



UNIVERSITAS INDONESIA

**OPTIMISASI RANGKAIAN DETEKTOR FASA
FREKUENSI RENDAH
SEBAGAI RANGKAIAN PEMBACA KELUARAN
SENSOR KELEMBABAN DAN KONDUKTIVITAS ELEKTRIK**

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik

**TAUFIQ ALIF KURNIAWAN
04 05 03 7146**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI, 2009**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

Skripsi ini adalah hasil karya saya sendiri,
dan semua sumber baik yang dikutip maupun dirujuk
telah saya nyatakan dengan benar.

Nama : Taufiq Alif Kurniawan

NPM : 0405037146

Tanda Tangan :

Tanggal : 17 Juni 2009

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :
Nama : Taufiq Alif Kurniawan
NPM : 04 05 03 7146
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Sebagai Rangkaian Pembaca Keluaran Sensor Kelembaban dan Konduktivitas Elektrik.

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia.

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Dr.Ir.Agus Santoso Tamsir, M.T.

Penguji : Prof.Dr.Ir.Harry Sudibyo S.

Penguji : Dr.Ir.Purnomo Sidi Priambodo, M.Sc.

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 26 Juni 2009

KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis sampaikan kepada Allah SWT atas segala Karunia dan Rahmat-Nya sehingga skripsi ini dapat terselesaikan. Penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana Teknik Departemen Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan skripsi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk memperoleh gelar sarjana. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih yang setulus-tulusnya kepada :

- (1) Kedua orang tua saya, Sugiyati dan Eddy Suropto, yang telah memberikan segalanya untuk saya, baik dukungan moril, materiil dari awal sampai sekarang, sehingga saya dapat menyelesaikan semuanya dengan baik.
- (2) Dr.Ir.Agus Santoso Tamsir, MT, selaku dosen pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan skripsi ini.
- (3) Ketiga saudara saya ; Rizky, Egi dan Irfan, yang telah memberikan banyak inspirasi, bantuan, dukungan dan banyak sekali memberikan warna dalam kehidupan saya.
- (4) Rekan-rekan asisten laboratorium elektronika; Dika, Tomy, Fery, Citra, asisten laboratorium telekomunikasi dan digital yang telah meluangkan waktu untuk berdiskusi, membantu dalam perancangan alat dan simulasi serta memberikan dukungan dalam penyelesaian skripsi ini.
- (5) Arif Ismail Husin dan Ahmad Fauzi yang telah membantu dalam perancangan alat dan pengambilan data di laboratorium.
- (6) Teman saya yang telah menemani sampai sejauh ini, menginspirasi, mendukung dan membangkitkan semangat untuk selalu bangkit dari kegagalan, serta tidak berhenti untuk selalu menggantungkan harapan setinggi bintang di langit.
- (7) Rekan-rekan mahasiswa teknik elektro, khususnya angkatan 2005, yang telah memberikan dukungan moril, memberikan warna dan inspirasi sehingga saya dapat menyelesaikan kuliah di elektro dengan baik.

Tiada kata yang mampu melukiskan rasa terima kasih yang demikian besar. Semoga Allah SWT membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu penyusunan skripsi ini dengan balasan yang lebih baik. Semoga skripsi ini membawa manfaat yang besar bagi pengembangan ilmu pengetahuan dan teknologi.

Depok, 17 Juni 2009

Penulis



**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI
TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

Sebagai civitas akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan dibawah ini:

Nama : Taufiq Alif Kurniawan
NPM : 0405037146
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Skripsi

demi perkembangan ilmu pengetahuan, menyetujui untuk memberikan kepada Universitas Indonesia **Hak Bebas Royalti Noneksklusif (*Non-exclusive Royalty-Free Right*)** atas karya ilmiah saya yang berjudul :
Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Sebagai Rangkaian Pembaca Keluaran Sensor Kelembaban dan Konduktivitas Elektrik.

Beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/format-kan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan mempublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok
Pada tanggal : 17 Juni 2009
Yang menyatakan

(Taufiq Alif Kurniawan)

ABSTRAK

Nama : Taufiq Alif Kurniawan
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Sebagai Rangkaian Pembaca Keluaran Sensor Kelembaban dan Konduktivitas Elektrik

Skripsi ini membahas mengenai optimisasi perancangan rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik. Perancangan dilakukan dengan simulasi menggunakan multisim 10.0.1 dan ultiboard 10.0.1, dan menerapkan hasil simulasi di pcb (*printed circuit board*). Berdasarkan implementasi dan pengujian rangkaian detektor fasa hasil kajian simulasi, tidak dapat membaca keluaran beda fasa yang tepat. Hal ini disebabkan karena *capacitance stray*, penurunan daya rangkaian sebesar 48,35%, penurunan level tegangan masukan sensor dan tidak adanya resistor *feedback* negatif pada rangkaian detektor fasa. Oleh karena itu perlu dilakukan optimisasi rangkaian untuk memperbaiki keluaran rangkaian detektor fasa. Berdasarkan pengujian hasil optimisasi terhadap lima nilai resistansi diatas 1 KiloOhm didapatkan lebar pulsa beda fasa dengan margin kesalahan terhadap perhitungan sebesar 6,4015°.

Kata kunci:

Detektor fasa, sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik, optimisasi rangkaian.

ABSTRACT

Name : Taufiq Alif Kurniawan
Study Program: Electrical Engineering
Title : Optimization of Low Frequency Phase Detector Circuit as Read-Out Circuit of Moisture and Electric Conductivity Sensor Output

This final project describes about optimization of developing read output circuit which used to read output from moisture and electric conductivity sensor. Simulation circuit was developed by multisim 10.0.1 and ultiboard 10.0.1, and the product was applied in the pcb (printed circuit board). Based on implementation and experiment phase detector low frequency from simulation, the circuit unable to read phase difference properly. This problems are caused by capacitance stray, reduction of circuit power till 48,35 %, and reduction of input sensor magnitude voltage. Because of this problem, need optimization to improve output of phase detector circuit. Based on the test of optimization was performed using five resistance above 1 KiloOhm, the circuit get phase difference pulse width with error margin 6,4015°.

Key words:

Phase detector, moisture and electric conductivity sensor, circuit optimization.

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	iv
LEMBAR PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH	vi
ABSTRAK	vii
ABSTRACT	viii
DAFTAR ISI	ix
DAFTAR TABEL	xi
DAFTAR GAMBAR	xii
DAFTAR LAMPIRAN	xiv
1. PENDAHULUAN	
1.1 Latar belakang	1
1.1.1 Perumusan masalah	1
1.1.2 Tujuan Penulisan Skripsi	2
1.2 Batasan Masalah	2
1.3 Sistematika Penulisan	3
1.4 Metode Penulisan Skripsi	3
2. LANDASAN TEORI	
2.1 Rangkaian Ganti Impedansi Tanah	4
2.2 Blok Diagram Detektor Frekuensi Rendah	8
2.3 Komponen yang Digunakan untuk Perancangan Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah	9
2.4 Transmisi Daya dan Karakteristik Rugi Daya Pada Saluran Transmisi	17
3. SIMULASI RANGKAIAN DETEKTOR FASA FREKUENSI RENDAH	
3.1 Rangkaian Detektor Fasa dengan <i>Delay</i> Sebesar 2 <i>microsecond</i>	20
3.2 Rangkaian Detektor Fasa dengan menggunakan Komponen <i>Operational Amplifier</i>	23
4. ANALISA PEMILIHAN KOMPONEN UNTUK PERANCANGAN RANGKAIAN DETEKTOR FASA	
4.1 Analisis Ketersediaan Komponen di Indonesia	29
4.2 Analisa Datasheet Komponen <i>Operational Amplifier</i>	29
4.2.1 CMRR (<i>Common Mode Rejection Ratio</i>)	31
4.2.2 Penguatan <i>Bandwidth Product</i>	31
4.2.3 <i>Slew Rate</i>	34
4.2.4 <i>Input Offset</i>	35
4.2.5 Penguatan tegangan	35
4.3 Analisa Menggunakan <i>Software</i> Multisim 10.0.1	37
4.3.1 Analisa Rangkaian dan Grafik keluaran	31
4.3.1.1 <i>Operational Amplifier</i> OPA2277PA	37
4.3.1.1 <i>Operational Amplifier</i> LTC1051/1053	41

4.3.1.3 <i>Operational Amplifier</i> OPA2652U.....	42
4.3.1.4 <i>Operational Amplifier</i> LM675T	43
4.3.1.5 <i>Operational Amplifier</i> LT1807CMS8.....	43
4.3.1.6 <i>Operational Amplifier</i> LT1886CS8.....	44
4.3.2 Analisa Data Keluaran	45
4.3.2.1 Data keluaran Beda Fasa.....	45
4.3.2.2 Data keluaran <i>Spectrum Analyzer</i>	47

5. IMPLEMENTASI DAN OPTIMISASI RANGKAIAN DETEKTOR FASA FREKUENSI RENDAH

5.1 Implementasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah	50
5.1.1 Desain Dengan Ultiboard 10.0.1	51
5.1.2 Implementasi Desain pada PCB (<i>Printed Circuit Board</i>).....	55
5.1.3 Pengujian Alat	58
5.1.3.1 Pengujian Sinyal dari RC Generator.....	59
5.1.3.2 Pengujian Sinyal Masukan dan keluaran Sensor.....	60
5.1.3.3 Pengujian Sinyal Keluaran Detektor Fasa Frekuensi Rendah pada Frekuensi 30 kHz	65
5.1.3.4 Pengujian Rangkaian pada Frekuensi 5 kHz.....	66
5.2 Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah	70
5.2.1 Langkah-Langkah Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah	70
5.2.1.1 Menghilangkan Semua Kapasitor dalam Desain Rangkaian Kompensasi	70
5.2.1.2 Nilai Penguatan <i>Operational Amplifier</i> Diturunkan.....	77
5.2.1.3 Penambahan <i>Shield</i> diantara Jalur-Jalur Tembaga pada PCB....	78
5.2.2 Pengujian Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah	79
5.2.2.1 Desain Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Menggunakan Rangkaian Kompensasi Tanpa Kapasitor	79
5.2.2.2 Pengujian Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Menggunakan Rangkaian Kompensasi Tanpa Kapasitor	80

6. KESIMPULAN DAN SARAN

6.1 KESIMPULAN.....	87
6.2 SARAN.....	88

DAFTAR ACUAN	90
--------------------	----

DAFTAR PUSTAKA.....	91
---------------------	----

LAMPIRAN	94
----------------	----

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1	Karakteristik logika XOR	27
Tabel 4.1	Perbandingan <i>datasheet operational amplifier</i> uji	31
Tabel 4.2	Pemilihan <i>operational amplifier</i> berdasarkan parameter <i>datasheet</i> pada frekuensi 30 kHz	30
Tabel 4.3	Data keluaran hasil simulasi dengan lebar fasa 30°	38
Tabel 4.4	Perbandingan data keluaran beda fasa <i>operational amplifier</i>	45
Tabel 4.5	Data keluaran <i>spectrum analyzer</i>	47
Tabel 5.1	Hasil pengolahan data untuk rangkaian detektor fasa dengan menggunakan penambahan kapasitor pada rangkaian kompensasinya	74
Tabel 5.2	Hasil pengolahan data untuk rangkaian detektor fasa tanpa menggunakan penambahan kapasitor pada rangkaian kompensasinya	74
Tabel 5.3	Hasil pengujian rangkaian detektor fasa hasil optimisasi menggunakan resistor diatas 1 KiloOhm	84
Tabel 5.4	Langkah tambahan optimisasi rangkaian detektor fasa yang diperlukan untuk meningkatkan kinerja rangkaian detektor fasa	86

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1	Rangkaian ganti sensor	2
Gambar 2.1	Rangkaian ganti impedansi tanah yang dibaca sensor Kelembaban dan konduktivitas elektrik.....	4
Gambar 2.2	Grafik hasil penelitian yang dilakukan oleh Dr.Ir.Agus Santoso Tamsir, M.T.....	5
Gambar 2.3	Blok diagram sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik dan detektor fasa	8
Gambar 2.4	Simbol <i>operational amplifier</i>	9
Gambar 2.5	Grafik penguatan tegangan terhadap frekuensi <i>operational amplifier</i>	14
Gambar 2.6	Tabel fungsi XOR Gate CMOS.....	17
Gambar 2.7	Diagram fungsional dan diagram <i>logic XOR Gate CMOS</i>	17
Gambar 2.8	Model berbasis elemen padu sebuah saluran transmisi	18
Gambar 3.1	Rangkaian detektor fasa dengan <i>delay 2 ms</i>	20
Gambar 3.2	Grafik Oscilloscope rangkaian pembanding 0 volt.....	22
Gambar 3.3	Grafik sinyal keluaran rangkaian detektor fasa <i>2 microsecond</i>	23
Gambar 3.4	Rangkaian detektor fasa dengan menggunakan <i>operational amplifier</i>	23
Gambar 3.5	Grafik <i>oscilloscope</i> keluaran <i>operational amplifier</i>	25
Gambar 3.6	Grafik sinyal keluaran dan masukan sensor dengan detektor fasa	26
Gambar 3.7	Kurva perbandingan <i>slew rate</i> dan FPBW	27
Gambar 3.8	Hasil sinyal pencuplikan gerbang XOR.....	28
Gambar 4.1	Kurva CMRR vs frekuensi pada OPA2277PA.....	32
Gambar 4.2	Simulasi rangkaian dengan menggunakan OPA2277PA.....	38
Gambar 4.3	Hasil pengamatan sinyal keluaran dengan <i>oscilloscope</i>	38
Gambar 4.4	Hasil pengamatan sinyal keluaran <i>dengan spectrum analyzer</i>	40
Gambar 4.5	Grafik pengamatan sinyal keluaran <i>op-amp</i> yang berfungsi sebagai komparator	40
Gambar 4.11	Grafik pengamatan sinyal keluaran <i>op-amp</i> yang berfungsi sebagai komparator	42
Gambar 5.1	Desain rangkaian menggunakan ultiboard 10.0.1.....	50
Gambar 5.2	Rangkaian single 12 V supply ADSL Modem Line Driver	51
Gambar 5.3	Desain rangkaian detektor fasa dengan rangkaian kompensasinya.....	52
Gambar 5.4	Nilai arus masukan kaki positif dan negatif <i>operational amplifier</i> tanpa kompensasi	53
Gambar 5.5	Nilai arus masukan kaki positif dan negatif <i>operational amplifier</i> dengan kompensasi	54
Gambar 5.6	Tipe kaki dual LT1886CS8	54
Gambar 5.7	Tipe kaki IC XOR 74HC86N	55
Gambar 5.8	Implementasi desain rangkaian detektor fasa.....	55
Gambar 5.9	Rangkaian suplai tegangan.....	56

Gambar 5.10	Rangkaian kompensasi dengan kapasitor <i>operational amplifier</i> LT1886CS8	57
Gambar 5.11	Rangkaian utama pembaca beda fasa	58
Gambar 5.12	Pengujian rangkaian detektor fasa frekuensi rendah	59
Gambar 5.13	Sinyal masukan detektor fasa dari RC Generator.....	59
Gambar 5.14	Sinyal masukan dan sinyal keluaran sensor detektor fasa.....	60
Gambar 5.15	Pengujian impedansi rangkaian menggunakan network analyzer di laboratorium <i>anechoic chamber</i>	61
Gambar 5.16	<i>Quasi-static electric field</i>	63
Gambar 5.17	Kedalaman penetrasi garis medan listrik sebanding dengan Jarak antara elektroda yang berdekatan sebanding dengan Periode spasial λ	63
Gambar 5.18	<i>Interdigital dielectrometry sensor</i>	64
Gambar 5.19	Sinyal keluaran detektor fasa frekuensi rendah.....	65
Gambar 5.20	Sinyal keluaran alat pada frekuensi uji 5 kHz.....	66
Gambar 5.21	Sinyal masukan <i>operational amplifier</i> dan sinyal keluaran <i>operational amplifier</i>	67
Gambar 5.22	pengaruh tegangan masukan offset terhadap tegangan keluaran <i>offset</i>	68
Gambar 5.23	Grafik sinyal masukan kaki negatif <i>operational amplifier</i> LT1886CS8	69
Gambar 5.24	Keluaran detektor fasa menggunakan rangkaian kompensasi dengan kapasitor	71
Gambar 5.25	Keluaran detektor fasa menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor.....	71
Gambar 5.26	Perbandingan sinyal masukan kaki positif dan negatif LT1886CS8 menggunakan rangkaian kompensasi dengan kapasitor	72
Gambar 5.27	Perbandingan sinyal masukan kaki positif dan negatif LT1886CS8 menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor	72
Gambar 5.28	Arus bias positif dan arus bias negatif pada <i>operational amplifier</i>	73
Gambar 5.29	Grafik sinyal keluaran kaki positif dan negatif <i>operational amplifier</i>	76
Gambar 5.30	Nilai arus pada masukan kaki positif dan kaki negatif <i>operational amplifier</i> dengan kompensasi tanpa kapasitor.....	77
Gambar 5.31	Rangkaian detektor fasa frekuensi rendah menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor	80
Gambar 5.32	Desain multisim rangkaian detektor fasa frekuensi rendah menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor	80
Gambar 5.33	Pengujian rangkaian detektor fasa frekuensi rendah hasil optimisasi	80
Gambar 5.34	Pengujian impedansi rangkaian detektor fasa hasil optimisasi Menggunakan <i>network analyzer</i>	81
Gambar 5.35	Sinyal keluaran detektor fasa tanpa gangguan tangan	85
Gambar 5.36	Sinyal keluaran detektor fasa dengan gangguan tangan	85

DAFTAR LAMPIRAN

Lampiran 1	Data Perbandingan FPBW dan <i>Slew Rate</i> untuk frekuensi rendah	94
Lampiran 2	Perbandingan kurva CMRR pada frekuensi 30 kHz.....	95
Lampiran 3	Gambar rangkaian simulasi, dan hasil pengamatan menggunakan oscilloscope dan spectrum analyzer	97
Lampiran 4	Data Pengukuran Hasil Simulasi	105
Lampiran 5	Grafik sinyal pada pengujian operational amplifier pada frekuensi 5,128 khz.....	123
Lampiran 6	Grafik pengujian impedansi saluran transmisi menggunakan network analyzer.....	124
Lampiran 7	Pengujian Rangkaian Detektor Fasa Hasil Optimisasi	126
Lampiran 8	<i>Datasheet</i> LT1886CS8.....	129
Lampiran 9	<i>Datasheet</i> 74HC86.....	145

BAB 1

PENDAHULUAN

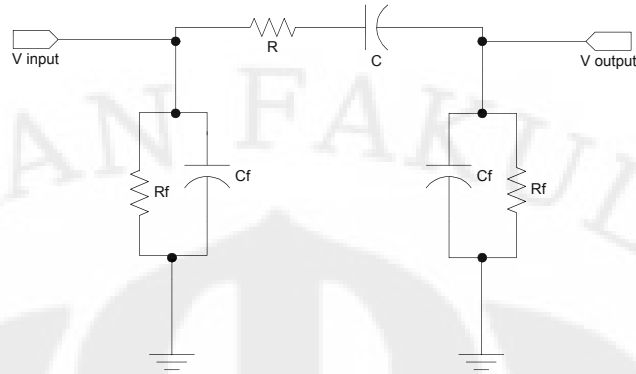
1.1 Latar Belakang

1.1.1 Perumusan Masalah

Konduktivitas elektrik adalah kemampuan larutan untuk menghantarkan arus listrik. Arus listrik bergerak dengan efisien melalui air yang mempunyai kadar garam tinggi (konduktivitas elektrik tinggi), dan bergerak dengan resistansi lebih melalui air murni (konduktivitas rendah). Konduktivitas elektrik mengindikasikan berapa banyak garam yang terlarut dalam suatu sampel. Hal ini mengapa konduktivitas elektrik sering disebut sebagai TDS (*total dissolved salts*) atau *salinitas* (jumlah garam dalam larutan). Semua nutrisi dalam tanah adalah garam-garaman, sehingga mengukur nilai konduktivitas elektrik sama dengan mengukur jumlah total nutrisi dalam tanah. Dengan mengetahui tingkat konduktivitas elektrik dalam tanah, akan membantu dalam perencanaan produksi dan memonitor input yang masuk kedalamnya. [1]

Dalam dunia pertanian, sebaiknya petani memperhitungkan keadaan konduktivitas elektrik pada tanah yang akan digunakan untuk bercocok tanam. Hal ini penting untuk menentukan perlakuan pada tanah tersebut, misalnya berapa kadar pemupukan yang tepat dan berapa kadar air yang digunakan untuk pengairan. Keadaan konduktivitas elektrik pada tanah dapat diukur dengan menggunakan sensor .

