



Figur 4.3 Oppkobling av komponenter med følgende spesifikasjoner:

Nr.1. Antennen i kretsen er helt passiv og inneholder en spole pluss flere kondensatorer og motstander. Med henvisning til skjematisk i notatet at to komponenter er alltid i krets (L1 og C1) og de resterende er koblet inn i kretsen. Ved å lukke bryteren S1. L1 og C1 danner et lavpassfilter hvis formål er å dempe signaler i AM -båndet. Dette lavpassfilter har liten innvirkning på VLF signaler. Når bryteren S1 er lukket, er to endringer gjort til antennekretsen. Første motstandene R1 og R3 er plassert i kretsen danner en attenuator benyttes for p



hindre at harmoniske svingninger får store, skadelige utslag) mellom antennen og inngangstrinnet. Denne attenuator reduserer signalet og leveres av antennen med 6 dB. For det andre er en annen kondensator, C3, plassert i kretsen. Denne kondensatoren for ytterligere senker cutoff frekvensen av lavpassfilter L1/C1. Kretsene er forbundet med bryter S1 som er spesielt lagt til for å redusere pulsen som forstyrrelser generert av LORAN (navigasjonssystem som skaper forstyrrelser) sendere. Selv om frekvensen av LORAN (100 kHz) er utenfor det passbånd av VLF -3 Så er LORAN -signalet ofte sterkt nok til å fremme Inter modulasjon i det første aktive fasen av mottakeren, som blir ført gjennom den mottaker til opptakeren som en serie av pulser eller klikk. Ved å lukke S1 reduserer en alle inngangssignaler ved 6-10 dB. Den ekstra kondensator C3 senker den avskårede frekvensen av lavpassfilter C3/L1/C1, noe som ytterligere reduserer LORAN forstyrrelser. Den ekstra kretsene vil eliminere alle unntatt de mest alvorlige tilfeller av LORAN forstyrrelser. Denne krets er også effektiv mot MF -og HF sendere som er nær nok til å forårsake forstyrrelser.

Det er viktig å innse at LORAN undertrykkelse (lukking S1) degraderer også mottaker ytelse på to måter. Først alle signaler, inkludert de ønskede naturlige radiosignaler, dempes med 6 til 10 dB. For det andre, motstanden R1 vil generere termisk støy når den er i kretsen. Denne motstand er i den høyeste gevinst del av beholderen, og dens termiske støy vil være svært tydelig i mottakerens utgangssignal. Denne tilleggs støy vil ha en tendens til å maskere noen svakere ønskede signaler.

Nr.2. Input Stage

Den andre blokken i diagrammet på figur 4.3 er " inngangstrinnet «. Dette trinnet består av feltet effektransistor (FET) F1 (en NTE132 enhet) og tilhørende komponenter. F1 er den første aktive enhet i mottakerens signalvei. Hovedformålet med dette trinn er å omdanne meget høy impedansen av antennen til en lavere verdi, slik at signalet kan bli mer effektivt forsterket. I frekvensområdet 300 Hz til 20 kHz, har E- felts sondens antenne -impedans mellom 30 og 800 MΩ. Inngangstrinnet konverterer denne svært høye impedansen til en verdi på 100 – Ohm. Rekkevidde gir også ca. 3 dB signal gevinst. Tre poeng er verdt å merke seg. Først, back- to-back Zenerdiodene Z1 og Z2 er inkludert for å beskytte FET fra skade på grunn av statisk. Statisk utladninger og fjernt lynnedslag kan fremkalle spenning i antenne –terminalen, som er tilstrekkelig til å ødelegge FET. Den dioden klemmer inngangsspenningen til FET til mellom 3,3 og -3,3 volt. Kondensator C2 etablerer mottakerens lavfrekvente avskåret punkt og gir DC isolering i antenne. Denne kondensatoren verdien er valgt for å redusere 60 hertz kraftnettet forstyrrelser. FET- portmotstanden R4 er hovedkomponenten som bestemmer hvor stor del av spenningen som fanges opp av antennen som faktisk forsterkes i mottakeren. Og R4 bestemmer den endelige følsomhet for mottakeren.

Nr.3. Inter - trinns filter

Det neste trinn er vist på figur 4.3 - Er den inter-fasen av lavpassfilteret bestående av spole L2 og kondensatorer C6 og C7 Disse komponentene befinner seg i signalbanen mellom F1 og Q1. Den inter-trinns filter er nødvendig fordi inngangstrinnet er bredbånd og i stand til å forsterke signaler i LF, MF -og



HF-bånd i tillegg til VLF -båndet. Selv om antennens krets gir noe filtrering for å avvise signaler i MF og HF-bånd. Et sterkt signal (for eksempel fra en AM kringkastingsstasjonen) vil komme gjennom og være hørbar i mottaker utgang. Lavpassfilteret har en øvre cut off frekvens på omkring 12 kHz, og det sterkeste demper signaler over ca. 20 kHz.

Nr.4. Første Audio Forsterker

Det neste trinn er vist i fig 4.3 er den første audio-forsterkeren. Dette er en konvensjonell diskret komponent utforming ved hjelp av en 2N2222A transistor (Q1). Dette stadiet gir den første betydelige signal forsterkning i mottakeren, omtrent 10 dB.

Nr.5. Andre Audio forsterker og aktivt filter

Den femte stadium er vist i fig 4.3 er det andre audio -forsterker / filteret. Dette stadiet bruker $\frac{1}{2}$ av LM358 integrert krets (IC2) som en forsterker med en gevinst på ca. 15 dB, og har en frekvens responsen som er flat fra omtrent 300 Hz til godt over 100 kHz. Dette blir etterfulgt av den andre delen av den LM358 konfigurert som en Sallen -Key andre orden lavpassfilter. Dette filteret har enhet gevinst og dens frekvensrespons er flatt fra ca. 300 Hz til ca. 20 kHz.

Nr.6. Datautgang

Utgangssignalet fra den andre audio -forsterker / filteret er koplet gjennom en motstand, kondensator og en blokkert nivåkontroll (R22, C13 og R26) til den venstre kanal for en stereo data -utgang. Potensiometeret R26 virker som nivåkontroll. Kanalens signal til venstre brukes også ved å bytte S4, som velger enten for en ekstern inngang (merket " Mic Input" på skjematisk) eller radio utgang for høyre kanal. Således venstre kanal inneholder alltid radio produksjonen og høyre kanalen kan være enten radio utgang eller et signal fra en ekstern kilde, for eksempel en mikrofon eller en WWV mottaker. Utgangen på datakontakten har tilstrekkelig amplitude til å drive en opptaker, men vil ikke i tilstrekkelig grad drive et hodesett eller høyttaler.

Nr.7. Slutt-audio forsterker

Den siste blokk, er lydforsterkeren. Lydforsterkeren bruker en LM386 IC (IC1). Utgangssignalet fra den andre audio -forsterker / filteret påføres LM386 gjennom en motstand, koblingskondensatoren, volumkontroll og potensiometer (R21, C15 og R7). IC forsterker inngangssignalet og øker nivået tilstrekkelig til å drive en sett med hodetelefoner eller en liten høyttaler. Lydutgangens telefonkontakt er en stereo enhet med samme signal som blir brukt til både venstre og høyre kanal. Motstanden R27 er brukt til å beskytte LM386 IC i tilfelle at en mono hodesett ved et uhell koblet til audio utgangen. Kondensatoren C19 er brukt til å blokkere likestrøm fra forsterkeren og hindrer den fra å nå frem til hodesettet. Lydforsterkeren er ikke drevet når mottakerens hovedstrømbrytere er slått på. Denne audio-amp har sin egen strømbryter, S3. Denne bryteren lar audio-amp å bli slått av når det ikke er behov for å spare batteri.



Nr.8. Strømforsyning

Radioen kan bruke to strøm kilder. Enten en intern 9 VDC batteri eller en ekstern 9-14 VDC kilde. Diodene D1 og D2 brukes til å isolere de to strømkilder. Diodene hindrer ekstern kilde fra å forsøke å lade det interne batteriet og vice versa. Hvis et 9 VDC Batteriet blir installert internt, så kan ikke batteriet lades ved å koble en lader til ekstern strøminngang. Disse diodene beskytter også mottakerens krets fra skade hvis et batteri skal kobles med motsatte poler. Effekt for alle partier av radio tilføres gjennom hoved på-bryter S2. Når S2 er på, vil alle kretsene bli aktive med unntak av den avsluttende audio-forsterker. Hovedstrøms buss er frikoplet etter kondensatoren C21. LED-en er også strømførende når hovedstrømbryteren er slått på. Hovedstrøms bussen blir også filtrert og de kobles av kondensatoren C14 og motstanden R25 før den legges til FET. Disse to komponenter hindrer høyt nivå av signaler til stede i de senere stadier fra å bli koblet via strøm-buss inn i det følsomme inngangstrinnet. Skulle denne koplingen oppstå, så får en at radioen vil svinge. Hoved buss er også koblet gjennom bryter S3 til den endelige audio forsterkeren. Bussen til siste amp er også koblet av kondensatorene C16 og C17 for grunner omtalt ovenfor. LED - 2 vil bli opplyst når den endelige amp drives.

Svakheter ved INSPIRE mottakeren

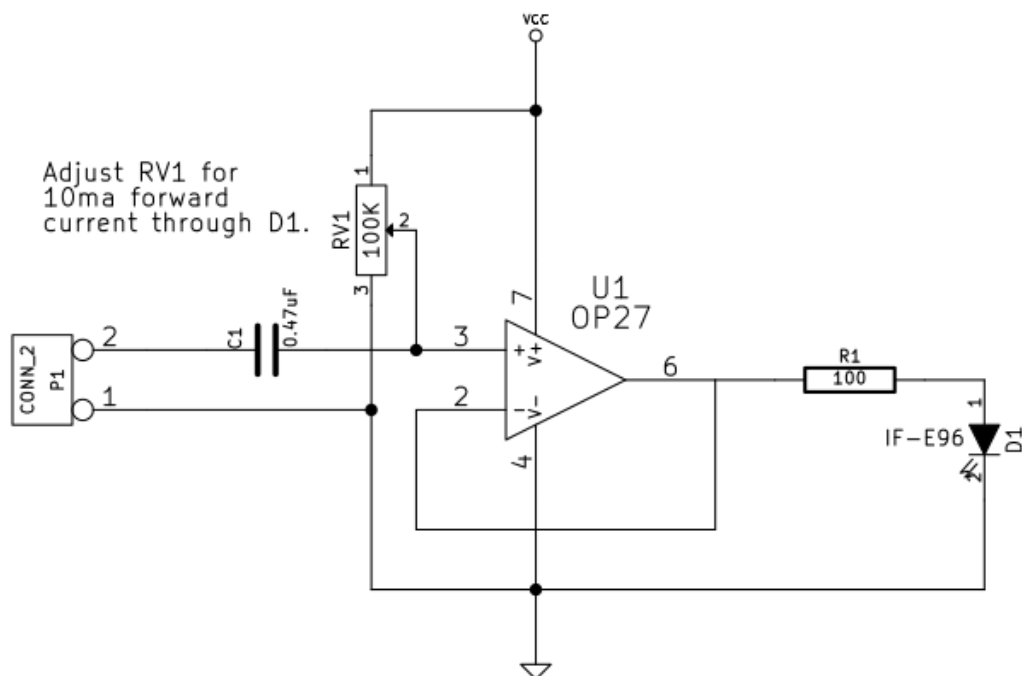
1. Kretsen er bygd inn i plast som gir svært begrenset skjerming av kretsen.
2. Chassis og skruer på toppen av boksen er jordet, ved å ta på toppen av boksen laget dette støy. Og fare for kortslutning og feiltilkobling.
3. Det var koblet samme jordingsplan på INSPIRE ved antennens inngang som strøm inn og Audio ut. For å unngå litt støy kunne en ha brukt to jordingsplan med en spole mellom de.

Endringer av INSPIRE-mottakeren

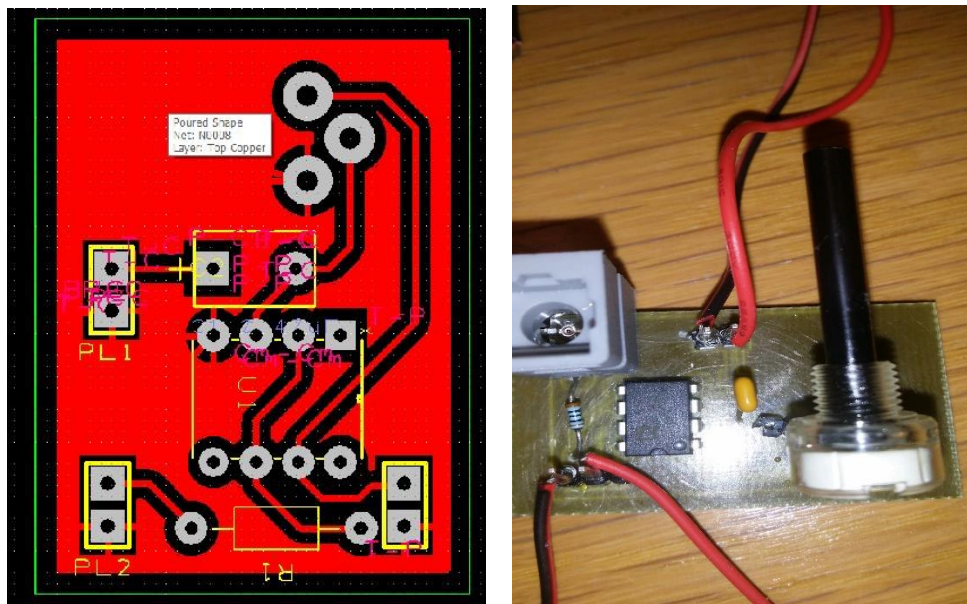
Siden INSPIRE VLF-3 hadde en frekvensområde på 0-10kHz. Ble det valgt en spole på 100mH istedenfor 150mH (L2 figur 5.3) Dette gjorde at man fikk ett frekvensområde på 0-15kHz.

4.2. Optisk sender

Her ble det brukt DesignSpark for å konstruere kretsen, Videre til Isocam (5.0) som igjen ble overført til ett freseprogram RoutePro 2008 (8.31) som laget kretskortet. Komponenter som blir vist i figur 4.4 ble loddet.

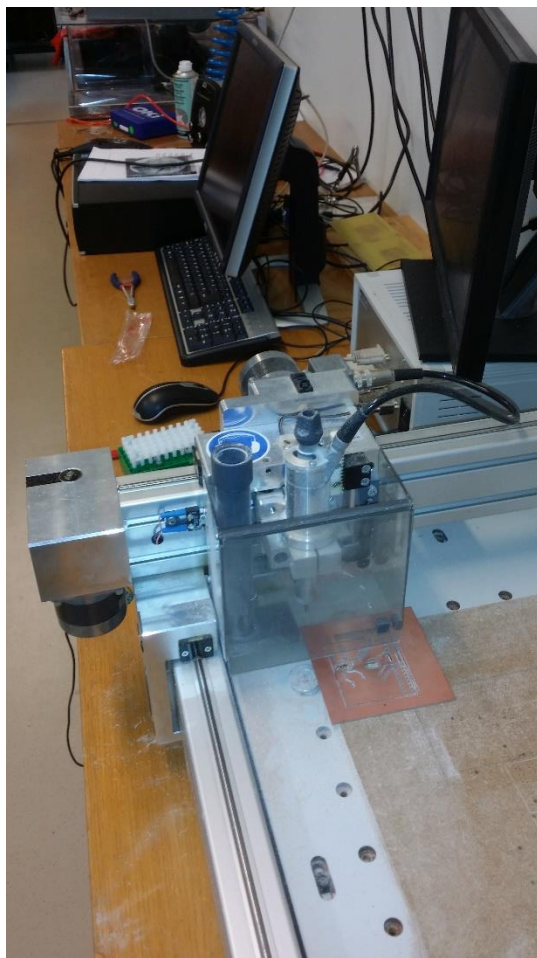


Figur 4.4 Senderkretsen som er vist ovenfor. C1 kopler den innkommende VLF - signalet til U1 på en OP27. U1 er konfigurert som en enhets-virkningsgrad ikke-inverterende summeringsforsterker som legger en forskjøvet spenning fra RV1 til den innkommende VLF. DC- forskyvningsspenningen fra RV1 fører utgangen fra U1 til å følge den samme DC- offset, som styrer den gjennomsnittlige strøm gjennom R1 og D1.



Figur 4.5

Bilde til venstre, ferdig konstruert krets i DesignSpark av sender. Bilde til høyre, ferdig oppkoblet.



Figur 4.6

Fresemaskin Bungard kunne frese og bore kretskortet i to lag. Denne ble brukt for å konstruere den optiske senderen og mottakeren.

4.3 Fiberoptisk kabel

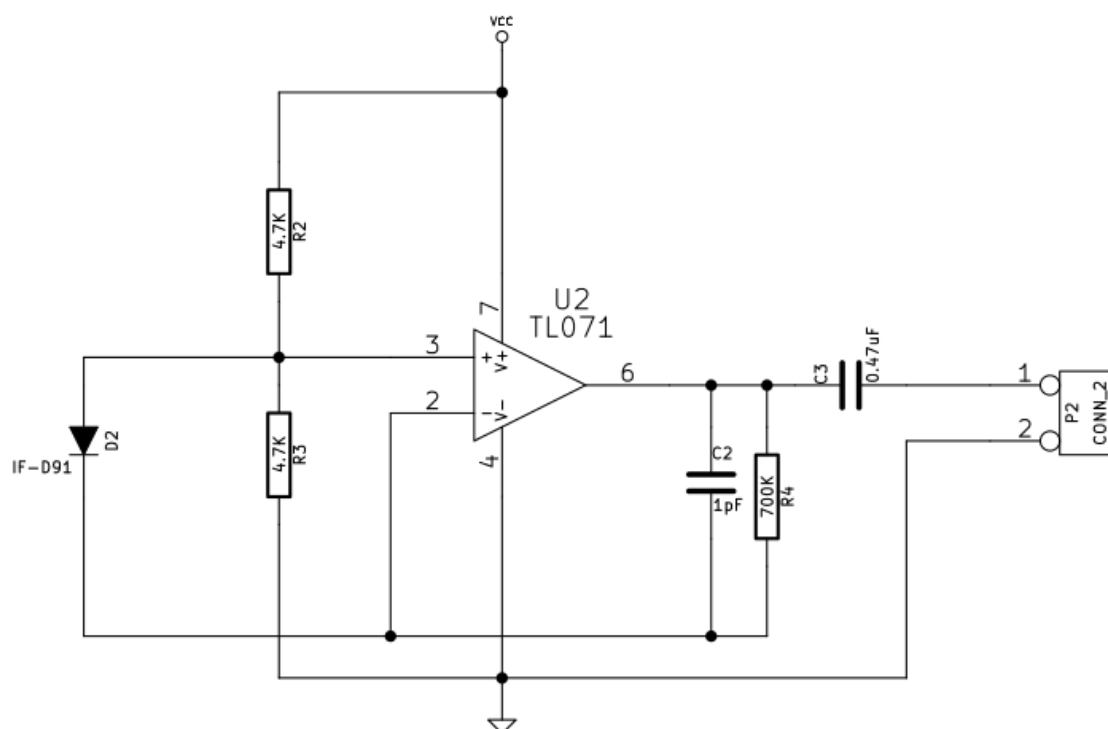
Ble brukt denne som vist på figur 4.7



Figur 4.7 Modus: Multimode, Fibertype: 62.5/125 μ m. Side A og B: SC. Lengde 20meter. Transmission: Duplex

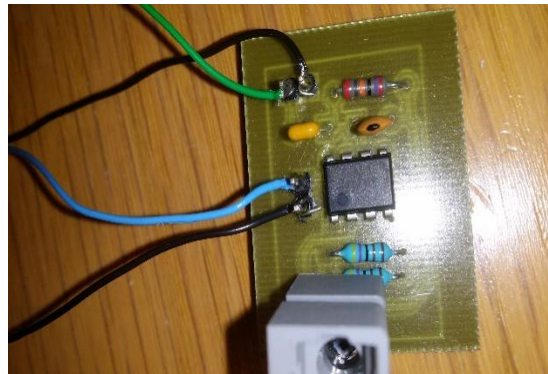
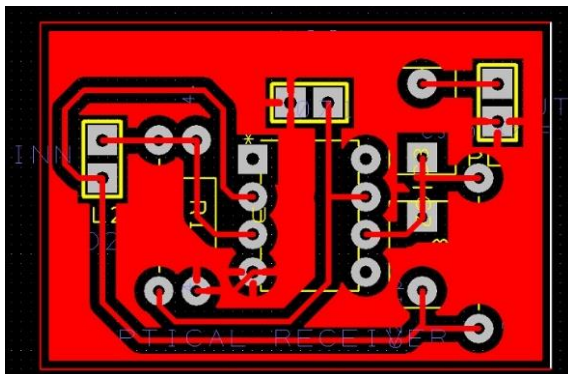
4.4 Optisk mottaker

Her ble det brukt DesignSpark for å konstruere kretsen, Videre til Isocam (5.0) som igjen ble overført til ett freseprogram RoutePro 2008 (8.31) som laget kretskortet. Komponenter som blir vist i figur 4.8 ble loddet.



Figur 4.8 Mottakeren er en transimpedansforsterker som den idealiserte kretsen med komponentverdiene vist i kretsen. U2 er konfigurert som en transimpedansforsterker. En liten tilsetning er en spenningsdeler R2 og R3, som gir en kunstig grunnreferanse på $1/2 V_{CC}$ for U2. Verdiene for R2 og R3 er tilstrekkelig lav til at de ikke lager et meningsfullt bidrag til støyen fra mottakeren, men tilstrekkelig høy for at de ikke unødig vil heve strømoptaket til mottakeren.

D2 er koblet over inngangsklemmene på U2, og induseres i D2 ved den optiske inngangen. Den blir forsterket og koplet til utgangen via C3.



Figur 4.9

Bilde til venstre, ferdig konstruert krets i DesignSpark mottaker. Bilde til høyre, ferdig oppkoblet.

Endringer som ble gjort på mottaker.

Siden denne kretsen ble laget for en 50m fiber optisk kabel, ble R4 (gain) endret til 280Ω istedenfor 700Ω. Da en hadde en 20m fiberoptisk kabel.

4.5 Lydopptaker

Det ble brukt en lydopptaker av typen Zoom H6. Den ble valgt da denne kunne bruke ett SDXC kort på 128Gb som kunne ta opp lyd i opptil 3 måneder ved en Mp3 format på 48kbps.



Figur 4.10

Spesifikasjoner:

- Opptaker med utskiftbart mikrofonsystem
- XY mikrofoner tar opp med stor stereodybde og klarhet
- Mid-side mikrofoner muliggjør trinnløst variabelt stereobilde
- Fire XLR/TRS innganger for eksterne mic/linje tilkoblinger
- Opptil seks kanalers samtidig opptak
- Høydefinert lyd opptil 24-bit/96kHz
- 6-inn/2-ut USB lyd Interface
- Over 20 timers drift med 4 AA batterier
- Støtter SDXC minnekort opp til 128GB
- Shotgun mic og ekstern XLR/TRS input modul er tilgjengelig som tilleggsutstyr
- Hot Shoe Mount for å feste H6 til et DSLR videokamera er også tilgjengelig som tilleggsutstyr

De eneste endringer som ble gjort var å sette opptaks samplinga til enten mp3 eller wav. Da dette påvirket opptakstiden som ble spilt inn og kvaliteten på lyden.

4.6 Flashbrikke

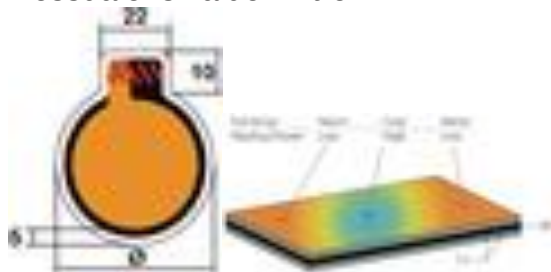


Figur 4.11
Spesifikasjoner:

- 128 GB
- SDXC flash
- Klasse 10
- 10 MB/s skrivehastighet

4.7 Varmekilde

Siden lydopptakeren ikke tålte temperaturer under 5 grader C. Måtte en ha en varmekilde i boksen som lydopptakeren lå i. Da lydopptakeren skal tåle Hessdalens kalde vintre.



Figur 4.12
Anbefalt driftsspenning 12 V/ 2.7 W

4.8 12V til 5V USB.

Denne ble valgt for at lydopptakeren hadde en inngang med 5V mini USB og batteriet leverte en spenning på 12V



Figur 4.13

12V til 5V mini USB

Spesifikasjoner:

Inngangsspenning: 12V (8v-22v)

Utgangsspenning: 5V

Mini USB-utgang

Utgangsstrøm (MAX): 3A

Nominell effekt: 15W

Konvertering effektivitet: opp til 96%

Soft-Starttid: 500ms

Utgang rippel: 50mV (MAX) 20M-båndbredde

Dynamisk respons hastighet: 5% 200US

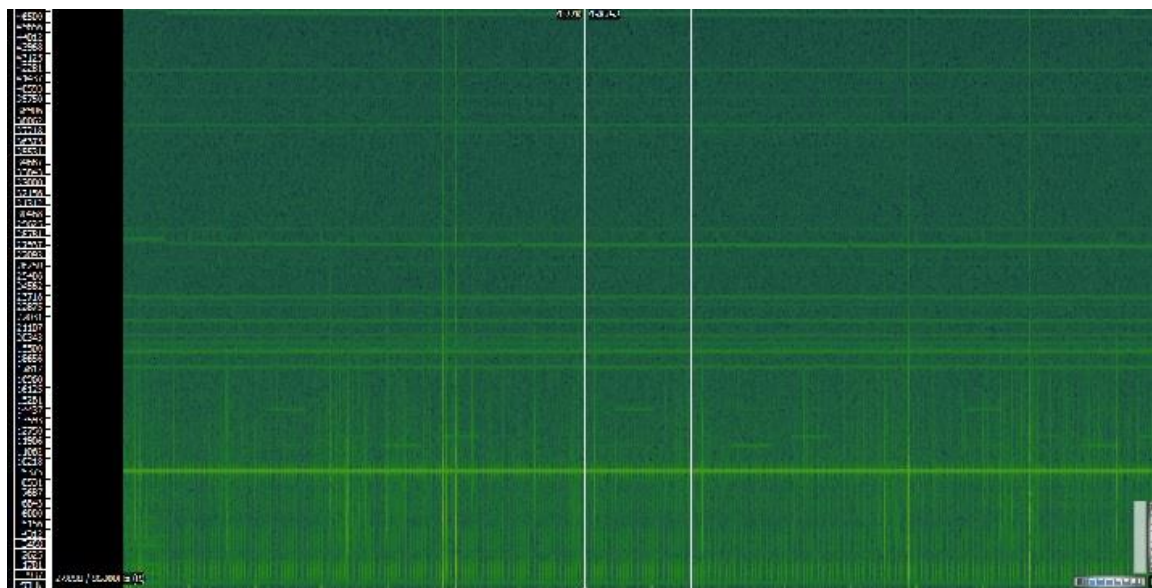
4.11 Batteri

Inspire og lydopptaker trengte en spenning på 12V. Det ble valgt ett Ritar RT12180 18A timer batteri som kilde. Disse dro en strøm på 190mA. Med dette kunne en bruke utstyret i ca. 4 dager ved forenklet oppkobling som ble gjort, uten fiber sender og mottaker.

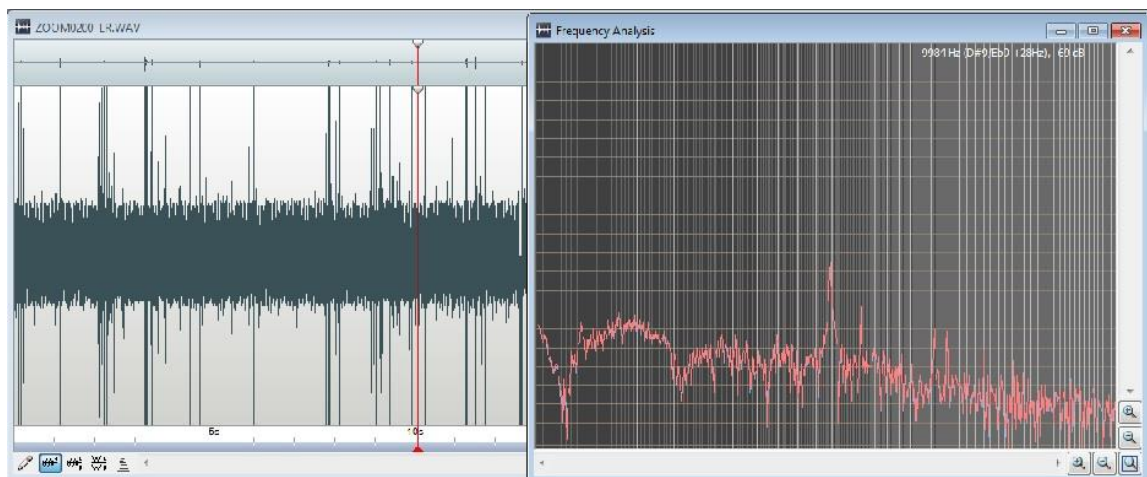


Figur 4.14
Batteri 12V 18A timer

4.12 Analyse av måledata



Figur 4.15
Et screenshot fra Spectrogram Sonic Visualiser. Dette er fra en testmåling på toppen av Treskog, Värmland, Sverige 319meter over havet. De korte strekene mellom 11kHz og 14kHz kommer fra et russisk ubåtnavigasjon kalt ALPHA



Figur 4.16

Et screenshot fra NCH WavePad, ved samme måling som figur 4.15. Til høyre kan en se FFT-analyse av signalet.

Analysen ble gjort ved lagring på lydopptakeren på SDXC flashbrikke. Siden en pc lager mye støy ble dette valgt, for senere å analysere det på en pc etter målingene var klare. Det ble brukt Analyseprogrammene Sonic Visualiser og NCH WavePad.

5. Testing I felt

Det ble gjennomført testmåling på toppen av Treskog, Värmland, Sverige 319meter over havet. Ca. 1,5km til nærmeste hus/hytte og nærmeste kraftlinje ca. 12 km unna. Den ble gjort den 6. juni 2014 på kvelden, da det ble antatt at forholdene for naturlige radiofenomener var best om kvelden.