Salah satu parameter penting yang terdapat pada sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik adalah perbedaan fasa antara tegangan *input* dan tegangan *output*nya. Perbedaan fasa adalah salah satu parameter dalam menghitung nilai konduktivitas elektrik di tanah, disamping dua parameter yang lain yakni besarnya tegangan input dan tegangan output sensor [2]. Penelitian yang telah dilakukan adalah penelitian untuk menghitung perbedaan fasa antara tegangan *input* dan tegangan *output* pada suatu sensor yang digunakan untuk menentukan nilai konduktivitas elektrik. Secara umum gambar rangkaian ganti dari sensor tersebut adalah sebagai berikut,



Gambar 1.1 Rangkaian ganti sensor

Dari rangkaian ganti tersebut, nilai R dan C merupakan nilai variabel atau berubah-ubah tergantung konduktivitas elektrik dari tanah yang diukur, sehingga menyebabkan ada perbedaan fasa antara V_{input} dan V_{output} . Nilai resistansi terkait dengan besarnya kadar ion, sedangkan nilai kapasitansi terkait dengan kadar air dalam tanah. Perbedaan fasa inilah yang selanjutnya dapat digunakan untuk mengukur besarnya konduktivitas elektrik tersebut. Adapun frekuensi kerja dari sensor ini yaitu pada rentang 30 – 100 KHz.

1.1.3 Tujuan Penulisan Skripsi

Penelitian ini mempunyai beberapa tujuan,

- a. Melakukan perancangan rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas listrik yang keluarannya berupa nilai beda fasa antara tegangan masukan dan keluaran sensor tersebut.
- b. Melakukan optimisasi perancangan rangkaian detektor fasa frekuensi rendah yang akan digunakan sebagai rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik.

1.2 Batasan Masalah

Penelitian ini difokuskan pada perancangan dan optimisasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah sebagai pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik, dengan batasan sebagai berikut:

- a. Detektor fasa bekerja pada frekuensi 30 kHz.
- b. Perancangan simulasi rangkaian dan desain pcb (*printed circuit board*) dilakukan dengan menggunakan multsim 10.0.1 dan ultiboard 10.0.1.

- c. Nilai beda fasa yang dibaca adalah sebesar $0^\circ - 90^\circ$.
- d. Pengujian hasil perancangan dilakukan dengan menggunakan nilai kapasitor dan resistor sebagai pengganti nilai kapasitansi dan resistansi tanah.
- e. Hasil keluaran rangkaian detektor fasa adalah lebar pulsa sinyal yang merepresentasikan beda fasa dalam domain waktu yang diamati dengan menggunakan *oscilloscope*.

1.3 Sistematika Penulisan

Bab satu meliputi latar belakang, batasan masalah dan sistematika penulisan. Bab dua menjelaskan mengenai rangkaian ganti impedansi tanah, blok diagram perancangan rangkaian detektor fasa frekuensi rendah, komponen yang digunakan untuk perancangan rangkaian detektor fasa frekuensi rendah, transmisi daya dan karakteristik rugi daya pada saluran transmisi. Bab tiga adalah penjelasan simulasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah yang dibangun dengan menggunakan *software* multisim 10.0.1, yang meliputi rangkaian detektor fasa dengan *delay* sebesar 2 *mikrosecond*, dan rangkaian detektor fasa dengan menggunakan komponen *operational amplifier*. Bab empat adalah analisa pemilihan komponen untuk perancangan detektor fasa, yang meliputi analisa ketersediaan komponen di Indonesia, analisa *datasheet* komponen *operational amplifier* dan analisa menggunakan *software* multisim 10.0.1. Bab lima adalah implementasi dan optimisasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah yang meliputi implementasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah dan optimisasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah. Bab enam adalah kesimpulan dan saran.

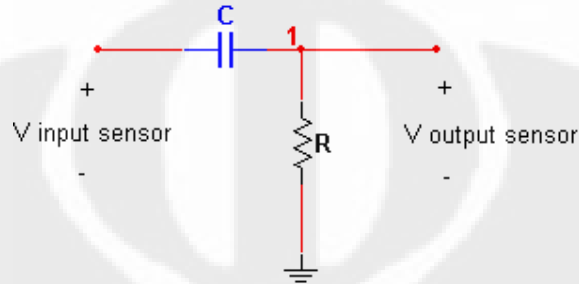
1.4 Metode Penulisan Skripsi

Skripsi ini disusun dengan melakukan studi literatur, kajian simulasi pada multisim dan ultiboard 10.0.1, mengimplementasikan dan menguji hasil simulasi dengan membuat model rangkaian di pcb, serta melakukan optimisasi rangkaian untuk mendapatkan hasil keluaran yang tepat.

BAB 2

LANDASAN TEORI

2.1 Rangkaian Ganti Impedansi Tanah



Gambar 2.1 Rangkaian ganti impedansi tanah yang dibaca sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik

Gambar rangkaian 2.1 diatas merupakan rangkaian impedansi pada tanah yang terdiri dari resistansi dan kapasitansi. Kombinasi kapasitansi dan resistansi yang disusun seperti gambar tersebut akan menyebabkan terjadinya beda fasa antara tegangan masukan sensor (*V input sensor*) dan tegangan keluaran sensor (*V output sensor*)[3]. Besarnya nilai kapasitansi dan resistansi tanah diukur dengan menggunakan sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik. Besarnya nilai kapasitansi dan resistansi yang berbeda-beda untuk setiap jenis tanah akan mempengaruhi nilai konduktivitas elektriknya di dalam tanah.

Secara matematis rangkaian sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik diatas dapat dijabarkan sebagai berikut,

Tegangan masukan dari sensor, sesuai dengan gambar rangkaian ganti diatas, adalah *V input* dan tegangan keluaran dari sensor adalah *V output*. Oleh karena tegangan yang digunakan adalah tegangan bolak-balik maka nilai *V input* dan *V output*nya dapat dituliskan sebagai berikut,

$$V \text{ input} = v_i = V_i \sin \omega t \quad (2.1)$$

$$V \text{ output} = v_o = V_o \sin \omega t \quad (2.2)$$

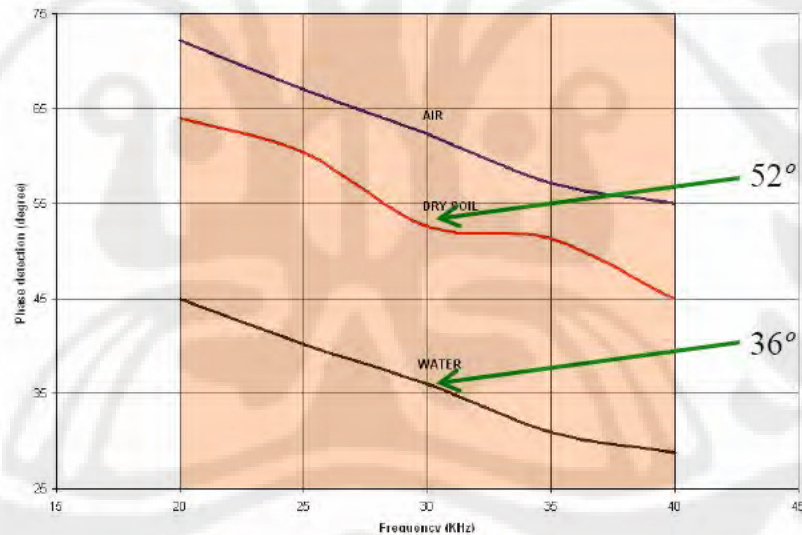
Tegangan *input* dan *output* dipisahkan oleh impedansi (*Z*) yang terdiri dari komponen resistor (*R*) dan kapasitor (*C*).

$$Z = \sqrt{(R)^2 + (Xc^2)} \quad (2.3)$$

Xc merupakan resistansi kapasitif yang besarnya

$$Xc = \frac{1}{j\omega C}, \quad \omega = 2\pi f \quad (2.4)$$

nilai frekuensi yang digunakan untuk menghitung besarnya ω tergantung dari spesifikasi dari sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik yang digunakan. Dalam perancangan rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik, nilai frekuensi yang digunakan adalah sebesar 30 kHz. Penggunaan frekuensi ini didasarkan pada penelitian yang telah dilakukan oleh Dr.Ir.Agus Santoso Tamsir, M.T. Hasil dari penelitiannya adalah bahwa pengukuran beda fasa akibat pengaruh kapasitansi dan resistansi tanah menggunakan sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik akan stabil pada frekuensi 30 kHz ke atas.



Gambar 2. 2 Grafik hasil penelitian yang dilakukan oleh Dr.Ir.Agus Santoso Tamsir,M.T.

Pada frekuensi dibawah 30 kHz, nilai beda fasa antara tegangan masukan dan keluaran sensor karena pengaruh kapasitansi dan resistansi di tanah berubah-ubah. Nilai beda fasa tersebut akan stabil ketika frekuensi tegangan masukan bernilai 30 kHz keatas.

Dengan persamaan 2.2 dan 2.3 diatas maka dapat dihitung nilai arus yang mengalir pada rangkaian, yaitu :

$$i = \frac{v_o}{Z} = \frac{V_o \sin(\omega t + \varphi)}{\sqrt{(R)^2 + (Xc)^2}} \quad (2.5)$$

$$I = \frac{V_o}{Z} \quad (2.6)$$

Selain menggunakan persamaan $Z = \sqrt{(R)^2 + (Xc)^2}$ untuk menghitung besarnya impedansi rangkaian, nilai impedansi rangkaian dapat dihitung melalui persamaan

$$Z = \frac{V_o - V_i}{i} \quad (2.7)$$

$$Z = \frac{V_o - V_i}{I} \angle \varphi \quad (2.8)$$

Berdasarkan persamaan 2.8 dan 2.6 dapat diturunkan persamaan menggunakan nilai admitansi (Y),

$$Y = \left\{ \frac{(V_o - V_i)V_o}{Z} \right\} \angle \varphi \quad (2.9)$$

$$Y = \left\{ \frac{(V_o - V_i)V_o}{Z} \right\} (\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (2.10)$$

Nilai dari admitansi itu sendiri jika dijabarkan akan didapatkan dua komponen yakni

$$Y = G + j\omega C \quad (2.11)$$

Nilai G dapat dihitung dengan menggunakan persamaan nilai konduktivitas tanah,

$$G = \sigma \frac{A}{L} \quad (2.12)$$

keterangan:

- L = panjang media yang diukur (m)
- A = luas media yang diukur (m²)
- σ = nilai konduktivitas tanah (ohm/m)

Dengan demikian, berdasarkan persamaan 2.10 dan 2.11 akan didapatkan nilai G dan ωC sebagai berikut,

$$G = \left\{ \frac{(V_o^2 - V_o V_i)}{Z} \right\} \cos \varphi \quad (2.12)$$

$$\omega C = \omega \left(\epsilon_o \epsilon_r \frac{A}{L} \right) = \left\{ \frac{(V_o^2 - V_o V_i)}{Z} \right\} \sin \varphi \quad (2.13)$$

$$C = \epsilon_o \epsilon_r \frac{A}{L} \quad (2.14)$$

keterangan:

- ϵ_o = permitivitas udara
 ϵ_r = permitivitas relative bahan
 A = luas penampang dielektrik (m^2)
 L = jarak pisah dielektrik (m)

Berdasarkan persamaan 2.12 maka nilai konduktivitas (σ) dapat dituliskan sebagai berikut :

$$\sigma = \frac{GL}{A} \quad (2.15)$$

Jika digabungkan dengan persamaan 2.12 maka akan didapatkan nilai konduktivitas sebesar,

$$\sigma = \frac{L.(V_o^2 - V_o V_i). \cos \varphi}{A.Z} \quad (2.16)$$

Dari persamaan 2.13 dan 2.14 akan didapatkan nilai permitivitas relatif tanah (ϵ_r),

$$\epsilon_r = \frac{(V_o^2 - V_o V_i)L. \sin \varphi}{Z.A.\epsilon_o.\omega} \quad (2.17)$$

Berdasarkan persamaan 2.17, beda fasa antara tegangan output dan tegangan input sensor (φ) dapat dirumuskan,

$$\varphi = \arcsin \left(\frac{Z.A.\epsilon_o.\epsilon_r.\omega}{(V_o^2 - V_o V_i)L} \right) \quad (2.18)$$

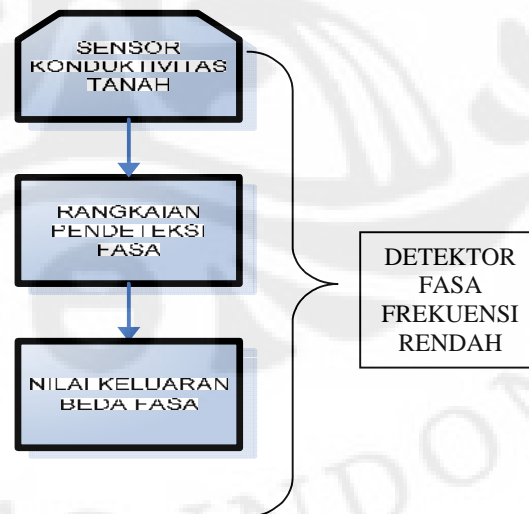
Ketiga parameter dalam persamaan 2.16 sampai 2.18 tersebut yang nantinya akan digunakan menganalisa keadaan tanah yang diukur dengan menggunakan sensor ini.

2.2 Blok Diagram Detektor Fasa Frekuensi Rendah

Sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik dan detektor fasa merupakan satu kesatuan rangkaian yang tidak dapat dipisahkan satu sama lain dalam menjalankan fungsinya untuk membaca nilai konduktivitas elektrik di tanah. Perbedaan fasa antara tegangan masukan dan keluaran sensor karena pengaruh kapasitansi dan resistansi tanah akan dibaca dan ditampilkan oleh rangkaian detektor fasa frekuensi rendah.

Secara umum pengertian rangkaian detektor fasa adalah rangkaian analog yang menghasilkan sinyal keluaran yang merepresentasikan perbedaan fasa diantara dua sinyal masukan. Pendeteksian perbedaan fasa sangat penting untuk berbagai aplikasi seperti pengontrolan motor, radar, sistem telekomunikasi, mekanisme *servo* dan *demodulator*.

Secara umum, blok diagram dari sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik dan detektor fasa ditunjukkan pada gambar 2.3. Bagian ujung dari sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik akan dimasukkan kedalam sampel tanah yang akan diukur. Sesuai dengan rangkaian ganti pada gambar 2.1, sensor ini disuplai oleh tegangan masukan (V_i) dan akan mengeluarkan tegangan keluran (V_o). Tegangan masukan dan tegangan keluaran sensor yang berupa tegangan AC ini akan dibandingkan nilai fasanya (ϕ) oleh detektor fasa. Selanjutnya nilai beda fasa ini akan ditampilkan pada *oscilloscope*.



Gambar 2.3 Blok diagram sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik dan detektor fasa

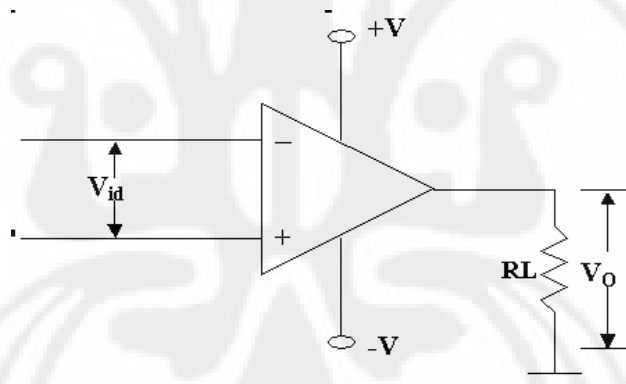
2.3 Komponen yang Digunakan untuk Perancangan Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah

Dalam melakukan perancangan rangkaian detektor fasa pada sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik ini, penulis menggunakan beberapa komponen elektronika. Komponen-komponen tersebut adalah,

2.3.1 *Operational Amplifier* [3][4][6][7]

2.3.1.1 Pengertian Dasar

Operational amplifier (Op Amp) adalah suatu rangkaian terintegrasi yang berisi beberapa tingkat dan konfigurasi penguat diferensial. *Operational amplifier* memiliki dua masukan dan satu keluaran serta memiliki penguatan DC yang tinggi. Untuk dapat bekerja dengan baik, *operational amplifier* memerlukan tegangan catu yang simetris yaitu tegangan yang berharga positif (+V) dan tegangan yang berharga negatif (-V) terhadap tanah (*ground*). Berikut adalah simbol dari *operational amplifier*:



Gambar 2.4 Simbol *operational amplifier*

2.3.1.2 Karakteristik Ideal *Operating Amplifier*

Operational amplifier banyak digunakan dalam berbagai aplikasi karena mempunyai beberapa keunggulan, seperti penguatan yang tinggi, impedansi masukan yang tinggi, dan impedansi keluaran yang rendah. Berikut ini adalah beberapa karakteristik dari *operational amplifier* ideal:

- Penguatan tegangan lingkaran terbuka (*open-loop voltage penguatan*) $A_{VOL} = \infty$

Penguatan tegangan lingkaran terbuka (*open loop voltage penguatan*) adalah penguatan diferensial *operational amplifier* pada kondisi dimana tidak terdapat umpan balik (*feedback*) yang diterapkan padanya seperti yang terlihat pada gambar 2.3. Secara ideal, penguatan tegangan lingkaran terbuka adalah:

$$A_{VOL} = \frac{V_o}{V_{id}} = -\infty \quad (2.20)$$

$$A_{VOL} = \frac{V_o}{V_1 - V_2} = -\infty \quad (2.21)$$

Tanda negatif menandakan bahwa tegangan keluaran V_O berbeda fasa dengan tegangan masukan V_{id} . Konsep tentang penguatan tegangan tak berhingga tersebut sukar untuk divisualisasikan dan tidak mungkin untuk diwujudkan. Suatu hal yang perlu untuk dimengerti adalah bahwa tegangan keluaran V_O jauh lebih besar daripada tegangan masukan V_{id} . Dalam kondisi praktis, harga A_{VOL} adalah antara 5000 (sekitar 74 dB) hingga 100000 (sekitar 100 dB). Tetapi dalam penerapannya tegangan keluaran V_O tidak lebih dari tegangan catu yang diberikan pada *operational amplifier*. Karena itu *operational amplifier* baik digunakan untuk menguatkan sinyal yang amplitudonya sangat kecil.

- b. Tegangan *offset* keluaran (*output offset voltage*) $V_{OO} = 0$

Tegangan *offset* keluaran (*output offset voltage*) V_{OO} adalah harga tegangan keluaran dari *operational amplifier* terhadap tanah (*ground*) pada kondisi tegangan masukan $V_{id} = 0$. Secara ideal, harga $V_{OO} = 0$ V. *Operational amplifier* yang dapat memenuhi harga tersebut disebut sebagai *operational amplifier* dengan CMR (*common mode rejection*) ideal.

Akan tetapi dalam kondisi praktis, akibat adanya ketidakseimbangan dan ketidakidentikan dalam penguat diferensial dalam *operational amplifier* tersebut, maka tegangan ofset V_{OO} biasanya berharga sedikit di atas 0 V. Apalagi apabila tidak digunakan umpan balik maka harga V_{OO} akan menjadi cukup besar untuk menimbulkan saturasi pada keluaran. Untuk mengatasi hal ini, maka perlu diterapkan tegangan koreksi pada *operational amplifier*. Hal ini dilakukan agar pada saat tegangan masukan $V_{id} = 0$, tegangan keluaran V_O juga = 0.

c. Hambatan masukan (*input resistance*) $R_I = \infty$

Hambatan masukan (*input resistance*) R_i dari *operational amplifier* adalah besar hambatan di antara kedua masukan *operational amplifier*. Secara ideal hambatan masukan *operational amplifier* adalah tak berhingga. Tetapi dalam kondisi praktis, harga hambatan masukan *operational amplifier* adalah antara 5 k Ω hingga 20 M Ω , tergantung pada tipenya. Harga ini biasanya diukur pada kondisi tanpa umpan balik. Apabila suatu umpan balik negatif (*negative feedback*) diterapkan, maka hambatan masukan *operational amplifier* akan meningkat.

Dalam suatu penguat, hambatan masukan yang besar adalah suatu hal yang diharapkan. Semakin besar hambatan masukan suatu penguat, semakin baik penguat tersebut dalam menguatkan sinyal yang amplitudonya sangat kecil. Dengan hambatan masukan yang besar, maka sumber sinyal masukan tidak terbebani terlalu besar.

d. Hambatan keluaran (*output resistance*) $R_O = 0$

Hambatan Keluaran (*output resistance*) atau R_O dari *operational amplifier* adalah besarnya hambatan dalam yang timbul pada saat *operational amplifier* bekerja sebagai pembangkit sinyal. Secara ideal harga hambatan keluaran R_O adalah = 0. Apabila hal ini tercapai, maka seluruh tegangan keluaran akan timbul pada beban keluaran (R_L), sehingga dalam suatu penguat, hambatan keluaran yang kecil sangat diharapkan.

Dalam kondisi praktis harga hambatan keluaran *operational amplifier* adalah antara beberapa ohm hingga ratusan ohm pada kondisi tanpa umpan balik. Dengan diterapkannya umpan balik, maka harga hambatan keluaran akan menurun hingga mendekati kondisi ideal.

e. Lebar pita (*band width*) $BW = \infty$

Lebar pita (*band width*) BW dari *operational amplifier* adalah lebar frekuensi tertentu dimana tegangan keluaran tidak jatuh lebih dari 0,707 dari harga tegangan maksimum pada saat amplitudo tegangan masukan konstan. Secara ideal, *operational amplifier* memiliki lebar pita yang tak terhingga. Tetapi dalam penerapannya, hal ini jauh dari kenyataan.

Sebagian besar *operational amplifier* serba guna memiliki lebar pita hingga 1 MHz dan biasanya diterapkan pada sinyal dengan frekuensi beberapa KiloHertz. Tetapi ada juga yang khusus dirancang untuk bekerja pada frekuensi beberapa MegaHertz. *Operational amplifier* jenis ini juga harus didukung komponen eksternal yang dapat mengkompensasi frekuensi tinggi agar dapat bekerja dengan baik.

- f. Waktu tanggapan (*respon time*) = 0 detik

Waktu tanggapan (*respon time*) dari *operational amplifier* adalah waktu yang diperlukan oleh keluaran untuk berubah setelah masukan berubah. Secara ideal harga waktu respon *operational amplifier* adalah = 0 detik, yaitu keluaran harus berubah langsung pada saat masukan berubah.

Tetapi dalam prakteknya, waktu tanggapan dari *operational amplifier* memang cepat tetapi tidak langsung berubah sesuai masukan. Waktu tanggapan pada umumnya adalah beberapa mikro detik hal ini disebut juga *slew rate*. Perubahan keluaran yang hanya beberapa mikrodetik setelah perubahan masukan tersebut umumnya disertai dengan *overshoot* yaitu lonjakan yang melebihi kondisi *steady state*. Tetapi pada penerapan biasa, hal ini dapat diabaikan.

- g. Karakteristik tidak berubah dengan suhu

Sebagaimana diketahui, suatu bahan semikonduktor akan berubah karakteristiknya apabila terjadi perubahan suhu yang cukup besar. Pada *operational amplifier* yang ideal, karakteristiknya tidak berubah terhadap perubahan suhu. Tetapi dalam prakteknya, karakteristik sebuah *operational amplifier* pada umumnya sedikit berubah, walaupun pada penerapan biasa, perubahan tersebut dapat diabaikan.

2.3.1.3 Parameter-Parameter Penting Dalam *Operational Amplifier*

- a. CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*)

Parameter CMRR merupakan parameter dalam *operational amplifier* yang menunjukkan perbandingan antara tegangan *offset* masukan dengan tegangan masukan *common mode*.

$$\text{CMRR} = \frac{V_{io}}{V_{cm}} \quad (2.22)$$

Keterangan :

V_{io} = Tegangan *offset* masukan

V_{cm} = Tegangan masukan *common mode*

Atau *Common Mode Rejection Ratio* dapat juga didefinisikan sebagai perbandingan antara level tegangan keluaran dengan perubahan tegangan masukan *common mode*.

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (2.23)$$

$$\text{CMRR}_{(\log)} = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_{cm}} \text{ (dB)} \quad (2.24)$$

$$A_d = A_{vol}$$

$$A_{cm} = \frac{V_{ocm}}{V_{cm}} \quad (2.25)$$

Keterangan :

$A_d=A_{vol}$ = Penguatan *operational amplifier* Lingkar terbuka

A_{cm} = Penguatan *operational amplifier* pada *common mode*

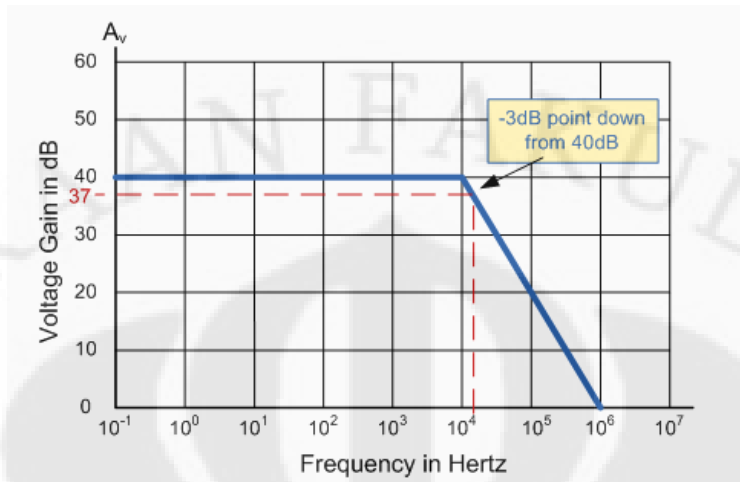
V_{ocm} = Tegangan keluaran *common mode*

V_{cm} = Tegangan masukan *common mode*

CMRR berbanding terbalik dengan V_{ocm} , padahal semakin tinggi V_{ocm} mengindikasikan ketidakseimbangan antara dua terminal input *operational amplifier*. Dengan demikian, semakin tinggi nilai CMRR maka nilai kedua kaki input *operational amplifier* akan seimbang. Disamping itu, nilai CMRR yang tinggi juga menunjukkan bahwa *operational amplifier* mempunyai kemampuan yang baik untuk menolak tegangan *common mode*, seperti 60 Hz noise. Besar kecilnya nilai CMRR yang dimiliki oleh *operational amplifier* berpengaruh pada tingkat akurasi.

b. Lebar Bandwidth

Bandwidth dari *operational amplifier* adalah lebar frekuensi tertentu dimana tegangan keluaran tidak jatuh lebih dari 0,707 atau -3 dB dari harga tegangan maksimum pada saat amplitudo tegangan masukan konstan.



Gambar 2. 5 Grafik penguatan tegangan terhadap frekuensi operational amplifier

Menurut pembahasan dalam *Application report* yang dikeluarkan oleh Texas Instrumen, *bandwidth* merupakan aspek yang penting untuk membuat *operational amplifier* frekuensi tinggi dapat bekerja dengan praktis dan untuk meningkatkan ketepatan penguatan sinyal [8]. Idealnya *bandwidth* yang dimiliki oleh *operational amplifier* tidak terhingga, sehingga dapat menguatkan sinyal frekuensi apapun.

Apabila dilihat dari grafik penguatan tegangan terhadap frekuensi diatas, maka *operational amplifier* tersebut mempunyai *bandwidth* sebesar 14 kHz, dengan penguatan sebesar 40 dB. Cara menentukan *bandwidth* suatu *operational amplifier* adalah sebagai berikut,

-3 dB dari 40 dB adalah 37 dB, lalu tarik garis kebawah saat 37 dB berpotongan dengan garis kerja karakteristik *operational amplifier*. Didapatkan nilai dari frekuensi saat penguatan tegangannya 37 dB adalah 14 kHz.

c. *Input offset*

Parameter yang ikut menentukan kehandalan dari sebuah *operational amplifier* yang digunakan sebagai komparator adalah nilai dari *input offset* nya. *Input offset* sendiri terdiri dari dua yakni arus *input offset* (I_{io}) dan tegangan *input offset* (V_{io}). Tegangan *input offset* adalah turunan tegangan masukan yang berada diantara dua terminal masukan dari *operational amplifier* tanpa pengaplikasian input eksternal lainnya. Dengan kata lain,

tegangan *input offset* adalah jumlah tegangan masukan yang seharusnya diaplikasikan diantara dua terminal masukan dengan tujuan untuk memaksa tegangan keluaran menjadi nol. Semakin besar nilai tegangan *input offset*, maka ketidakseimbangan antara dua terminal *operational amplifier* semakin besar. Sedangkan arus *input offset* digunakan sebagai indikator derajat ketidakseimbangan diantara dua arus bias. Nilai arus *input offset* (I_{io}) pada *data sheet* menunjukkan jumlah maksimum perbedaan diantara dua arus *input bias* (I_{B1} dan I_{B2}). I_{B1} merupakan arus bias yang mengalir kedalam masukan *non inverting*, sedangkan I_{B2} adalah arus bias yang mengalir kedalam masukan *inverting*. Meskipun nilai dari arus bias sangat kecil, arus bias (I_B) menyebabkan tegangan offset keluaran yang cukup signifikan dalam rangkaian yang menggunakan *feedback resistor* yang besar atau pada rangkaian yang tidak menggunakan *feedback resistor*.

d. *Thermal Drift*

Suhu mempunyai pengaruh yang cukup signifikan terhadap nilai V_{io} , I_B dan I_{io} . Dalam *data sheet*, pengaruh perubahan suhu terhadap ketiga nilai tersebut dinotasikan dirumuskan sebagai berikut,

$$\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T} = \text{Penyimpangan tegangan masukan offset karena pengaruh suhu } \left(\frac{\mu V}{^{\circ}C} \right)$$

$$\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T} = \text{Penyimpangan arus masukan offset karena pengaruh suhu } \left(\frac{pA}{^{\circ}C} \right)$$

$$\frac{\Delta I_B}{\Delta T} = \text{Penyimpangan arus masukan bias karena pengaruh suhu } \left(\frac{pA}{^{\circ}C} \right)$$

e. *Slew Rate*

Slew Rate suatu amplifier adalah rata-rata perubahan tegangan maksimum keluarannya setiap detik. *Slew rate* dinotasikan dalam V/s atau bahkan sering digunakan notasi V/ μ s. Jika kita punya gelombang sinusoidal dengan tegangan puncak ke puncaknya sebesar $2 V_p$ dan frekuensinya f , maka tegangannya dinotasikan dalam bentuk sinus adalah :

$$V(t) = V_p \sin 2\pi ft \quad (2.26)$$

Gelombang sinus tersebut mempunyai kecepatan perubahan maksimum (*slope*) saat *zero crossing*. Nilai kecepatan perubahan maksimumnya adalah:

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\max} = 2\pi fV_p \quad (2.27)$$

Untuk menghasilkan gelombang tersebut tanpa *distorsi*, *operational amplifier* harus dapat merespon nilai tegangan keluarannya pada nilai rata-rata kecepataannya atau lebih cepat. Saat *operational amplifier* mencapai nilai kecepatan respon maksimum, dikatakan bahwa *operational amplifier* tersebut mencapai batas *slew* (sering juga disebut sebagai batas kecepatan respon). Semakin tinggi nilai *slew rate* suatu *operational amplifier* maka semakin cepat *operational amplifier* tersebut dalam merespon perubahan tegangan keluaran setiap detik.

Kita dapat menghitung nilai frekuensi kerja maksimum *operational amplifier* agar nilai keluarannya bagus atau tidak mencapai nilai batas *slew ratenya*. Nilai frekuensi kerja maksimum ini disebut sebagai *full power bandwidth* (FPBW).

$$FPBW = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi V_p} \quad (2.28)$$

2.3.2 CMOS Logic Gates [4][9]

CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) *digital logic* sekarang banyak digunakan karena mereka mempunyai keuntungan dimana tidak ada disipasi daya diantara logika 0 atau logika 1. Dalam perancangan detektor fasa ini penulis menggunakan *Exclusive-OR (XOR) Gate CMOS*.

Output dari *2-input exclusive-OR* akan bernilai 1 apabila hanya satu input yang mempunyai nilai 1. Dalam notasi *boolean*, nilai logika dari *exclusive-OR* ditunjukkan sebagai berikut,

$$Y = (A + B)(\overline{AB}) \quad (2.29)$$

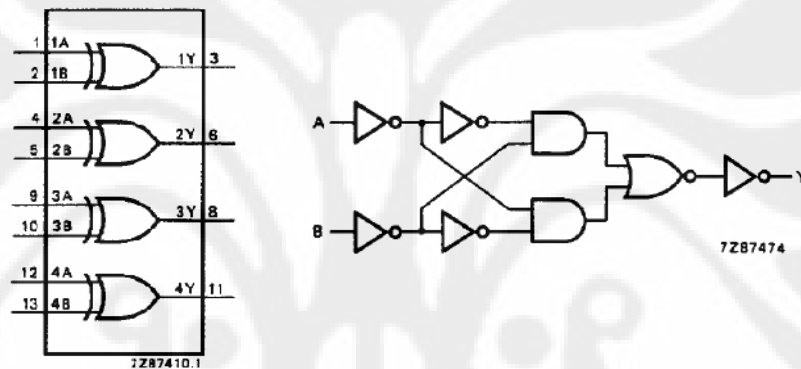
Dalam aplikasinya di rangkaian, *XOR Gate CMOS* berfungsi untuk mendapatkan sinyal keluaran dari dua sinyal input tegangan yang berbentuk pulsa. Salah satu *XOR gate CMOS* yang tersedia di pasaran dan sering digunakan dalam membuat suatu rancangan elektronika adalah 74HC/HCT86. CMOS ini adalah *Si-gate CMOS* yang berkecepatan tinggi dengan *low power Schottky TTL* (LSTTL).

INPUTS		OUTPUTS
nA	nB	nY
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Gambar 2.6 Tabel fungsi XOR Gate CMOS

Keterangan:

L = Level tegangan rendah
H = Level tegangan tinggi

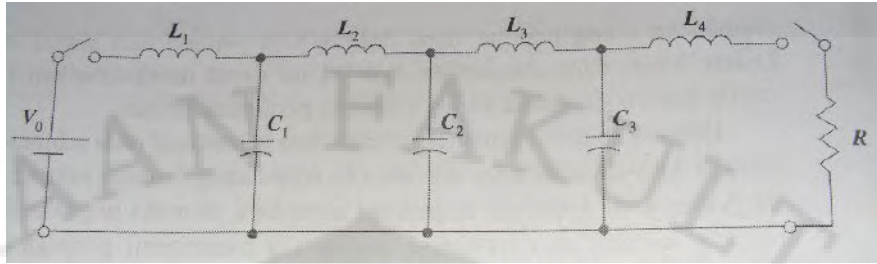


Gambar 2.7 Diagram fungsional dan digram logic XOR Gate CMOS

Untuk keterangan lebih lengkap mengenai CMOS 74HC/HCT86 terdapat pada *data sheet* yang terdapat di lampiran.

2.4 Transmisi Daya dan Karakteristik Rugi Daya Pada Saluran Transmisi [5]

Salah satu parameter yang perlu diperhatikan dalam mendesain rangkaian detektor fasa yang bekerja pada frekuensi 30 kHz adalah karakteristik transmisi daya dan rugi daya yang timbul saat menghantarkan daya dari *RC generator* ke detektor fasa.



Gambar 2. 8 Model berbasis elemen padu sebuah saluran transmisi
sumber : *Engineering Electromagnetics, Seventh Edition*

Jika saklar pada gambar 2.8 ditutup maka arus akan mengisi L_1 , dan pada gilirannya memungkinkan C_1 menyimpan muatan. Ketika C_1 hampir penuh, arus di L_2 mulai naik dan berikutnya memungkinkan pengisian C_2 . Pengisian induktor-kapasitor secara bertahap ini akan terus berlanjut hingga akhir rangkaian, dimana dalam kasus ini ketiga kapasitor telah terisi penuh. Di dalam rangkaian, lokasi "muka gelombang" dapat diketahui sebagai sebuah titik diantara dua kapasitor yang bersebelahan, dimana tingkat pengisian kedua kapasitor bersangkutan menunjukkan selisih terbesar. Seiring dengan berjalannya proses pengisian bertahap ini, muka gelombang akan bergerak dari kiri ke kanan. Kecepatan pergerakan, atau perambatan atau propagasi, tersebut ditentukan oleh seberapa cepatnya tiap-tiap induktor dapat mencapai tegangan penuhnya. Sinyal akan merambat lebih cepat jika nilai L_i dan C_i lebih kecil. Sehingga, kita dapat menyimpulkan adanya hubungan berbanding terbalik antara kecepatan sinyal dengan suatu fungsi yang melibatkan hasil kali induktansi dan kapasitansi. Dalam sebuah saluran transmisi tanpa rugi-rugi, kita dapat mengetahui bahwa kecepatan

gelombang adalah $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, dimana L dan C dinyatakan untuk per satuan

panjang. Akhirnya dari sini kita dapat menegaskan bahwa keberadaan arus dan tegangan pada konduktor saluran transmisi mengimplikasikan adanya medan-medan listrik dan magnet di daerah sekitar konduktor tersebut, dimana medan-medan ini terkait dengan sinyal-sinyal arus dan tegangan di dalam konduktor. [5].

Menurut Hayt (2006), besarnya daya yang hilang karena ketidakselarasan antara impedansi saluran transmisi dan impedansi jalur tembaga di detektor fasa,

dapat diturunkan dengan menggunakan rasio amplitudo tegangan pantul terhadap amplitudo tegangan datang (koefisien pantul Γ):

$$\Gamma \equiv \frac{V_{0r}}{V_{0i}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma| e^{j\phi} \quad (2.28)$$

Bagian daya yang terpantul di impedansi jalur tembaga (beban) dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan:

$$\frac{\langle P_r \rangle}{\langle P_i \rangle} = \Gamma \Gamma = |\Gamma|^2 \quad (2.29)$$

Sedangkan bagian yang diterima beban (terdisipasi beban) adalah:

$$\frac{\langle P_t \rangle}{\langle P_i \rangle} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.30)$$

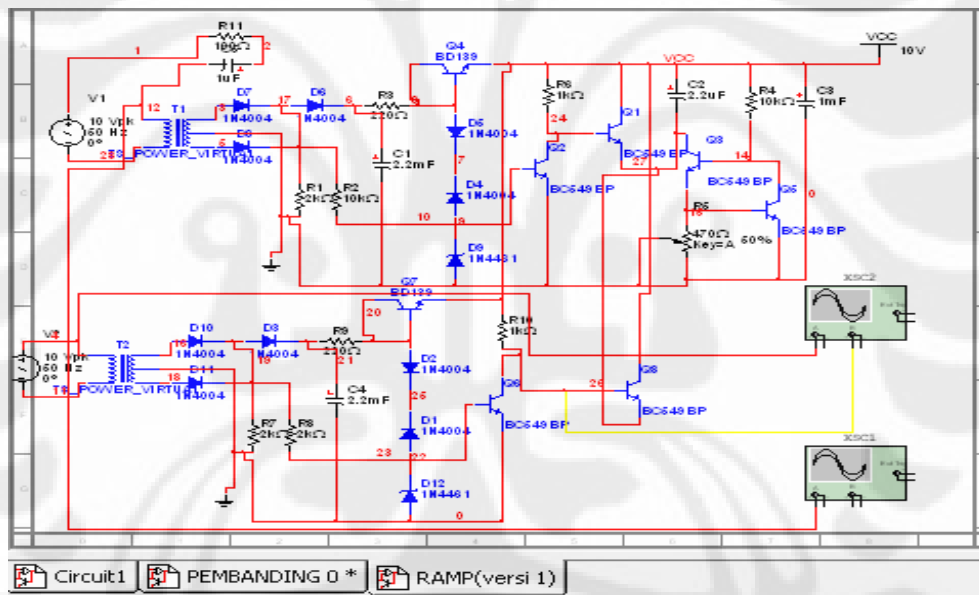
BAB 3

SIMULASI RANGKAIAN DETEKTOR FASA FREKUENSI RENDAH

Simulasi rangkaian detektor fasa sebagai rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik telah dilakukan dengan membuatnya pada *software* multisim 10.0.1. Hasil dari beberapa simulasi rangkaian yang telah dilakukan adalah sebagai berikut,

3.1 Rangkaian Detektor Fasa dengan *Delay* Sebesar 2 *microsecond*[10]

Rangkaian detektor fasa dengan *delay* 2 ms ini terdiri dari dua rangkaian utama yaitu rangkaian pembanding 0 volt dan rangkaian penghasil pulsa ramp.



Gambar 3.1 Rangkaian detektor fasa dengan *delay* 2 ms

Sesuai dengan rangkaian ganti sensor yang telah diuraikan pada dasar teori pada bab sebelumnya, maka keluaran dari sensor mendapat pengaruh dari kapasitansi dan resistansi tanah. Penambahan besaran ini akan menghasilkan perbedaan fasa tegangan masukan dan keluaran. Secara matematis, beda fasa yang dihasilkan dari kedua komponen ini adalah sebagai berikut,

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X_c}{R} \quad (3.1)$$

$$X_c = \frac{1}{j\omega C}. \quad (3.2)$$

Dengan demikian nilai fasa dari tegangan yang dihasilkan karena penambahan resistor dan kapasitor sangat dipengaruhi oleh besarnya nilai resistansi resistor (ohm), besarnya frekuensi yang digunakan (kHz) dan besarnya nilai kapasitansi kapasitor (Farad).