Dipolantennen ble plasert på toppen av dette stedet, ved oppkobling som figur 4.2 viser. Skogen var delvis nedhugget i både sør og øst. Klart vær.



Figur 5.1

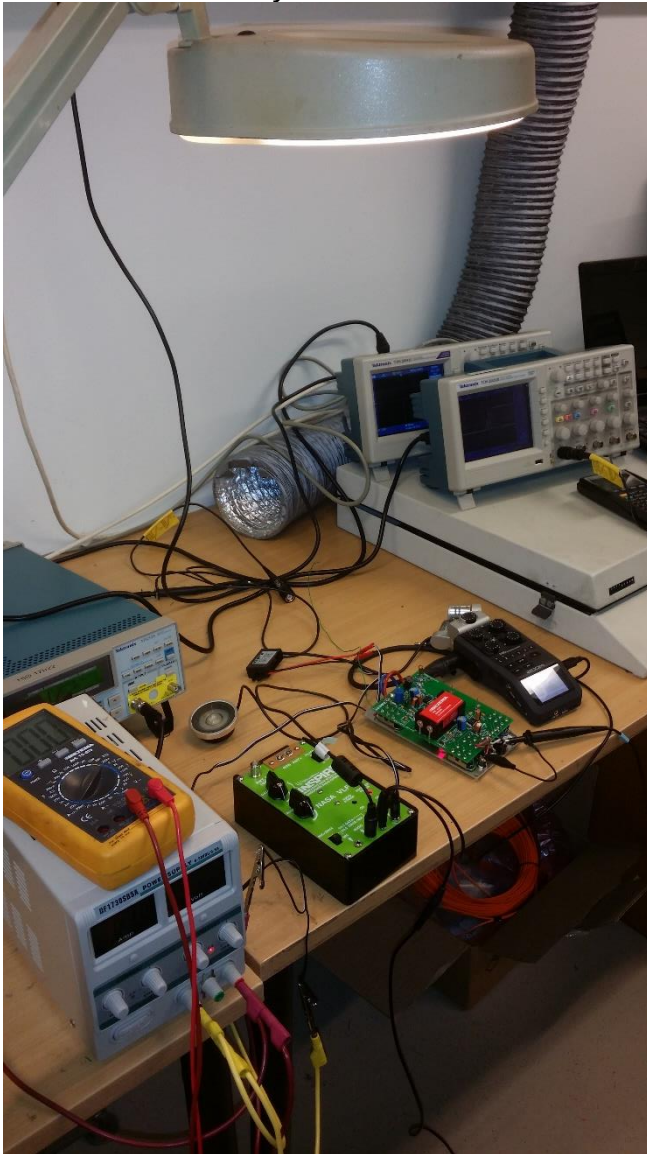
Viser hvordan dipolantennen var koblet opp ca. 3meter over bakken. Mellom kabel og tau var det også ett isoleringspunkt. Antenna ble koblet opp på ett annet tre 40 meter unna.



Figur 5.2

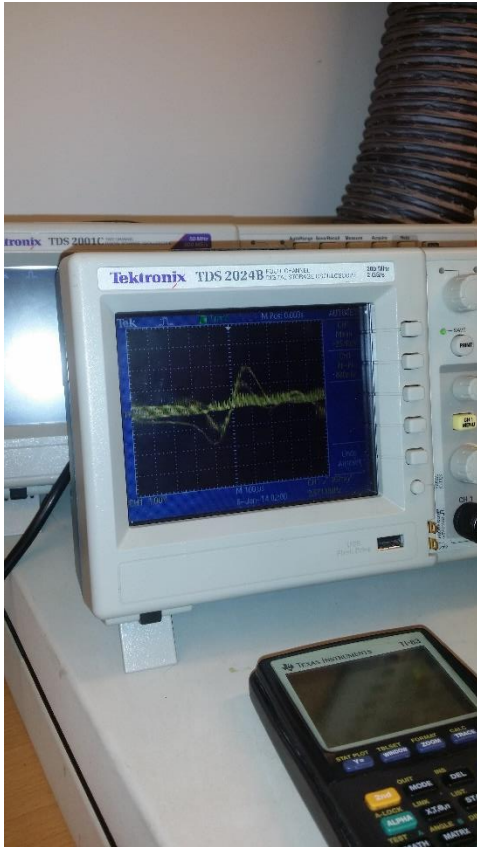
Dette var en forenklet oppkobling uten optiske enheter og solcellepanel. Denne boksen inneholdt INSPIRE, 12V til 5V, Batteri, høyttaler og lydopptaker. For å forbedre for å unngå støy, skulle en brukt metallisk teip inne i boksen eller aluminiums folie utenpå boksen.

5.2 På skolen Her ble det gjort tester både inne og utenfor skolen. Inne på skolen fikk man en del støy som kom fra 50Hz nettet på rommet.

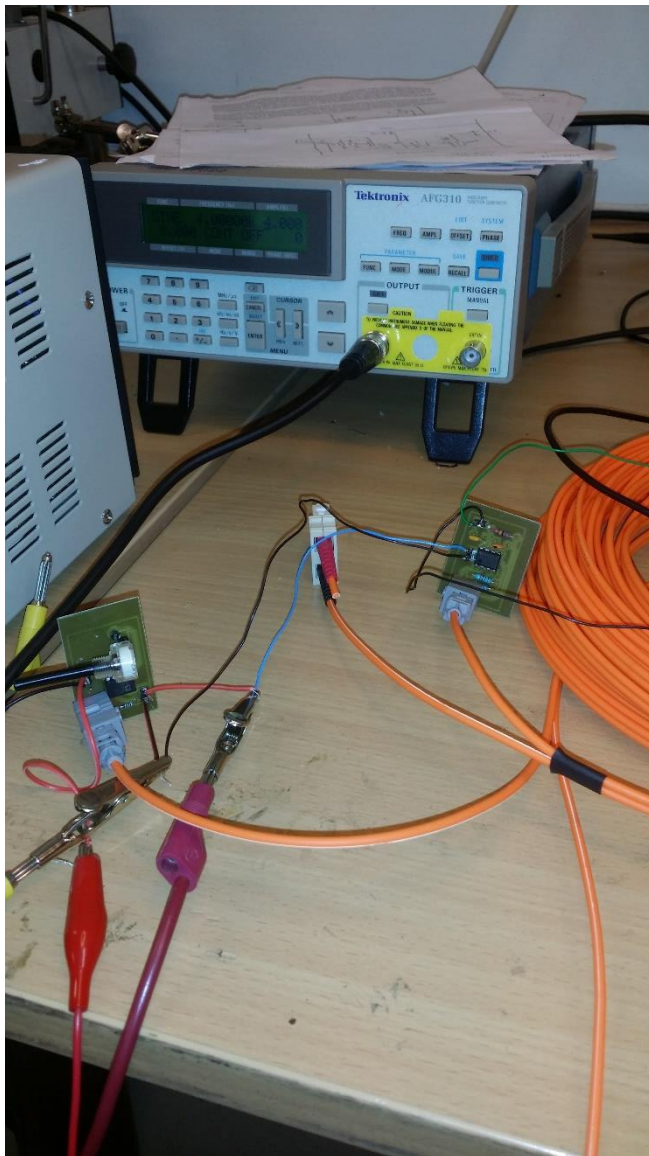


Figur 5.3

Her ble brukt en spenningsgiver på 12V, INSPIRE, lydopptaker og oscilloskop. Her fikk man en del støy fra 50Hz nettet, spenningsgiver og lysarmatur 400Hz. Men ved å kortslutte antenneutgangen kunne en se ved bruk av oscilloskopet at det ikke var noe støy, både hørbart og målt, som ønsket var.



Figur 5.4
Her kan en se støy fra nettet i omgivelsene rundt INSPIRE ved bruk av Oscilloskop.



Figur 5.5

Oppkobling av Analog til fiber, fiberkabel, fiber til Analog. Her ble det brukt en frekvenskilde. I dette tilfelle ble det testet 20Hz til 20kHz, som ble sendt til senderen, og ved bruk av høyttaler på mottakeren Kunne en høre at en fikk den samme lyden inn som ut av mottakersiden. En kunne kalibrere senderen ved ett på potensiometer ved senderen.

6. Diskusjon

6.1 INSPIRE-mottakeren

For test av INSPIRE ble det utført målinger inne og utenfor skolen. Til denne anledningen ble det laget en liten dipolantenne. Problemet her var at 50Hz nettet og 400Hz fra lysarmaturene lagde en del støy. Men ved å kortslutte antennen fikk man etter litt omlodding, til slutt ingen støy, slik det var ønsket.

Ved testing ute i skogen, på toppen av et fjell, 319 meter over havet, i Treskog, Arvika, Sverige, fikk en nesten ingen støy fra 50Hz nettet, og fra de overharmoniske (3.5.7) på 150,250,350 Hz. Dette lå så langt unna hus/hytter og kraftlinjer, at man også fikk inn de russiske ALPHA- signalene.

INSPIRE-mottakeren hadde ett pi-filter med en spole på 150mH, noe som medførte et frekvensområde på 0-10 kHz. Etter å ha skiftet spole, til 100mH, ble området utvidet til 0-15 kHz.

6.2 Dipol-antennen

For å minske fare for lynnedslag kunne en brukt et jordspyd ned i bakken, ved å koble på en tennplugg på toppen av jordspydet. Koaksialkabelen kunne blitt koblet til denne, slik at lynets spenninger kunne gå rett ned i bakken, i stedet for å ødelegge komponentene i INSPIRE og annet utstyr.

6.3 Optisk mottaker og sender.

Her ble kretsen hentet fra www.vlf.it . Siden denne oppkoblingen var beregnet for 50 meter fiberoptisk kabel, ble Gain-inngangen på mottaker, redusert til 280Ω , i og med at en hadde en fiberoptisk kabel på 20m.

6.4 Lydopptakeren

De eneste endringer som ble gjort var å sette opptaks samplinga til enten mp3 eller wav. Da dette påvirket opptakstiden som ble spilt inn og kvaliteten på lyden.



7. Konklusjon

For å lage en E-feltantenne, ble det benyttet en kabel på 40 meter. Denne ble inndelt i to like fragmenter, 20 meter hver, for å lage en dipolantenne. Den ene siden målte det positive spekteret, mens den andre målte det negative, samt at en koaksialkabel var tilknyttet i midten av kabelen, som en isolator i mellom fragmentene. Koaksialkabelen, på 10 meter, ble koblet opp til BNC-kontakten på Inspire- kontakten, som vist i figur 4.2

INSPIRE mottakeren ble modifisert ved å bytte ut spolen på 150mH til en spole på 100mH, slik at man kunne få en bredere frekvensområde på 0-15kHz. Ved den forenklede oppkoblingen som ble gjort i felt, der man ikke brukte solcellepanel, fiberoptiske komponenter og fiberkabel. For å unngå mest mulig støy, skulle boksen lydopptakeren, 12V til 5V, batteri og INSPIRE lå i kapslet inn i metallisk teip eller aluminiumsfolie.

Det ble også valgt støysvake operasjonsforsterkere til de fiberoptiske komponentene, for lavest mulig egenstøy.

8. Referanseliste

Piazza, M. C. D. & Vitale G. (2013) Photovoltaic Sources: Modeling and Emulation. London, Springer-Verlag. DOI: 10.1007/978-1-4471-4378-9. ISBN 9781447143789

Smestad, G. P. (2002) Optoelectronics of Solar Cells. Bellingham (Washington). The Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. ISBN 9780819444400

Pavlov, D. (2011) Lead-Acid Batteries: Science and Technology. Amsterdam, Elsevier B. V. ISBN 9780444528827

Thompson, R. (2013) Automotive Maintenance & Light Repair. New York, Delmar Cengage Learning. ISBN 9781111307417

German Energy Society, The. (2005) Planning and Installing Photovoltaic Systems. London, Earthscan Ltd. ISBN 9781844074426

Hærens sambands skole og øvingsavdeling (HSBSØ) (1971) Elektronikk Hefte 9R Antenner og bølgeforplantning

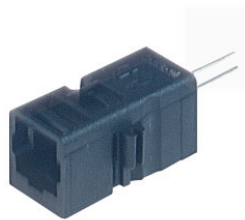
R.Romero. (2008) Radio Nature. Radio Society of Great Britian. London ISBN 9781905086382

Internet: <http://www.vlf.it>



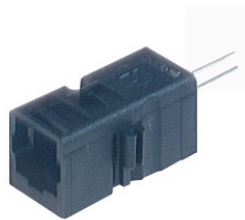
9. Vedlegg

1. Datablad for optisk sender
2. Datablad for optisk mottaker
3. Datablad for fiberkabel
4. Datablad for potensiometer
5. Datablad for varmekilde
6. Datablad for operasjonsforsterker OP27
7. Datablad for operasjonsforsterker TL07



Industrial Networking:FiberINTERFACES:Hybrids modules and OptoQuick components:OptoQuick Components

Product description	
Description	diode socket with optical receiver element; for plastic FO
Construction type	OVK OptoQuick
Colour	black
Type	OVKD 01-B (SFH 203 P)
Order No.	936 215-037
Mechanical construction	
Mounting	on PCB
Scope of delivery and accessories	
Scope of delivery	diode socket with integrated and adjusted receiver element SFH 203 P 1 operating instructions



Industrial Networking:FiberINTERFACES:Hybrids modules and OptoQuick components:OptoQuick Components

Product description	
Description	diode socket with optical receiver element; for plastic FO
Construction type	OVK OptoQuick
Colour	black
Type	OVKD 01-B (SFH 203 P)
Order No.	936 215-037
Mechanical construction	
Mounting	on PCB
Scope of delivery and accessories	
Scope of delivery	diode socket with integrated and adjusted receiver element SFH 203 P 1 operating instructions

62.5/125 (OM1) Optical Fibre Patchcords

V.3.0

Description

FibreFab multimode patchcords are used to connect high speed and legacy networks like Gigabit Ethernet, Fast Ethernet and Ethernet. The multimode patchcords are manufactured using LSZH cables which conform to IEC, EIA TIA and Telecordia standards. The OM1 patchcords are terminated with standard FibreFab connector which gives optimum optical performance.

Features / Benefits

- ▶ SC, LC, ST, FC and MTRJ connectors
- ▶ Low smoke zero halogen (LSZH) cable in orange colour
- ▶ 900µm / 600 µm tight buffer
- ▶ OM1 fibre conforms to ITU-651, TIA/EIA 492AAAA
- ▶ Simplex and duplex assemblies
- ▶ Duplex assemblies available with clips (SC and LC)
- ▶ Different connector performance range for specific application
- ▶ Armoured option also available

Applications

- ▶ Gigabit Ethernet in high speed LAN networks over an indicative 275 m link length at 850 nm (SX) wavelength
- ▶ Legacy networks including Ethernet, Fast Ethernet and FDDI
- ▶ Data centers
- ▶ Premises cabling in data networks including backbone, riser and horizontal
- ▶ Supports video, data and voice services



Connector Specification

OPTICAL PERFORMANCE	MULTIMODE	CONFORMANCE
Insertion loss (Typ)	0.30 dB	IEC 61300-3-4
Ave/Master*	0.15 dB	IEC 61300-3-4
Ave/Random*	0.20 dB	IEC 61300-3-34

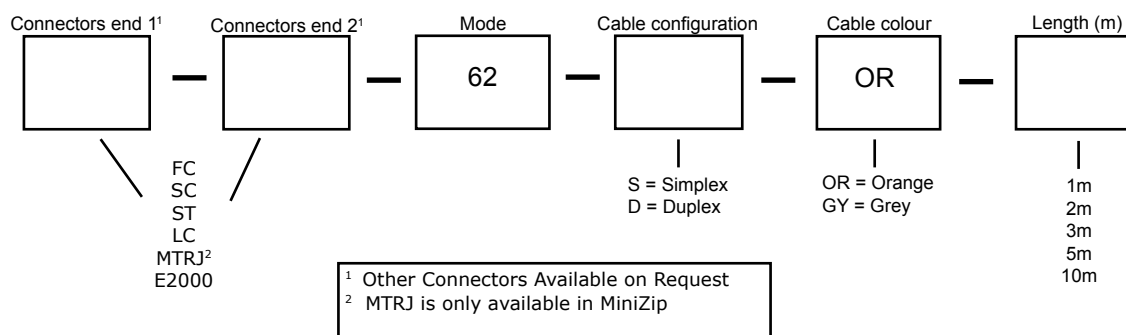
Cable Specification

Characteristics	Simplex	Duplex
Cable Material	LSZH or PVC	LSZH or PVC
Strength Member	Aramid	Aramid
Crush (N)	1000	1000
Operating Temperature (°C)	-20 to 60	-20 to 60
Fire Specification	IEC 60332-1 / IEC 60332-3	

Fibre Specification

CHARACTERISTICS	
Attenuation (dB)	2.8 @ 850nm / 0.8 @ 1300nm
Bandwidth OFL (MHz x km)	220 @ 850nm / 500 @ 1300nm
Max Ethernet Transmittable Distance	Please refer to Fibre Comparison Chart

Part Number Generator



+44 (0) 870 127 3330



+44 (0) 870 127 3331



sales@fibrefab.com



www.fibrefab.com



FEATURES

- Excellent low price control potentiometer.
- Available in Carbon (SM-10) and Cermet (SMC-10)
- Based on the PT-10 / PTC-10 series.
- Enclosed in plastic housing.

MECHANICAL SPECIFICATIONS

- Mechanical angle: $235^\circ \pm 5^\circ$
- Electrical angle: $220^\circ \pm 20^\circ$
- Torque: 0.5 to 2.5 Ncm.
(0.71 to 3.5 in-oz)
- Stop torque: > 25 Ncm. (> 35.5 in-oz)
- Nut Torque: > 80 Ncm. (113.6 in-oz)

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

- Range of values (*)
 $100\Omega \leq R_n \leq 5\text{ M}$ (Decad. 1.0 - 2.0 - 2.2 - 2.5 - 4.7 - 5.0)
- Tolerance (*): $100\Omega \leq R_n \leq 1\text{M}\Omega$ $\pm 20\%$
 $1\text{M}\Omega < R_n \leq 5\text{M}\Omega$ $\pm 30\%$
- Max. Voltage: 200 VDC (lin) 100 VDC (no lin)
- Nominal Power :
 - Carbon SM-10 (50°C-122°F): 0.15W (lin), 0.07W (no lin)
 - Cermet SMC-10 (70°C-158°F): 0.33W(lin), 0.17 W (no lin)
- Taper (*) (Log. & Alog. only $R_n > 1\text{K}$) Lin ; Log; Alog.
- Residual resistance: $\leq 5 \times 10^{-3} R_n$ (2 Ω min.)
- Equivalent noise resistance: $\leq 3\%$ R_n (3 Ω min.)
- Operating temperature:
 - Carbon SM-10 : -25°C + 70°C** (-13°F + 158°F)
 - Cermet SMC-10 : -40°C + 90°C (-40°F + 194°F)
- Mechanical life: ≥ 10.000 cycles (***)

* Others tapers on request. No linear tapers; values higher than 1 K Ω .

** Up to 85°C depending on application

*** For Ohmic values $\geq 1\text{ K}\Omega$. Lower values upon request

HOW TO ORDER

STANDARD

OPTIONAL EXTRAS

SM-10	H04	102	A	2020	
Series	Code	Value	Taper	Tolerance	Nut and Washer
SM-10 SMC-10	H04 H 2.5A H14 H 5A H12 H 2.5PA H20 H 5PA V10 V V11 V P H03 H 2.5B H13 H 5B H22 H 2.5PB H30 H 5PB	101 = 100 Ω 102 = 1 K 504 = 500 K 505 = 5 M 000 = C M	A = Linear B = Log. C = Alog. (Other tapers on request)	2020 = $\pm 20\%$ 3030 = $\pm 30\%$ (See note 3)	-TA = Loose nut and washer MTA= Assembled nut and washer -T- = Loose nut MT-= Assembled nut
	(See note 1)	(See note 2)			

NOTES:

- Mount. Method: • Position with "P" will be with crimped terminals.
• Denominations (a), (b) (see Mounting Methods)
- Value: Code: $\frac{10}{1}$ $\frac{1}{100}$ $\frac{100}{1}$
 Number of zeros
 2 first digits of the value.
 • Standard values: Decades of 10, 20, 22, 25, 47, 50. Other values as specials.
 • 000 = CM = Switch 45° (only SMC-10)
- Tolerance (non standard). Upon request. Code eg.: +7 -5 = $\frac{07}{-5}$ $\frac{05}{05}$
 negative tolerance
 positive tolerance

NOTE: The information contained here should be used for reference purposes only.

HOW TO ORDER CUSTOM DRAWING

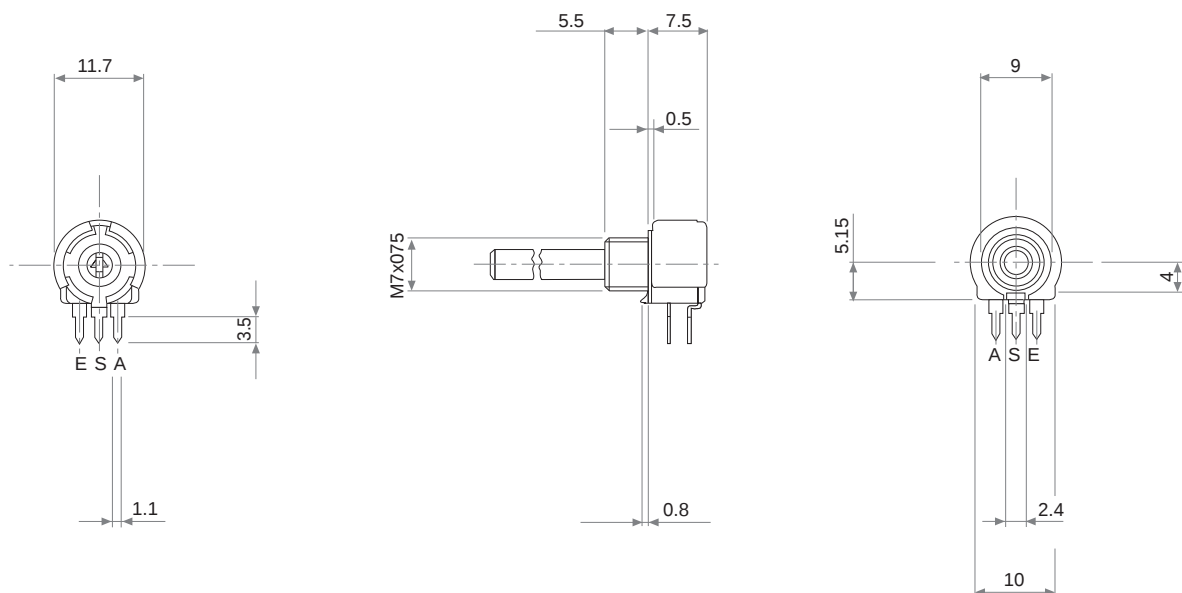
SM-10 H04 + DRAWING NUMBER (Max. 16 digits)

This way of ordering should be used for options which are not included in the "How to order" standard and optional extras.

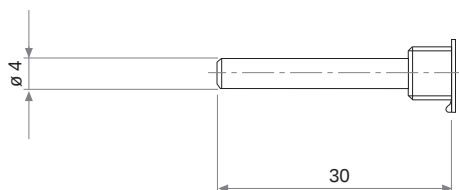
STANDARD OPTIONS

NUT AND WASHER = Without nut and washer

COMMON DIMENSIONS



STANDARD SHAFT



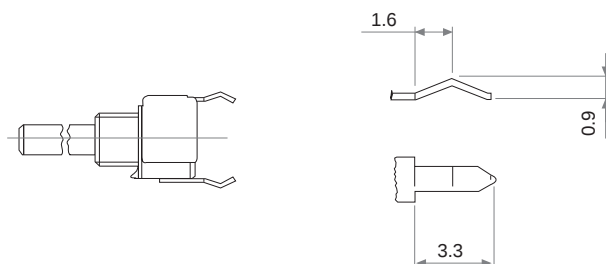
Shaft: The standard option is E4 L30 black colour.

TERMINALS

NOT CRIMPED



CRIMPED



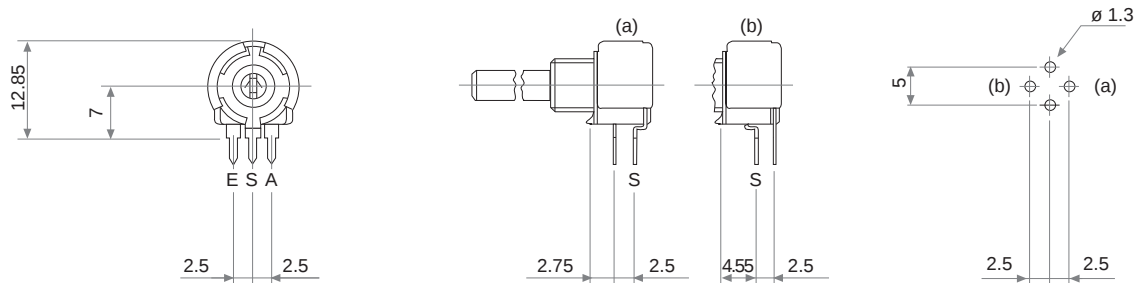
PACKAGING

QUANTITY: 100 units

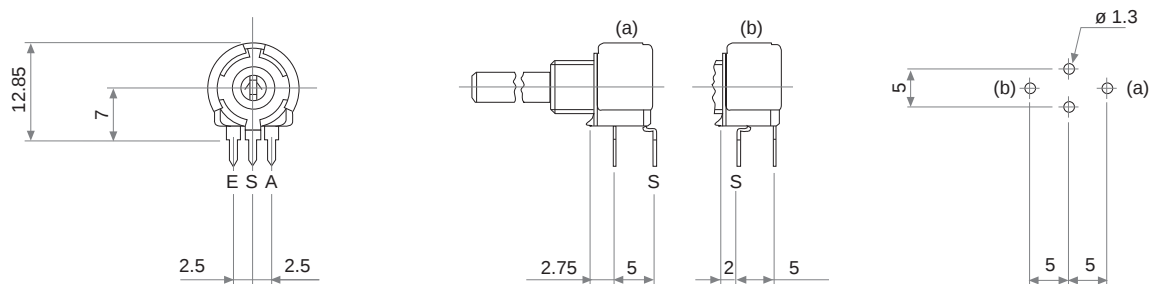
TESTS

See PT-10 or PTC-10 data sheets.

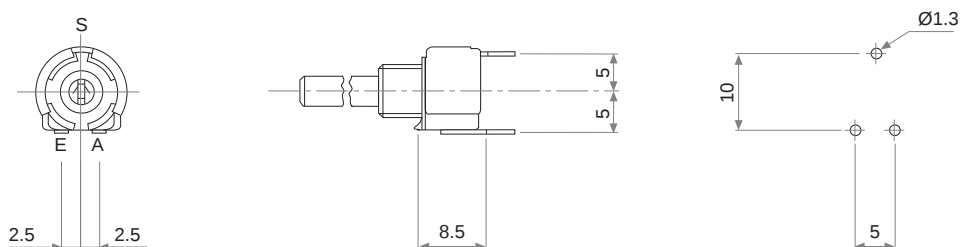
h 2.5



h 5



v 10



ZPZ Foil — Data sheet

- Pointwise self-regulation
- Pointwise temperature limit
- 100% surface coverage
- Functionality independent of form
- Rapid warm-up



Pointwise self-regulation

Each point on the ZPZ foil surface automatically regulates its heating power to accommodate for varying thermal loads and ambient temperatures. Efficient cooling and/or low ambient temperature gives high power and vice versa.

Pointwise temperature limiting

Each point on the ZPZ foil surface has a built-in temperature limiter, inherent to the material itself, which ensures that the ZPZ foil will never overheat.

100% surface coverage

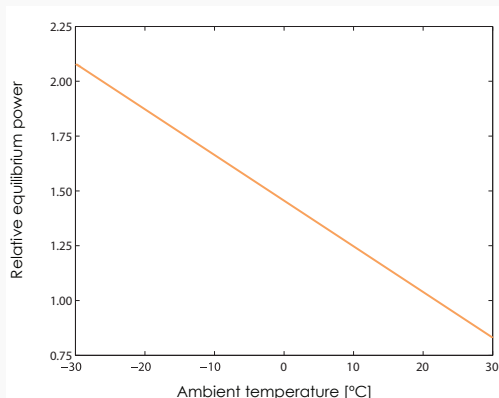
Heat is generated on the entire surface and the power density can therefore be kept at a minimum level.

Functionality independent of form

The surface temperature and power density are independent of area, allowing for a simple and cost effective product design process.

Rapid warm-up

High initial heating power gives a rapid warm-up.



Technical Specifications

Voltage: up to 12/48 V AC/DC depending on configuration
Connection: Prepared for soldering
Power tolerance: $\pm 15\%$

Encapsulation: PET/PE
Bulk thickness: 0.30 mm (12V), 0.35mm (48V)

Maximum applied pressure: 2 kg/cm²

Operational, ambient temperature: -40 to +80°C
Storage temperature: -60 to +60°C

RoHS compliant

Designed for flat surfaces. Do not bend or fold.

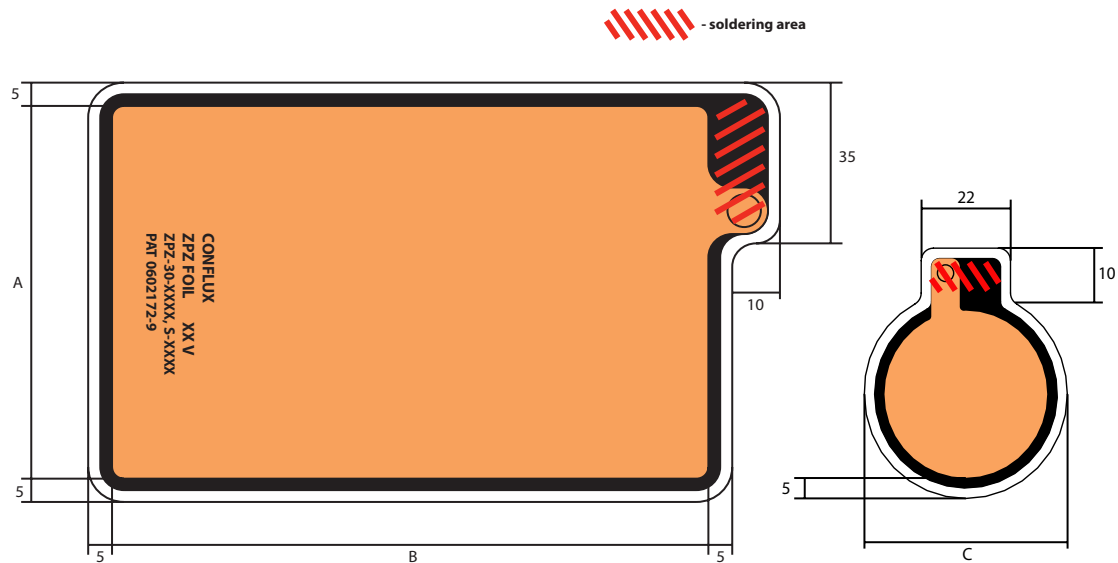
RoHS compliant

Specifications are subject to change without notice. No liability or warranty implied by this information. Environmental compliance based on producer documentation.