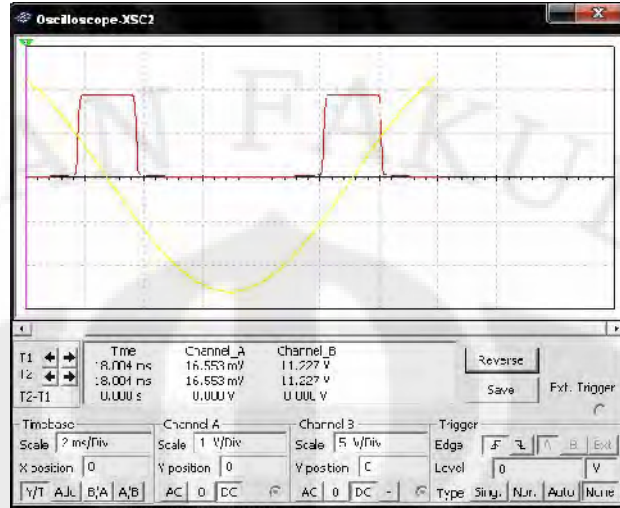
Secara umum, rangkaian detektor fasa dengan *delay* sebesar 2 *microsecond* tersebut terbagi menjadi beberapa bagian sebagai berikut,

a. Rangkaian pembanding 0 volt (*zero crossing detector*)

Secara terperinci rangkaian pembanding 0 volt terdiri dari rangkaian penyearah tegangan dan rangkaian *switching*. Rangkaian penyearah tegangan berfungsi untuk mengubah tegangan AC (*Alternating Current*) menjadi tegangan DC (*Direct Current*). Komponen yang digunakan untuk membangun rangkaian penyearah ini adalah tiga buah diode 1N404, dan kapasitor 2,2 mF. Keluaran dari rangkaian penyearah tegangan ini yang berupa tegangan DC masuk kedalam transistor BC549BP yang dihubungkan dalam rangkaian secara *common-emitter* dan difungsikan sebagai *switch*.

Pembanding 0 Volt berfungsi sebagai pembanding tegangan input dan output dengan tegangan 0 Volt. Ketika tegangan masukan dan keluaran mempunyai nilai 0 volt maka rangkaian pembanding 0 Volt akan menghasilkan pulsa impuls. Apabila dilihat dari *oscilloscope* maka sinyal keluaran dari rangkaian pembanding 0 volt tersebut seperti pada gambar 3.2.

Pada grafik *oscilloscope* dibawah tampak ketika tegangan masukan (kuning) bernilai 0 Volt, rangkaian akan menghasilkan pulsa impuls (sinyal berwarna merah). Pulsa impuls ini berfungsi untuk *mentrigger* rangkaian penghasil pulsa ramp untuk menghasilkan pulsa ramp. Lebar pulsa ramp yang dihasilkan oleh penghasil pulsa ramp sesuai dengan jarak antara dua impuls yang saling berdekatan. Oleh karena itu, lebar pulsa ramp ini dapat digunakan untuk mengukur selisih antara dua fase tegangan input dan output dalam suatu rangkaian dengan memanfaatkan perbedaan waktu kedua tegangan tersebut saat mencapai nilai 0 Volt.



Gambar 3.2 Grafik oscilloscope rangkaian pembanding 0 volt

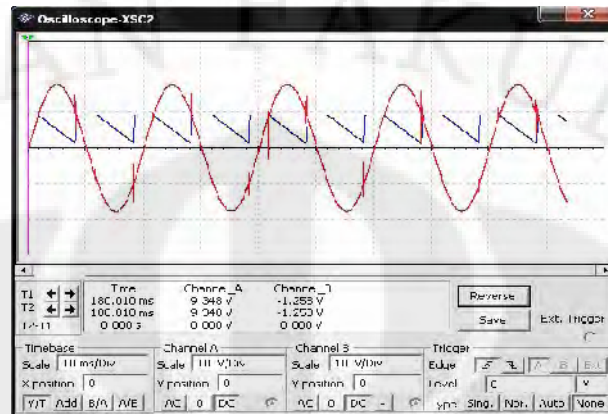
b. Rangkaian penghasil pulsa ramp

Rangkaian kedua yang merupakan bagian dari rangkaian detektor fasa dengan *delay* sebesar 2 *microsecond* adalah rangkaian penghasil pulsa ramp. Rangkaian ini berfungsi untuk menghasilkan pulsa ramp berdasarkan dua input tegangan yang mempunyai beda fasa tertentu. Gambar 3.1 merupakan rangkaian gabungan antara pembanding 0 volt dengan penghasil pulsa ramp.

Komponen yang digunakan untuk membangun rangkaian penghasil pulsa ramp ini adalah input tegangan DC sebesar 10 volt, kapasitor 1 mF, kapasitor 2,2 mF, resistor 10 KiloOhm dan dua buah transistor BC549BP yang dihubungkan pada rangkaian secara *common emitter* dan berfungsi sebagai *switch*.

Keluaran dari rangkaian penghasil ramp ini dengan output dari rangkaian pembanding 0 volt apabila dipadukan menjadi satu menghasilkan sinyal output pada gambar 3.3. Grafik yang berwarna biru menggambarkan pulsa ramp yang dihasilkan, sedangkan grafik yang berwarna merah adalah grafik tegangan output. Setiap tegangan input mencapai nilai 0 Volt maka pulsa ramp akan dihasilkan. Akan tetapi dalam perancangan yang telah dibuat, pulsa ramp yang dihasilkan tidak tajam melainkan ada *delay* sekitar 2 *microsecond*. *Delay* sekitar 2 *microsecond* ini nantinya akan berpengaruh pada pembacaan sehingga perbedaan fasa antara dua tegangan yang dibandingkan tidak tepat.

Rangkaian ini juga tidak dapat bekerja pada frekuensi 30 kHz, karena *switching* yang terjadi lambat.

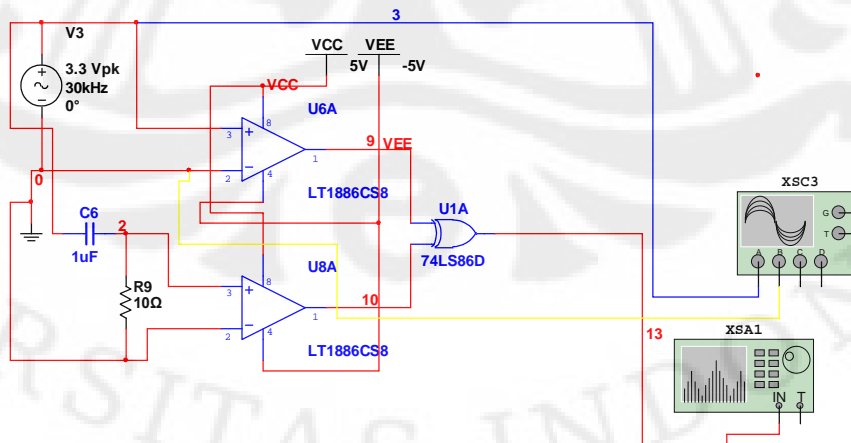


Gambar 3.3 Grafik sinyal keluaran rangkaian detektor fasa 2 *microsecond*

3.2 Rangkaian Detektor Fasa Dengan Menggunakan Komponen *Operational amplifier*

Sesuai dengan namanya, rangkaian detektor fasa perancangan yang kedua menggunakan komponen utama *operational amplifier*. *Operational amplifier* digunakan sebagai pembanding nilai tegangan keluaran dengan 0 volt. Perbedaan fasa antara tegangan output dan input didasarkan pada saat nilai tegangannya 0 volt (*zerro crossing*).

Komponen yang digunakan untuk membangun rangkaian detektor fasa ini adalah dua buah *operational amplifier* LT886CS8, dan IC XOR 74LS86D.



Gambar 3.4 Rangkaian detektor fasa dengan menggunakan *operational amplifier*

Pada simulasi rangkaian detektor fasa ini digunakan dua buah masukan tegangan yang merupakan tegangan masukan dan tegangan keluaran pada sensor konduktivitas yang ada. Sebagai simulasi pengganti sensor serta kapasitansi dan resistansi tanah, maka sumber tegangan di hubungkan dengan resistor dan kapasitor yang dirangkai paralel seperti pada gambar 3.4.

$$v_o = V_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.3)$$

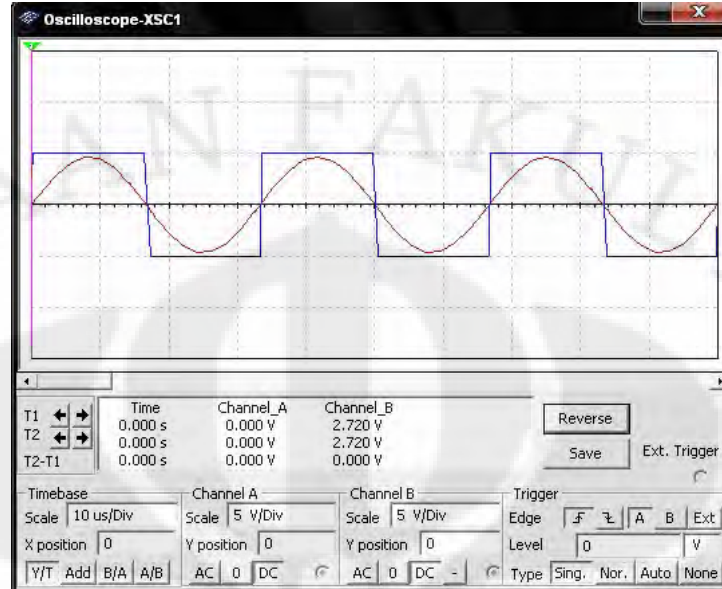
$$v_i = V_m \cos(\omega t) \quad (3.4)$$

Keterangan:

- φ = fasa antara tegangan output
- v_o = besar tegangan output, (Volt)
- v_i = besar tegangan input, (Volt)

LT1886CS8 yang atas merupakan *operational amplifier* masukan sensor, yang berfungsi untuk membandingkan sinyal masukan sensor sebesar 3,3 Volt dan frekuensi 30 kHz dengan *ground*. Masukan kaki positifnya dihubungkan dengan sinyal suplai sensor, dan masukan kaki negatifnya dihubungkan dengan *ground*. Sedangkan LT1886CS8 yang bawah merupakan *operational amplifier* keluaran sensor, yang berfungsi untuk membandingkan sinyal keluaran sensor dengan *ground*. Masukan kaki positifnya dihubungkan dengan sinyal keluaran sensor, dan masukan kaki negatifnya dihubungkan dengan *ground*. Dalam hal ini sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik di gantikan oleh kapasitor dan resistor agar menghasilkan nilai beda fasa. VCC (+) untuk menyuplai *operational amplifier* diberi masukan 5 volt, sementara VCC (-) diberi masukan -5 volt.

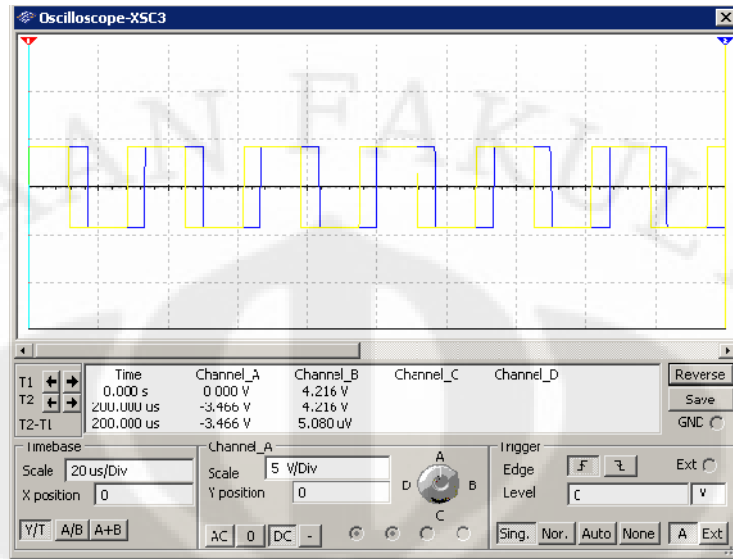
Sesuai dengan karakteristik *operational amplifier*, apabila nilai input tegangan pada kaki positif *operational amplifier* lebih besar dari 0 volt maka keluaran dari *operational amplifier* adalah VCC (+) nya yakni sebesar 5 volt. Jika nilai input tegangan pada kaki positif *operational amplifier* lebih kecil dari 0 volt maka keluaran dari *operational amplifier* adalah VCC (-) nya yakni sebesar -5 volt.



Gambar 3.5 Grafik *oscilloscope* keluaran dari *operational amplifier*

Grafik sinyal yang berwarna merah merupakan sinyal masukan dari *operational amplifier* atas yang dihubungkan dengan masukan sensor (pada gambar 3.4). Tepat ketika sinyal merah bernilai 0 volt, maka sinyal biru akan memotong sumbu X pada 0 volt juga. Sesuai dengan karakteristik dari *operational amplifier*, pada saat masukan pada kaki positif mempunyai nilai tegangan diatas nol volt, sinyal keluaran dari *operational amplifier* yang berwarna biru akan bernilai 5 volt sesuai dengan VCC positif. Sebaliknya ketika nilai masukan pada kaki positif nilainya dibawah nol volt, sinyal keluaran yang berwarna biru akan bernilai -5 volt.

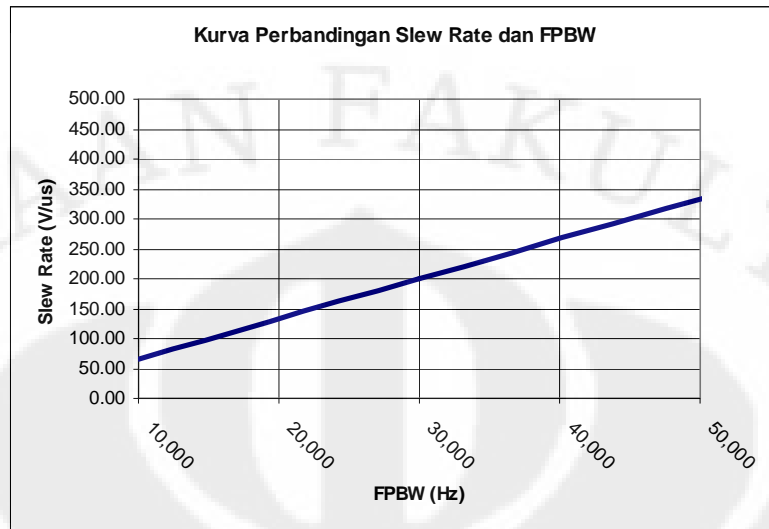
Dapat dilihat pada gambar 3.6 bahwa perbedaan fasa antara tegangan masukan sensor dan tegangan keluaran sensor dapat diperhitungkan dengan menggunakan rangkaian detektor fasa dengan menggunakan *operational amplifier* ini.



Gambar 3.6 Grafik sinyal keluaran dan masukan sensor dengan detektor fasa

Grafik yang berwarna kuning merupakan sinyal keluaran *operational amplifier* keluaran sensor sedangkan yang berwarna biru merupakan sinyal keluaran *operational amplifier* masukan sensor. Perbedaan fasa antara sinyal yang berwarna kuning dan biru adalah beda fasa antara tegangan masukan sensor dan tegangan keluaran sensor pada keadaan yang sebenarnya. Besar kecilnya beda fasa antara tegangan masukan dan kelauran sensor ini ditentukan oleh besar kecilnya impedansi pada tanah yang diukur.

Sesuai dengan tujuan dari perancangan yaitu mendapatkan nilai beda fasa antara input dan output sensor dalam rentang 0° sampai 90° , bekerja pada frekuensi 30 kHz dan memiliki ketelitian sampai $0,05^\circ$ maka rangkaian detektor fasa dengan menggunakan *operational amplifier* ini bisa digunakan. *Operational amplifier* yang digunakan harus mempunyai nilai *slew rate* minimal sebesar 200 V/us, sehingga pada frekuensi 30 kHz mempunyai ketelitian dibawah $0,05^\circ$. Hal ini berdasarkan kurva 3.7 dari data perhitungan perbandingan antara *slew rate* dengan FPBW (*Full Power Bandwidth*) pada ketelitian $0,0446^\circ$ pada lembar lampiran. Pada kurva 3.7 terlihat bahwa untuk frekuensi kerja (FPBW) sebesar 30 kHz diperlukan *operational amplifier* yang mempunyai *slew rate* minimal sebesar 200 V/us.



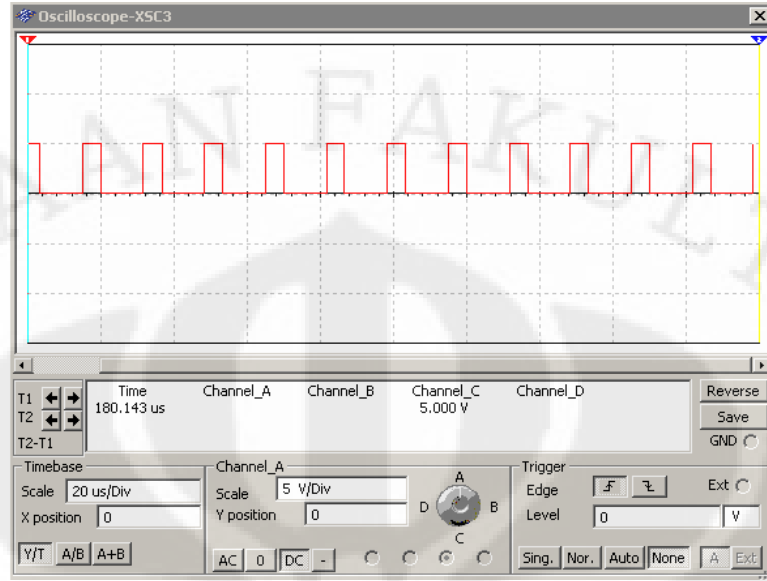
Gambar 3. 7 Kurva perbandingan *slew rate* dan FPBW

Selanjutnya untuk mengukur nilai beda fasa antara kedua sinyal ditambahkan komponen untuk mencuplik besarnya beda fasa antara keluaran dan masukan sensor. Komponen yang dapat digunakan untuk mencuplik beda fasa sesuai dengan output dari *operational amplifier* pada gambar 3.6 adalah rangkaian XOR (*Exclusive OR*). Dalam simulasi yang telah dilaksanakan, penulis menambahkan CMOS 74HC86D_4V sebagai gerbang XOR pada detektor fasa ini. Secara logika, XOR mempunyai karakteristik sebagai berikut.

Tabel 3.1 Karakteristik logika XOR

Input	output	XOR
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Sesuai dengan tabel 3.1 diatas, ketika nilai masukan sama dengan nilai keluaran maka hasil dari XOR nya adalah 0. Sedangkan apabila nilai input berbeda dengan nilai output maka hasil dari XOR nya adalah 1. Oleh karena itu dengan ditambahkan gerbang XOR pada rangkaian fasa detektor pada gambar 3.4 maka selisih antara fasa tegangan output dengan tegangan input bisa dicuplik. Hasil dari pencuplikan selisih fasa tersebut dapat dilihat pada gambar 3.7.



Gambar 3.8 Hasil sinyal pencuplikan gerbang XOR

Sinyal yang berwarna merah merupakan selisih fasa antara sinyal yang berwarna biru dan kuning pada grafik *oscilloscope* 3.6.

Lebar pulsa sinyal yang berwarna merah mencerminkan besarnya beda fasa keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik. Secara sederhana, apabila lebar pulsa ini dibandingkan dengan lebar pulsa saat maksimum (beda fasa 90°) dikalikan dengan 90° akan didapatkan nilai beda fasa antara keluaran dan masukan sensor konduktivitas yang digunakan.

Sehingga kita dapat menuliskan sebuah persamaan sederhana untuk menentukan beda fasa antara sinyal tegangan masukan dan keluaran sensor sebagai berikut,

$$\frac{\text{lebar pulsa detektor fasa}}{\text{lebar pulsa } 90^\circ} \times 90^\circ = \text{beda fasa antara output dan input sensor} \quad (3.5)$$

BAB 4

ANALISA PEMILIHAN KOMPONEN UNTUK PERANCANGAN RANGKAIAN DETEKTOR FASA

Dalam penyusunan rangkaian pembaca keluaran dari sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik, diperlukan beberapa komponen elektronika. Komponen utama yang digunakan, sesuai dengan simulasi pada bab sebelumnya, terdiri dari *operational amplifier* dan IC XOR. Pada bab 4 ini akan dijabarkan mengenai beberapa analisa untuk memilih jenis *operational amplifier* dan IC XOR yang akan digunakan dalam menyusun rangkaian pembaca keluaran sensor, sehingga didapatkan rangkaian yang optimal.

Jenis *operational amplifier* yang dianalisa terdiri dari 6 komponen yang diambil secara acak, yakni OPA2277PA, LT1806, LT1886CS8, LTC1051CJ8, OPA2652U dan LM675. Analisa terhadap kesebelas jenis *operational amplifier* ini meliputi analisa ketersediaan komponen di Indonesia, analisa *data sheet* komponen, analisa menggunakan *software* Multisim 10.0.1 dan analisa data hasil keluaran.

4.1 Analisa Ketersediaan Komponen di Indonesia

Dari keenam jenis *operational amplifier* yang dianalisa, OPA2652U, LT1806 dan LT1887CS8 yang diproduksi oleh *Linear Technology* yang tidak tersedia di Indonesia. Hal ini diketahui setelah dilakukan pengecekan di beberapa *website* dan survei di beberapa toko yang menjual komponen-komponen elektronika di Indonesia.

4.2 Analisa Data Sheet Komponen Operational Amplifier

Berdasarkan pada simulasi rangkaian yang telah dibahas pada bab 3 sebelumnya, *operational amplifier* digunakan sebagai komponen pembanding tegangan dengan nilai 0 volt. Oleh karena itu, rangkaian dengan menggunakan *operational amplifier* sebagai pembanding dengan 0 volt disebut sebagai *zero crossing detector*. Penggunaan *operational amplifier* sebagai komponen pembanding (komparator) harus memperhatikan tiga hal, yaitu

a. Kecepatan Operasi

Keluaran dari sebuah komparator harus mampu berubah dengan cepat antara kedua level saturasi dan dapat merespon dengan cepat untuk setiap perubahan kondisi masukannya. Hal ini mengindikasikan bahwa *bandwidth* dari *operational amplifier* yang digunakan sebagai komparator harus cukup lebar. *Bandwidth* yang lebar membuat kecepatan operasi yang lebih cepat.

b. Akurasi

Akurasi dari sebuah komparator bergantung pada nilai *voltage penguatan*, *common mode rejection ratio (CMRR)*, *input offset* dan *thermal drifts*. *Voltage penguatan* yang tinggi mengakibatkan beda tegangan (tegangan *hysteresis*) yang kecil yang akan menyebabkan tegangan keluaran komparator dapat berubah dengan cepat diantara level saturasinya. Di sisi lain, CMRR yang tinggi akan membantu untuk menghilangkan tegangan masukan *common mode*, seperti *noise*, di terminal input. Untuk meminimalisasikan masalah *offset*, nilai arus *input offset* dan tegangan *input offset* harus sekecil mungkin. Demikian juga dengan perubahan *offset* tersebut karena variasi temperatur, seharusnya sangat kecil.

c. Kesesuaian Keluaran

Nilai keluaran hasil komparasi yang dilakukan oleh *operational amplifier* harus sesuai dengan komparasi yang dilakukan, baik itu ketepatan komparasinya maupun nilai keluaran yang dihasilkan.

Berdasarkan ketiga hal diatas, maka ada beberapa parameter dalam *data sheet* yang perlu dianalisa agar didapatkan rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik yang optimal. Parameter-parameter tersebut dianalisa untuk memenuhi kebutuhan rangkaian yang mampu mendeteksi sinyal masukan sebesar 30 KHz, dan mampu menghasilkan sinyal keluaran dengan tingkat ketelitian yang sangat tinggi. Parameter yang perlu dianalisa untuk mendapatkan jenis *operational amplifier* terbaik adalah nilai CMRR, *Gain Bandwidth Product*, *Slew Rate*, tegangan dan arus *offset*, dan besarnya penguatan tegangan.

Tabel 4.1 Perbandingan *datasheet operational amplifier* uji

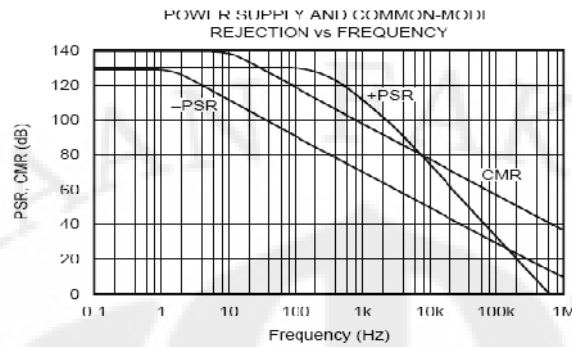
No	Op-Amp	Parameter Pemanding					
		CMRR	GBP	Slew Rate	Masukan Offset		Tegangan Penguatan
					Tegangan	Arus	
1	OPA2277PA	115 dB	1 MHz	0.8 V/ μ s	$\pm 20 \mu$ V	± 0.5 nA	140 dB
2	LTC1051/1053	112 dB	2.5 MHz	4 V/ μ s	$\pm 0.5 \mu$ V	± 0.5 pA	160 dB
3	OPA2652U	95 dB	200 MHz	335 V/ μ s	± 1.5 mV	$\pm 0.3 \mu$ A	63 dB
4	LM675T	90 dB	5.5 MHz	8 V/ μ s	± 1 mV	± 50 nA	90 dB
5	LT1807CS8	100 dB	325 MHz	125 V/ μ s	$\pm 200 \mu$ V	$\pm 0.03 \mu$ A	53 dB
6	LT1886CMS8	98 dB	700 MHz	200 V/ μ s	± 1 mV	± 150 nA	40 dB

Tabel 4.1 menunjukkan beberapa nilai parameter yang dimiliki oleh masing-masing komponen *operational amplifier* yang diuji pada kondisi ideal yang dikeluarkan oleh pabriknya. Parameter-parameter yang terdapat pada *datasheet* yang dibandingkan meliputi nilai CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*), *Penguatan Bandwidth Product*, *Input Offset* (tegangan dan arus) dan *Voltage Penguatan*. Pemilihan parameter pemanding ini didasarkan pada karakteristik yang diinginkan oleh alat.

4.2.1 CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*)

Sesuai dengan penjelasan sebelumnya, besar kecilnya nilai CMRR menentukan tingkat akurasi dari *operational amplifier* dan kemampuan *operational amplifier* untuk menekan nilai *noise* seminimal mungkin. Berdasarkan tabel 4.1 diatas, untuk kondisi ideal pada frekuensi rendah nilai CMRR tertinggi dimiliki oleh OPA2277PA sebesar 115 dB diikuti oleh LTC1051/1053 sebesar 112 dB. Sementara nilai CMRR terendah dimiliki oleh LM675T sebesar 90 dB. Dari sini terlihat bahwa OPA2277PA cocok untuk digunakan pada aplikasi yang memerlukan tingkat ketepatan yang tinggi, dibandingkan dengan *operational amplifier* uji lainnya.

Nilai CMRR juga dipengaruhi oleh frekuensi kerja rangkaian, dalam hal ini rangkaian fasa detektor yang dirancang beroperasi pada 30 kHz. Berikut ini adalah kurva yang menggambarkan hubungan antara frekuensi kerja dengan nilai CMRR,



Gambar 4. 1 Kurva CMRR vs Frekuensi pada OPA2277PA

Pada kurva CMRR vs frekuensi pada OPA2277PA diatas, terlihat bahwa untuk frekuensi kerja sebesar 30 kHz maka nilai CMRR OPA2277PA adalah sebesar 68 dB.

Untuk LTC1051/1053, nilai CMRR pada frekuensi 30 kHz adalah sebesar 58 dB. Nilai CMRR pada LTC1051/1053 pada awalnya stabil pada nilai 120 dB sampai pada frekuensi kerja sebesar 1 kHz. Kemudian perlahan turun ketika frekuensi kerjanya naik, hal ini menunjukkan bahwa tingkat akurasi dari *operational amplifier* dan kemampuannya menekan pengaruh *noise* akan turun ketika frekuensi kerja rangkaian tinggi. Grafik CMRR terhadap frekuensinya dapat dilihat pada lembar lampiran.

Menurut *datasheet* OPA2652U, pada frekuensi kerja 30 kHz nilai CMRRnya adalah sebesar 77 dB atau paling tinggi dibandingkan OPA2277PA dan LTC1051/1053. Grafik CMRR terhadap frekuensinya dapat dilihat pada lembar lampiran.

Menurut *data sheet operational amplifier* LT1806CS8, nilai CMRR pada frekuensi kerja rangkaian sebesar 30 kHz adalah sebesar 96 dB. Paling tinggi dibandingkan nilai CMRR pada frekuensi 30kHz yang dimiliki oleh OPA2277PA, LT1051/1053, OPA2652U dan LM675T. Gambar grafik CMRR terhadap frekuensi LT1806CS8 dapat dilihat pada lembar lampiran.

Nilai CMRR vs frekuensi pada LT1886CMS8 hanya terukur untuk nilai frekuensi sebesar 100 kHz keatas. Oleh karena itu, nilai CMRR saat LT1886CMS8 bekerja pada frekuensi 30 kHz adalah sebesar 98 dB, sesuai dengan CMRR idealnya pada *datasheet*. Gambar grafiknya dapat dilihat pada lembar lampiran.

Dengan demikian, menurut data yang terdapat dalam *datasheet*, nilai *Common Mode Rejection Ratio* tertinggi pada frekuensi kerja sebesar 30 kHz dimiliki oleh LT1886CMS8. Hal ini berarti idealnya LT1886CMS8 adalah *operational amplifier* yang mempunyai kemampuan untuk mereduksi nilai *noise* paling besar dibandingkan dengan *operational amplifier* uji lainnya pada frekuensi 30 kHz. Nilai CMRR yang tinggi diperlukan pada perancangan fasa detektor berfrekuensi rendah, sehingga nilai keluaran dari rangkaian tersebut akurat dan mempunyai nilai ketelitian tinggi.

4.2.2 Penguatan *Bandwidth Product*

Parameter *datasheet* kedua sebagai pembanding keenam *operational amplifier* uji adalah besarnya *penguatan bandwidth product*. *Penguatan bandwidth product* digunakan pada respon frekuensi *open loop*. Sesuai dengan penjelasan di awal, *bandwidth* merupakan aspek yang penting untuk membuat *operational amplifier* frekuensi tinggi dapat bekerja dengan praktis dan untuk meningkatkan ketepatan penguatan sinyal. Idealnya *operational amplifier* mempunyai lebar *bandwidth* yang tidak terhingga sehingga penguatan sinyal akan tetap untuk frekuensi berapapun. Akan tetapi yang terjadi, *penguatan bandwidth product* tiap *operational amplifier* yang diproduksi mempunyai lebar yang berbeda-beda.

Berdasarkan tabel 4.1, *penguatan bandwidth product* terbesar dimiliki oleh LT1886CMS8 yakni sebesar 700 MHz, kemudian diikuti oleh LT1806CS8 sebesar 325 MHz. Data ini menunjukkan bahwa LT1886CMS8 dapat beroperasi dengan penguatan tegangan (*voltage penguatan*) yang tetap sampai pada frekuensi 700 MHz, sehingga dapat dikatakan bahwa ketepatan penguatan tegangan LT1886CMS8 mempunyai lebar frekuensi paling besar dibandingkan dengan *operational amplifier* uji yang lainnya. Oleh karena frekuensi kerja detektor fasa frekuensi rendah adalah sebesar 30 kHz, maka agar didapatkan data keluaran yang akurat harus menggunakan *operational amplifier* yang *penguatan bandwidth productnya* diatas 30 kHz, dalam hal ini *operational amplifier* uji yang memenuhi adalah OPA2652U, LT1806CS8 dan LT1886CMS8.

4.2.3 Slew Rate

Parameter ketiga yang digunakan sebagai pembanding enam *operational amplifier* uji sebagai dasar pemilihan komponen yang paling tepat untuk digunakan dalam perancangan detektor fasa frekuensi rendah adalah besarnya nilai *slew rate*. Sebagaimana dijelaskan pada bab 2, nilai *slew rate* terkait erat dengan respon tegangan keluaran *operational amplifier* setiap detik. Pada perancangan detektor fasa frekuensi rendah ini, *operational amplifier* digunakan untuk membandingkan tegangan sinusoidal dengan tegangan referensi nol volt. Pada saat tegangan masukan mencapai nilai nol volt, maka tegangan keluaran *operational amplifier* akan berubah dari nol volt menjadi sama dengan tegangan suplai positifnya. Semakin cepat tegangan keluaran *operational amplifier* berubah dari nol volt menjadi sama dengan tegangan suplai positifnya, maka semakin akurat pembacaan beda fasa antara tegangan keluaran dibandingkan tegangan masukan. Kecepatan transisi dari nol volt menjadi sama dengan nilai tegangan suplai positif ditentukan oleh besar kecilnya *slew rate* nya.

Berdasarkan data pada tabel 4.1, nilai *slew rate* terbesar dimiliki oleh OPA2652U sebesar 335 V/ μ s kemudian diikuti oleh LT1886CMS8 sebesar 200 V/ μ s. Menurut rumus FPBW pada penjelasan sebelumnya, untuk frekuensi sebesar 30 kHz maka kita dapat menghitung nilai *slew rate* minimum yang diijinkan sehingga nilai keluaran dari rangkaian masih tepat.

$$FPBW = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi V_p}$$

$$30000 = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi \cdot 3,3}$$

$$\text{Slew Rate} = 6,22 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Slew rate sebesar 6,22 V/ μ s untuk frekuensi 30 kHz adalah kondisi ideal, artinya penulis tidak memperhatikan faktor-faktor lain. Akan tetapi karena masalah fabrikasi dan *slew rate* sangat rentan terhadap perubahan suhu, nilai *slew rate* suatu *operational amplifier* biasanya lebih kecil nilainya dibandingkan apa yang tertulis di *data sheet*nya. Sehingga dalam pemilihan *operational amplifier* untuk rangkaian detektor fasa frekuensi rendah, perlu dipilih *operational amplifier* yang mempunyai nilai *slew rate* yang lebih tinggi dari 6,22 V/ μ s. Oleh karena itu,

operational amplifier uji yang dapat digunakan pada rangkaian detektor fasa dengan frekuensi 30 kHz adalah LM675T, OPA2652U, LT1807CS8 dan LT1886CMS8.

4.2.4 Input Offset

Parameter keempat yang digunakan untuk membandingkan keenam *operational amplifier* uji adalah besarnya *input offset*, baik itu tegangan ataupun arus. Sesuai dengan penjelasan sebelumnya, nilai *input offset* suatu *operational amplifier* merupakan parameter yang penting apabila *operational amplifier* digunakan sebagai komparator. Tegangan *input offset* terkait erat dengan keseimbangan tegangan antara dua terminal *operational amplifier*. Sedangkan arus *input offset* digunakan sebagai indikator derajat ketidakseimbangan diantara dua arus bias. Oleh sebab itu, kedua parameter *offset* masukan ini sangat berpengaruh terhadap akurasi pembacaan.

Berdasarkan data pada tabel 4.1 diatas, tegangan offset masukan terendah dimiliki oleh LTC1051/1053 yakni sebesar $\pm 0.5 \mu\text{V}$, kemudian diikuti oleh OPA2277PA sebesar $20 \mu\text{V}$. Sedangkan arus offset masukan terendah juga dimiliki oleh LTC1051/1053 sebesar $\pm 0.5 \text{ pA}$, lalu diikuti oleh OPA2277PA sebesar $\pm 0.5 \text{ nA}$. Data ini menunjukkan bahwa LTC1051/1053 merupakan *operational amplifier* yang mempunyai keseimbangan tegangan dan arus antara kedua terminalnya paling baik dibandingkan dengan *operational amplifier* uji lainnya. Sehingga untuk frekuensi kerja yang rendah, LTC1051/1053 sangat baik digunakan sebagai komparator. Namun untuk rangkaian detektor fasa pada perancangan ini, LTC1051/1053 kurang cocok digunakan, mengingat pada parameter pembanding sebelumnya tingkat kehandalan LTC1051/1053 masih dibawah *operational amplifier* uji lainnya.

4.2.5 Penguatan Tegangan

Parameter kelima yang digunakan untuk membandingkan keenam jenis *operational amplifier* uji adalah nilai penguatan tegangannya (*voltage penguatan*). Nilai *voltage penguatan* berpengaruh terhadap nilai CMRR, *voltage penguatan* yang tinggi mengakibatkan beda tegangan (tegangan *hysteresis*) yang kecil yang akan menyebabkan tegangan keluaran komparator dapat berubah dengan cepat

diantara level saturasinya. Oleh karena itu, keakuratan pembacaan operational amplifier dalam membandingkan tegangan nol volt dengan tegangan masukan semakin baik.

Berdasarkan tabel 4.1 diatas, nilai tegangan penguatan tertinggi dipunyai oleh LTC1051/1053 yakni sebesar 160 dB, dan terendah dimiliki oleh LT1886CS8 sebesar 40 dB. Berdasarkan parameter ini, LTC1051/1053 merupakan *operational amplifier* yang paling baik dalam mereduksi tegangan *hysterisis* yang mungkin terjadi di sinyal keluarannya pada frekuensi rendah. Hal ini sesuai dengan nilai CMRR pada frekuensi rendah dari LTC1051/1053 yang besar. Ini menunjukkan bahwa besarnya tegangan penguatan sebanding dengan nilai CMRR nya. Dengan analogi tersebut mak untuk frekuensi sebesar 30 kHz nilai tegangan penguatan tertinggi dimiliki oleh LT1886CS8 karena pada frekuensi tersebut nilai CMRR LT1886CS8 paling tinggi dibanding *operational amplifier* uji yang lainnya.

Tabel 4.2 Pemilihan *operational amplifier* berdasarkan parameter *datasheet* pada frekuensi 30 kHz

No	Op-Amp	Parameter Pemanding					
		GBP	Slew Rate	CMRR	Masukan Offset		Tegangan Penguatan
					Tegangan	Arus	
1	OPA2277PA						
2	LTC1051/1053						
3	OPA2652U						
4	LM675T						
5	LT1807CS8						
6	LT1886CMS8						

Oleh karena itu, untuk menentukan *operational amplifier* uji mana yang cocok untuk digunakan oleh detektor fasa frekuensi rendah yang dirancang penulis membuat tabel pemilihan 4.2. Apabila *operational amplifier* uji memenuhi kriteria parameter pembanding, maka kotak akan dicetak abu-abu. Sedangkan jika tidak memenuhi kotak akan tetap dicetak putih. Urutan prioritas parameter pembanding mulai dari yang terbesar ke terkecil sesuai dengan susunan pada tabel 4.2 dari kolom paling kiri ke kanan.

Berdasarkan tabel tersebut, hanya LT1807CS8 yang memenuhi semua kriteria untuk digunakan sebagai komponen utama detektor fasa. *Operational amplifier* kedua yang dapat digunakan adalah LT1886CS8. Perbedaan antara

keduanya hanya terletak pada nilai masukan *offset* LT1886CS8 yang jauh lebih besar dibandingkan dengan LT1807CMS8. Akan tetapi karena masukan *offset* hanya menempati prioritas keempat dalam pemilihan komponen, maka kedua tipe *operational amplifier* yang diproduksi oleh *Linear Technology* ini layak dikedepankan sebagai komponen utama rangkaian.

Operational amplifier yang menempati peringkat ketiga adalah OPA2652U. Dari sisi *bandwidth* yang lebar dan *slew rate* yang tinggi sebenarnya tipe ini dapat dikedepankan untuk dipilih. Akan tetapi karena detektor fasa yang dirancang harus memiliki tingkat akurasi yang tinggi dalam membandingkan nilai beda fasa antara sinyal masukan dan keluaran sensor maka OPA2652U menjadi kurang baik untuk digunakan. Sebagaimana yang telah dijelaskan di awal pembahasan, tingkat akurasi yang tinggi ditentukan oleh nilai CMRR, masukan *offset* dan tegangan penguatan. Hal ini yang tidak dimiliki oleh *operational amplifier* OPA2652U.

Untuk ketiga *operational amplifier* uji lainnya, berdasarkan parameter-parameter perbandingan dapat disimpulkan bahwa ketiganya tidak memenuhi kriteria untuk digunakan sebagai komponen utama detektor fasa.

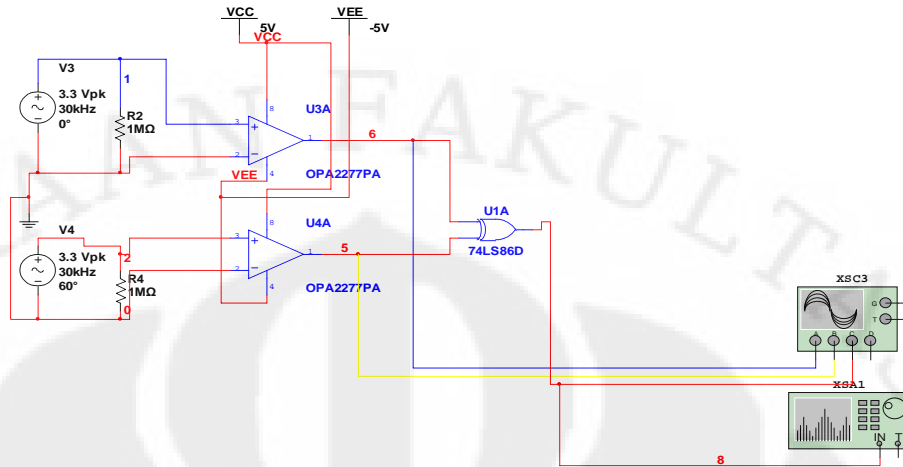
4.3 Analisa Menggunakan Software Multisim 10.0.1

Dengan menggunakan simulasi yang telah dirancang dengan menggunakan multisim 10.0.1 dan dijelaskan pada bab 3, keenam jenis *operational amplifier* tersebut digunakan sebagai komponen dalam rancangan simulasi rangkaian.