CONflux
intelligent heating

Finlandsgatan 62, SE-164 74 Kista, Sweden | tel: +46 (0)8 83 45 20 | fax: +46 (0)8 83 45 30 | www.conflux.se

ZPZ Foil — Data sheet



Article no.	A [mm]	B [mm]	C [mm]	d_{tot} [mm]	V_{max} [V]	P_{-20} [W]	P_{+22} [W]	I_i [A]
ZPZ-30-1013	40	62.5		0.30	12	5	2	2
ZPZ-30-1001	62.5	80		0.30	12	7	4	3
ZPZ-30-1002	80	125		0.30	12	13	7	7
ZPZ-30-1003	140	140		0.30	12	24	11	12
ZPZ-30-1004	140	280		0.30	12	44	20	17
ZPZ-30-1018			50	0.30	12	2.7	1	1.5
ZPZ-30-1017	40	62.5		0.35	48	5	2	3
ZPZ-30-1009	62.5	80		0.35	48	8	4	5
ZPZ-30-1010	80	125		0.35	48	12	6	10
ZPZ-30-1011	140	140		0.35	48	24	12	17
ZPZ-30-1012	140	280		0.35	48	49	20	33
ZPZ-30-1019			50	0.35	48	3	1.5	2

d_{tot} Bulk thickness of ZPZ foil and encapsulation.

V_{max} Maximum voltage.

P_{-20} Equilibrium power at V_{max} (DC), minimal cooling and an ambient temperature of -20°C . Tolerance: $\pm 15\%$.

P_{+22} Equilibrium power at V_{max} (DC), minimal cooling and an ambient temperature of $+22^{\circ}\text{C}$. Tolerance: $\pm 15\%$.

I_i Average inrush current during 0.4s, at V_{max} (DC), minimal cooling and an ambient temperature of $+22^{\circ}\text{C}$. Tolerance $\pm 20\%$

The ZPZ foil can be manufactured to meet other technical specifications

RoHS compliant

Specifications are subject to change without notice. No liability or warranty implied by this information. Environmental compliance based on producer documentation.

CONflux
intelligent heating

Finlandsgatan 62, SE-164 74 Kista, Sweden | tel: +46 (0)8 83 45 20 | fax: +46 (0)8 83 45 30 | www.conflux.se

FEATURES

- **Low Noise** $80\text{nV}_{\text{p-p}}$ (0.1Hz to 10Hz)
..... $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- **Low Drift** $0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- **High Speed** $2.8\text{V}/\mu\text{s}$ Slew Rate
..... 8MHz Gain Bandwidth
- **Low V_{OS}** $10\mu\text{V}$
- **Excellent CMRR** 126dB at V_{CM} of $\pm 11\text{V}$
- **High Open-Loop Gain** 1.8 Million
- Fits 725, OP-07, OP-05, AD510, AD517, 5534A sockets
- Available in Die Form

ORDERING INFORMATION[†]

$T_{\text{A}} = +25^\circ\text{C}$ $V_{\text{OS MAX}}$ (μV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	LCC 20-CONTACT	
25	OP27AJ*	OP27AZ*	—	—	MIL
25	OP27EJ	OP27EZ	OP27EP	—	IND/COM
60	OP27BJ*	OP27BZ*	—	OP27BR/883	MIL
60	OP27FJ	OP27FZ	OP27FP	—	IND/COM
100	OP27CJ	OP27CZ	—	—	MIL
100	OP27GJ	OP27GZ	OP27GP	—	XIND
100	—	—	OP27GS ^{††}	—	XIND

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

[†] Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-can packages.

^{††} For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

GENERAL DESCRIPTION

The OP-27 precision operational amplifier combines the low offset and drift of the OP-07 with both high speed and low noise. Offsets down to $25\mu\text{V}$ and drift of $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum make the OP-27 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise, $e_n = 3.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, at 10Hz, a low 1/f noise corner frequency of 2.7Hz, and high gain (1.8 million), allow accurate high-gain amplification of low-level

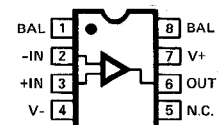
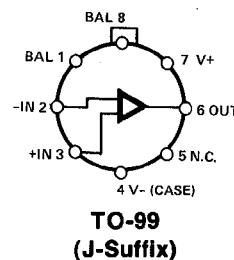
signals. A gain-bandwidth product of 8MHz and a $2.8\text{V}/\mu\text{sec}$ slew rate provides excellent dynamic accuracy in high-speed data-acquisition systems.

A low input bias current of $\pm 10\text{nA}$ is achieved by use of a bias-current-cancellation circuit. Over the military temperature range, this circuit typically holds I_{B} and I_{OS} to $\pm 20\text{nA}$ and 15nA respectively.

The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of $\pm 10\text{V}$ into 600Ω and low output distortion make the OP-27 an excellent choice for professional audio applications.

PSRR and CMRR exceed 120dB. These characteristics, coupled with long-term drift of $0.2\mu\text{V}/\text{month}$, allow the circuit designer to achieve performance levels previously attained only by discrete designs.

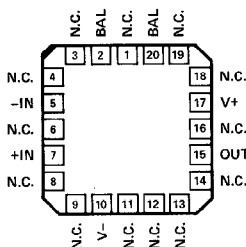
PIN CONNECTIONS



8-PIN HERMETIC DIP
(Z-Suffix)

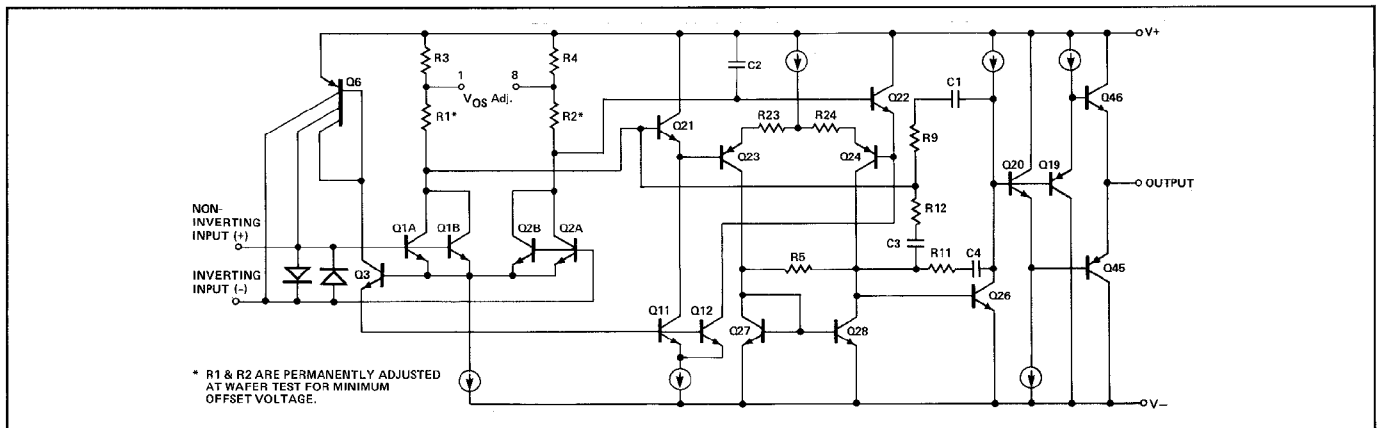
EPOXY MINI-DIP
(P-Suffix)

8-PIN SO
(S-Suffix)



OP-27BRC/883
LCC PACKAGE
(RC-Suffix)

SIMPLIFIED SCHEMATIC



OP-27

Low cost, high-volume production of OP-27 is achieved by using an on-chip zener-zap trimming network. This reliable and stable offset trimming scheme has proved its effectiveness over many years of production history.

The OP-27 provides excellent performance in low-noise high-accuracy amplification of low-level signals. Applications include stable integrators, precision summing amplifiers, precision voltage-threshold detectors, comparators, and professional audio circuits such as tape-head and microphone preamplifiers.

The OP-27 is a direct replacement for 725, OP-06, OP-07 and OP-05 amplifiers; 741 types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 4)

Supply Voltage	$\pm 22V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 22V$
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage (Note 2)	$\pm 0.7V$
Differential Input Current (Note 2)	$\pm 25mA$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Operating Temperature Range

OP-27A, OP-27B, OP-27C (J, Z, RC)	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
OP-27E, OP-27F (J, Z)	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
OP-27E, OP-27F (P)	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
OP-27G (P, S, J, Z)	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	$300^{\circ}C$
Junction Temperature	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

PACKAGE TYPE	θ_{JA} (Note 3)	θ_{JC}	UNITS
TO-99 (J)	150	18	$^{\circ}C/W$
8-Pin Hermetic DIP (Z)	148	16	$^{\circ}C/W$
8-Pin Plastic DIP (P)	103	43	$^{\circ}C/W$
20-Contact LCC (RC)	98	38	$^{\circ}C/W$
8-Pin SO (S)	158	43	$^{\circ}C/W$

NOTES:

- For supply voltages less than $\pm 22V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- The OP-27's inputs are protected by back-to-back diodes. Current limiting resistors are not used in order to achieve low noise. If differential input voltage exceeds $\pm 0.7V$, the input current should be limited to 25mA.
- θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for TO, CerDIP, P-DIP, and LCC packages; θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SO package.
- Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^{\circ}C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	10	25	—	20	60	—	30	100	μV
Long-Term V_{OS} Stability	$V_{OS}/Time$	(Notes 2, 3)	—	0.2	1.0	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	$\mu V/Mo$
Input Offset Current	I_{OS}		—	7	35	—	9	50	—	12	75	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 10	± 40	—	± 12	± 55	—	± 15	± 80	nA
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz (Notes 3, 5)	—	0.08	0.18	—	0.08	0.18	—	0.09	0.25	$\mu Vp-p$
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10Hz$ (Note 3)	—	3.5	5.5	—	3.5	5.5	—	3.8	8.0	$nV/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 30Hz$ (Note 3)	—	3.1	4.5	—	3.1	4.5	—	3.3	5.6	
		$f_O = 1000Hz$ (Note 3)	—	3.0	3.8	—	3.0	3.8	—	3.2	4.5	
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10Hz$ (Notes 3, 6)	—	1.7	4.0	—	1.7	4.0	—	1.7	—	$pA/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 30Hz$ (Notes 3, 6)	—	1.0	2.3	—	1.0	2.3	—	1.0	—	
		$f_O = 1000Hz$ (Notes 3, 6)	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	
Input Resistance — Differential-Mode	R_{IN}	(Note 7)	1.3	6	—	0.94	5	—	0.7	4	—	M Ω
Input Resistance — Common-Mode	R_{INCM}		—	3	—	—	2.5	—	—	2	—	G Ω
Input Voltage Range	IVR		± 11.0	± 12.3	—	± 11.0	± 12.3	—	± 11.0	± 12.3	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 11V$	114	126	—	106	123	—	100	120	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	1	10	—	1	10	—	2	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	1000	1800	—	1000	1800	—	700	1500	—	V/mV
		$R_L \geq 600\Omega$, $V_O = \pm 10V$	800	1500	—	800	1500	—	600	1500	—	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 12.0	± 13.8	—	± 12.0	± 13.8	—	± 11.5	± 13.5	—	V
		$R_L \geq 600\Omega$	± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 4)	1.7	2.8	—	1.7	2.8	—	1.7	2.8	—	V/ μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Gain Bandwidth Prod.	GBW	(Note 4)	5.0	8.0	—	5.0	8.0	—	5.0	8.0	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_O	$V_O = 0, I_O = 0$	—	70	—	—	70	—	—	70	—	Ω
Power Consumption	P_d	V_O	—	90	140	—	90	140	—	100	170	mW
Offset Adjustment Range		$R_P = 10k\Omega$	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	mV

NOTES:

- Input offset voltage measurements are performed ~ 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
- Long-term input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 days are typically $2.5\mu V$ — refer to typical performance curve.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.
- See test circuit and frequency response curve for 0.1Hz to 10Hz tester.
- See test circuit for current noise measurement.
- Guaranteed by input bias current.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A			OP-27B			OP-27C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	30	60	—	50	200	—	70	300	μV
Average Input Offset Drift	TCV_{OS} TCV_{OSn}	(Note 2) (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	—	0.4	1.8	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	15	50	—	22	85	—	30	135	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 20	± 60	—	± 28	± 95	—	± 35	± 150	nA
Input Voltage Range	IVR		± 10.3	± 11.5	—	± 10.3	± 11.5	—	± 10.2	± 11.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	108	122	—	100	119	—	94	116	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$	—	2	16	—	2	20	—	4	51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	600	1200	—	500	1000	—	300	800	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.5	± 13.5	—	± 11.0	± 13.2	—	± 10.5	± 13.0	—	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-27J and OP-27Z, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for OP-27EP, FP and $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-27GP, GS, unless otherwise noted.

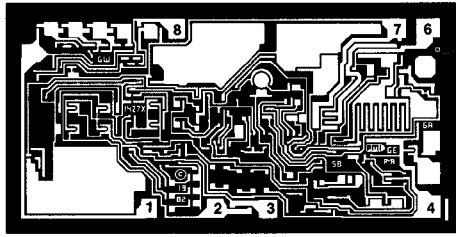
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27E			OP-27F			OP-27G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}		—	20	50	—	40	140	—	55	220	μV
Average Input Offset Drift	TCV_{OS} TCV_{OSn}	(Note 2) (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	—	0.4	1.8	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	10	50	—	14	85	—	20	135	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 14	± 60	—	± 18	± 95	—	± 25	± 150	nA
Input Voltage Range	IVR		± 10.5	± 11.8	—	± 10.5	± 11.8	—	± 10.5	± 11.8	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	110	124	—	102	121	—	96	118	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$	—	2	15	—	2	16	—	2	32	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	750	1500	—	700	1300	—	450	1000	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.7	± 13.6	—	± 11.4	± 13.5	—	± 11.0	± 13.3	—	V

NOTES:

- Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
- The TCV_{OS} performance is within the specifications unnullled or when nulled with $R_P = 8k\Omega$ to $20k\Omega$. TCV_{OS} is 100% tested for A/E grades, sample tested for B/C/F/G grades.
- Guaranteed by design.

OP-27

DICE CHARACTERISTICS



DIE SIZE 0.109 × 0.055 inch, 5995 sq. mils
(2.77 × 1.40mm, 3.88 sq. mm)

1. NULL
2. (-) INPUT
3. (+) INPUT
4. V-
6. OUTPUT
7. V+
8. NULL

WAFER TEST LIMITS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ for OP-27N, OP-27G, and OP-27GR devices; $T_A = 125^\circ C$ for OP-27NT and OP-27GT devices, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27NT LIMIT	OP-27N LIMIT	OP-27GT LIMIT	OP-27G LIMIT	OP-27GR LIMIT	UNITS
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	60	35	200	60	100	μV MAX
Input Offset Current	I_{OS}		50	35	85	50	75	nA MAX
Input Bias Current	I_B		± 60	± 40	± 95	± 55	± 80	nA MAX
Input Voltage Range	IVR		± 10.3	± 11	± 10.3	± 11	± 11	V MIN
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = IVR$	108	114	100	106	100	dB MIN
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	10	—	10	20	$\mu V/V$ MAX
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	600	1000	500	1000	700	V/mV MIN
		$R_L \geq 600\Omega$, $V_O = \pm 10V$	—	800	—	800	600	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.5	± 12.0	± 11.0	± 12.0	± 11.5	V MIN
		$R_L \geq 600\Omega$	—	± 10.0	—	± 10.0	± 10.0	
Power Consumption	P_d	$V_O = 0$	—	140	—	140	170	mW MAX

NOTE:

Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

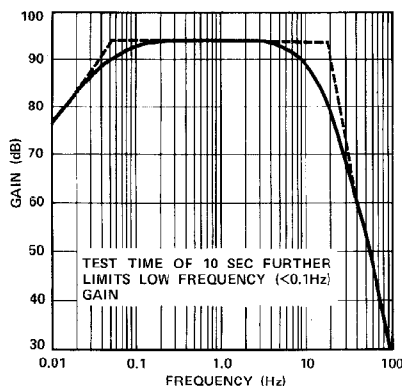
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27N TYPICAL	OP-27G TYPICAL	OP-27GR TYPICAL	UNITS
Average Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS} or TCV_{OSn}	Nullled or Unnullled $R_P = 8k\Omega$ to $20k\Omega$	0.2	0.3	0.4	$\mu V/^\circ C$
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}		80	130	180	$pA/^\circ C$
Average Input Bias Current Drift	TCI_B		100	160	200	$pA/^\circ C$
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10Hz$	3.5	3.5	3.8	$nV/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 30Hz$	3.1	3.1	3.3	
		$f_O = 1000Hz$	3.0	3.0	3.2	
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10Hz$	1.7	1.7	1.7	$pA/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 30Hz$	1.0	1.0	1.0	
		$f_O = 1000Hz$	0.4	0.4	0.4	
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz	0.08	0.08	0.09	$\mu Vp-p$
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$	2.8	2.8	2.8	V/ μs
Gain Bandwidth Product	GBW		8	8	8	MHz

NOTE:

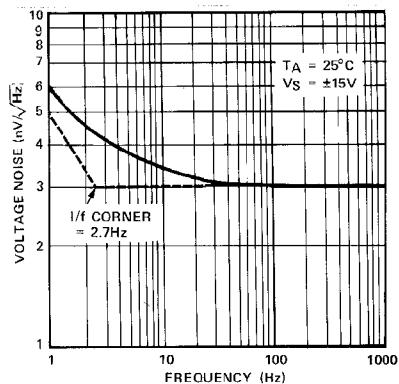
1. Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

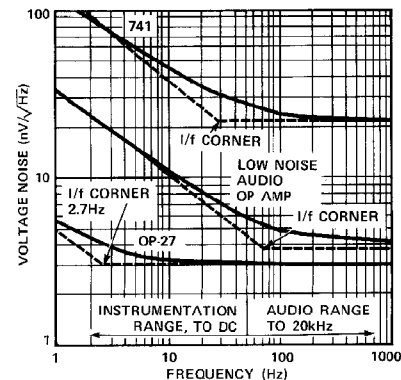
0.1Hz TO 10Hz_{p-p} NOISE TESTER
FREQUENCY RESPONSE



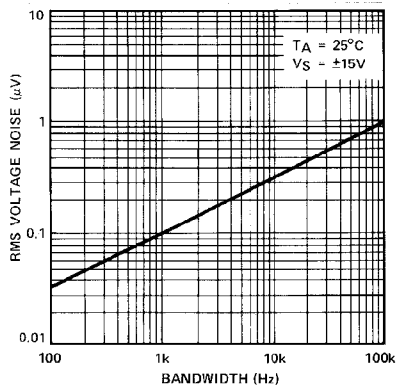
VOLTAGE NOISE DENSITY
vs FREQUENCY



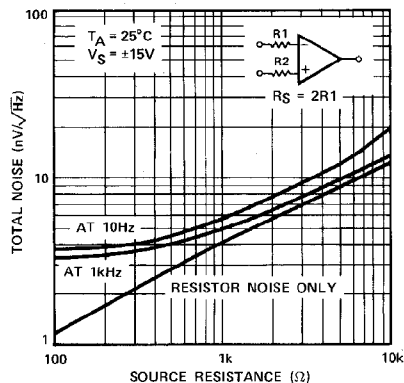
A COMPARISON OF
OP AMP VOLTAGE
NOISE SPECTRA



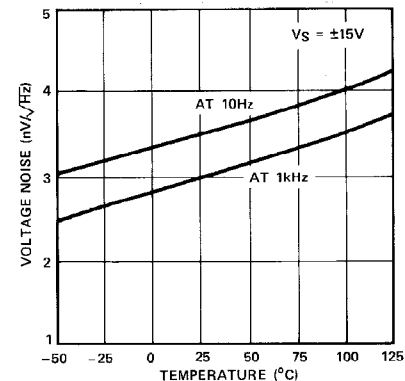
INPUT WIDEBAND VOLTAGE
NOISE vs BANDWIDTH (0.1Hz
TO FREQUENCY INDICATED)



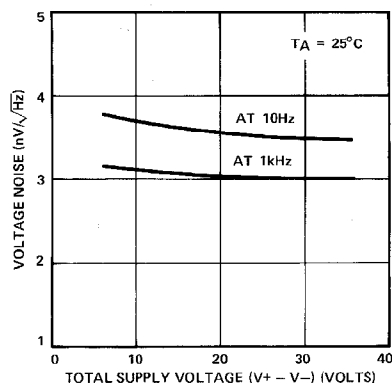
TOTAL NOISE vs SOURCE
RESISTANCE



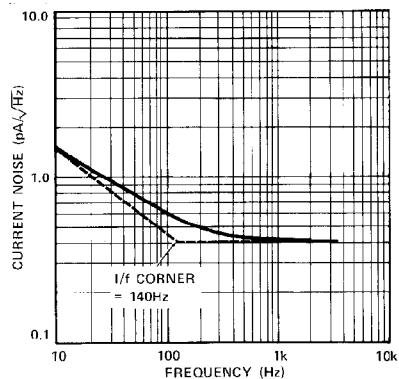
VOLTAGE NOISE DENSITY
vs TEMPERATURE



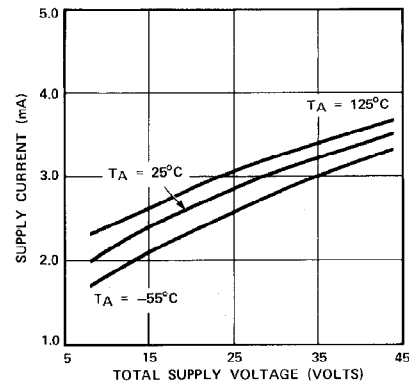
VOLTAGE NOISE DENSITY
vs SUPPLY VOLTAGE



CURRENT NOISE DENSITY
vs FREQUENCY



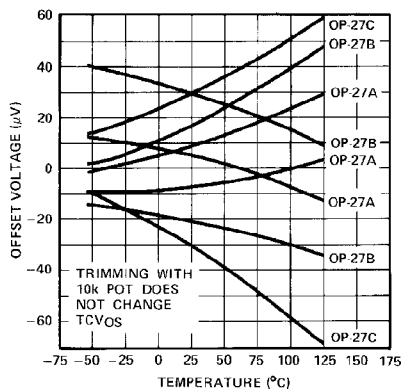
SUPPLY CURRENT vs
SUPPLY VOLTAGE



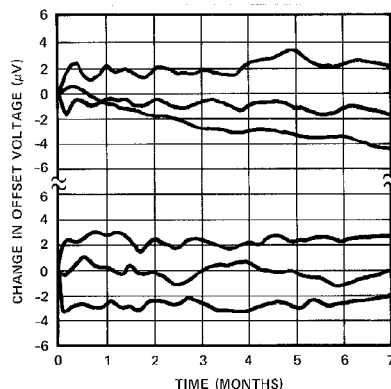
OP-27

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

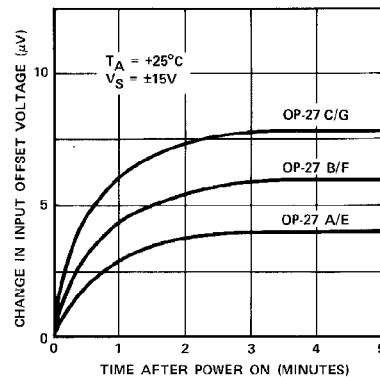
OFFSET VOLTAGE DRIFT OF EIGHT REPRESENTATIVE UNITS vs TEMPERATURE



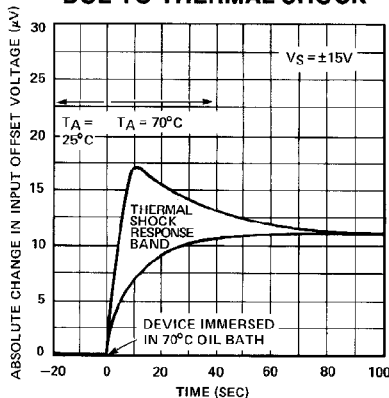
LONG-TERM OFFSET VOLTAGE DRIFT OF SIX REPRESENTATIVE UNITS



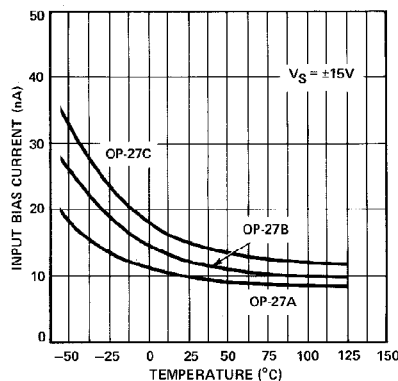
WARM-UP OFFSET VOLTAGE DRIFT



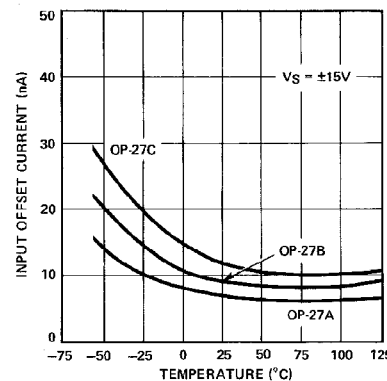
OFFSET VOLTAGE CHANGE DUE TO THERMAL SHOCK



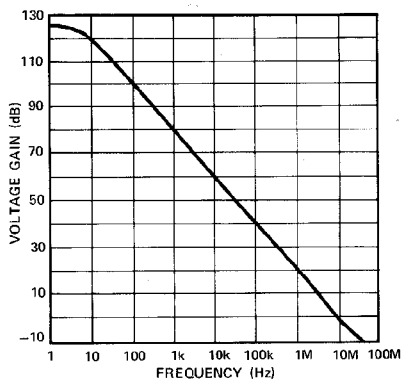
INPUT BIAS CURRENT vs TEMPERATURE



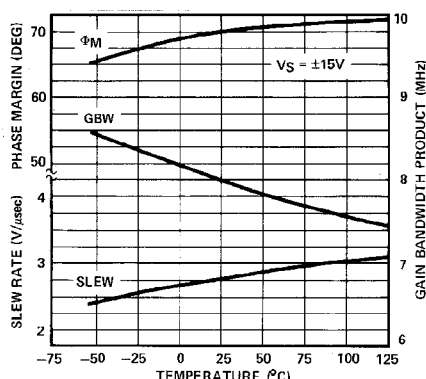
INPUT OFFSET CURRENT vs TEMPERATURE



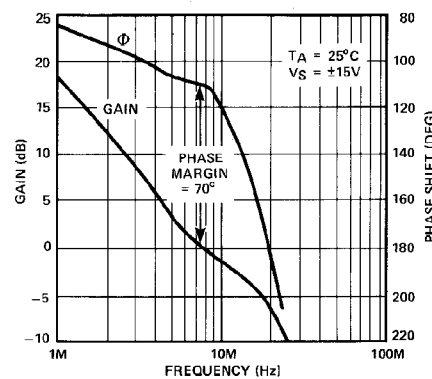
OPEN-LOOP GAIN vs FREQUENCY



SLEW RATE, GAIN-BANDWIDTH PRODUCT, PHASE MARGIN vs TEMPERATURE

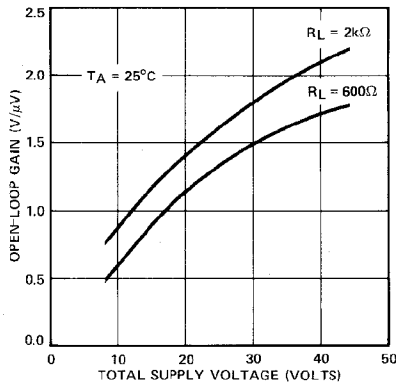


GAIN, PHASE SHIFT vs FREQUENCY

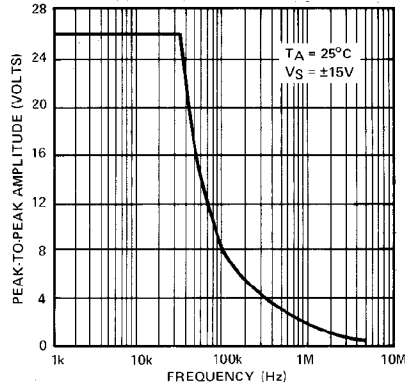


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

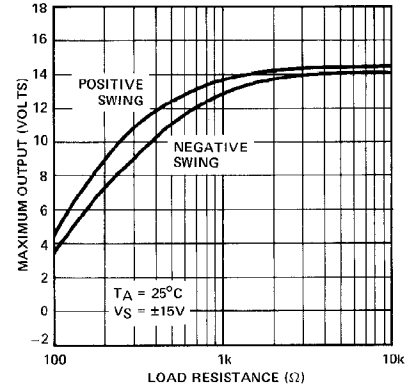
OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN
vs SUPPLY VOLTAGE



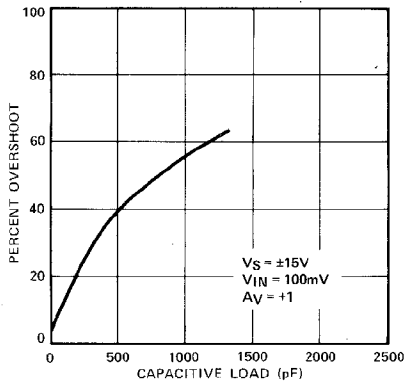
MAXIMUM OUTPUT SWING
vs FREQUENCY



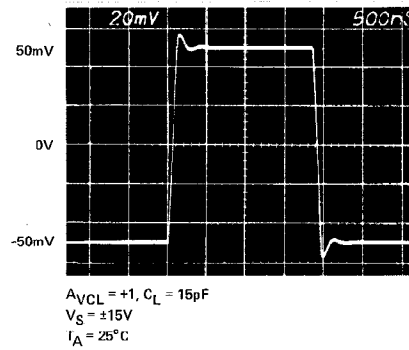
MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE
vs LOAD RESISTANCE