4.3.1 Analisa Rangkaian dan Grafik Keluaran

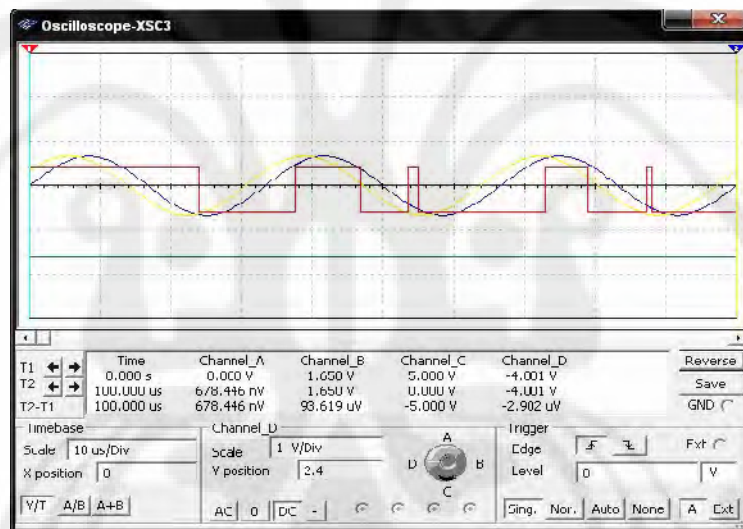
4.3.1.1 *Operational amplifier* OPA2277PA

Gambar rangkaian simulasi untuk *operational amplifier* OPA2277PA adalah sebagai berikut,



Gambar 4. 2 Simulasi rangkaian dengan menggunakan OPA2277PA

Hasil keluaran sinyal dengan menggunakan *oscilloscope* adalah sebagai berikut,



Gambar 4. 3 Hasil pengamatan sinyal keluaran dengan *oscilloscope*

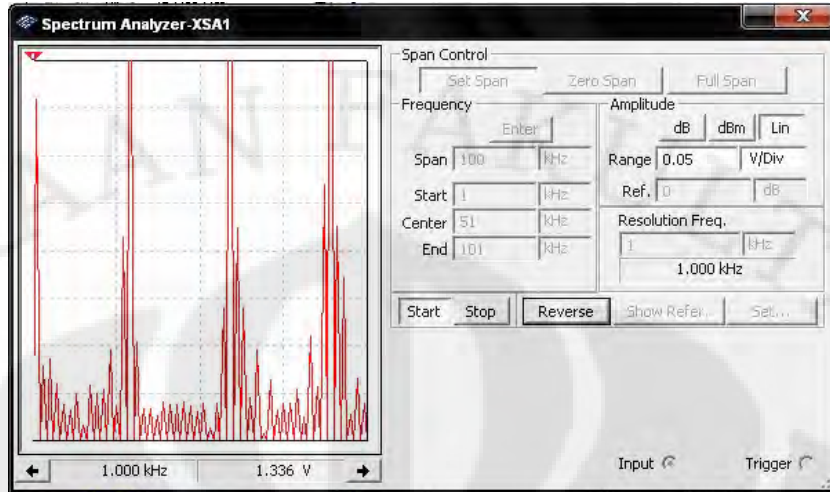
Sinyal yang berwarna kuning dan biru merupakan sinyal masukan rangkaian, yang mempunyai beda fasa 30° . Sinyal merah merupakan sinyal keluaran dari *exclusive OR*. Sinyal merah keluaran dari *oscilloscope* berupa sinyal berbentuk kotak, namun tidak teratur periodenya.

Tabel 4.3 Data keluaran hasil simulasi dengan lebar fasa 30°

Data ke-	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	2.67718E-05	3.80130E-06
2	9.33590E-06	Variasi Data
3	1.71369E-06	2.09835E-11

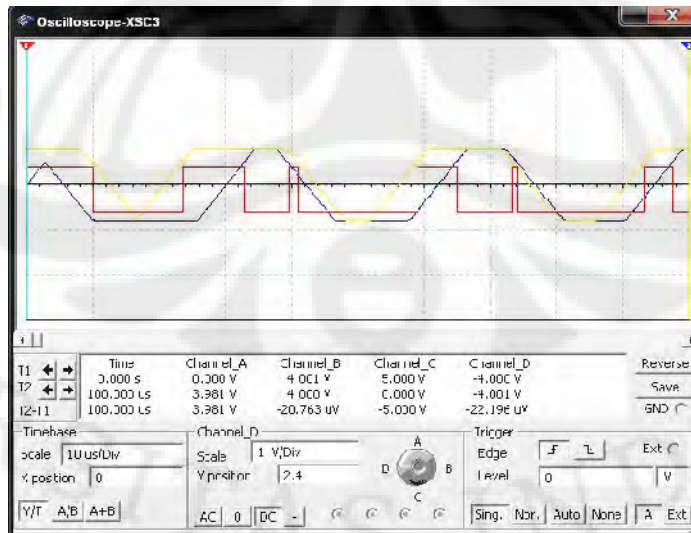
4	6.01558E-06	Variasi/Rata-Rata
5	5.41813E-07	5.52009E-06
6	4.25776E-06	Standar Deviasi
7	1.71369E-06	4.58078E-06
8	3.47651E-06	Lebar 1°
9	2.10432E-06	1.26710E-07
10	3.08588E-06	
11	2.49494E-06	
12	2.89057E-06	
13	2.69026E-06	
14	2.89057E-06	
15	2.69026E-06	
16	2.89057E-06	
17	2.69026E-06	
18	2.69526E-06	
19	2.88557E-06	
20	2.69526E-06	
21	2.69026E-06	
22	2.69526E-06	
23	2.88557E-06	
24	2.69526E-06	
25	2.88557E-06	
26	2.69026E-06	
27	2.69526E-06	
28	2.88557E-06	
29	2.69526E-06	
30	2.69026E-06	

Tabel 4.3 merupakan data keluaran yang merepresentasikan beda fasa dari simulasi rangkaian pembaca keluaran sensor dengan menggunakan *operational amplifier* OPA2277PA (lebar sinyal pulsa berwarna merah). Untuk data ke-1 sampai ke 8 terlihat variasi data yang cukup besar, hal ini disebabkan karena data keluaran dari rangkaian belum berada pada kondisi stabil. Pada data ke-9 dan seterusnya, variasi data cenderung lebih stabil dan setelah di rata-rata didapatkan nilai $3,80130 \times 10^{-6}$. Nilai variasi dari ke-30 data yang diambil adalah $2,09835 \times 10^{-11}$, sehingga perbandingan antara variasi dan rata-rata adalah sebesar $5,52009 \times 10^{-6}$. Nilai perbandingan antara variasi dan rata-rata tersebut cukup kecil, sehingga kita dapat menggunakan nilai rata-rata lebar pulsa itu sebagai nilai lebar pulsa 30°. Jika besarnya rata-rata lebar pulsa dibagi 30, maka didapatkan nilai lebar pulsa untuk setiap beda fasa 1° yakni sebesar $1,26710 \times 10^{-7}$.



Gambar 4.4 Hasil pengamatan sinyal keluaran dengan *spectrum analyzer*

Apabila sinyal keluaran dari *exclusive OR* (sinyal yang berwarna merah) diamati dengan menggunakan *spectrum analyzer*, maka akan didapatkan keluaran seperti gambar 4.4. Berdasarkan gambar tersebut, terdapat 4 frekuensi yang dominan yakni pada frekuensi 2 kHz, 30 kHz, 60 kHz dan 90 kHz disamping nilai *ripple* frekuensi lainnya yang mempunyai penguatan yang tinggi. *Magnitude* frekuensi sinyal spektrum frekuensi tertinggi berada pada frekuensi 90 kHz yakni sebesar 1,398 volt, sedangkan *magnitude* sinyal kedua tertinggi sebesar 0,89 volt pada frekuensi 60 kHz. Sehingga didapatkan perbandingan kedua *magnitude* tersebut adalah 1,57.



Gambar 4.5 Grafik pengamatan sinyal keluaran *operational amplifier* yang berfungsi sebagai komparator

Penyebab dari munculnya 4 frekuensi yang dominan pada sinyal keluaran rangkaian dengan menggunakan *operational amplifier* jenis OPA2277PA adalah karena *slew rate* dari OPA2277PA terlalu rendah ($0,8 \text{ V}/\mu\text{s}$). Hal ini terlihat pada gambar 4.5 dimana sinyal keluaran dari *operational amplifier* yang berfungsi sebagai komparator dalam rangkaian tidak berbentuk kotak melainkan trapesium. Hal ini berdampak pada sinyal keluaran dari *exclusive OR* nya yang berwarna merah menjadi tidak beraturan periodenya.

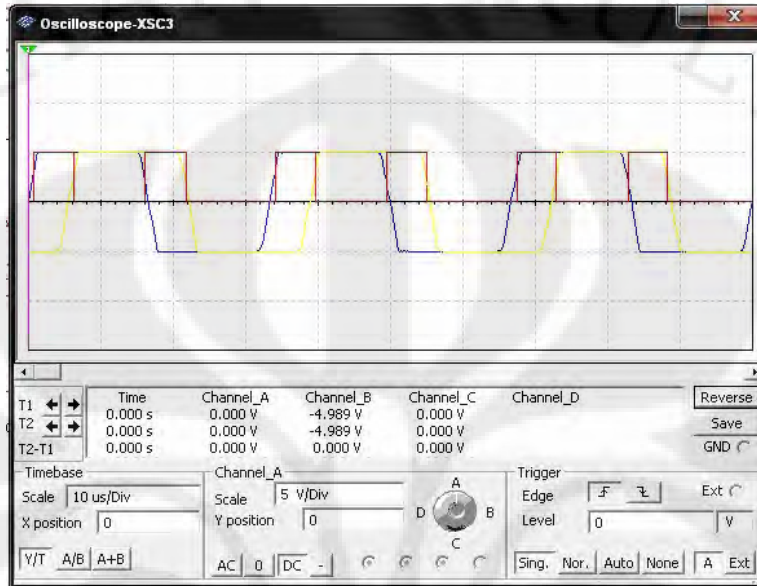
4.3.1.2 *Operational Amplifier* LTC1051/1053

Gambar rangkaian simulasi, hasil pengamatan menggunakan *oscilloscope* dan *spectrum analyzer* dengan menggunakan *operational amplifier* LTC1051/LTC1053 dapat dilihat pada lembar lampiran 3.

Berdasarkan data keluaran hasil simulasi pada lampiran 4, data lebar pulsa relatif stabil dari data pertama sampai data ke-30. Nilai lebar pulsa rata-rata adalah sebesar $2,7839 \times 10^{-6}$, dengan nilai variasi data sebesar $9,82827 \times 10^{-15}$. Perbandingan antara variasi data dan data rata-rata lebar pulsa adalah $3,53039 \times 10^{-9}$. Dengan nilai perbandingan yang kecil, kita dapat menggunakan nilai rata-rata lebar pulsa sebesar $2,7839 \times 10^{-6}$ untuk mewakili 30 data lebar pulsa pada tabel 4.3 diatas. Selanjutnya lebar pulsa sebesar 1° didapatkan dengan membagi nilai rata-rata lebar pulsa dengan 30, dan didapatkan nilai sebesar $9,27967 \times 10^{-8}$. Akan tetapi berdasarkan grafik sinyal pengamatan menggunakan *oscilloscope*, pulsa merah yang menunjukkan besarnya beda fasa tidak mempunyai periode yang tetap dan munculnya pulsa tidak tepat saat sinyal masukan berwarna kuning dan biru bernilai nol volt. Hal ini tampak jelas apabila diamati dengan menggunakan *spectrum analyzer*.

Berdasarkan grafik pengamatan menggunakan *spectrum analyzer*, frekuensi yang dominan adalah 60 kHz dan 90 kHz. Nilai *magnitude* untuk frekuensi 60 kHz sebesar 1,488 volt, sedangkan untuk frekuensi 90 kHz sebesar 0,523 volt. *Ripple* frekuensi yang lain juga mempunyai level tegangan yang cukup tinggi. Hal ini terjadi karena ada *delay* pada saat *operational amplifier* LTC 1051 membandingkan sinyal masukan dengan tegangan 0 volt. Besarnya *delay* dipengaruhi oleh nilai dari *slew rate* dari *operational amplifier* LTC 1051,

nilainya sebesar $4 \text{ V}/\mu\text{s}$. Oleh karena *delay* inilah, maka periode kemunculan dari sinyal berwarna merah tidak selalu tepat saat sinyal masukan mencapai nilai 0 volt. Hal ini bisa dilihat pada gambar 4.11.



Gambar 4. 11 Grafik pengamatan sinyal keluaran *op-amp* yang berfungsi sebagai komparator

4.3.1.3 Operational amplifier OPA2652U

Gambar rangkaian simulasi, hasil pengamatan menggunakan *oscilloscope* dan *spectrum analyzer* dapat dilihat pada lembar lampiran 3.

Berdasarkan tabel data rangkaian detektor fasa menggunakan OPA2652U pada lampiran 4, maka data keluaran yang merepresentasikan beda fasa sebesar 30° diperoleh nilai rata-rata sebesar $2,77029 \times 10^{-6}$ dengan variasi data sebesar $6,10428 \times 10^{-15}$. Variasi dibanding dengan data rata-rata adalah sebesar $2,20348 \times 10^{-9}$, dengan nilai perbandingan yang kecil ini kita dapat menggunakan nilai data rata-rata sebagai representasi beda fasa sebesar 30° dengan menggunakan OPA2652U. Oleh karena itu, besarnya beda fasa sebesar 1° dari simulasi menggunakan OPA2652U adalah sebesar $9,23430 \times 10^{-8}$.

Dari pengamatan menggunakan *spectrum analyzer*, nilai frekuensi yang dominan untuk rangkaian simulasi dengan menggunakan *operational amplifier* OPA2652U adalah 60 kHz dengan besarnya *magnitude* sebesar 1,568 V. Frekuensi dominan kedua adalah 28 kHz yang mempunyai *magnitude* sebesar

0,35 V dan frekuensi 32 kHz *magnitudenya* sebesar 0,33 V. Apabila dibandingkan nilai *magnitude* antara frekuensi dominan dengan frekuensi dominan kedua didapatkan nilai 4,521. Dari sisi ini, dapat dikatakan bahwa data keluaran dari rangkaian pembaca keluaran sensor dengan menggunakan OPA2652U cenderung stabil dibandingkan dengan kedua *operational amplifier* sebelumnya.

4.3.1.4 *Operational amplifier LM675T*

Gambar rangkaian simulasi, hasil pengamatan menggunakan *oscilloscope* dan *spectrum analyzer* dapat dilihat pada lampiran 3.

Berdasarkan tabel data pada lampiran 4, data keluaran lebar fasa hasil simulasi mengalami penurunan mulai data ke-1 sampai data ke-30. Hal ini menunjukkan bahwa data yang diperoleh tidak stabil. Nilai rata-rata lebar pulsanya adalah $3,05058 \times 10^{-5}$ dengan variasi data sebesar 5.11763×10^{-11} . Perbandingan antara variasi dan rata-rata lebar pulsa adalah sebesar 1.67759×10^{-6} . Lebar pulsa 1° menurut simulasi menggunakan *operational amplifier LM675T* adalah sebesar 1.01686×10^{-6} .

Hasil pengamatan dengan menggunakan *spectrum analyzer* dari rangkaian dengan menggunakan *operational amplifier LM675T* menunjukkan bahwa frekuensi utama dari sinyal merah adalah pada frekuensi 60 kHz. Besarnya *magnitude* pada frekuensi tersebut adalah sebesar 2,346 V. Sedangkan frekuensi lain yang mempunyai *magnitude* cukup tinggi adalah 32 kHz dan 90 kHz. Besarnya *magnitude* pada 32 kHz adalah sebesar 0,223 V dan pada 90 kHz sebesar 0,228 V. Perbandingan antara *magnitude* maksimum dan kedua maksimum adalah sebesar 3,0978. Oleh karena perbandingan *magnitude* yang cukup besar, dapat dikatakan bahwa sinyal merah yang merepresentasikan beda fasa tersebut mempunyai frekuensi yang stabil pada 60 kHz.

4.3.1.5 *Operational Amplifier LT1807CMS8*

Gambar rangkaian, hasil pengamatan menggunakan *oscilloscope* dan *spectrum analyzer* dapat dilihat pada lampiran 3.

Sama halnya dengan simulasi pada *operational amplifier* sebelumnya, sinyal masukan yang dibandingkan nilai fasanya adalah sinyal kuning dan sinyal

biru. Sinyal merah merupakan sinyal yang merepresentasikan besarnya beda fasa antara sinyal kuning dan merah.

Menurut tabel data hasil pengamatan pada lampiran 4, data hasil keluaran dari simulasi cenderung stabil dengan variasi data sangat kecil sebesar 4.72410×10^{-15} dan nilai rata-rata data keluarannya sebesar 2.74245×10^{-6} . Data keluaran seperti ini didapatkan karena nilai *slew rate* dari LT1807CMS8 dan lebar *bandwidth*nya tinggi, sehingga nilai ketepatan dalam membandingkan dua sinyal masukan menjadi sangat presisi. Disamping itu, nilai rata-rata data keluaran dapat digunakan sebagai representasi dari lebar pulsa sebesar 30° dari rangkaian pembaca keluaran sensor menggunakan LT1807CMS8 karena perbandingan antara variasi data dan rata-rata data sangat kecil yakni sebesar 1.72259×10^{-9} . Sehingga didapatkan lebar pulsa 1° sebesar 9.14150×10^{-8} .

Berdasarkan pengamatan sinyal dalam domain frekuensi menggunakan *spectrum analyzer*, nilai frekuensi yang dominan terdapat pada 60 kHz yang mempunyai *magnitude* sebesar 1,586 Volt. Frekuensi lain yang mempunyai *magnitude* kedua terbesar adalah pada 28 kHz dengan *magnitude* sebesar 0,353 kHz. Perbandingan kedua *magnitude* tersebut adalah sebesar 4,489 atau paling besar dibandingkan dengan keluaran dari keempat *operational amplifier* sebelumnya. Hasil perbandingan ini menandakan *operational amplifier* LT1807CMS8 lebih stabil dibandingkan keempat *operational amplifier* sebelumnya. Kestabilan keluaran dari *operational amplifier* LT1807CMS8 tidak lepas dari tingginya *slew rate* dan *bandwidth* yang lebar seperti yang telah dijelaskan pada analisa *data sheet* LT1807CMS8.

4.3.1.6 Operational Amplifier LT1886CS8

Gambar rangkaian, Gambar rangkaian, hasil pengamatan menggunakan oscilloscope dan spectrum analyzer dapat dilihat pada lampiran 3.

Berdasarkan data pengamatan untuk LT1886CS8 pada lampiran 4, data keluarannya mempunyai nilai kestabilan yang tinggi seperti halnya pada simulasi dengan menggunakan LT1807CMS8. Nilai variasi datanya adalah sebesar 6.69962×10^{-15} dengan nilai rata-rata keluarannya sebesar 2.76903×10^{-6} . Sama seperti halnya LT1807CMS8, data keluaran dengan variasi yang rendah didapatkan karena *slew rate* dan lebar *bandwidth* yang besar. Perbandingan antara

variasi data dan rata-rata data keluaran sebesar 2.41948×10^{-9} , sehingga nilai rata-rata keluaran data dapat digunakan sebagai representasi beda fasa sebesar 30° , lebar beda fasa 1° adalah sebesar 9.23009×10^{-8} .

Pada pengamatan dengan spectrum analyzer didapat level sinyal maksimum yang diperoleh berada pada frekuensi 60 kHz dengan level sebesar 1,569 Volt, sedangkan level sinyal kedua maksimum berada pada frekuensi 28 kHz dengan magnitude sebesar 0,355 Volt. Perbandingan kedua level pada sinyal *spectrum analyzer* adalah sebesar 4,4125 atau sedikit lebih rendah dibandingkan *operational amplifier* LT1807CMS8.

4.3.2 Analisa Data Keluaran

4.3.2.1 Data Keluaran Beda Fasa

Tabel 4.4 Perbandingan data keluaran beda fasa *operational amplifier*

No	Op-Amp	Data Keluaran Beda Fasa Sebesar 30°				
		Lebar Rata-Rata	Variasi Data	Variasi/Rata-Rata	Standar Deviasi	Lebar 1°
1	OPA2277PA	3.8129E-06	2.0900E-11	5.5200E-11	4.5807E-06	1.2670E-07
2	LTC1051/1053	2.7839E-06	9.8282E-15	3.5303E-09	9.9137E-08	9.2796E-08
3	OPA2652U	2.7702E-06	6.1042E-15	2.2034E-09	7.8129E-08	9.2343E-08
4	LM675T	3.0505E-05	5.1176E-11	1.6775E-06	1.0467E-05	1.0168E-06
5	LT1807CMS8	2.7424E-06	4.7241E-15	1.7225E-09	6.8732E-08	9.1415E-08
6	LT1886CS8	2.7690E-06	6.6996E-15	2.4194E-09	8.1851E-08	9.2300E-08

Tabel 4.4 merupakan tabel perbandingan data keluaran simulasi rangkaian pembaca keluaran sensor dengan pengaturan beda fasa antara kedua sinyal masukan sebesar 30° . Perbandingan keenam *operational amplifier* didasarkan pada lima parameter data keluaran adalah sebagai berikut,

a. Lebar Rata-Rata

Lebar rata-rata sinyal merah bervariasi untuk setiap *operational amplifier* yang diuji. LT1807CMS8, LT1886CS8, OPA2652 dan LTC1051/1053 mempunyai lebar rata-rata sinyal yang hampir sama sebesar $2,7 \times 10^{-6}$. Sedangkan OPA2277PA dan LM675T mempunyai lebar rata-rata sinyal sebesar 3.8129×10^{-6} dan $3,0505 \times 10^{-5}$. Lebar pulsa sinyal merah menunjukkan kecepatan dan ketepatan operasi dari *operational amplifier* yang digunakan, dalam hal ini bergantung pada *slew rate* dan lebar *bandwidthnya* seperti yang telah dijelaskan pada bab II. Semakin cepat *operational amplifier*

dalam merespon keadaan ketika sinyal masukan bernilai 0 volt, maka semakin tepat pembacaan beda fasa antara kedua sinyal masukan.

b. Variasi Data

Variasi data keluaran dari keenam *operational amplifier* berbeda-beda. Namun, seperti halnya lebar rata-rata diatas LT1807CMS8, LT1886CS8, OPA2652U dan LT1051/1053 mempunyai variasi data yang hampir sama pada kisaran 10^{-15} . Variasi data keluaran simulasi terkecil diperoleh ketika rangkaian menggunakan *operational amplifier* LT1807CMS8 yaitu sebesar 4.7241×10^{-15} , diikuti oleh OPA2652 dengan variasi sebesar 6.1042×10^{-15} . Besarnya variasi data tersebut menunjukkan kestabilan data keluaran yang paling besar dimiliki oleh LT1807CMS8, diikuti oleh OPA2652U dan LT1886CMS8.

c. Variasi Data/Data Rata-Rata

Parameter ketiga yang digunakan sebagai pembanding keenam *operational amplifier* yang diuji adalah variasi data/data rata-rata. Nilai perbandingan ini digunakan untuk mengukur apakah nilai data rata-rata dapat digunakan sebagai representasi dari data keluaran simulasi atau tidak, hal ini tergantung pada besar kecilnya nilai perbandingan. Semakin kecil perbandingannya maka data rata-rata semakin *valid* untuk digunakan sebagai representasi data. Berdasarkan tabel 4.4 diatas, nilai perbandingan paling kecil didapatkan untuk *operational amplifier* LT1807CMS8 yakni sebesar 1.7225×10^{-9} , kemudian OPA2652U sebesar 2.2034×10^{-9} dan yang ketiga adalah LT1886CMS8. Hal ini menandakan bahwa LT1807CMS8 adalah *operational amplifier* dengan keluaran data paling stabil dibandingkan kelima *operational amplifier* yang diuji lainnya. Namun, karena keenam data tersebut memiliki nilai perbandingan variasi dan data rata-rata yang kecil, maka data rata-rata dari keenam *operational amplifier* dapat digunakan sebagai pengganti data keluaran simulasi.

d. Standar Deviasi

Parameter keempat yang digunakan sebagai pembanding *operational amplifier* yang diuji adalah standar deviasi. Standar deviasi digunakan untuk melihat lebarnya sebaran data pada data yang terdistribusi normal. Semakin kecil nilai

standar deviasinya, maka data tersebut semakin stabil. Dalam hal ini data keluaran *operational amplifier* LT1807CMS8 mempunyai standar deviasi terkecil yakni sebesar 9.1415×10^{-8} , diikuti oleh LT1886CS8 sebesar 9.2300×10^{-8} .

e. Lebar Pulsa 1°

Lebar pulsa sebesar 1° didapat dengan membagi lebar pulsa 30° hasil keluaran simulasi dengan 30. seperti halnya lebar pulsa 30° , besarnya lebar pulsa ini tergantung dari kecepatan dan ketepatan *operational amplifier* dalam membandingkan sinyal masukan dengan 0 volt. Dalam hal ini LT1807CMS8, LT1886CS8, OPA2652U dan LTC1051/1053 mempunyai lebar pulsa 1° yang sama yakni sebesar 9×10^{-8} .

Dari lima parameter yang digunakan untuk membandingkan enam jenis *operational amplifier*, didapat bahwa LT1807CMS8 merupakan *operational amplifier* yang mempunyai nilai kestabilan data keluaran yang paling baik dibandingkan *operational amplifier* yang lainnya. Hal ini dibuktikan dengan paling rendahnya nilai variasi dan standar deviasi data keluaran hasil simulasi.

4.3.2.2 Data Keluaran *Spectrum Analyzer*

Tabel 4.5 Data keluaran *spectrum analyzer*

No	Op-Amp	Sinyal Maksimum		Sinyal Kedua Maksimum		perbandingan kedua sinyal
		Frekuensi (kHz)	Magnitudo (V)	Frekuensi (kHz)	Magnitudo (V)	
1	OPA2277PA	90	1.39820431	60	0.8905724	1.570006335
2	LT1051ACJ8	60	1.488767	90	0.523154	2.845752876
3	OPA2652U	60	1.5686829	28	0.346964	4.521169055
4	LM675T	30	3.170486	90	1.023445	3.097856749
5	LT1807CMS8	60	1.585886	28	0.353267	4.489199387
6	LT1886CS8	60	1.569101	28	0.355604	4.41249536

Data yang dibandingkan adalah nilai frekuensi dan *magnitude* yang dimiliki oleh sinyal maksimum dan frekuensi serta *magnitude* sinyal kedua maksimum. Perbandingan dari kedua *magnitude* digunakan untuk menganalisa kestabilan frekuensi sinyal keluaran dari masing-masing *operational amplifier* yang diuji.

a. Sinyal Maksimum

Sinyal maksimum dari *spectrum analyzer* pada simulasi rangkaian dengan menggunakan LT1807CMS8, LT1886CS8, OPA2652U dan LT1051 berada pada frekuensi yang sama di 60 kHz. Diantara keempat *operational amplifier* tersebut yang mempunyai *magnitude* terbesar pada frekuensi 60 kHz adalah LT1807CMS8 dengan *magnitude* sebesar 1,585886. Diikuti oleh LT1886CS8 dengan 1,569101 dan OPA2562U sebesar 1,5686829. Sinyal maksimum pada *spectrum analyzer* berada pada frekuensi 60 kHz karena pulsa sinyal kotak hasil keluaran simulasi akan bernilai 5 volt ketika kedua sinyal masukan memotong tegangan nol volt. Oleh karena sinyal masukan mempunyai frekuensi 30 kHz dan sinyal masukan memotong tegangan nol volt di dua titik, maka besarnya frekuensi sinyal kotak sebesar 2 kali frekuensi sinyal masukan. Berdasarkan tabel 4.5 diatas, sinyal maksimum LT675T dan OPA2277PA tidak berada pada frekuensi 60 kHz, sehingga bisa dikatakan bahwa kedua *operational amplifier* tersebut tidak dapat membaca nilai beda fasa kedua sinyal masukan dengan tepat.

b. Sinyal Kedua Maksimum

Sinyal kedua maksimum dari *spectrum analyzer* untuk *operational amplifier* LT1886CS8, LT1807CMS8 dan OPA2652U berada pada frekuensi 28 kHz. *Magnitude* terkecil untuk sinyal kedua maksimum dari ketiga *operational amplifier* tersebut dipunyai oleh OPA2652U sebesar 0.346964, diikuti oleh LT1807CMS8 sebesar 0.353267 dan LT1807CS8 sebesar 0.355604.

c. Perbandingan Kedua Sinyal

Parameter ketiga sebagai pembanding keenam *operational amplifier* menurut tabel 4.5 adalah perbandingan antara sinyal maksimum dan sinyal kedua maksimum. Nilai perbandingan antara kedua sinyal ini menunjukkan besarnya kestabilan frekuensi data keluaran hasil rangkaian simulasi. Semakin besar nilai perbandingan antara kedua sinyal menunjukkan semakin stabilnya nilai frekuensi data keluaran maksimum. Berdasarkan tabel 4.5 diatas, perbandingan kedua sinyal terbesar dimiliki oleh OPA2652U sebesar 4,521 kemudian diikuti oleh LT1807CMS8 sebesar 4,489. Hal ini menunjukkan bahwa dari analisa *spectrum analyzer* didapatkan bahwa

operational amplifier OPA2652U paling stabil dibandingkan *operational amplifier* uji yang lain.



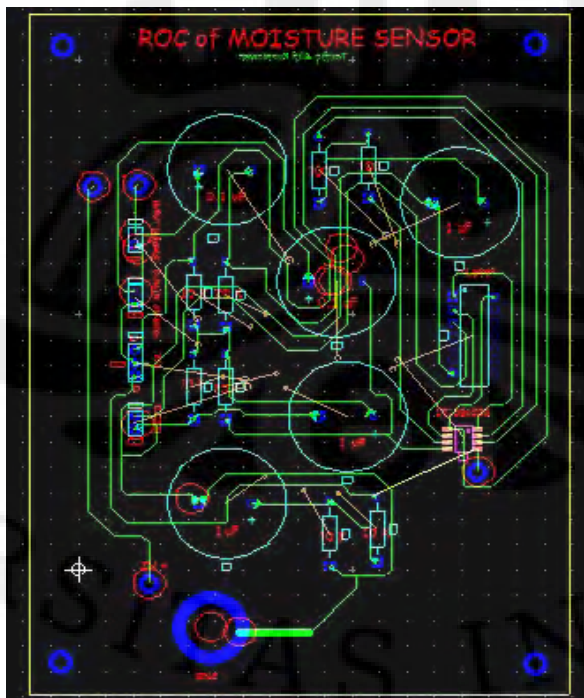
BAB 5
IMPLEMENTASI DAN OPTIMISASI
RANGKAIAN DETEKTOR FASA FREKUENSI RENDAH

5.1 Implementasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah

Implementasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah ini dilakukan dengan melalui beberapa tahap, yakni desain dengan menggunakan Ultiboard 10.0.1, implementasi desain pada *pcb (printed circuit board)* dan pengujian alat di laboratorium elektronika. Untuk komponen *operational amplifier* yang digunakan dalam perancangan, penulis memilih menggunakan LT1886CS8. Pemilihan ini didasarkan hasil analisa pemilihan komponen pada bab 4 sebelumnya.

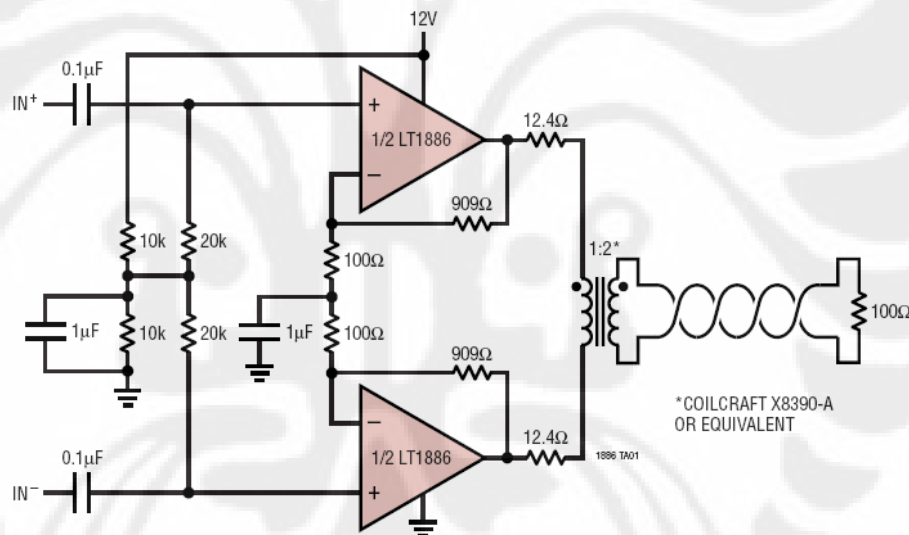
5.1.1 Desain Menggunakan Ultiboard 10.0.1

Salah satu cara yang dapat digunakan untuk mengimplementasikan rangkaian detektor fasa yang disimulasikan dengan menggunakan multisim 10.0.1 pada *pcb*, adalah dengan memindahkannya ke ultiboard 10.0.1



Gambar 5. 1 Desain rangkaian menggunakan Ultiboard 10.0.1

Selanjutnya dengan menggunakan Ultiboard 10.0.1, penulis mendesain rangkaian detektor fasa yang nantinya akan dicetak di pcb. Hasil rancangannya dapat dilihat pada gambar 5.1 di atas. Pada gambar rangkaian 5.1 di atas, selain beberapa komponen penyusun detektor fasa yang telah dijelaskan pada bab 3 sebelumnya, penulis menambahkan desain rangkaian kompensasi. Rangkaian kompensasi ini bertujuan untuk mencegah nilai arus besar yang masuk kedalam *operational amplifier*. Pada *datasheet* LT1886CS8 disebutkan bahwa jika perbedaan kedua kaki masukan lebih dari 0,7 volt maka arus yang masuk kedua kakinya harus dibatasi kurang dari 10 mA dengan menambahkan resistansi eksternal. Salah satu kombinasi resistansi eksternal yang dapat digunakan adalah seperti yang ditunjukkan pada *datasheet*, yakni pada rangkaian *single 12 V supply ADSL Modem Line Driver*.

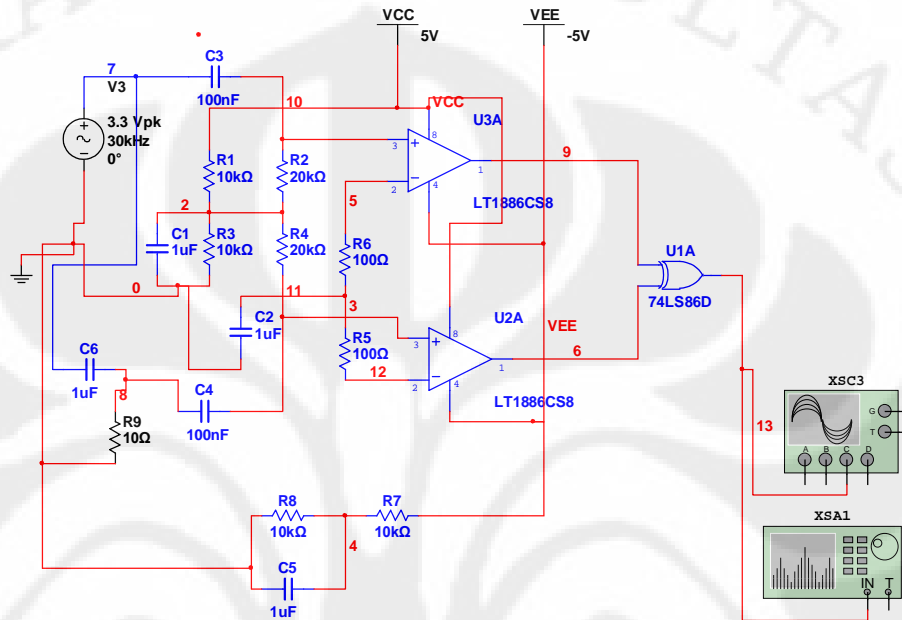


Gambar 5. 2 Rangkaian single 12 V supply ADSL Modem Line Driver

Pada skripsi ini nilai penguatan *operational amplifier* adalah tidak hingga dengan perbedaan nilai masukan kedua kakinya sebesar 3,3 Volt. Oleh karena itu untuk mencegah arus berlebih yang masuk ke dalam LT1886CS8 maka pada kedua kaki masukan positif dan negatif ditambahkan resistor dan kapasitor. Resistor digunakan untuk menjamin kestabilan keluaran, sedangkan kapasitor digunakan sebagai kopling arus dan mengurangi penguatan *noise* pada frekuensi rendah. Sesuai dengan *datasheet*nya, besarnya nilai kapasitansi kapasitor untuk

kopling arus (*high drive current*) berkisar antara $1\mu\text{F}$ - $10\mu\text{F}$. Sedangkan nilai resistansi resistornya dipilih nilai yang besar.

Untuk lebih jelasnya, desain rangkaian detektor fasa yang dilengkapi dengan rangkaian kompensasi dapat dilihat pada skema multisim berikut ini,



Gambar 5. 3 Desain rangkaian detektor fasa dengan rangkaian kompensasinya

Penambahan beberapa komponen sebagai kompensasi arus yang bisa masuk kedalam *operational amplifier* akan menurunkan nilai arus yang masuk di kedua kaki *operational amplifier*. Arus yang besar akan menimbulkan disipasi rugi-rugi daya yang besar,

$$P = i^2 \cdot R \quad (5.1)$$

Keterangan :

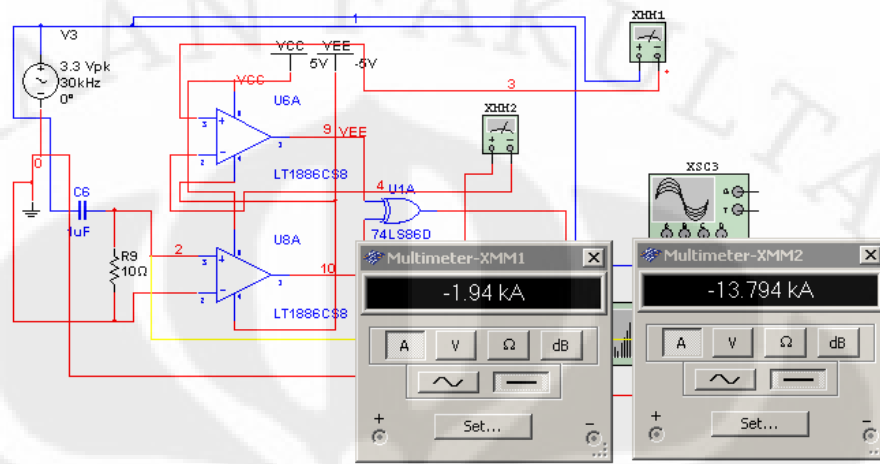
P = rugi disipasi daya (watt)

i = arus yang mengalir (ampere)

R = besarnya resistansi (ohm)

Dalam hal ini besarnya daya (P) akan menghasilkan panas yang berlebih didalam rangkaian *operational amplifier*, padahal kinerja komponen elektronika, khususnya IC sangat rentan terhadap panas. *Operational amplifier* LT1886CS8 sendiri sesuai dengan *datasheetnya* memiliki daerah operasi kerja dari -45° sampai

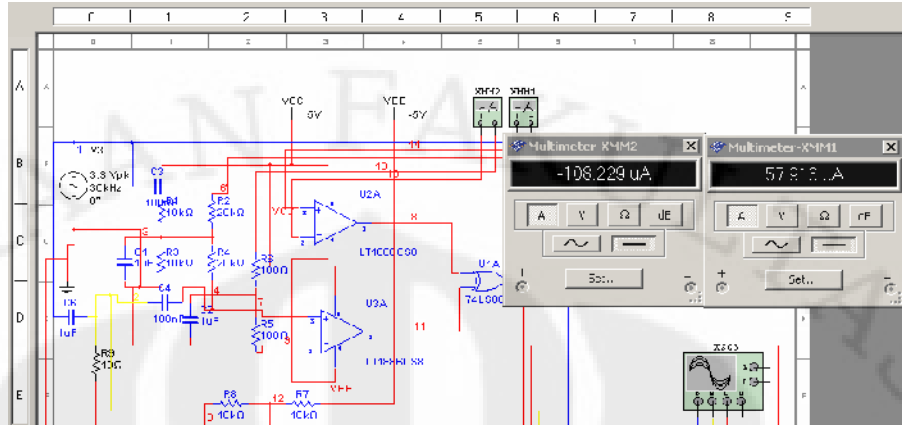
85°. Oleh sebab itu, agar *operational amplifier* tersebut tetap dapat bekerja dengan baik, perlu dijaga nilai arus yang masuk ke dalamnya.



Gambar 5.4 Nilai arus pada masukan kaki positif dan kaki negatif *operational amplifier* tanpa kompensasi

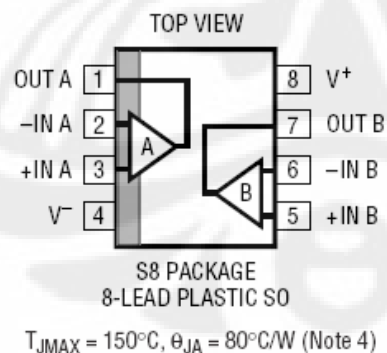
Gambar 5.3 diatas adalah salah satu hasil simulasi rangkaian detektor fasa tanpa menggunakan rangkaian kompensasi. Dalam satu sampel yang diambil, nilai arus yang masuk ke dalam kaki positifnya adalah sebesar 1,94 kA dan yang masuk ke kaki negatifnya sebesar 13,794 kA. Nilai arus pada kedua kaki masukan *operational amplifier* tersebut berubah-ubah setiap saat, meskipun demikian nilai arus yang ditunjukkan oleh multimeter selalu sangat tinggi. Bisa dibayangkan besarnya disipasi daya yang terdapat didalam ICnya, dan besarnya panas yang dapat ditimbulkan oleh arus tersebut.