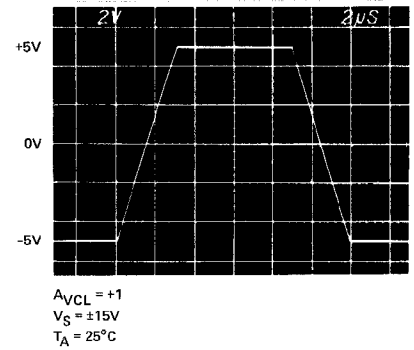
SMALL-SIGNAL OVERSHOOT
vs CAPACITIVE LOAD



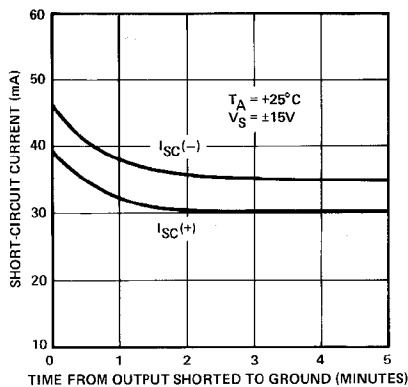
SMALL-SIGNAL TRANSIENT
RESPONSE



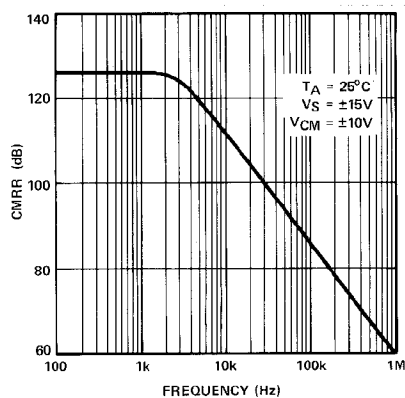
LARGE-SIGNAL TRANSIENT
RESPONSE



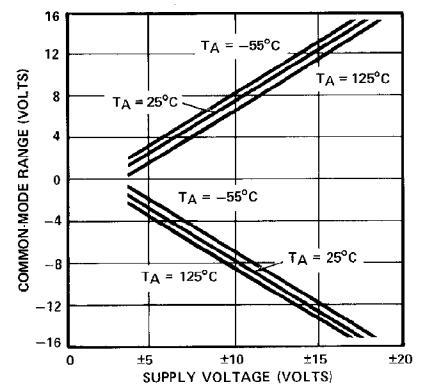
SHORT-CIRCUIT CURRENT
vs TIME



CMRR vs FREQUENCY

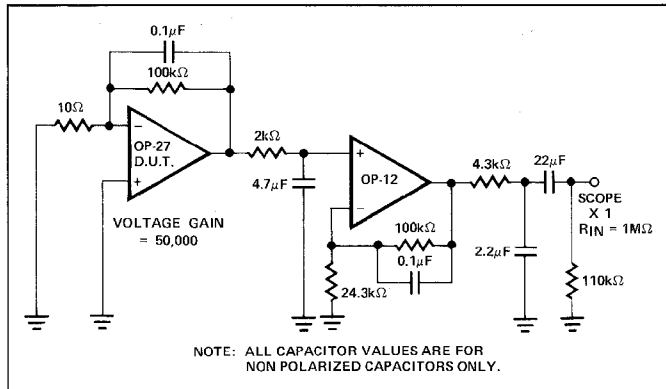


COMMON-MODE INPUT RANGE
vs SUPPLY VOLTAGE

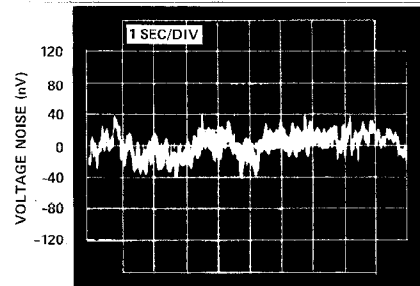


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

VOLTAGE NOISE TEST CIRCUIT (0.1Hz-TO-10Hz)



LOW-FREQUENCY NOISE

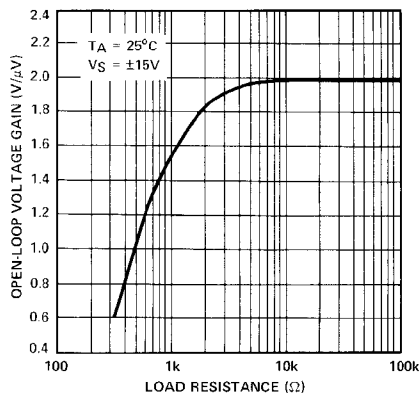


0.1Hz TO 10Hz PEAK-TO-PEAK NOISE

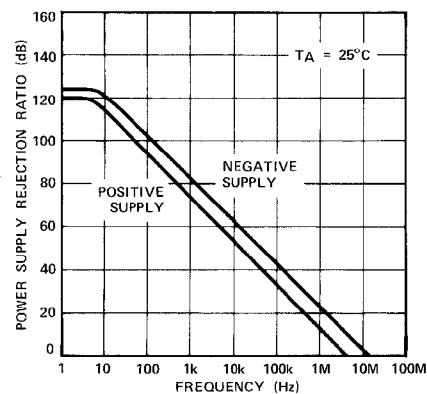
NOTE:

Observation time limited to 10 seconds.

OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN vs LOAD RESISTANCE



PSRR vs FREQUENCY



APPLICATIONS INFORMATION

OP-27 Series units may be inserted directly into 725, OP-06, OP-07 and OP-05 sockets with or without removal of external compensation or nulling components. Additionally, the OP-27 may be fitted to unnullified 741-type sockets; however, if conventional 741 nulling circuitry is in use, it should be modified or removed to ensure correct OP-27 operation. OP-27 offset voltage may be nulled to zero (or other desired setting) using a potentiometer (see Offset Nulling Circuit).

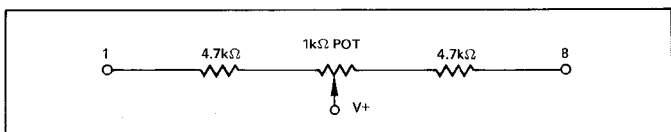
The OP-27 provides stable operation with load capacitances of up to 2000pF and $\pm 10V$ swings; larger capacitances should be decoupled with a 50Ω resistor inside the feedback loop. The OP-27 is unity-gain stable.

Thermoelectric voltages generated by dissimilar metals at the input terminal contacts can degrade the drift performance. Best operation will be obtained when both input contacts are maintained at the same temperature.

OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT

The input offset voltage of the OP-27 is trimmed at wafer level. However, if further adjustment of V_{OS} is necessary, a 10kΩ trim potentiometer may be used. TCV_{OS} is not degraded

(see Offset Nulling Circuit). Other potentiometer values from 1kΩ to 1MΩ can be used with a slight degradation (0.1 to $0.2\mu V/^{\circ}C$) of TCV_{OS} . Trimming to a value other than zero creates a drift of approximately $(V_{OS}/300)\mu V/^{\circ}C$. For example, the change in TCV_{OS} will be $0.33\mu V/^{\circ}C$ if V_{OS} is adjusted to $100\mu V$. The offset-voltage adjustment range with a 10kΩ potentiometer is $\pm 4mV$. If smaller adjustment range is required, the nulling sensitivity can be reduced by using a smaller pot in conjunction with fixed resistors. For example, the network below will have a $\pm 280\mu V$ adjustment range.



NOISE MEASUREMENTS

To measure the 80nV peak-to-peak noise specification of the OP-27 in the 0.1Hz to 10Hz range, the following precautions must be observed:

- (1) The device has to be warmed-up for at least five minutes. As shown in the warm-up drift curve, the offset voltage

typically changes $4\mu\text{V}$ due to increasing chip temperature after power-up. In the 10-second measurement interval, these temperature-induced effects can exceed tens-of-nanovolts.

- (2) For similar reasons, the device has to be well-shielded from air currents. Shielding minimizes thermocouple effects.
- (3) Sudden motion in the vicinity of the device can also "feed-through" to increase the observed noise.
- (4) The test time to measure 0.1Hz-to-10Hz noise should not exceed 10 seconds. As shown in the noise-tester frequency-response curve, the 0.1Hz corner is defined by only one zero. The test time of 10 seconds acts as an additional zero to eliminate noise contributions from the frequency band below 0.1Hz.
- (5) A noise-voltage-density test is recommended when measuring noise on a large number of units. A 10Hz noise-voltage-density measurement will correlate well with a 0.1Hz-to-10Hz peak-to-peak noise reading, since both results are determined by the white noise and the location of the $1/f$ corner frequency.

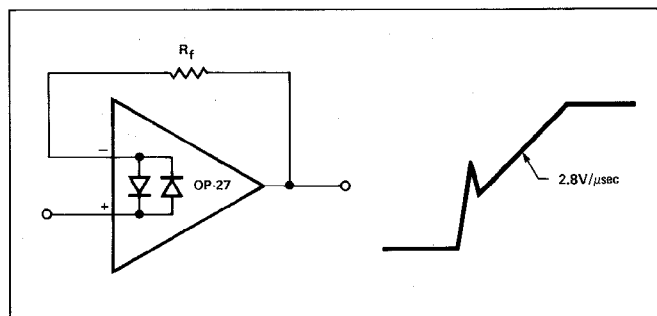
UNITY-GAIN BUFFER APPLICATIONS

When $R_f \leq 100\Omega$ and the input is driven with a fast, large signal pulse ($>1\text{V}$), the output waveform will look as shown in the pulsed operation diagram below.

During the fast feedthrough-like portion of the output, the input protection diodes effectively short the output to the input and a current, limited only by the output short-circuit protection, will be drawn by the signal generator. With $R_f \geq 500\Omega$, the output is capable of handling the current requirements ($I_L \leq 20\text{mA}$ at 10V); the amplifier will stay in its active mode and a smooth transition will occur.

When $R_f > 2\text{k}\Omega$, a pole will be created with R_f and the amplifier's input capacitance (8pF) that creates additional phase shift and reduces phase margin. A small capacitor (20 to 50pF) in parallel with R_f will eliminate this problem.

PULSED OPERATION



COMMENTS ON NOISE

The OP-27 is a very low-noise monolithic op amp. The outstanding input voltage noise characteristics of the OP-27 are achieved mainly by operating the input stage at a high quiescent current. The input bias and offset currents, which would normally increase, are held to reasonable values by the input-

bias-current cancellation circuit. The OP-27A/E has I_B and I_{OS} of only $\pm 40\text{nA}$ and 35nA respectively at 25°C . This is particularly important when the input has a high source-resistance. In addition, many audio amplifier designers prefer to use direct coupling. The high I_B , V_{OS} , TCV_{OS} of previous designs have made direct coupling difficult, if not impossible, to use.

Voltage noise is inversely proportional to the square-root of bias current, but current noise is proportional to the square-root of bias current. The OP-27's noise advantage disappears when high source-resistors are used. Figures 1, 2, and 3 compare OP-27 observed total noise with the noise performance of other devices in different circuit applications.

$$\text{Total noise} = [(\text{Voltage noise})^2 + (\text{current noise} \times R_S)^2 + (\text{resistor noise})^2]^{1/2}$$

Figure 1 shows noise-versus-source-resistance at 1000Hz . The same plot applies to wideband noise. To use this plot, just multiply the vertical scale by the square-root of the bandwidth.

**NOISE vs SOURCE RESISTANCE
(INCLUDING RESISTOR NOISE)
AT 1000Hz .**

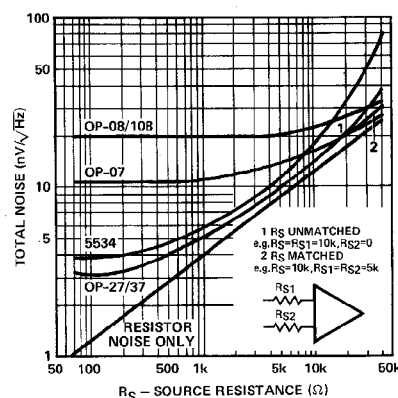
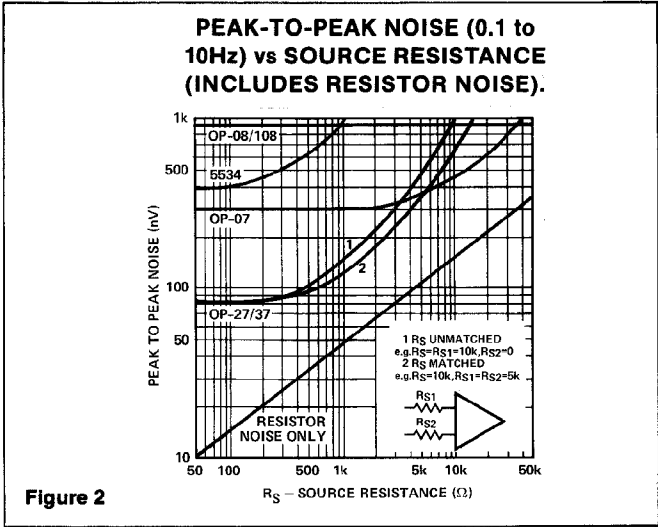


Figure 1

At $R_S < 1\text{k}\Omega$, the OP-27's low voltage noise is maintained. With $R_S > 1\text{k}\Omega$, total noise increases, but is dominated by the resistor noise rather than current or voltage noise. It is only beyond R_S of $20\text{k}\Omega$ that current noise starts to dominate. The argument can be made that current noise is not important for applications with low-to-moderate source resistances. The crossover between the OP-27 and OP-07 and OP-08 noise occurs in the 15 -to- $40\text{k}\Omega$ region.

Figure 2 shows the 0.1Hz -to- 10Hz peak-to-peak noise. Here the picture is less favorable; resistor noise is negligible, current noise becomes important because it is inversely proportional to the square-root of frequency. The crossover with the OP-07 occurs in the 3 -to- $5\text{k}\Omega$ range depending on whether balanced or unbalanced source resistors are used (at $3\text{k}\Omega$ the I_B , I_{OS} error also can be three times the V_{OS} spec.).



Therefore, for low-frequency applications, the OP-07 is better than the OP-27/37 when $R_S > 3k\Omega$. The only exception is when gain error is important. Figure 3 illustrates the 10Hz noise. As expected, the results are between the previous two figures.

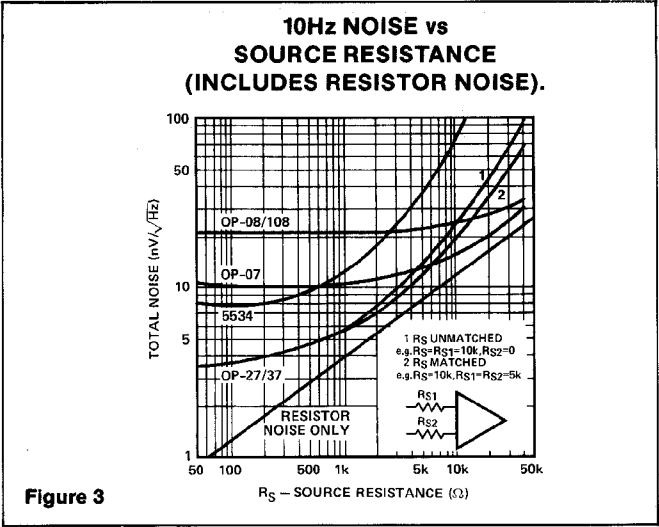
For reference, typical source resistances of some signal sources are listed in Table 1.

Table 1

DEVICE	SOURCE IMPEDANCE	COMMENTS
Strain gauge	<500Ω	Typically used in low-frequency applications.
Magnetic tapehead	<1500Ω	Low I_B very important to reduce self-magnetization problems when direct coupling is used. OP-27 I_B can be neglected.
Magnetic phonograph cartridges	<1500Ω	Similar need for low I_B in direct coupled applications. OP-27 will not introduce any self-magnetization problem.
Linear variable differential transformer	<1500Ω	Used in rugged servo-feedback applications. Bandwidth of interest is 400Hz to 5kHz.

OPEN-LOOP GAIN			
FREQUENCY AT:	OP-07	OP-27	OP-37
3Hz	100dB	124dB	125dB
10Hz	100dB	120dB	125dB
30Hz	90dB	110dB	124dB

For further information regarding noise calculations, see "Minimization of Noise in Op-Amp Applications," Application Note AN-15.



AUDIO APPLICATIONS

The following applications information has been abstracted from a PMI article in the 12/20/80 issue of Electronic Design magazine and updated.

Figure 4 is an example of a phono pre-amplifier circuit using the OP-27 for A_1 ; R_1 - R_2 - C_1 - C_2 form a very accurate RIAA network with standard component values. The popular method to accomplish RIAA phono equalization is to employ frequency-dependent feedback around a high-quality gain block. Properly chosen, an RC network can provide the three necessary time constants of 3180, 318, and 75μs.¹

For initial equalization accuracy and stability, precision metal-film resistors and film capacitors of polystyrene or polypropylene are recommended since they have low voltage coefficients, dissipation factors, and dielectric absorption.⁴ (High-K ceramic capacitors should be avoided here, though low-K ceramics—such as NPO types, which have excellent dissipation factors, and somewhat lower dielectric absorption—can be considered for small values.)

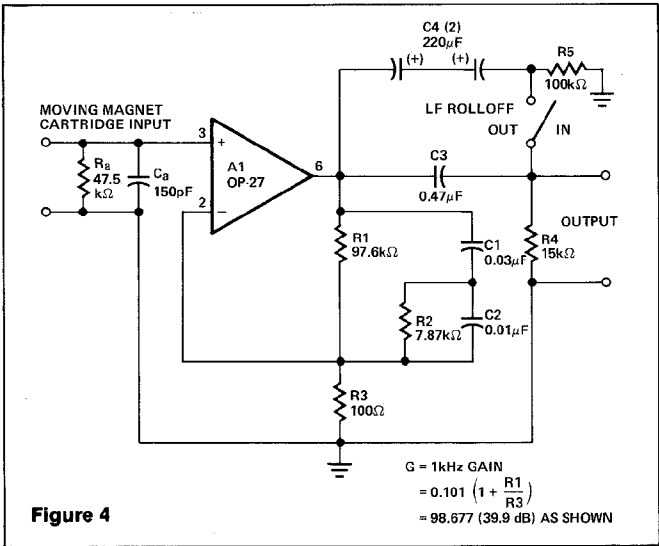


Figure 4

The OP-27 brings a $3.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ voltage noise and $0.45\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ current noise to this circuit. To minimize noise from other sources, R_3 is set to a value of 100Ω , which generates a voltage noise of $1.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. The noise increases the $3.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ of the amplifier by only 0.7dB . With a $1\text{k}\Omega$ source, the circuit noise measures 63dB below a 1mV reference level, unweighted, in a 20kHz noise bandwidth.

Gain (G) of the circuit at 1kHz can be calculated by the expression:

$$G = 0.101 \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right)$$

For the values shown, the gain is just under 100 (or 40dB). Lower gains can be accommodated by increasing R_3 , but gains higher than 40dB will show more equalization errors because of the 8MHz gain-bandwidth of the OP-27.

This circuit is capable of very low distortion over its entire range, generally below 0.01% at levels up to 7V rms . At 3V output levels, it will produce less than 0.03% total harmonic distortion at frequencies up to 20kHz .

Capacitor C_3 and resistor R_4 form a simple -6dB-per-octave rumble filter, with a corner at 22Hz . As an option, the switch-selected shunt capacitor C_4 , a nonpolarized electrolytic, bypasses the low-frequency rolloff. Placing the rumble filter's high-pass action after the preamp has the desirable result of discriminating against the RIAA-amplified low-frequency noise components and pickup-produced low-frequency disturbances.

A preamplifier for NAB tape playback is similar to an RIAA phono preamp, though more gain is typically demanded, along with equalization requiring a heavy low-frequency boost. The circuit in Fig. 4 can be readily modified for tape use, as shown by Fig. 5.

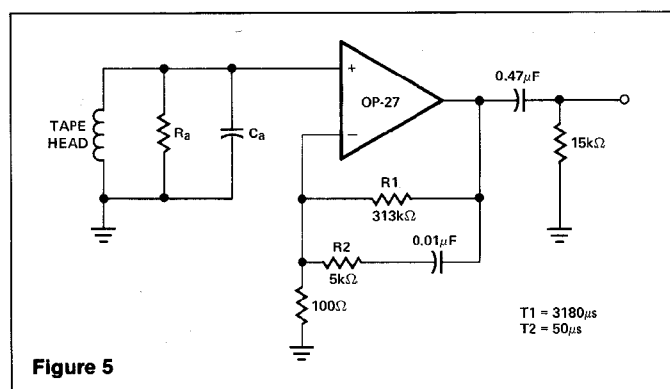


Figure 5

While the tape-equalization requirement has a flat high-frequency gain above 3kHz ($T_2 = 50\mu\text{s}$), the amplifier need not be stabilized for unity gain. The uncompensated OP-37 provides a greater bandwidth and slew rate. For many applications, the idealized time constants shown may require trimming of R_1 and R_2 to optimize frequency response for nonideal tape-head performance and other factors.⁵

The network values of the configuration yield a 50dB gain at 1kHz , and the dc gain is greater than 70dB . Thus, the worst-case output offset is just over 500mV . A single $0.47\mu\text{F}$ output capacitor can block this level without affecting the dynamic range.

The tape head can be coupled directly to the amplifier input, since the worst-case bias current of 80nA with a 400mH , $100\mu\text{in.}$ head (such as the PRB2H7K) will not be troublesome.

One potential tape-head problem is presented by amplifier bias-current transients which can magnetize a head. The OP-27 and OP-37 are free of bias-current transients upon power up or power down. However, it is always advantageous to control the speed of power supply rise and fall, to eliminate transients.

In addition, the dc resistance of the head should be carefully controlled, and preferably below $1\text{k}\Omega$. For this configuration, the bias-current-induced offset voltage can be greater than the $100\mu\text{V}$ maximum offset if the head resistance is not sufficiently controlled.

A simple, but effective, fixed-gain transformerless microphone preamp (Fig. 6) amplifies differential signals from low-impedance microphones by 50dB , and has an input impedance of $2\text{k}\Omega$. Because of the high working gain of the circuit, an OP-37 helps to preserve bandwidth, which will be 110kHz . As the OP-37 is a decompensated device (minimum stable gain of 5), a dummy resistor, R_p , may be necessary, if the microphone is to be unplugged. Otherwise the 100% feedback from the open input may cause the amplifier to oscillate.

Common-mode input-noise rejection will depend upon the match of the bridge-resistor ratios. Either close-tolerance (0.1%) types should be used, or R_4 should be trimmed for best CMRR. All resistors should be metal-film types for best stability and low noise.

Noise performance of this circuit is limited more by the input resistors R_1 and R_2 than by the op amp, as R_1 and R_2 each generate a $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ noise, while the op amp generates a $3.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ noise. The rms sum of these predominant noise sources will be about $6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, equivalent to $0.9\mu\text{V}$ in a 20kHz noise bandwidth, or nearly 61dB below a 1mV input signal. Measurements confirm this predicted performance.

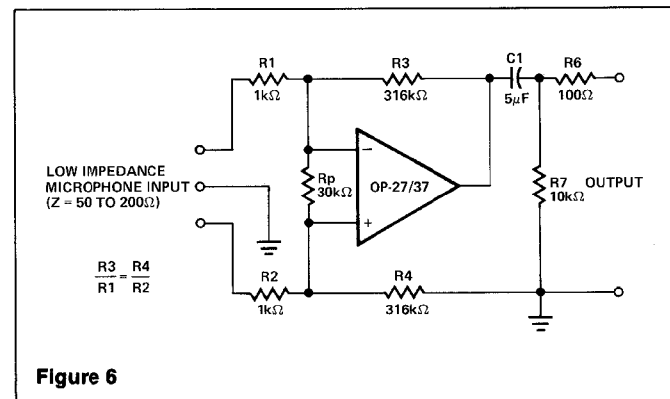
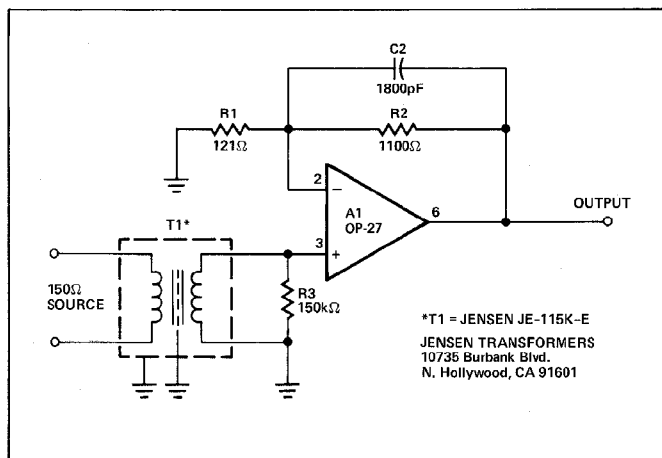


Figure 6

OP-27

For applications demanding appreciably lower noise, a high-quality microphone-transformer-coupled preamp (Fig. 7) incorporates the internally-compensated OP-27. T_1 is a JE-115K-E $150\Omega/15k\Omega$ transformer which provides an optimum source resistance for the OP-27 device. The circuit has an overall gain of 40dB, the product of the transformer's voltage setup and the op amp's voltage gain.



Gain may be trimmed to other levels, if desired, by adjusting R_2 or R_1 . Because of the low offset voltage of the OP-27, the output offset of this circuit will be very low, 1.7mV or less, for a 40dB gain. The typical output blocking capacitor can be

eliminated in such cases, but is desirable for higher gains to eliminate switching transients.

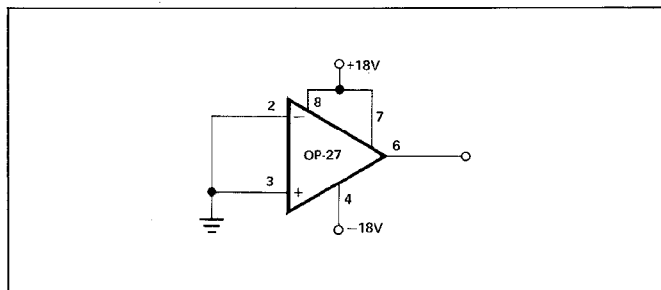
Capacitor C_2 and resistor R_2 form a $2\mu s$ time constant in this circuit, as recommended for optimum transient response by the transformer manufacturer. With C_2 in use, A_1 must have unity-gain stability. For situations where the $2\mu s$ time constant is not necessary, C_2 can be deleted, allowing the faster OP-37 to be employed.

Some comment on noise is appropriate to understand the capability of this circuit. A 150Ω resistor and R_1 and R_2 gain resistors connected to a noiseless amplifier will generate 220 nV of noise in a 20kHz bandwidth, or 73dB below a 1mV reference level. Any practical amplifier can only approach this noise level; it can never exceed it. With the OP-27 and T_1 specified, the additional noise degradation will be close to 3.6dB (or -69.5 referenced to 1mV).

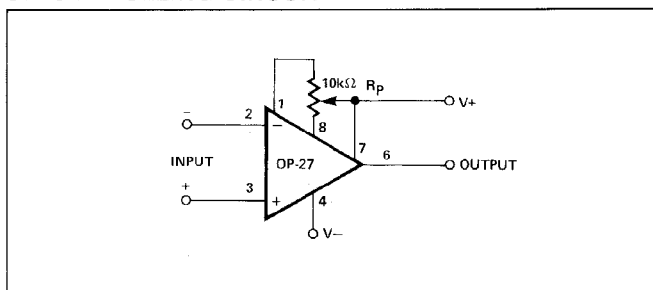
References

1. Lipshitz, S.P., "On RIAA Equalization Networks," *JAES*, Vol. 27, June 1979, p. 458-481.
2. Jung, W.G., *IC Op Amp Cookbook*, 2nd Ed., H.W. Sams and Company, 1980.
3. Jung, W.G., *Audio IC Op Amp Applications*, 2nd Ed., H.W. Sams and Company, 1978.
4. Jung, W.G., and Marsh, R.M., "Picking Capacitors," *Audio*, February & March, 1980.
5. Otala, M., "Feedback-Generated Phase Nonlinearity in Audio Amplifiers," London AES Convention, March 1980, preprint 1976.
6. Stout, D.F., and Kaufman, M., *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*, New York, McGraw Hill, 1976.

BURN-IN CIRCUIT



OFFSET NULLING CIRCUIT



TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance . . . JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description/ordering information

The JFET-input operational amplifiers in the TL07x series are similar to the TL08x series, with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07x series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

description/ordering information (continued)

ORDERING INFORMATION

T_A	V_{IOMax} AT 25°C	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	10 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL071CP	TL071CP
			Tube of 50	TL072CP	TL072CP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL074CN	TL074CN
			Tube of 75	TL071CD	TL071C
		SOIC (D)	Reel of 2500	TL071CDR	
			Tube of 75	TL072CD	TL072C
			Reel of 2500	TL072CDR	
			Tube of 50	TL074CD	TL074C
			Reel of 2500	TL074CDR	
		SOP (NS)	Reel of 2000	TL074CNSR	TL074
		SOP (PS)	Reel of 2000	TL071CPSR	TL071
			Reel of 2000	TL072CPSR	T072
		TSSOP (PW)	Reel of 2000	TL072CPWR	T072
			Tube of 90	TL074CPW	T074
			Reel of 2000	TL074CPWR	
	6 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL071ACP	TL071ACP
			Tube of 50	TL072ACP	TL072ACP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL074ACN	TL074ACN
			Tube of 75	TL071ACD	071AC
		SOIC (D)	Reel of 2500	TL071ACDR	
			Tube of 75	TL072ACD	072AC
			Reel of 2500	TL072ACDR	
			Tube of 50	TL074ACD	TL074AC
			Reel of 2500	TL074ACDR	
		SOP (PS)	Reel of 2000	TL072ACPSR	T072A
		SOP (NS)	Reel of 2000	TL074ACNSR	TL074A
	3 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL071BCP	TL071BCP
			Tube of 50	TL072BCP	TL072BCP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL074BCN	TL074BCN
			Tube of 75	TL071BCD	071BC
		SOIC (D)	Reel of 2500	TL071BCDR	
			Tube of 75	TL072BCD	072BC
			Reel of 2500	TL072BCDR	
			Tube of 50	TL074BCD	TL074BC
			Reel of 2500	TL074BCDR	
		SOP (NS)	Reel of 2000	TL074BCNSR	TL074B

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

description/ordering information (continued)

ORDERING INFORMATION

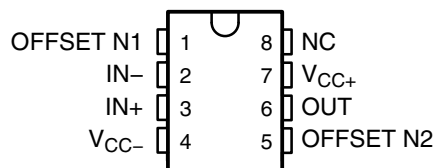
T_A	V_{IOmax} AT 25°C	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
–40°C to 85°C	6 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL071IP	TL071IP
			Tube of 50	TL072IP	TL072IP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL074IN	TL074IN
		SOIC (D)	Tube of 75	TL071ID	TL071I
			Reel of 2500	TL071IDR	
			Tube of 75	TL072ID	TL072I
			Reel of 2500	TL072IDR	
			Tube of 50	TL074ID	TL074I
			Reel of 2500	TL074IDR	
–55°C to 125°C	6 mV	CDIP (JG)	Tube of 50	TL072MJGB	TL072MJGB
		CFP (U)	Tube of 150	TL072MUB	TL072MUB
		LCCC (FK)	Tube of 55	TL072MFKB	TL072MFKB
	9 mV	CDIP (J)	Tube of 25	TL074MJB	TL074MJB
		CFP (W)	Tube of 25	TL074MWB	TL074MWB
		LCCC (FK)	Tube of 55	TL074MFKB	TL074MFKB

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

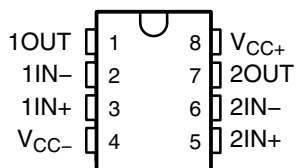
TL071, TL071A, TL071B, TL072 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

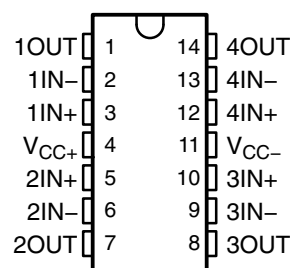
TL071, TL071A, TL071B
D, P, OR PS PACKAGE
(TOP VIEW)



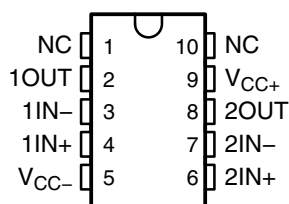
TL072, TL072A, TL072B
D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



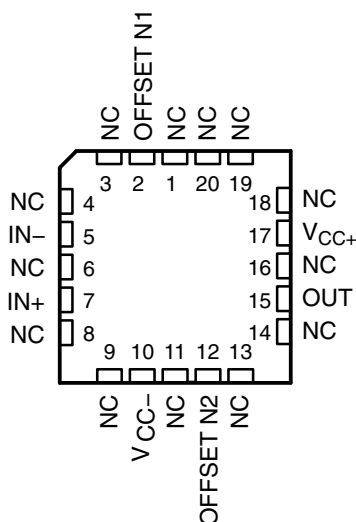
TL074A, TL074B
D, J, N, NS, OR PW PACKAGE
TL074 . . . D, J, N, NS, PW,
OR W PACKAGE
(TOP VIEW)



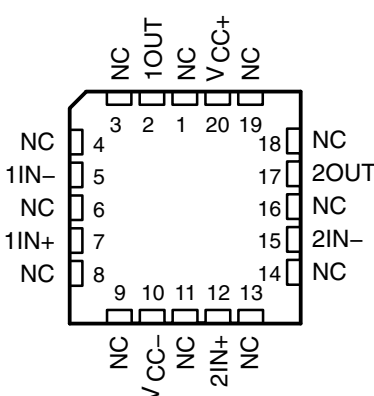
TL072
U PACKAGE
(TOP VIEW)



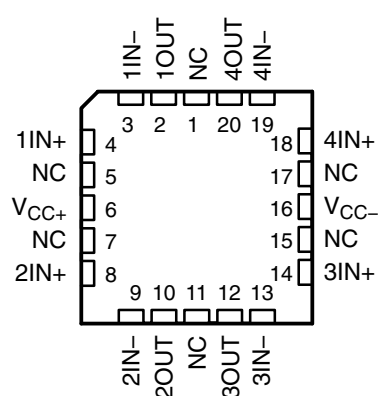
TL071
FK PACKAGE
(TOP VIEW)



TL072
FK PACKAGE
(TOP VIEW)

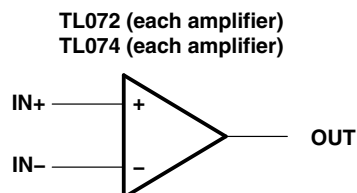
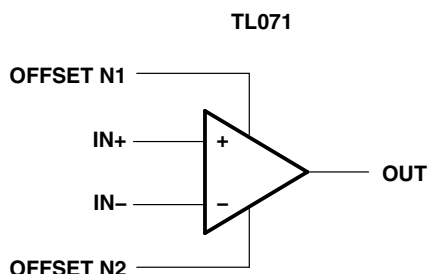


TL074
FK PACKAGE
(TOP VIEW)

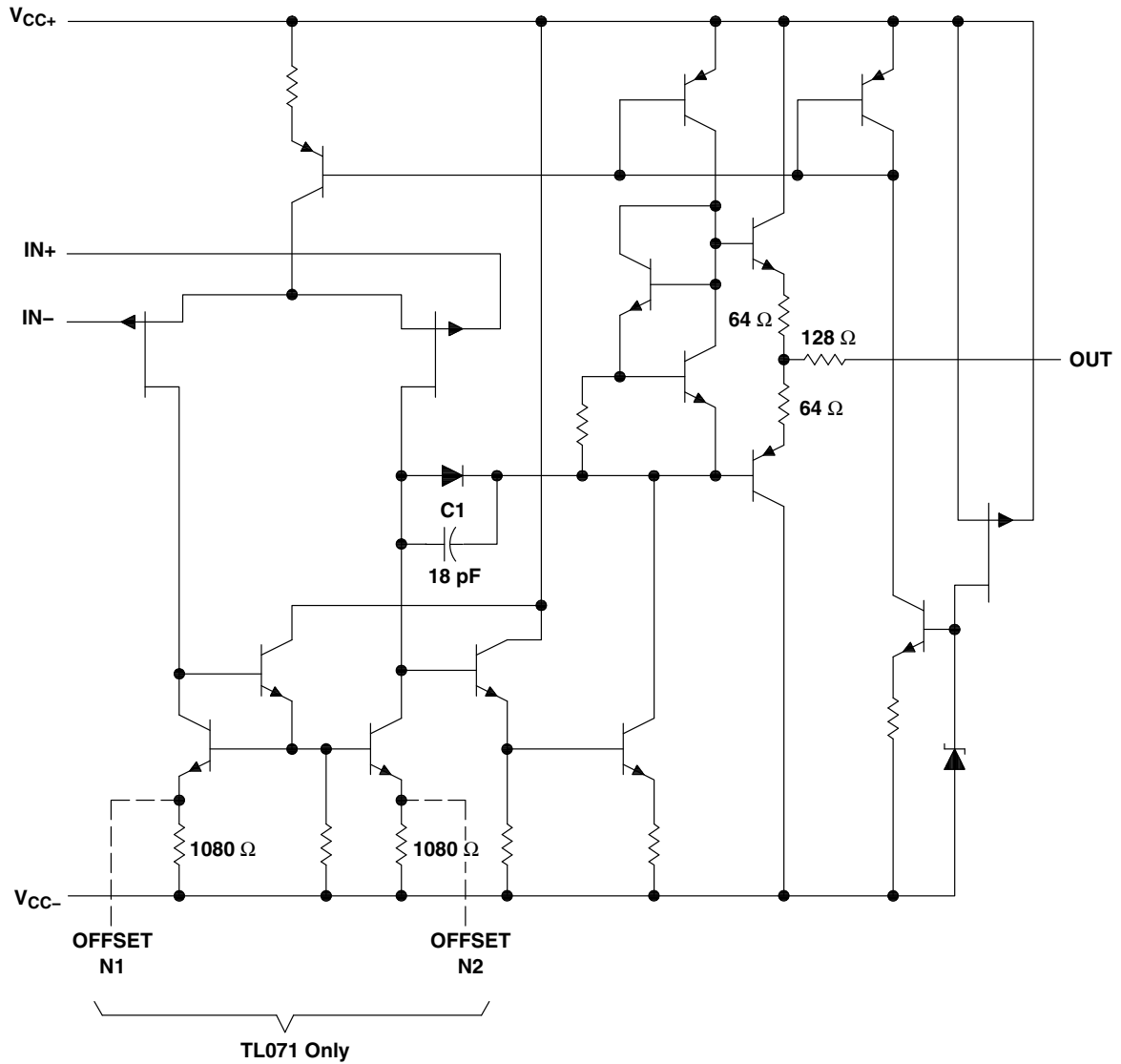


NC – No internal connection

symbols



schematic (each amplifier)



All component values shown are nominal.

COMPONENT COUNT†			
COMPONENT TYPE	TL071	TL072	TL074
Resistors	11	22	44
Transistors	14	28	56
JFET	2	4	6
Diodes	1	2	4
Capacitors	1	2	4
epi-FET	1	2	4

† Includes bias and trim circuitry

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

Supply voltage (see Note 1): V_{CC+}	18 V
V_{CC-}	–18 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 30 V
Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3)	± 15 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 5 and 6): D package (8 pin)	97°C/W
D package (14 pin)	86°C/W
N package	80°C/W
NS package	76°C/W
P package	85°C/W
PS package	95°C/W
PW package (8 pin)	149°C/W
PW package (14 pin)	113°C/W
U package	185°C/W
Package thermal impedance, θ_{JC} (see Notes 7 and 8): FK package	5.61°C/W
J package	15.05°C/W
JG package	14.5°C/W
W package	14.65°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J, JG, or W package	300°C
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

[†] Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at $IN+$, with respect to $IN-$.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
 5. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 6. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.
 7. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JC} , and T_C . The maximum allowable power dissipation at any allowable case temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_C)/\theta_{JC}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 8. The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A ‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50 \Omega$	25°C		3	10		3	6		2	3		3	6	mV
		Full range			13			7.5			5			8	
$\alpha_{V_{IO}}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50 \Omega$	Full range		18			18			18			18		$\mu V/^\circ C$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$	25°C		5	100		5	100		5	100		5	100	pA
		Full range			10			2			2			2	nA
I_{IB} Input bias current§	$V_O = 0$	25°C		65	200		65	200		65	200		65	200	pA
		Full range			7			7			7			20	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10 k\Omega$	25°C	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		V
	$R_L \geq 10 k\Omega$	Full range	± 12			± 12			± 12			± 12			
	$R_L \geq 2 k\Omega$		± 10			± 10			± 10			± 10			
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	25°C	25	200		50	200		50	200		50	200		V/mV
		Full range	15			25			25			25			
B_1 Unity-gain bandwidth		25°C		3			3			3			3		MHz
r_i Input resistance		25°C		10^{12}			10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_S = 50 \Omega$	25°C	70	100		75	100		75	100		75	100		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V, $V_O = 0$, $R_S = 50 \Omega$	25°C	70	100		80	100		80	100		80	100		dB
I_{CC} Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load	25°C		1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C		120			120			120			120		dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified.

‡ Full range is $T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$ for TL07_C, TL07_AC, TL07_BC and is $T_A = -40^\circ C$ to $85^\circ C$ for TL07_I.

§ Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A ‡	TL071M TL072M			TL074M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C		3	6		3	9	mV
		Full range			9			15	
$\alpha_{V_{IO}}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	Full range		18			18		$\mu V/^\circ C$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$	25°C		5	100		5	100	pA
		Full range			20			20	nA
I_{IB} Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C		65	200		65	200	pA
					50			50	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 11	–12 to 15		± 11	–12 to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10 k\Omega$	25°C	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		V
	$R_L \geq 10 k\Omega$		± 12			± 12			
	$R_L \geq 2 k\Omega$	Full range	± 10			± 10			
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	25°C	35	200		35	200		V/mV
			15			15			
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ C$			3			3		MHz
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ C$			10^{12}			10^{12}		Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86		80	86		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V, $V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86		80	86		dB
I_{CC} Supply current (each amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C		120			120		dB

† Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

‡ All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified. Full range is $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$.

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1	5	13		8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r Rise-time overshoot factor	$V_I = 20\text{ mV}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1	0.1			0.1			μs
		20%			20%			
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\text{ }\Omega$	$f = 1\text{ kHz}$			18			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}$			4			μV
I_n Equivalent input noise current	$R_S = 20\text{ }\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	0.01			0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{\text{rms}} = 6\text{ V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	$A_{VD} = 1$, $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$, 0.003 %			0.003%			

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

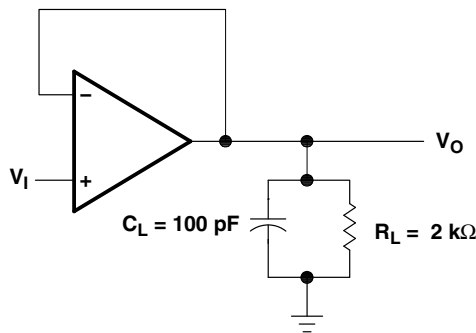


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

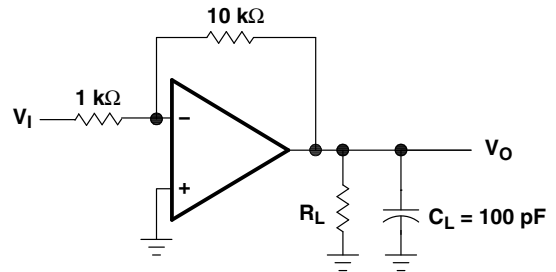


Figure 2. Gain-of-10 Inverting Amplifier

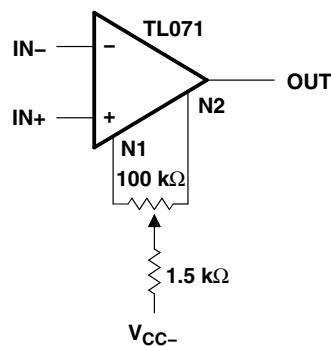


Figure 3. Input Offset-Voltage Null Circuit

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

			FIGURE
I_{IB}	Input bias current	vs Free-air temperature	4
V_{OM}	Maximum output voltage	vs Frequency	5, 6, 7
		vs Free-air temperature	8
		vs Load resistance	9
		vs Supply voltage	10
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	vs Free-air temperature	11
		vs Frequency	12
	Phase shift	vs Frequency	12
	Normalized unity-gain bandwidth	vs Free-air temperature	13
	Normalized phase shift	vs Free-air temperature	13
CMRR	Common-mode rejection ratio	vs Free-air temperature	14
I_{CC}	Supply current	vs Supply voltage	15
		vs Free-air temperature	16
P_D	Total power dissipation	vs Free-air temperature	17
	Normalized slew rate	vs Free-air temperature	18
V_n	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	19
THD	Total harmonic distortion	vs Frequency	20
	Large-signal pulse response	vs Time	21
V_O	Output voltage	vs Elapsed time	22



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL CHARACTERISTICS†

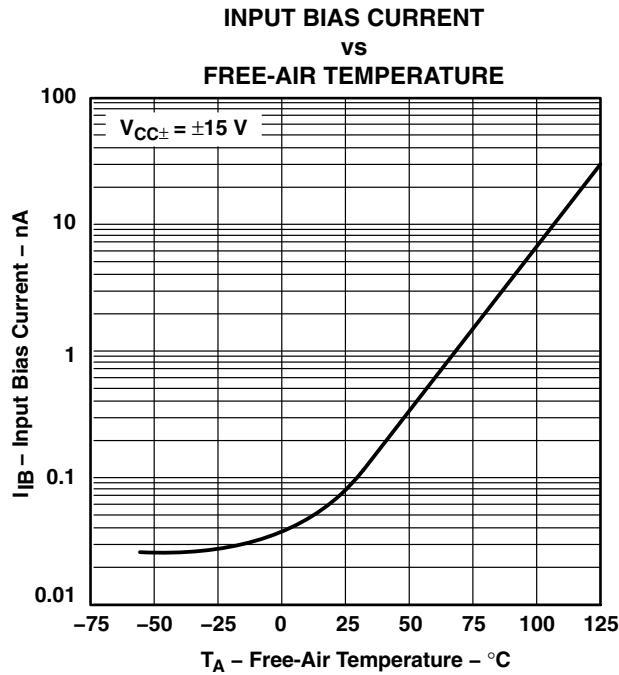


Figure 4

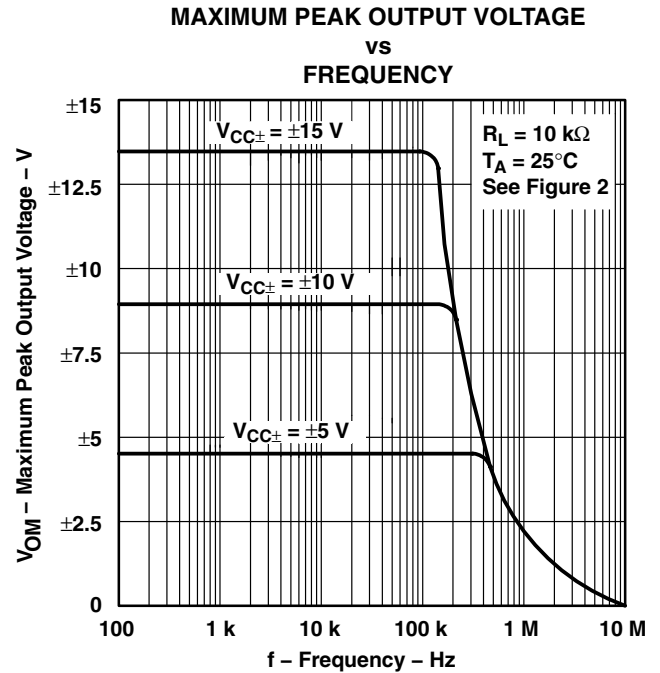


Figure 5

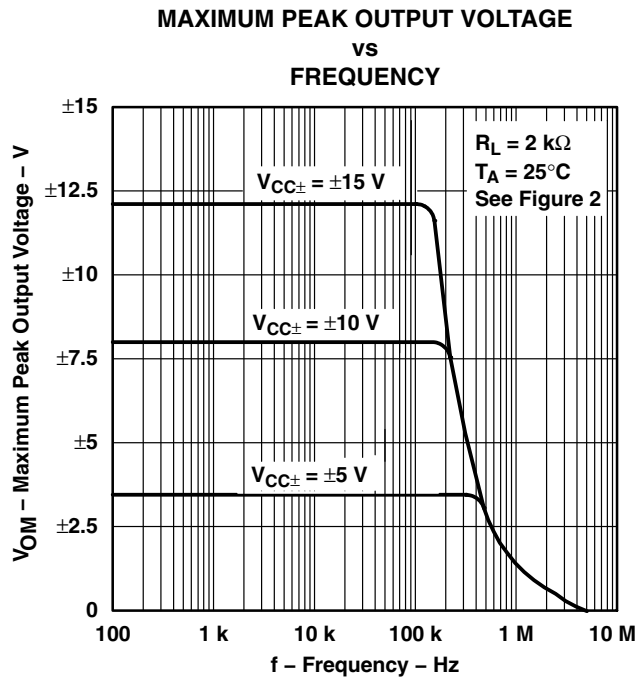


Figure 6

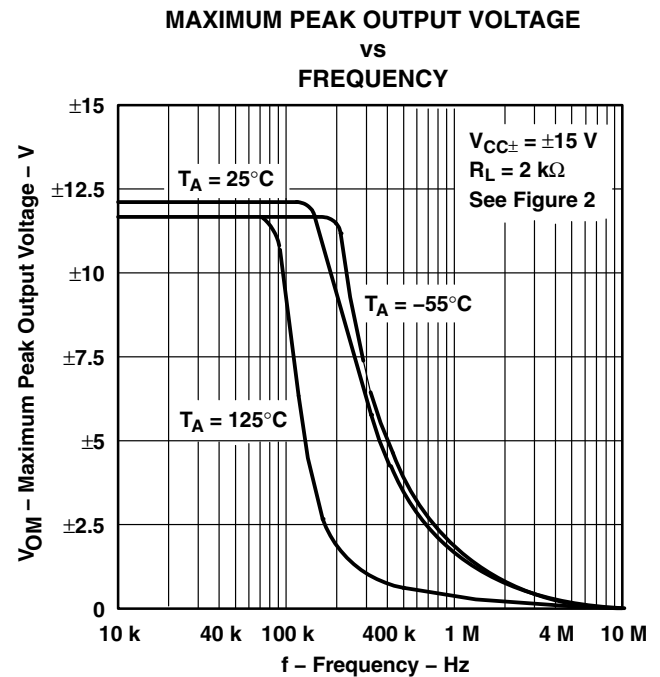


Figure 7

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

TYPICAL CHARACTERISTICS†

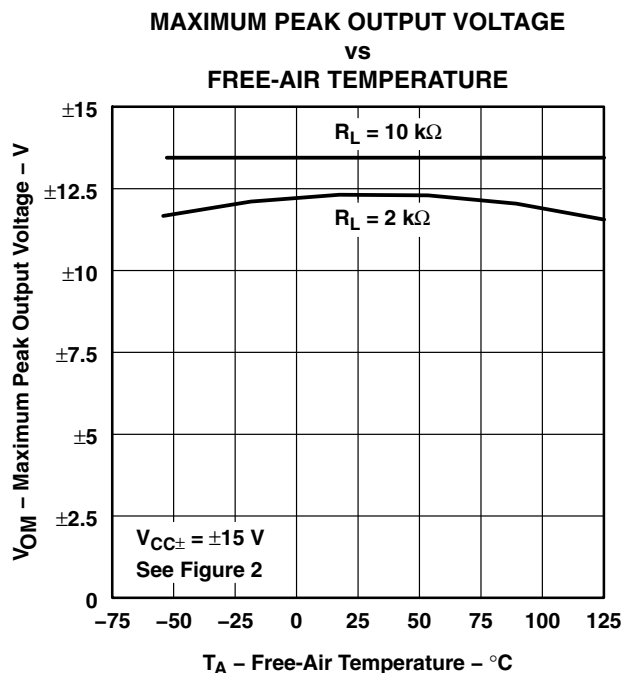


Figure 8

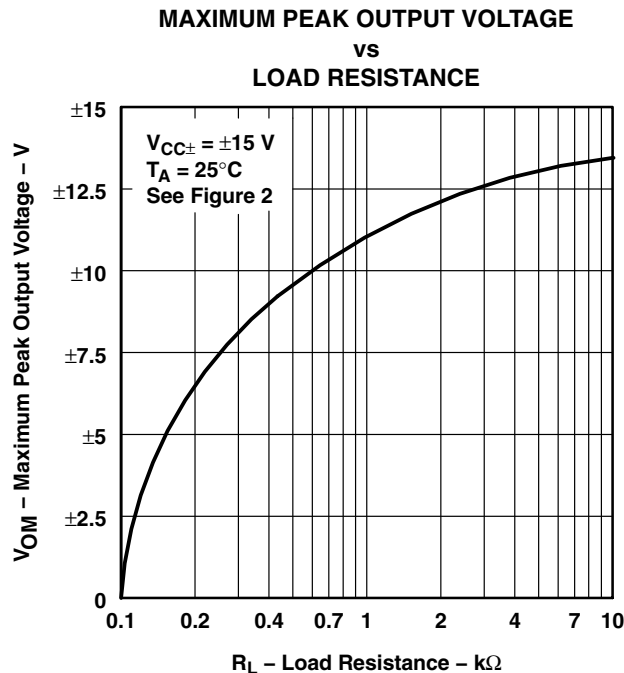


Figure 9

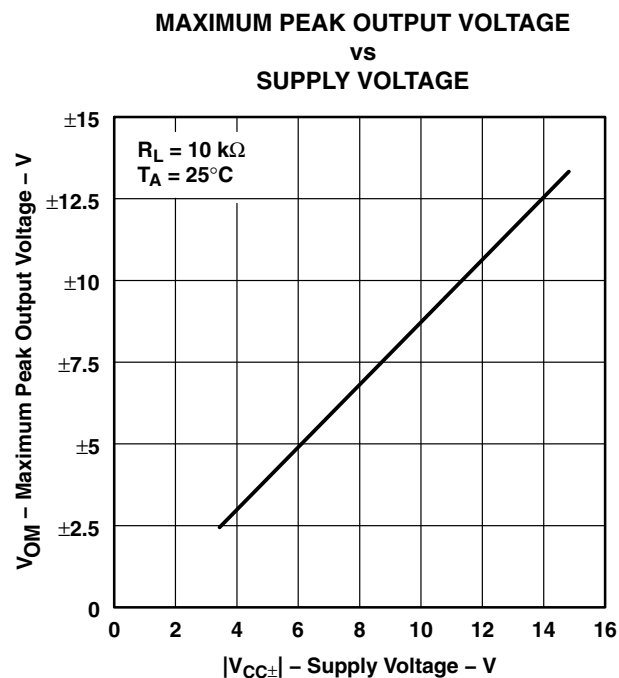


Figure 10

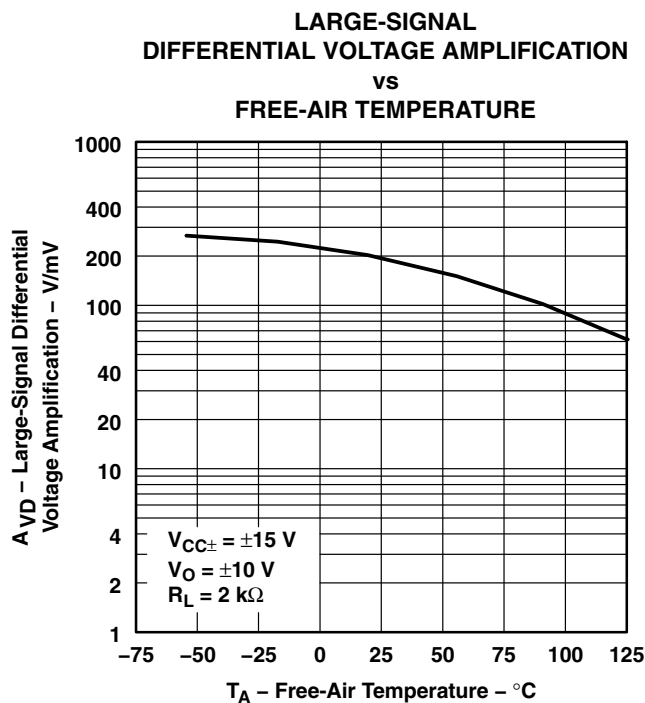


Figure 11

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

LARGE-SIGNAL
 DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
 AND PHASE SHIFT
 vs
 FREQUENCY

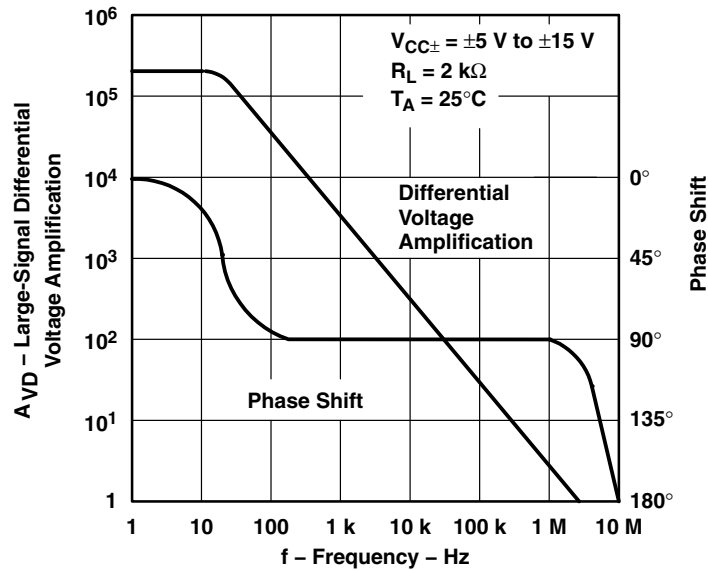


Figure 12

NORMALIZED UNITY-GAIN BANDWIDTH
 AND PHASE SHIFT
 vs
 FREE-AIR TEMPERATURE

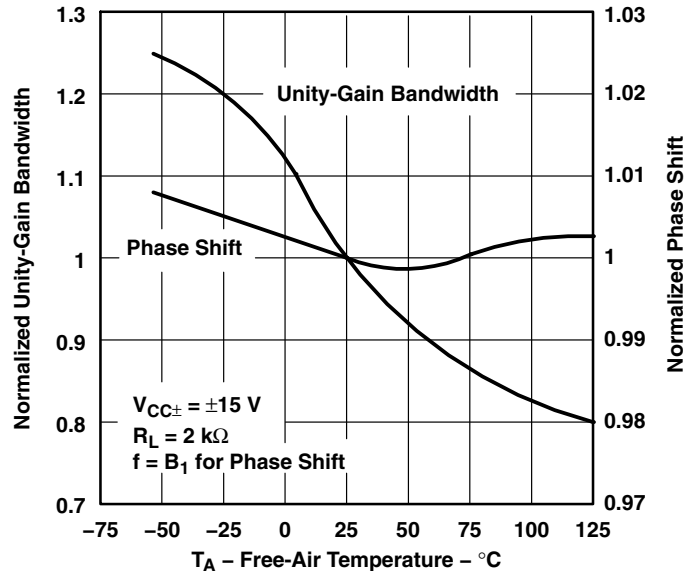


Figure 13

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

TYPICAL CHARACTERISTICS†

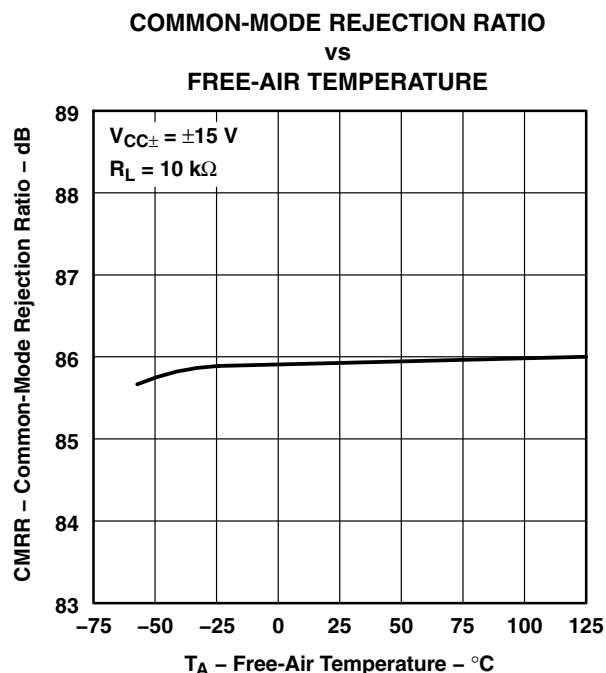


Figure 14

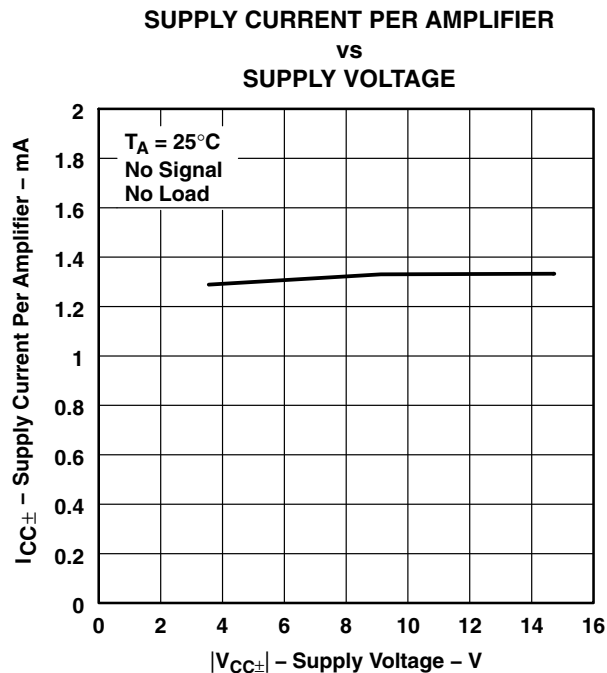


Figure 15

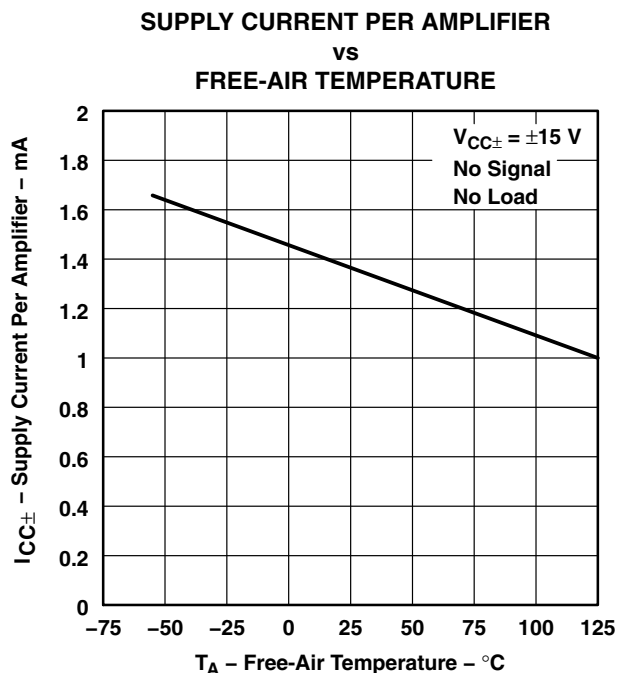


Figure 16

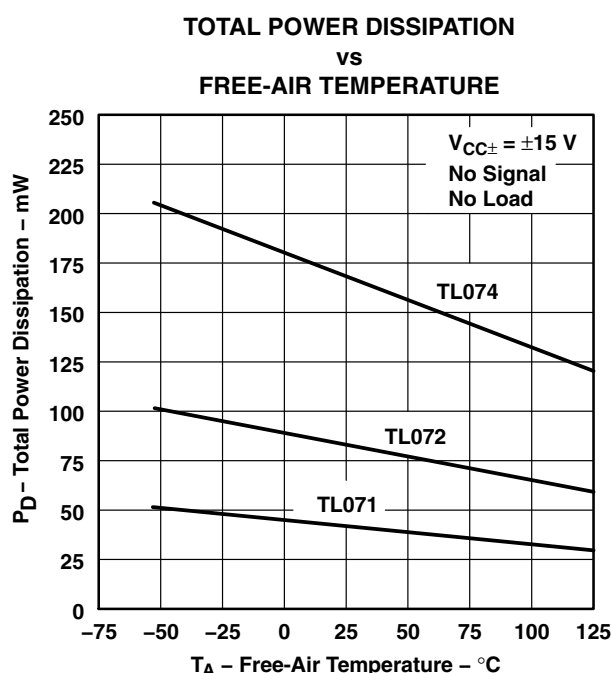


Figure 17

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS

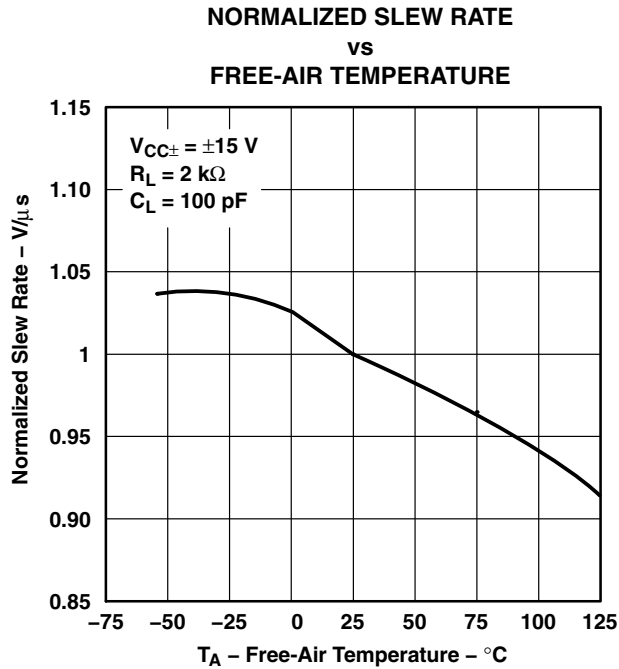


Figure 18

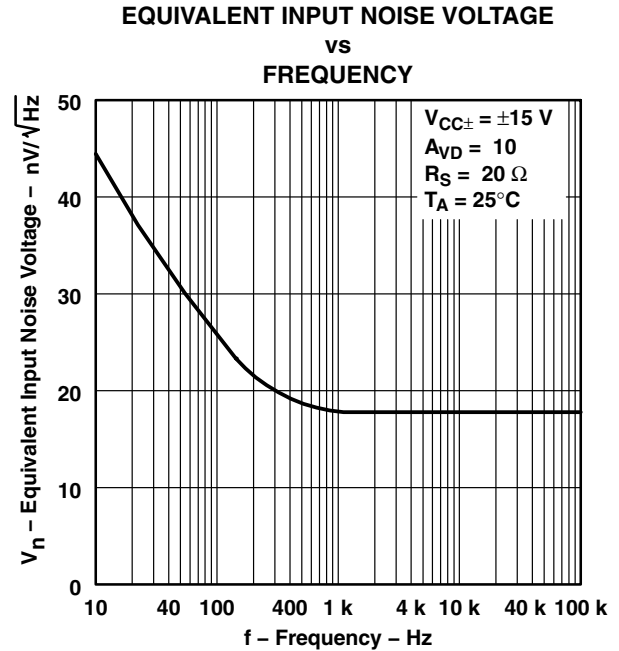


Figure 19

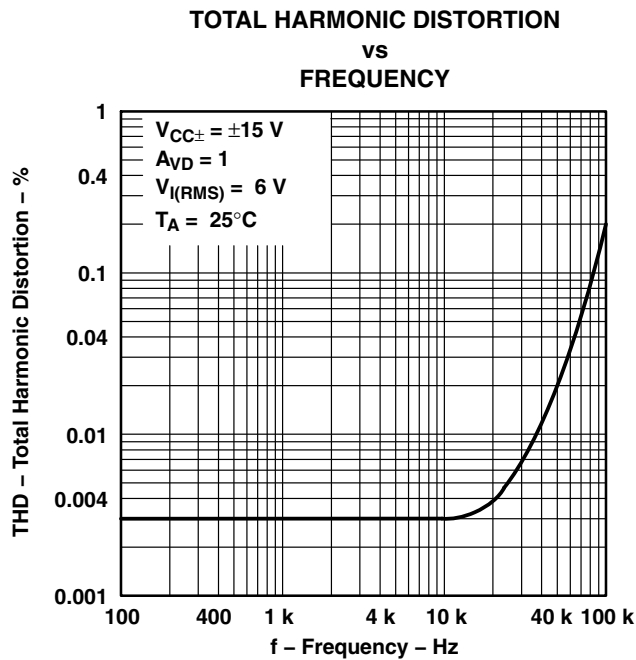


Figure 20

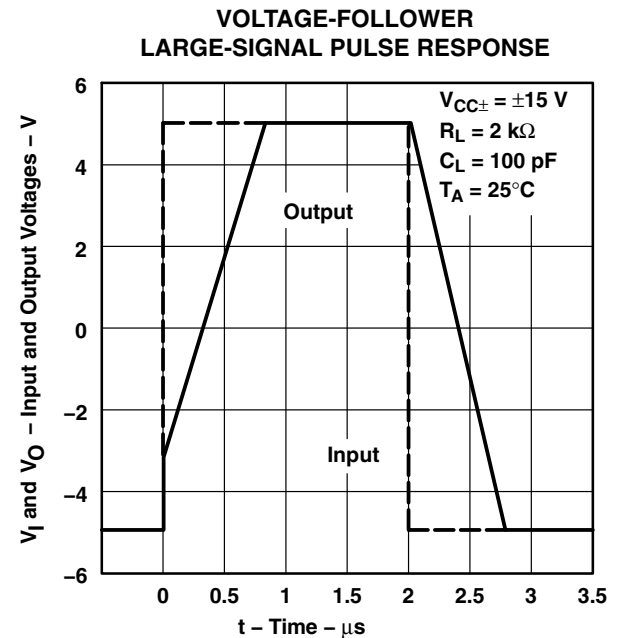


Figure 21

TYPICAL CHARACTERISTICS

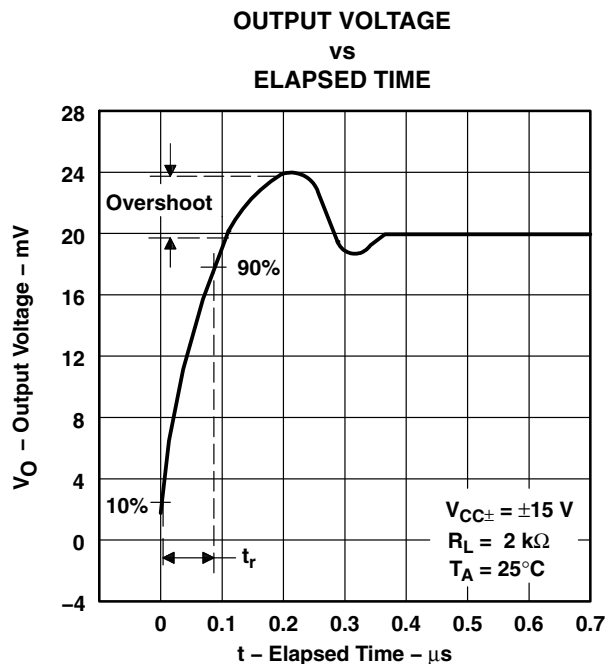


Figure 22

APPLICATION INFORMATION

Table of Application Diagrams

APPLICATION DIAGRAM	PART NUMBER	FIGURE
0.5-Hz square-wave oscillator	TL071	23
High-Q notch filter	TL071	24
Audio-distribution amplifier	TL074	25
100-kHz quadrature oscillator	TL072	26
AC amplifier	TL071	27

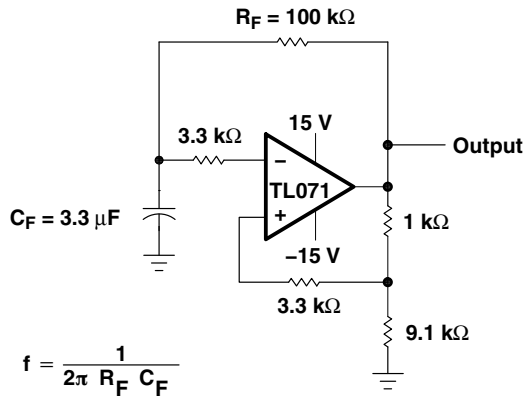


Figure 23. 0.5-Hz Square-Wave Oscillator

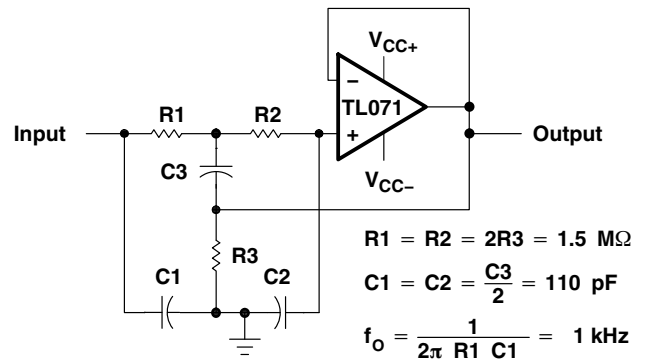


Figure 24. High-Q Notch Filter

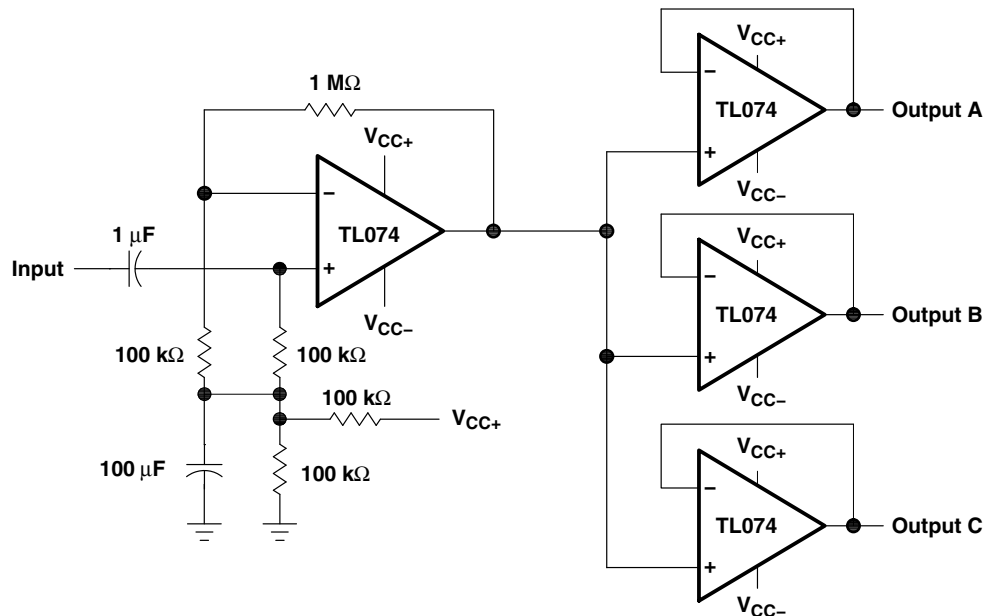
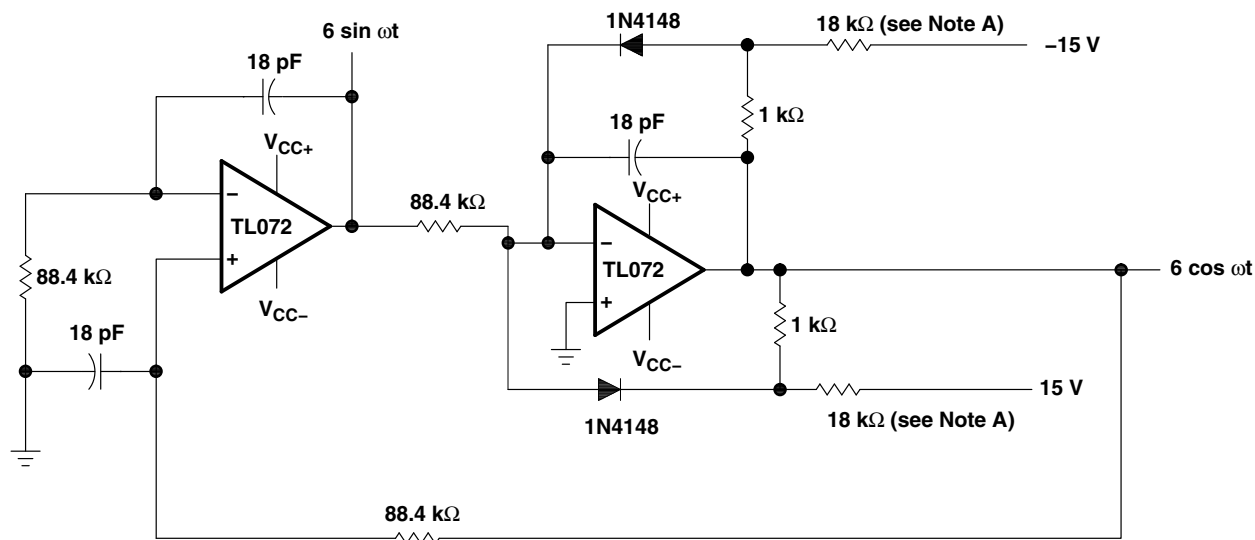


Figure 25. Audio-Distribution Amplifier

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: These resistor values may be adjusted for a symmetrical output.

Figure 26. 100-kHz Quadrature Oscillator

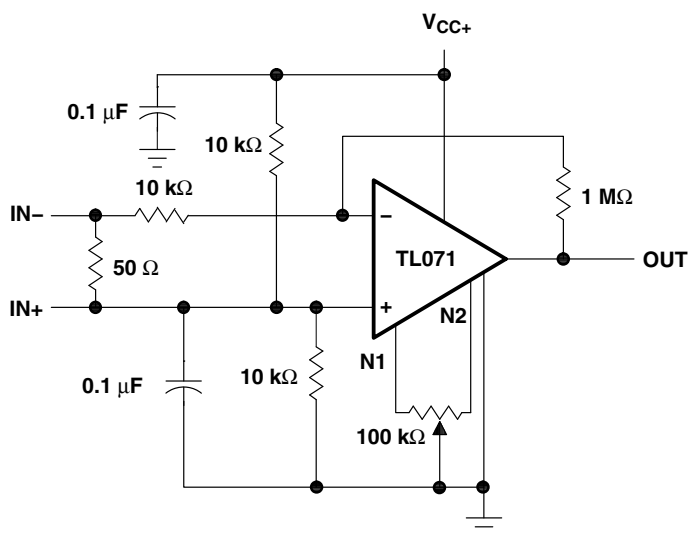


Figure 27. AC Amplifier

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
8102304HA	OBSOLETE			10		TBD	Call TI	Call TI	
81023052A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	Call TI	Call TI	
8102305HA	ACTIVE	CFP	U	10	1	TBD	Call TI	Call TI	
8102305PA	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	Call TI	Call TI	
81023062A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	Call TI	Call TI	
8102306CA	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	Call TI	Call TI	
8102306DA	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	Call TI	Call TI	
JM38510/11905BPA	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	
JM38510/11906BCA	OBSOLETE	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI	
M38510/11905BPA	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	
TL071ACD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071ACDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071ACDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071ACDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071ACDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071ACDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071ACP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071ACPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071BCD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071BCDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071BCDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071BCDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL071BCDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071BCDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071BCP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071BCPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071CPSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CPSRE4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CPSRG4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071CPWLE	OBSOLETE	TSSOP	PW	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL071ID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071IDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071IDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071IDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL071IDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL071IJG	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL071IP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071IPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL071MFKB	OBSOLETE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI	
TL071MJG	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL071MJGB	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL072ACD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072ACDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072ACDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072ACDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072ACDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072ACDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072ACJG	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL072ACP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072ACPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072ACPSR	ACTIVE	SO	PS	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL072ACPSRE4	ACTIVE	SO	PS	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL072ACPSRG4	ACTIVE	SO	PS	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL072BCD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072BCDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072BCDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL072BCDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072BCDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072BCDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072BCP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072BCPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072CPSLE	OBSOLETE	SO	PS	8		TBD	Call TI	Call TI	
TL072CPSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CPSRE4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CPSRG4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CPWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072CPWRG4	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL072ID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072IDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072IDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072IDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072IDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL072IP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072IPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL072MFKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type	
TL072MJG	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	
TL072MJGB	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	
TL072MUB	ACTIVE	CFP	U	10	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	
TL074ACD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACDE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACDG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACDRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACJ	OBSOLETE	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI	
TL074ACN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074ACNE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074ACNSR	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL074ACNSRE4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ACNSRG4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCDE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCDG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCDRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074BCN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074BCNE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074CD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CDE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CDG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CDRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074CNE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074CNSR	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL074CNSRE4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CNSRG4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CPW	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CPWE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CPWG4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CPWLE	OBSOLETE	TSSOP	PW	14		TBD	Call TI	Call TI	
TL074CPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CPWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074CPWRG4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074ID	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074IDE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074IDG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074IDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074IDRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	
TL074IJ	OBSOLETE	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI	
TL074IN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074INE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	
TL074MFK	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type	
TL074MFKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type	
TL074MJ	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
TL074MJB	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	
TL074MWB	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42	N / A for Pkg Type	

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

OTHER QUALIFIED VERSIONS OF TL072, TL072M, TL074, TL074M :

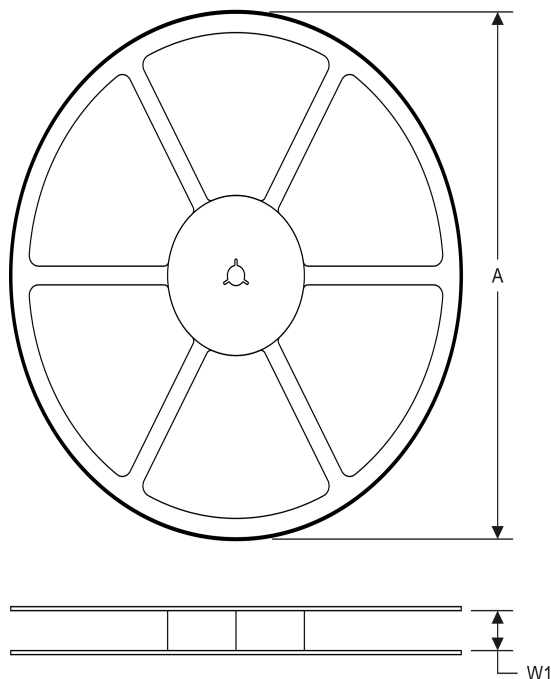
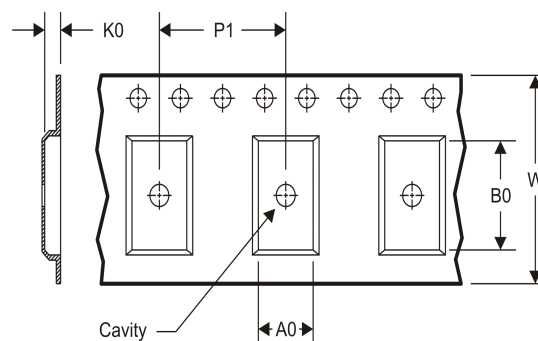
• Catalog: [TL072](#), [TL074](#)

• Enhanced Product: [TL072-EP](#), [TL072-EP](#), [TL074-EP](#), [TL074-EP](#)

• Military: [TL072M](#), [TL074M](#)

NOTE: Qualified Version Definitions:

- Catalog - TI's standard catalog product
- Enhanced Product - Supports Defense, Aerospace and Medical Applications
- Military - QML certified for Military and Defense Applications

TAPE AND REEL INFORMATION
REEL DIMENSIONS

TAPE DIMENSIONS


A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

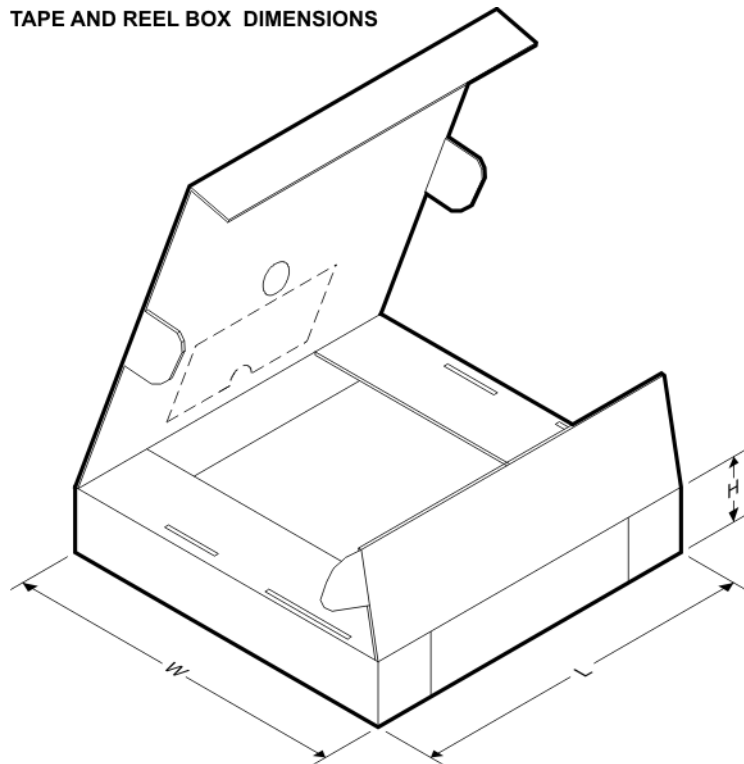
TAPE AND REEL INFORMATION

*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
TL071ACDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL071BCDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL071CDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL071CDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL071CPSR	SO	PS	8	2000	330.0	16.4	8.2	6.6	2.5	12.0	16.0	Q1
TL071IDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL072ACDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL072BCDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL072CDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL072CDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL072CPSR	SO	PS	8	2000	330.0	16.4	8.2	6.6	2.5	12.0	16.0	Q1
TL072CPWR	TSSOP	PW	8	2000	330.0	12.4	7.0	3.6	1.6	8.0	12.0	Q1
TL072IDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL072IDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
TL074ACDR	SOIC	D	14	2500	330.0	16.4	6.5	9.0	2.1	8.0	16.0	Q1
TL074ACNSR	SO	NS	14	2000	330.0	16.4	8.2	10.5	2.5	12.0	16.0	Q1
TL074BCDR	SOIC	D	14	2500	330.0	16.4	6.5	9.0	2.1	8.0	16.0	Q1
TL074CDR	SOIC	D	14	2500	330.0	16.4	6.5	9.0	2.1	8.0	16.0	Q1

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
TL074CNSR	SO	NS	14	2000	330.0	16.4	8.2	10.5	2.5	12.0	16.0	Q1
TL074CPWR	TSSOP	PW	14	2000	330.0	12.4	6.9	5.6	1.6	8.0	12.0	Q1
TL074IDR	SOIC	D	14	2500	330.0	16.4	6.5	9.0	2.1	8.0	16.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



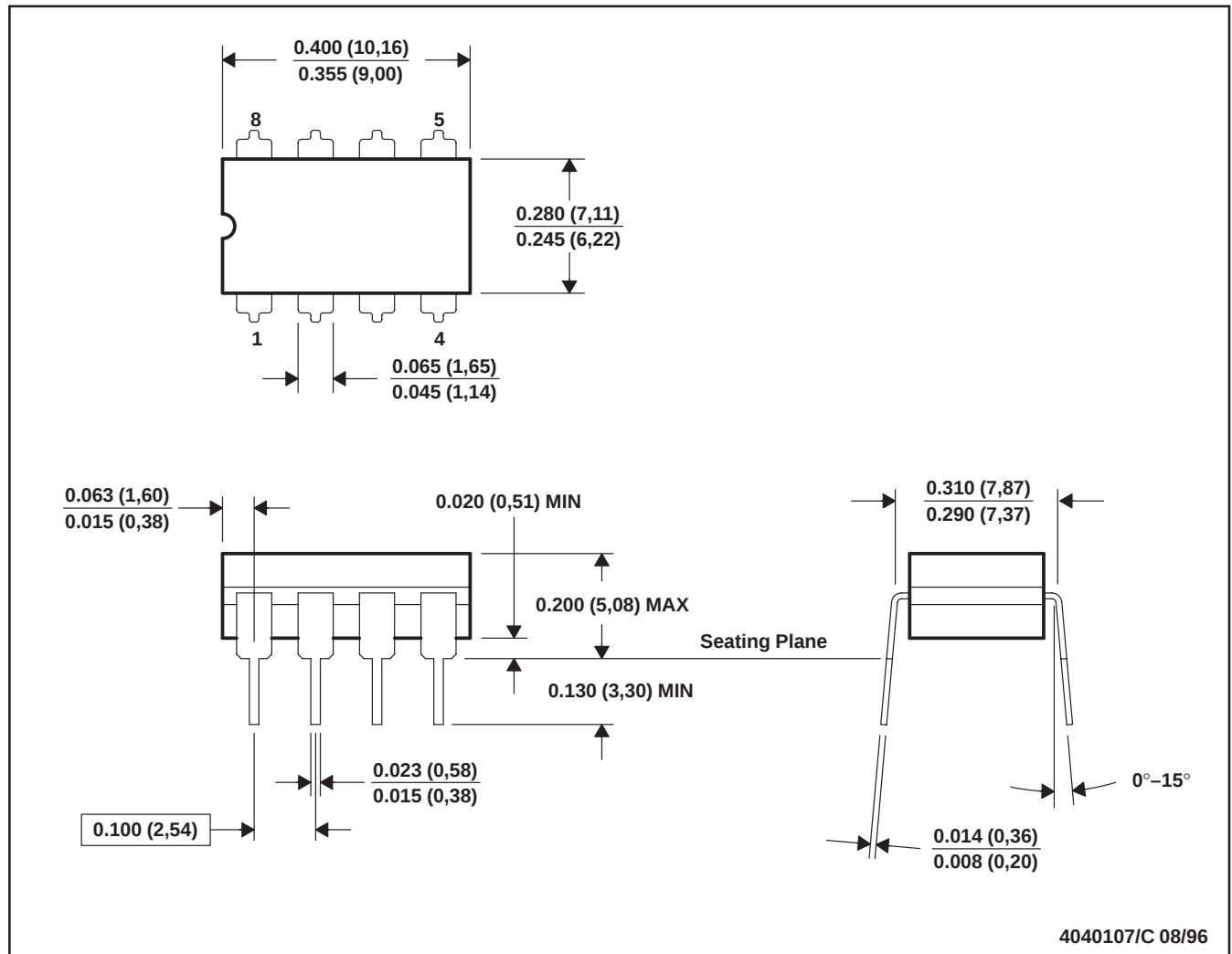
*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
TL071ACDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL071BCDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL071CDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL071CDR	SOIC	D	8	2500	367.0	367.0	35.0
TL071CPSR	SO	PS	8	2000	367.0	367.0	38.0
TL071IDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL072ACDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL072BCDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL072CDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL072CDR	SOIC	D	8	2500	367.0	367.0	35.0
TL072CPSR	SO	PS	8	2000	367.0	367.0	38.0
TL072CPWR	TSSOP	PW	8	2000	367.0	367.0	35.0
TL072IDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
TL072IDR	SOIC	D	8	2500	367.0	367.0	35.0

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
TL074ACDR	SOIC	D	14	2500	333.2	345.9	28.6
TL074ACNSR	SO	NS	14	2000	367.0	367.0	38.0
TL074BCDR	SOIC	D	14	2500	333.2	345.9	28.6
TL074CDR	SOIC	D	14	2500	333.2	345.9	28.6
TL074CNSR	SO	NS	14	2000	367.0	367.0	38.0
TL074CPWR	TSSOP	PW	14	2000	367.0	367.0	35.0
TL074IDR	SOIC	D	14	2500	333.2	345.9	28.6

JG (R-GDIP-T8)

CERAMIC DUAL-IN-LINE

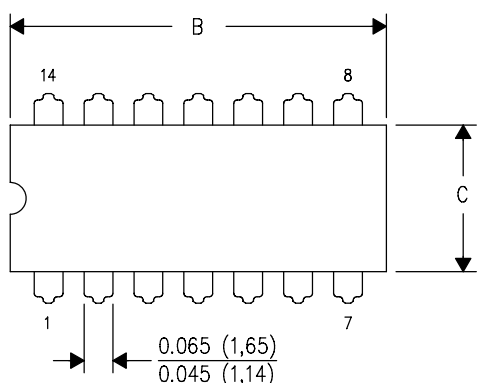


- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 D. Index point is provided on cap for terminal identification.
 E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

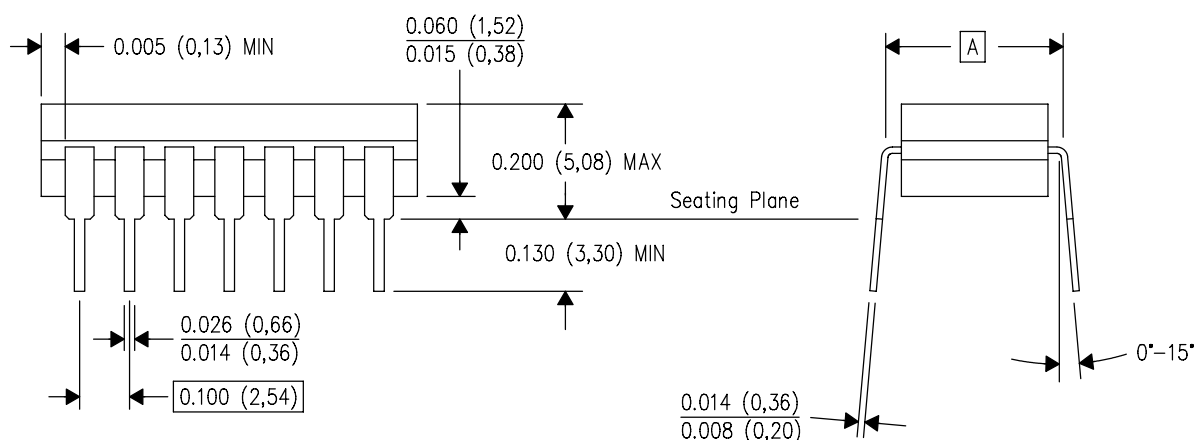
J (R-GDIP-T**)

14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



PINS ** DIM	14	16	18	20
A	0.300 (7,62) BSC	0.300 (7,62) BSC	0.300 (7,62) BSC	0.300 (7,62) BSC
B MAX	0.785 (19,94)	.840 (21,34)	0.960 (24,38)	1.060 (26,92)
B MIN	—	—	—	—
C MAX	0.300 (7,62)	0.300 (7,62)	0.310 (7,87)	0.300 (7,62)
C MIN	0.245 (6,22)	0.245 (6,22)	0.220 (5,59)	0.245 (6,22)

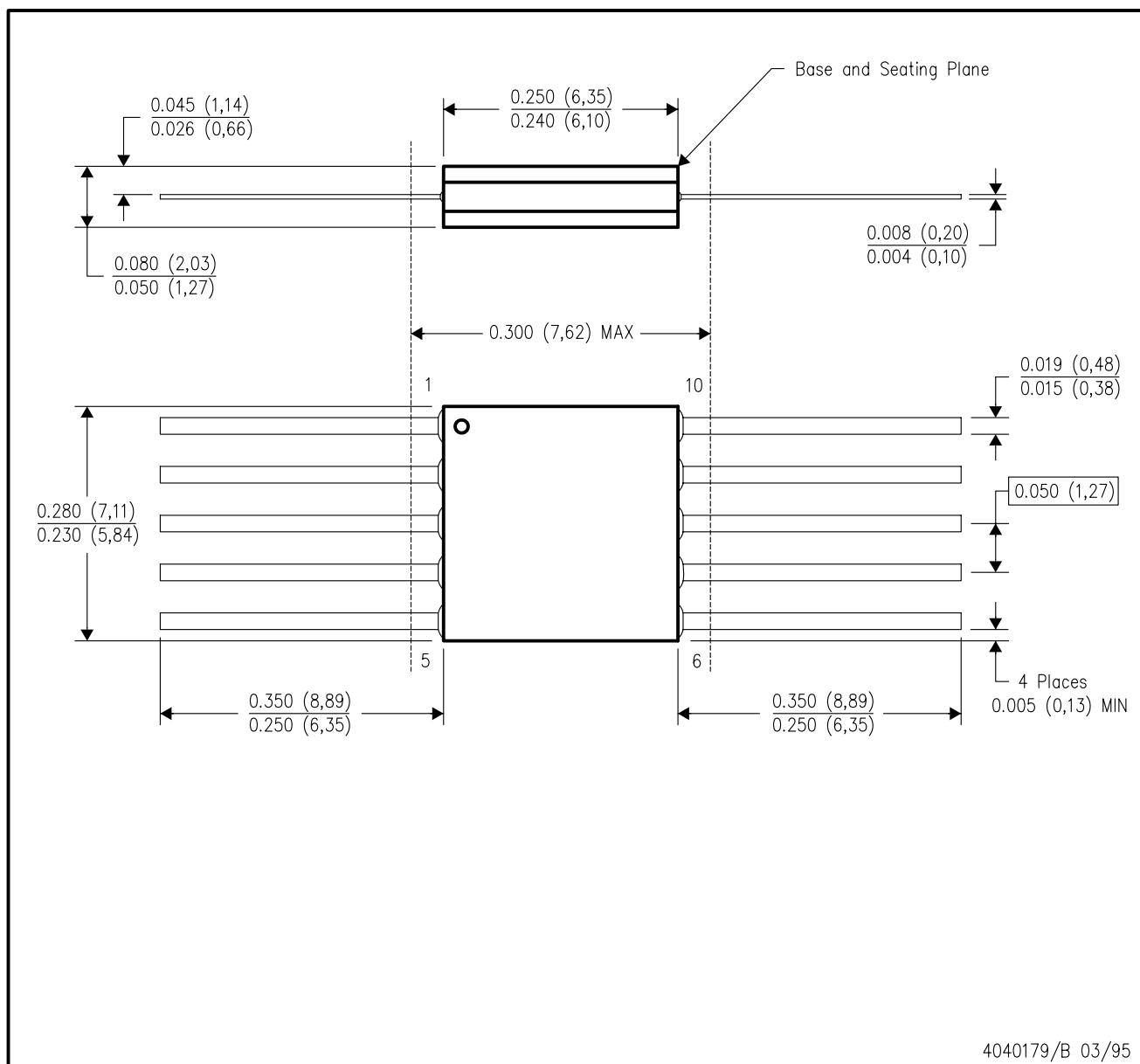


4040083/F 03/03

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

U (S-GDFP-F10)

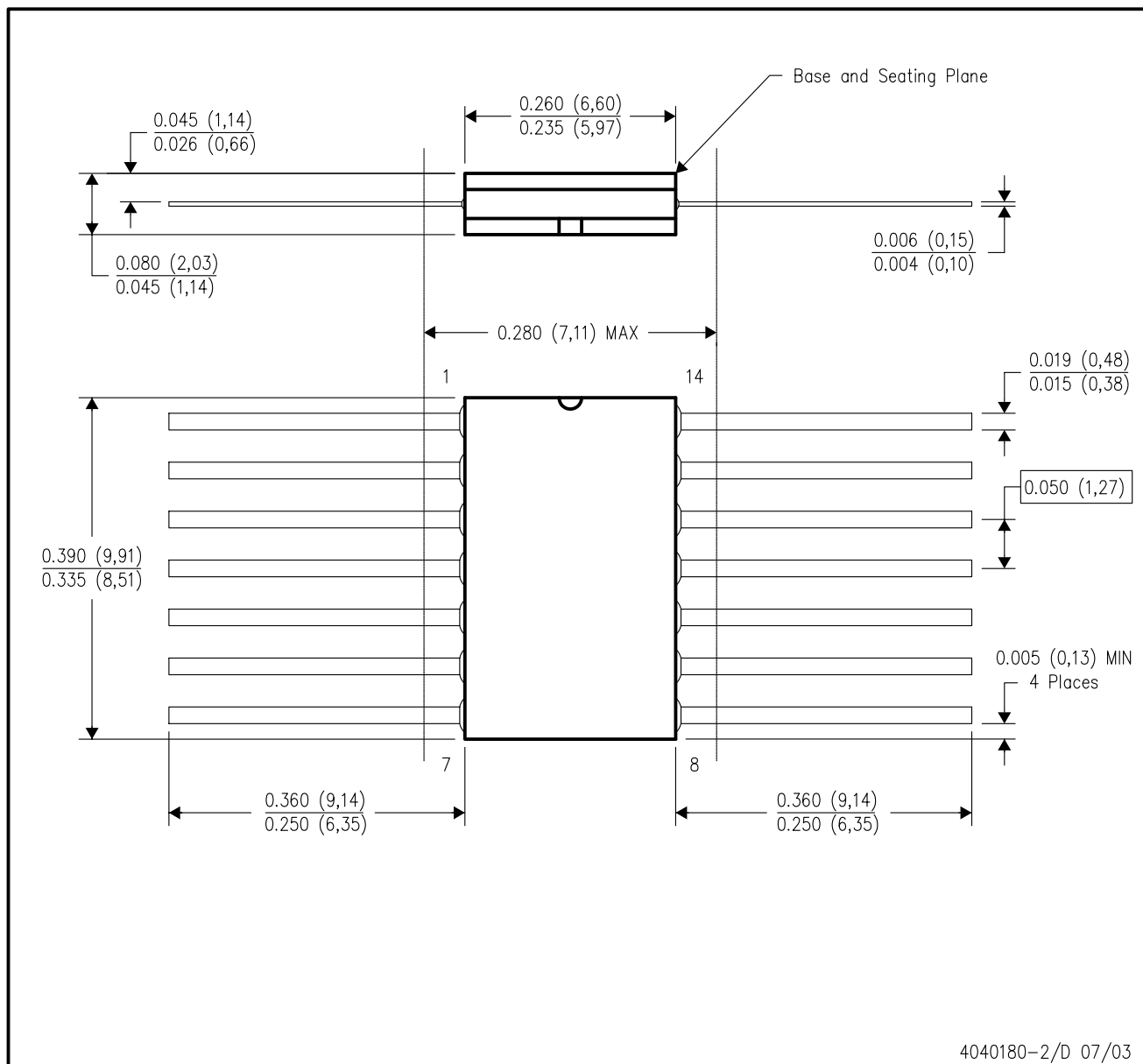
CERAMIC DUAL FLATPACK



4040179/B 03/95

W (R-GDFP-F14)

CERAMIC DUAL FLATPACK

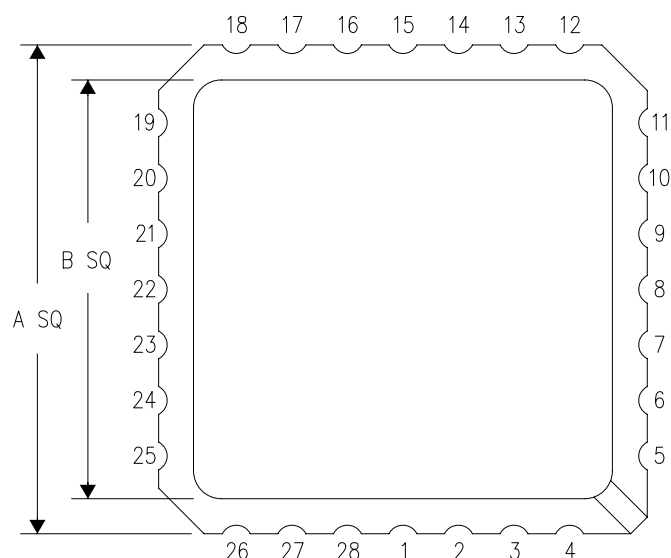


- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - Index point is provided on cap for terminal identification only.
 - Falls within MIL STD 1835 GDFP1-F14 and JEDEC MO-092AB

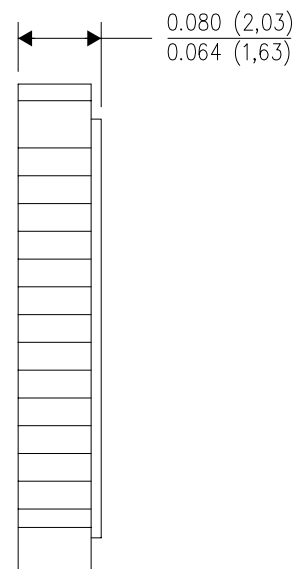
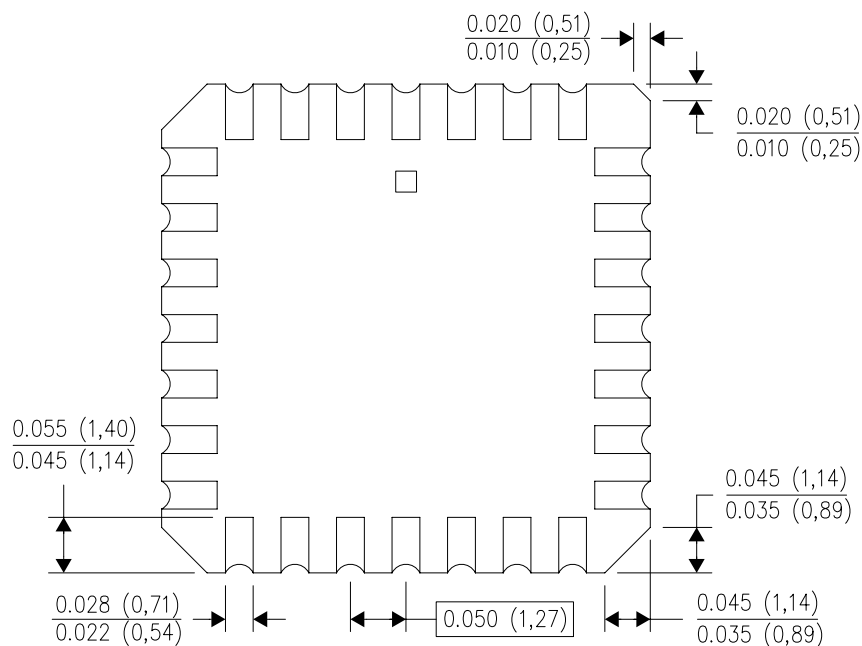
FK (S-CQCC-N**)

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

28 TERMINAL SHOWN



NO. OF TERMINALS **	A		B	
	MIN	MAX	MIN	MAX
20	0.342 (8,69)	0.358 (9,09)	0.307 (7,80)	0.358 (9,09)
28	0.442 (11,23)	0.458 (11,63)	0.406 (10,31)	0.458 (11,63)
44	0.640 (16,26)	0.660 (16,76)	0.495 (12,58)	0.560 (14,22)
52	0.740 (18,78)	0.761 (19,32)	0.495 (12,58)	0.560 (14,22)
68	0.938 (23,83)	0.962 (24,43)	0.850 (21,6)	0.858 (21,8)
84	1.141 (28,99)	1.165 (29,59)	1.047 (26,6)	1.063 (27,0)

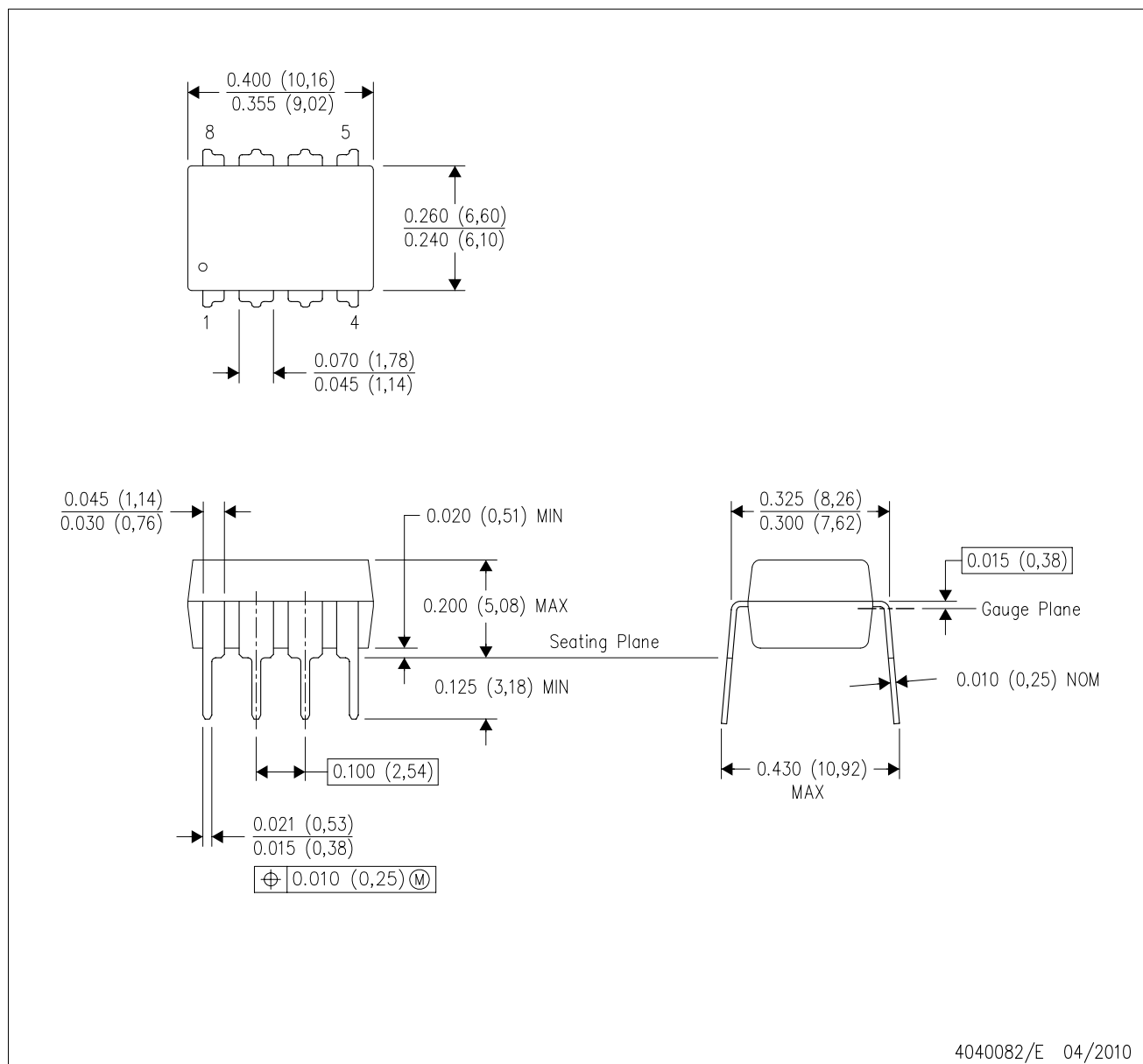


4040140/D 01/11

- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 - Falls within JEDEC MS-004

P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

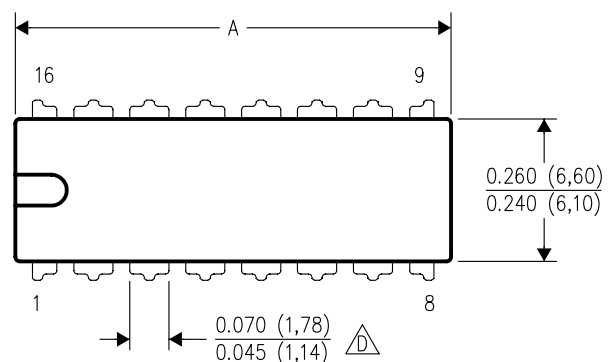


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Falls within JEDEC MS-001 variation BA.

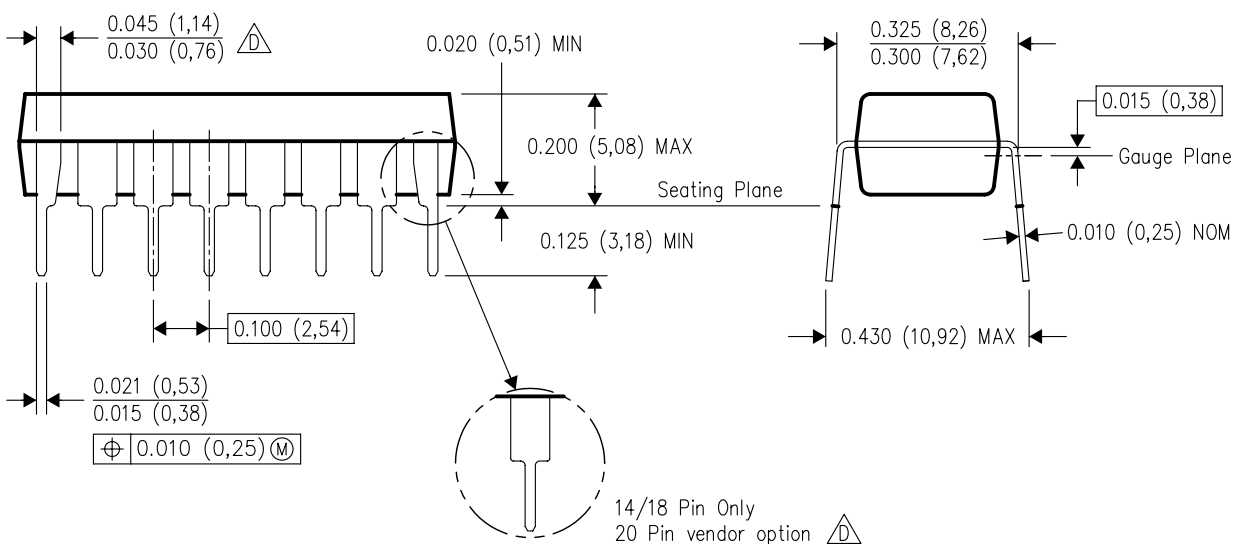
N (R-PDIP-T**)

16 PINS SHOWN

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE



PINS ** DIM	14	16	18	20
A MAX	0.775 (19,69)	0.775 (19,69)	0.920 (23,37)	1.060 (26,92)
A MIN	0.745 (18,92)	0.745 (18,92)	0.850 (21,59)	0.940 (23,88)
MS-001 VARIATION	AA	BB	AC	AD



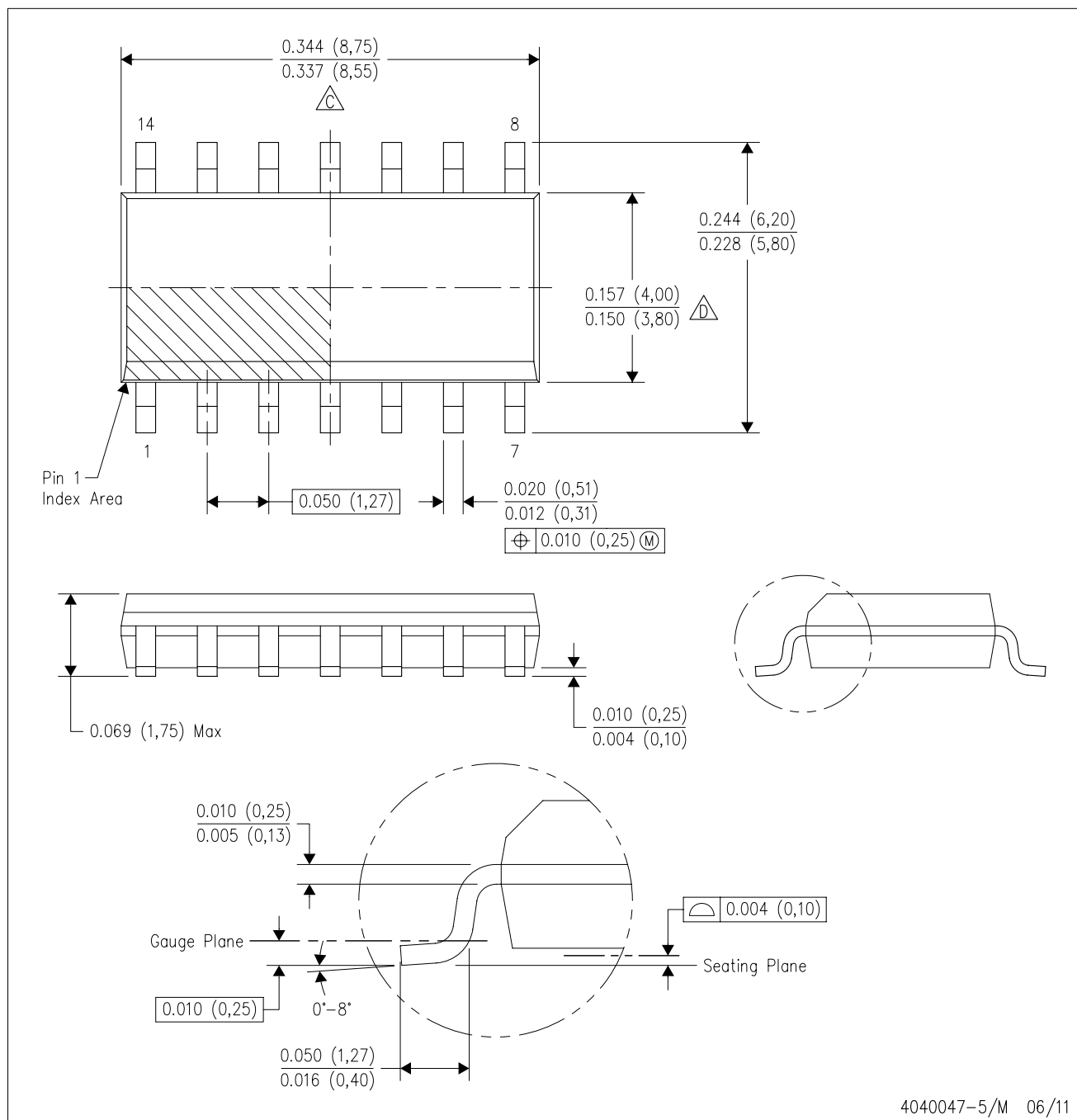
4040049/E 12/2002

NOTES:

- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
B. This drawing is subject to change without notice.
-  Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

D (R-PDSO-G14)

PLASTIC SMALL OUTLINE

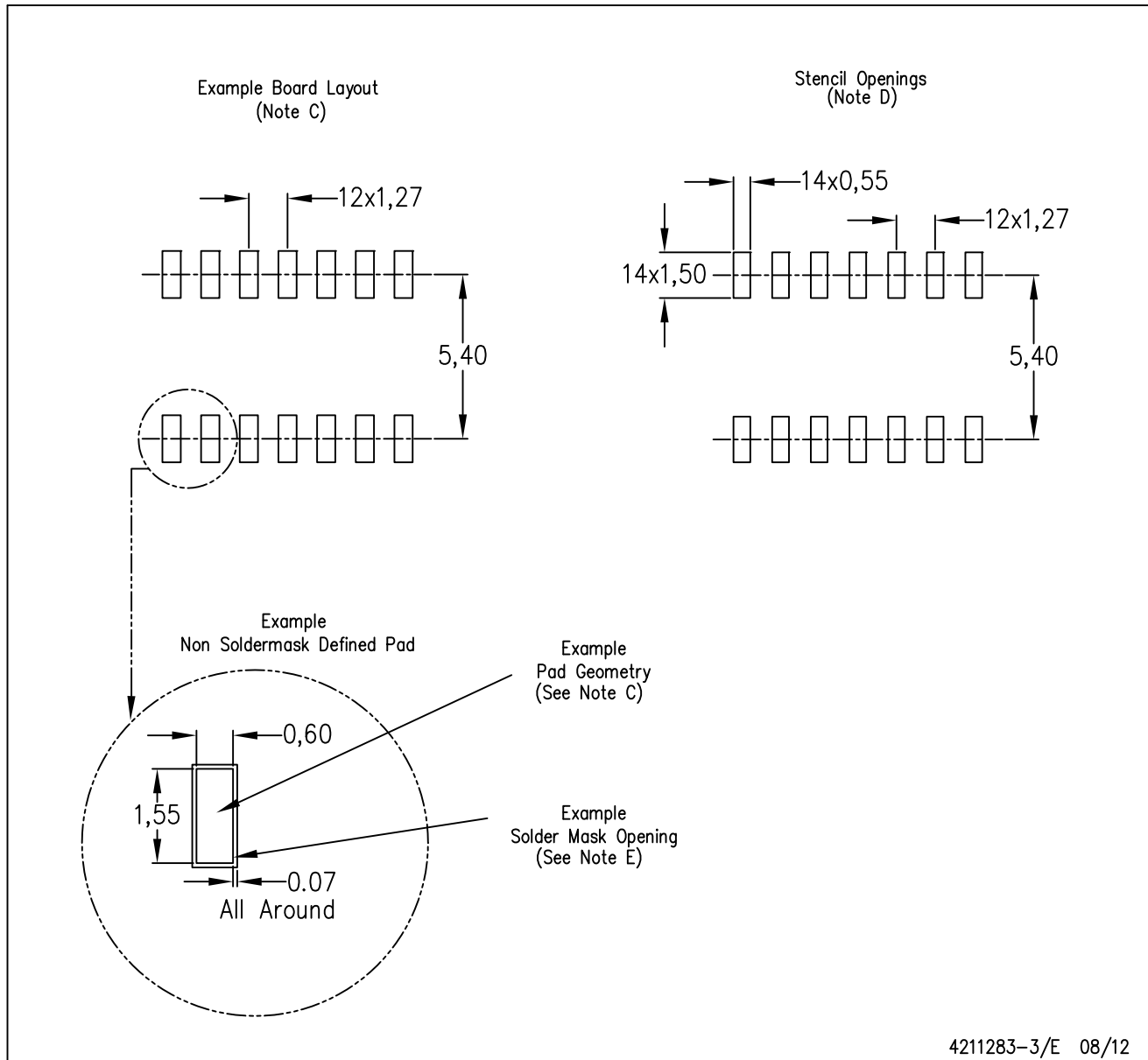


NOTES:

- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
- B. This drawing is subject to change without notice.
- C. Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.006 (0,15) each side.
- D. Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.017 (0,43) each side.
- E. Reference JEDEC MS-012 variation AB.

D (R-PDSO-G14)

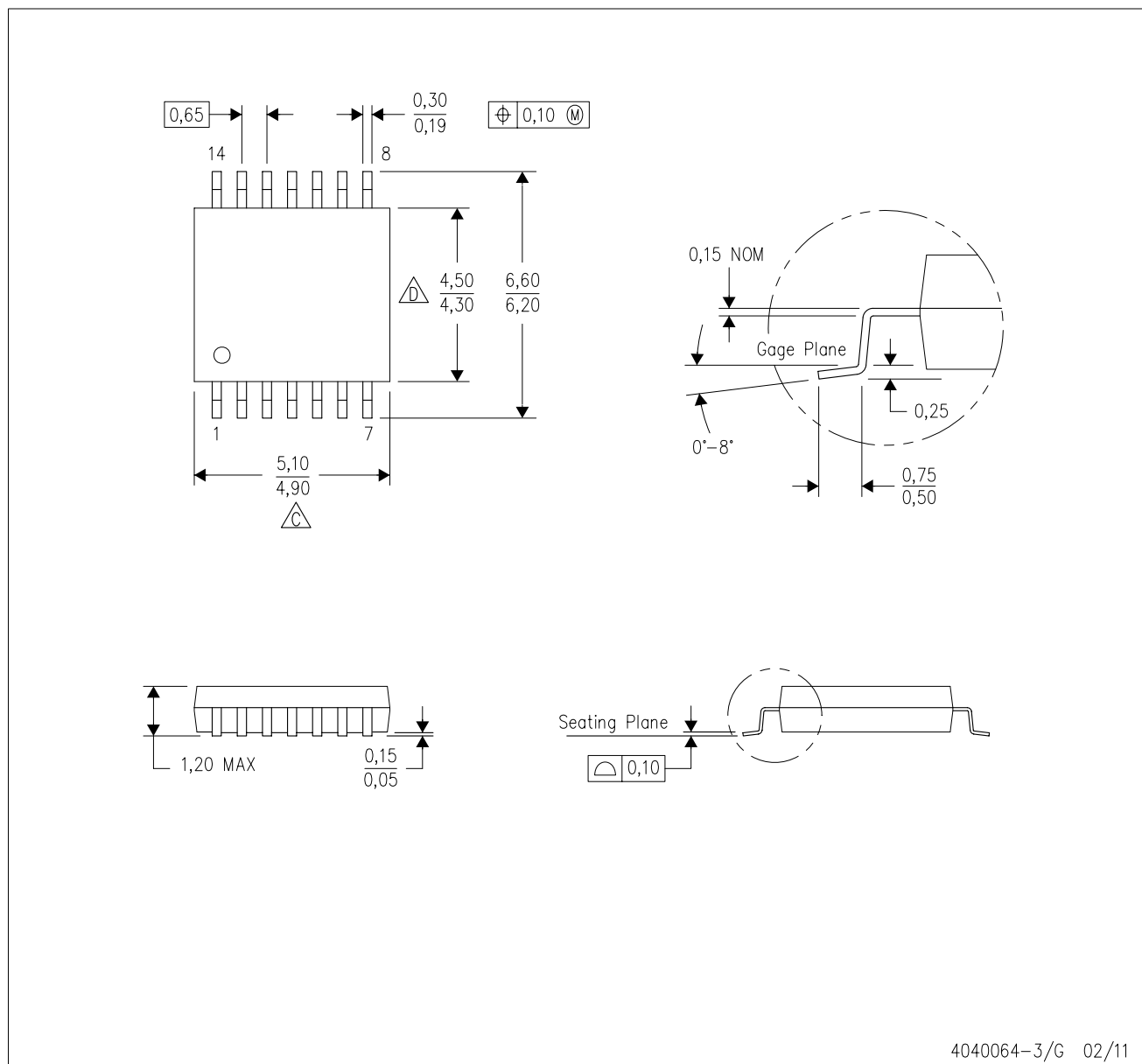
PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - E. Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

PW (R-PDSO-G14)

PLASTIC SMALL OUTLINE

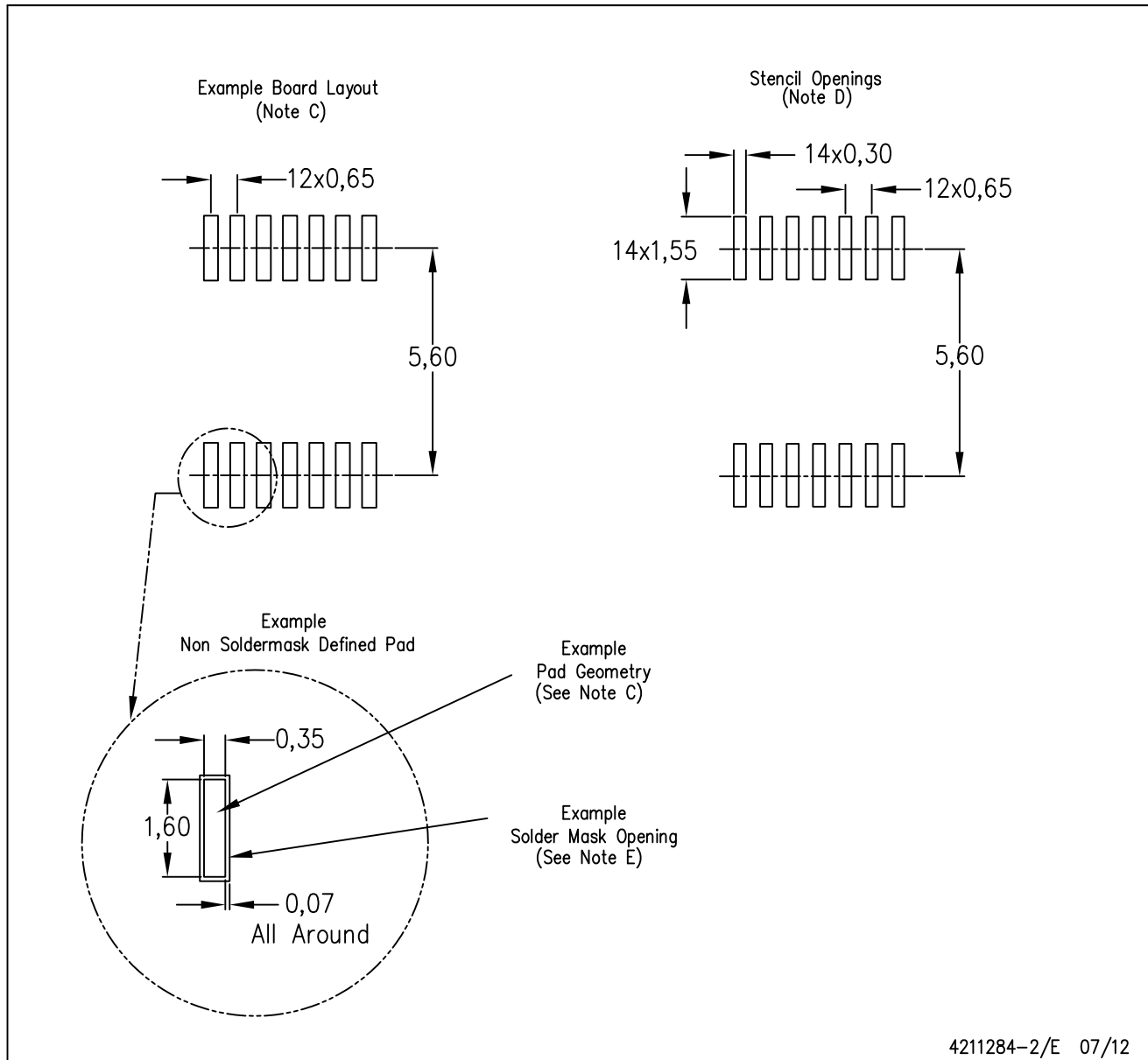


4040064-3/G 02/11

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0,15 each side.
 - D. Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0,25 each side.
 - E. Falls within JEDEC MO-153

PW (R-PDSO-G14)

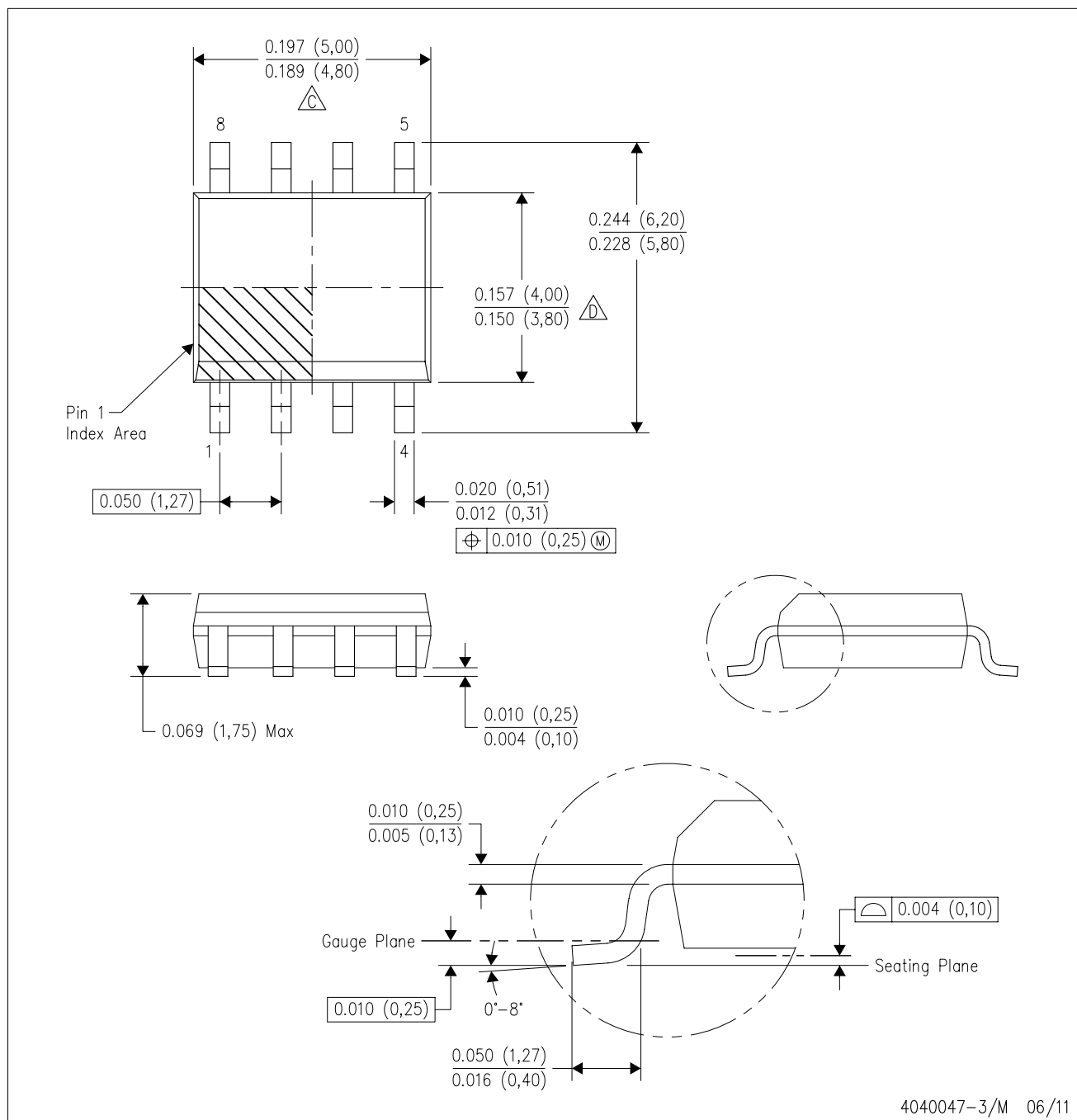
PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

D (R-PDSO-G8)

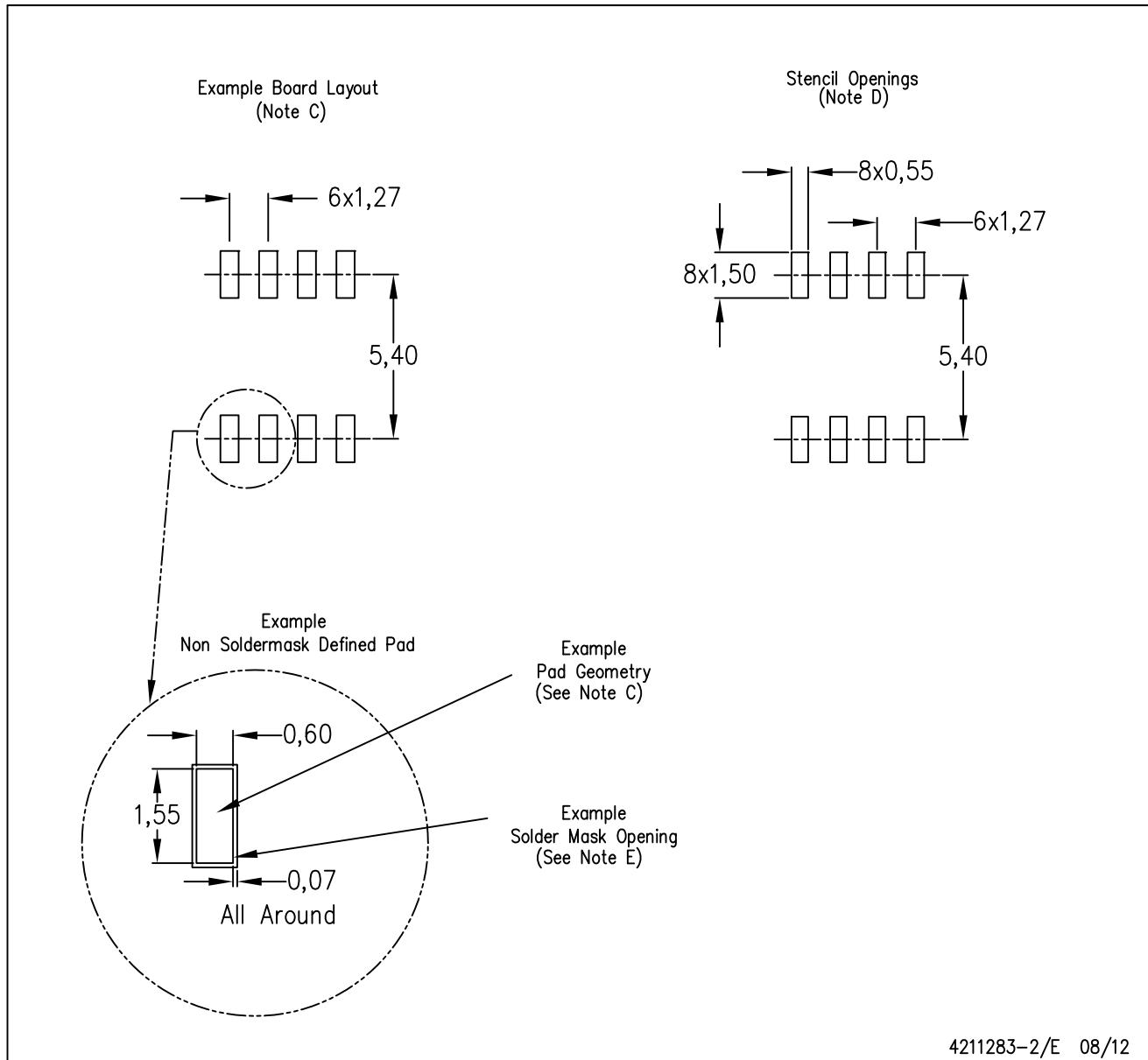
PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - $\triangle C$ Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.006 (0,15) each side.
 - $\triangle D$ Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.017 (0,43) each side.
 - E. Reference JEDEC MS-012 variation AA.

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE

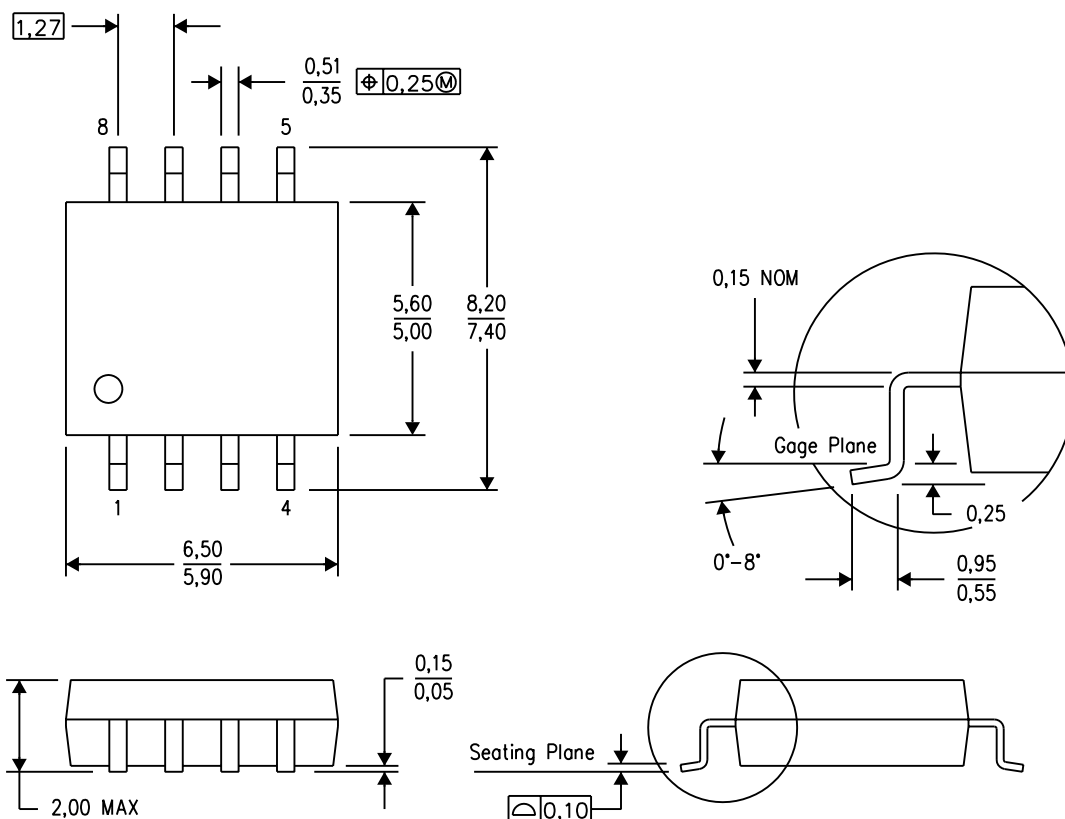


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - E. Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

MECHANICAL DATA

PS (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

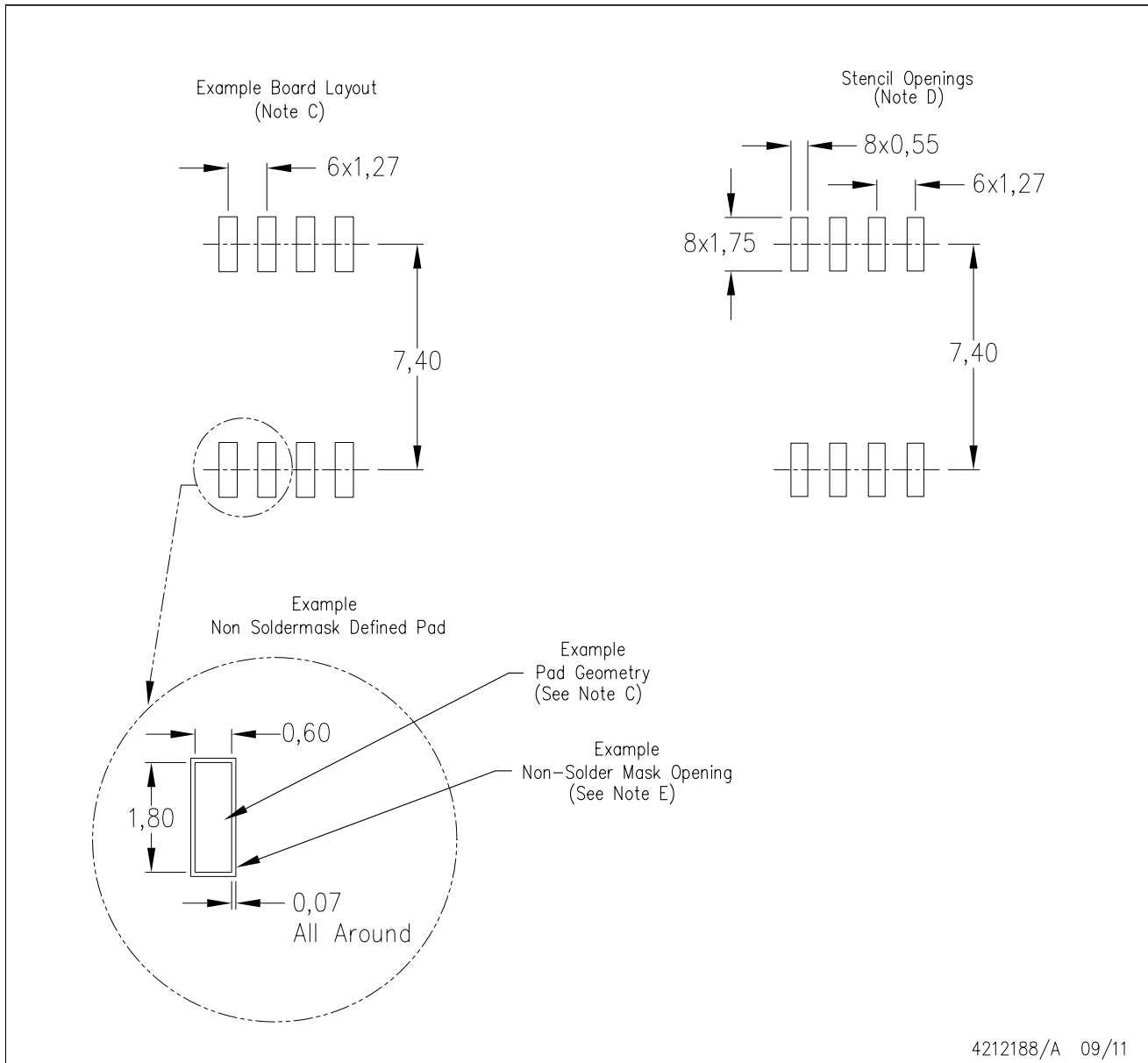


4040063/C 03/03

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

PS (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE



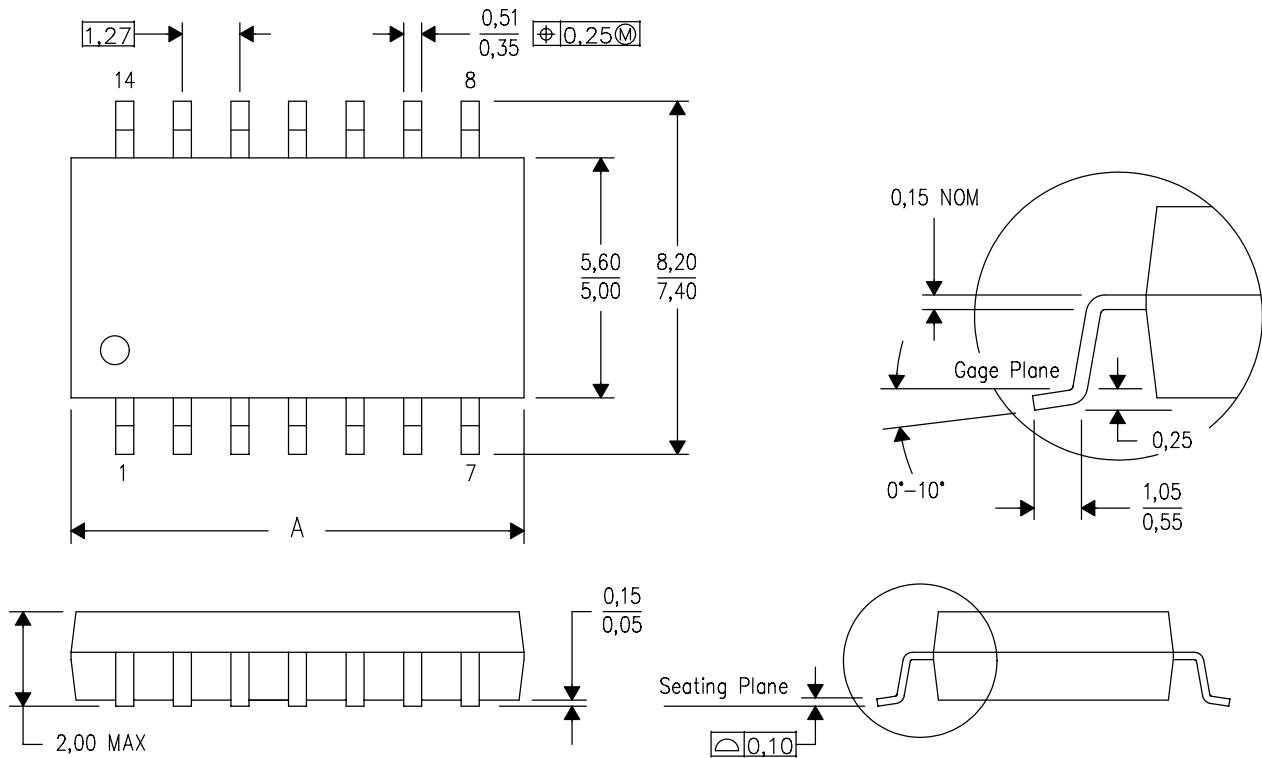
- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

MECHANICAL DATA

NS (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14-PINS SHOWN



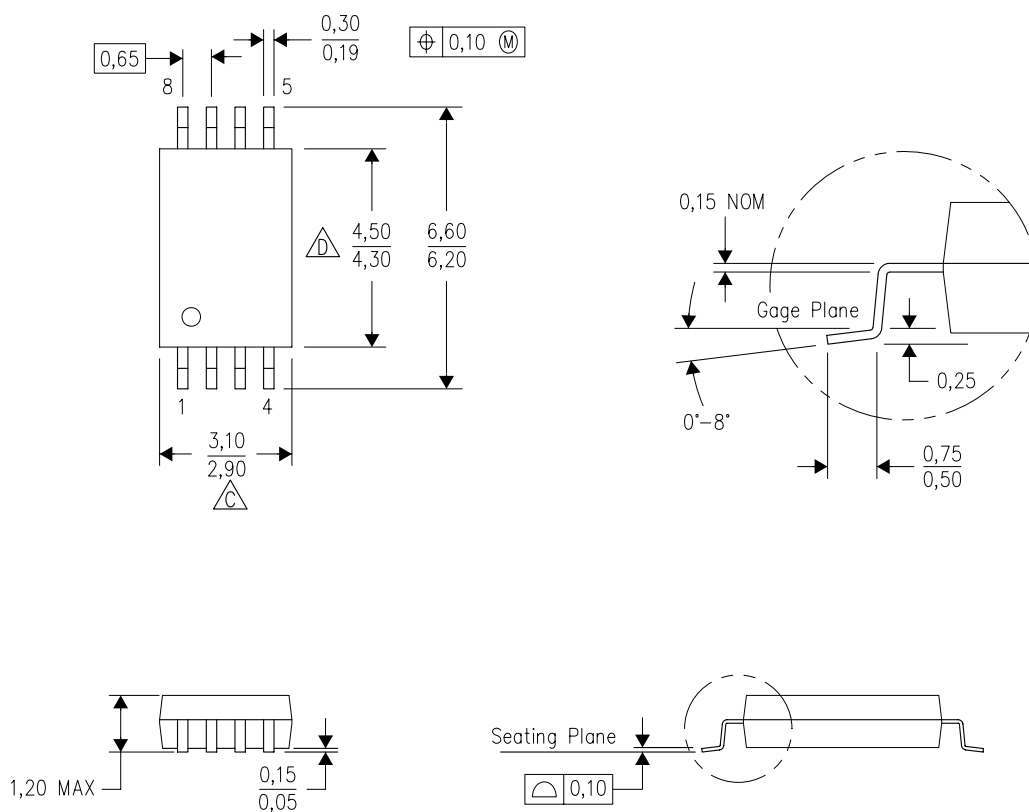
DIM \ PINS **	14	16	20	24
A MAX	10,50	10,50	12,90	15,30
A MIN	9,90	9,90	12,30	14,70

4040062/C 03/03

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

PW (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE



4040064-2/G 02/11

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0,15 each side.
 - D. Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0,25 each side.
 - E. Falls within JEDEC MO-153

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46C and to discontinue any product or service per JESD48B. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have **not** been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components which meet ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. Components which have not been so designated are neither designed nor intended for automotive use; and TI will not be responsible for any failure of such components to meet such requirements.

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP Mobile Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity

Applications

Automotive and Transportation	www.ti.com/automotive
Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Video and Imaging	www.ti.com/video

TI E2E Community e2e.ti.com