Untuk mengatasi hal tersebut, maka perlu ditambahkan rangkaian kompensasi seperti pada gambar 5.3 sebelumnya. Pada gambar 5.5 di halaman selanjutnya dapat dilihat bahwa nilai arus pada kaki positif dan negatif pada rangkaian dengan menggunakan kompensasi berdasarkan salah satu sampel yang diambil dari simulasi adalah sebesar 108,229 uA dan 57,916 uA. Seperti halnya tanpa rangkaian kompensasi, nilai arus pada kedua kaki masukan *operational amplifier* selalu berubah-ubah. Akan tetapi mempunyai nilai yang sangat kecil, hanya beberapa mikro ampere saja. Dengan demikian disipasi daya yang terdapat didalam IC juga sangat kecil, dan panas yang ditimbulkan juga kecil. Hal ini akan menjaga *operational amplifier* LT1886CS8 untuk dapat bekerja dengan baik pada daerah kerjanya.



gambar 5.5 Nilai arus pada masukan kaki positif dan kaki negatif operational amplifier dengan kompensasi

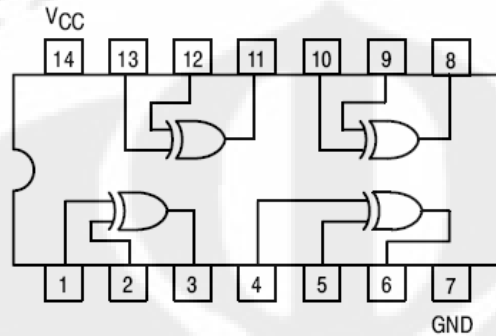
Ada sedikit perbedaan antara desain di multisim dengan desain yang dibuat pada ultiboard. Jika pada simulasi dengan menggunakan multisim, seperti pada gambar 5.3 digunakan dua buah *operational amplifier* LT1886CS8, maka pada desain dengan menggunakan ultiboard digunakan satu buah *operational amplifier* LT1886CS8. Hal ini dilakukan karena sampel LT1886CS8 yang dikirimkan oleh *Linear Technology* hanya berjumlah dua buah, dan tipe sampel yang dikirimkan merupakan dual *operational amplifier* (dua buah *operational amplifier* yang digabungkan dalam satu *chip*). Oleh karena itu, untuk mengoptimalkan komponen maka desain rangkaian detektor fasanya hanya menggunakan satu buah IC.



Gambar 5. 6 Tipe kaki dual LT1886CS8

Berdasarkan desain yang telah dibuat di ultiboard 10 kaki dua dan tiga digunakan sebagai kaki masukan *input* sensor, sedangkan kaki lima dan enam digunakan sebagai kaki masukan *output* sensor. Kaki satu dan kaki tujuh akan dihubungkan

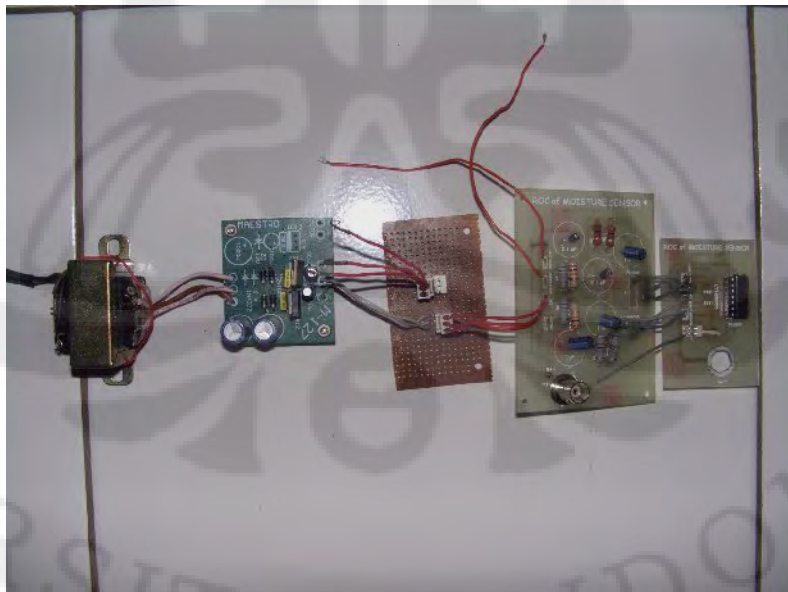
dengan kaki masukan IC XOR 74HC86N. Kaki satu akan dihubungkan dengan kaki satu dan kaki tujuh dihubungkan dengan kaki dua 74HC86N. Sementara kaki delapan dan kaki empat dihubungkan dengan masukan VCC positif (+5 Volt) dan VCC negatif (-5 Volt).



Gambar 5. 7 Tipe kaki IC XOR 74HC86N

Untuk IC XOR 74HC86N, kaki tiganya merupakan keluaran dari alat yang berupa sinyal pulsa yang mencerminkan beda fasa antara tegangan input sensor dan output sensor. Kaki 14 dihubungkan dengan VCC (+5 Volt) dan kaki 7 nya dihubungkan dengan *ground*.

5.1.2 Implementasi Desain pada PCB (*Printed Circuit Board*)

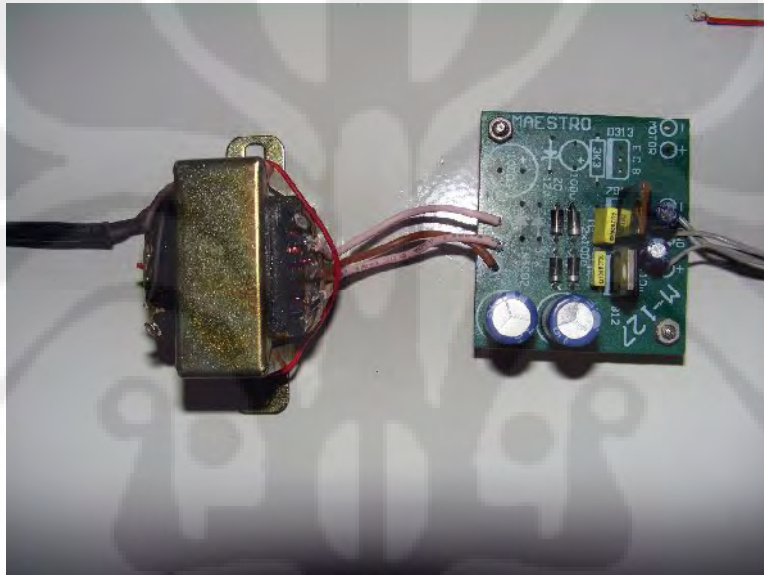


Gambar 5. 8 Implementasi desain rangkaian detektor fasa

Berdasarkan gambar 5.8 diatas, hasil implementasi rangkaian detektor fasa dapat dibagi menjadi tiga bagian yakni rangkaian suplai tegangan, rangkaian kompensasi *operational amplifier* LT1886CS8 dan rangkaian utama pembaca beda fasa.

5.1.2.1 Rangkaian Suplai Tegangan

Rangkaian suplai tegangan yang digunakan merupakan rangkaian suplai simetris yang keluarannya adalah VCC+ sebesar 5 Volt dan VCC- sebesar -5 Volt.



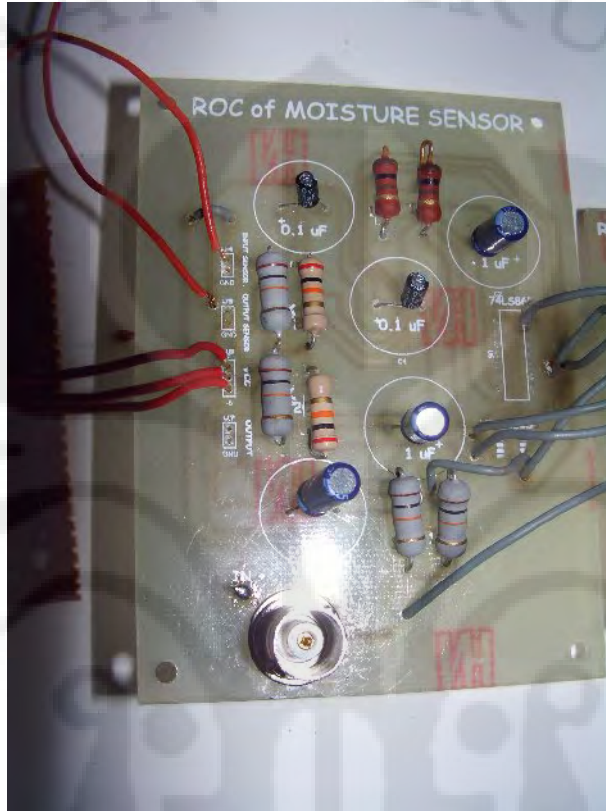
Gambar 5. 9 Rangkaian suplai tegangan

Seperti yang tampak pada gambar 5.9 diatas, rangkaian suplai tegangan yang digunakan terdiri dari *trafo step-down* 300 mA dan rangkaian penyearah. Masukan *trafo* tersebut adalah tegangan bolak-balik 220 Volt dan keluarannya berupa tegangan bolak-balik 6 Volt. Keluaran dari *trafo* yang berupa tegangan bolak-balik tersebut selanjutnya diubah menjadi tegangan searah dan nilainya diturunkan menjadi sebesar +5 Volt dan -5 Volt oleh rangkaian penyearah.

5.1.2.2 Rangkaian Kompensasi *Operational Amplifier* LT1886CS8

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, untuk mengurangi arus berlebih yang masuk kedalam *operational amplifier* LT1886CS8 maka perlu ditambahkan

rangkaian kompensasi. Apabila desain rangkaian pada gambar 5.1 sebelumnya dicetak pada pcb maka hasilnya akan seperti pada gambar 5.10 dibawah.



Gambar 5. 10 Rangkaian kompensasi dengan kapasitor *operational amplifier* LT1886CS8

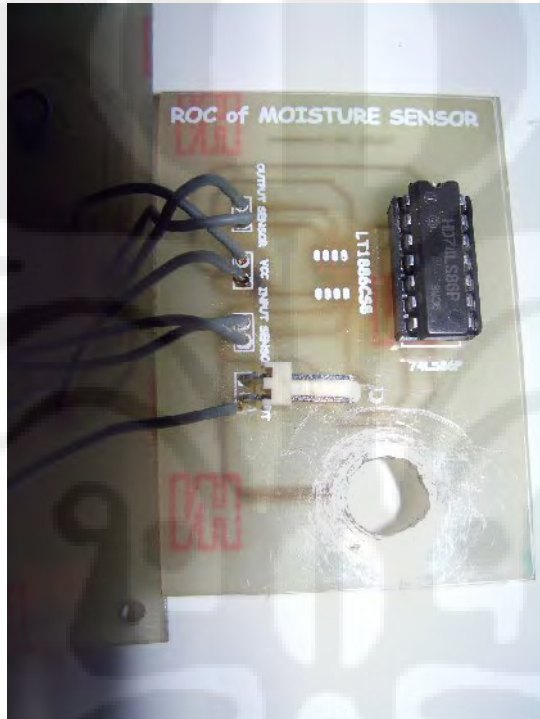
Oleh karena pada saat pemesanan pcb yang dicetak hanya sebesar 70 % dari file desain menggunakan ultiboard yang seharusnya dicetak, maka seluruh lubang kaki komponen pada pcb lebih kecil dari ukuran sebenarnya. Hal ini mengakibatkan komponen tidak dapat dipasang secara sempurna di papan pcbnya. Untuk resistor dan kapasitor, kedua kakinya masih memungkinkan untuk dipasang di papan pcb meskipun pemasangannya tidak sempurna, sedangkan kaki IC XOR 74HC86N dan *operational amplifier* LT1886CS8 tidak dapat dipasang di papan. Oleh karena itu penulis memasang *jumper* dan menghubungkannya dengan desain pcb tanpa rangkaian kompensasi.

Pada gambar 5.10 diatas, terdapat kaki BNC yang berfungsi sebagai konektor *RC generator* yang digunakan sebagai sinyal masukan sensor

kelembaban dan konduktivitas elektrik. Konektor BNC tersebut selanjutnya dihubungkan dengan masukan sensor.

5.1.2.3 Rangkaian Utama Pembaca Beda Fasa

Rangkaian ketiga yang merupakan bagian dari rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik adalah rangkaian utama pembaca beda fasa.



gambar 5. 11 Rangkaian utama pembaca beda fasa

Seperti pada gambar 5.11, rangkaian utama pembaca beda fasa hanya terdiri dari *operational amplifier* LT1886CS8, IC XOR 74HC86N, *jumper* dari rangkaian kompensasi dan konektor keluaran alat. Konektor keluaran alat tersebut akan dihubungkan dengan *oscilloscope* untuk diamati.

5.1.3 Pengujian Alat

Langkah terakhir yang dilakukan dalam implementasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah adalah pengujian alat di laboratorium elektronika. Dalam pengujian alat yang telah dilakukan, penulis tidak menggunakan sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik melainkan menggantinya dengan

kombinasi resistor dan kapasitor sebagai pengganti nilai kapasitansi dan resistansi tanah yang dibaca oleh sensor tersebut.

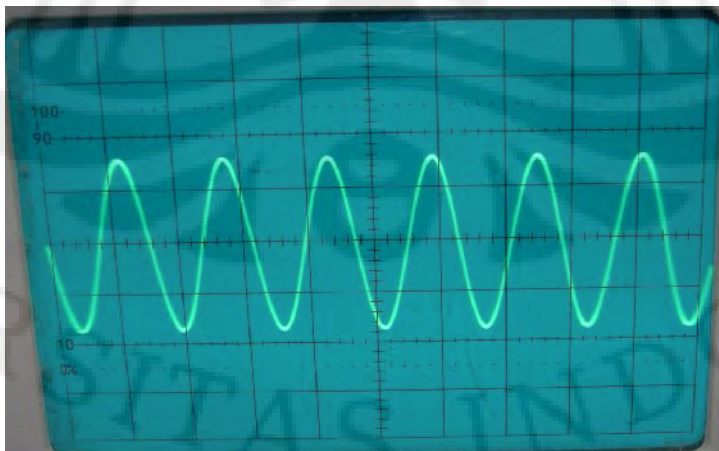


gambar 5. 12 Pengujian rangkaian detektor fasa frekuensi rendah

Dalam Pengujian alat, penulis hanya menggunakan satu sampel data yakni kombinasi resistor 10 ohm dan kapasitor 1 μF . Hasil uji coba alat akan dibandingkan dengan hasil simulasi dengan menggunakan multisim 10.0.1.

5.1.3.1 Pengujian Sinyal dari RC Generator

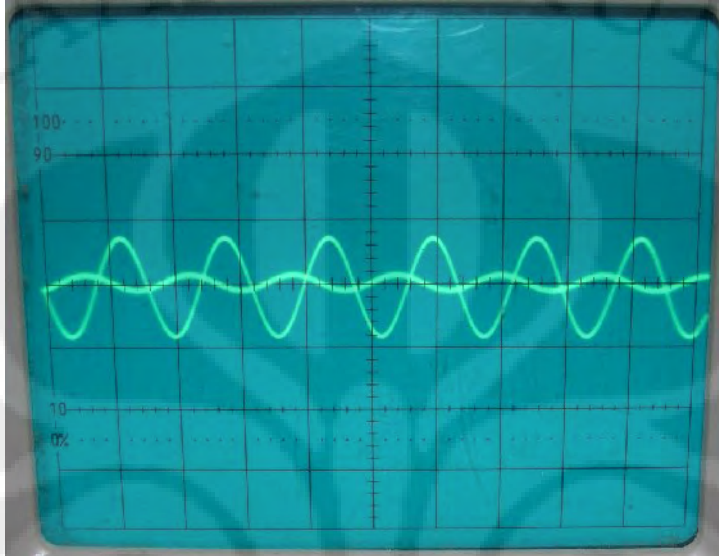
Sinyal masukan alat yang mempunyai frekuensi sebesar 30 kHz dan magnitude sebesar 3,3 Volt diambil dari RC Generator.



gambar 5. 13 Sinyal masukan detektor fasa dari RC Generator

5.1.3.2 Pengujian Sinyal Masukan dan Keluaran Sensor

Hasil pengamatan dengan menggunakan *oscilloscope* terhadap sinyal masukan dan keluaran sensor adalah sebagai berikut,



Gambar 5. 14 Sinyal masukan dan sinyal keluaran sensor detektor fasa

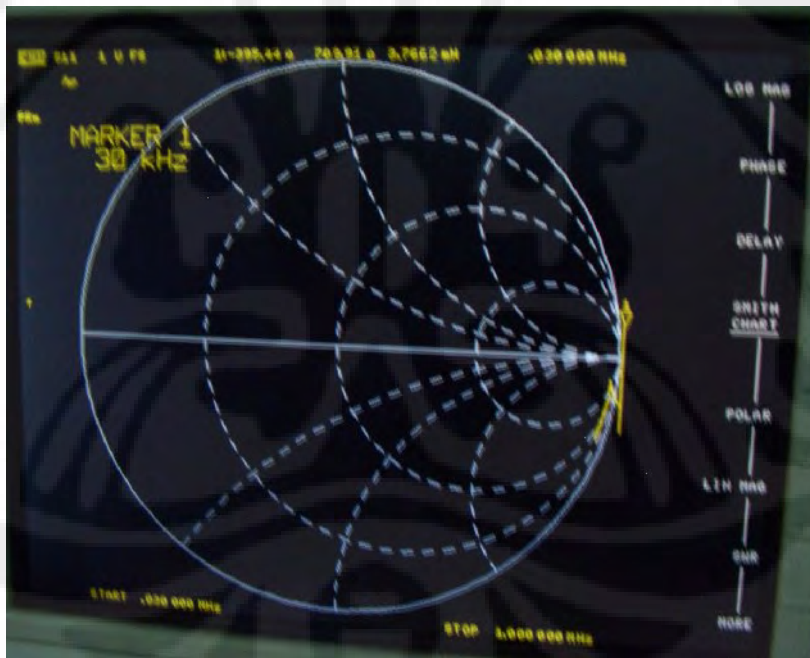
Seperti yang tampak pada gambar diatas, level tegangan sinyal masukan sensor detektor fasa adalah sebesar 0,08 Volt dan sinyal keluarannya sebesar 0,004 Volt. Level tegangan input dan output sensor yang sangat rendah dibandingkan dengan sinyal input dari *RC Generator* menunjukkan adanya daya yang hilang ketika arus masuk kedalam detektor fasa.

Daya yang hilang di rangkaian disebabkan karena ketidakselarasan (*unmatched*) antara impedansi konektor BNC di rangkaian detektor fasa dengan impedansi saluran transmisi yang berasal dari *RC generator*.

”Ketidakselarasan antara kedua impedansi tersebut menyebabkan terjadinya gelombang pantul di daerah bidang batas ujung saluran transmisi atau lokasi-lokasi di mana terdapat persambungan antara dua saluran yang berbeda. Keberadaan gelombang pantul biasanya membawa implikasi-implikasi yang tidak menguntungkan; yaitu misalnya, sebagian dari daya yang ditujukan untuk beban akan terpantul balik dan merambat kembali menuju sumber.”(Hayt, 2006).[5]

Merujuk pada persamaan 2.24, besarnya daya yang diterima oleh beban, dalam hal ini rangkaian detektor fasa tergantung dari nilai impedansi saluran transmisi dan konektor BNC detektor fasa. Jika merujuk pada nilai amplitudo tegangan yang terukur pada masukan sensor dibandingkan dengan amplitudo tegangan keluaran *RC Generator*, didapatkan perbandingan sebesar $\frac{1}{41,25}$.

Untuk membuktikan adanya ketidakselarasan antara nilai impedansi saluran transmisi dan konektor BNC detektor fasa, penulis telah melakukan pengujian rangkaian detektor fasa menggunakan *network analyzer* di laboratorium *anechoic chamber*. Berdasarkan pengujian tersebut didapatkan besarnya impedansi konektor BNC detektor fasa pada saat bekerja pada frekuensi 30 kHz adalah sebesar 305,44 ohm, seperti yang ditunjukkan pada gambar 5.14. Sedangkan karakteristik saluran transmisi dari RC Generator sesuai dengan yang tertera pada kabelnya adalah sebesar 50 ohm.



Gambar 5. 15 Pengujian impedansi rangkaian detektor fasa menggunakan *network analyzer* di laboratorium *anechoic chamber*

maka besarnya koefisien pantul berdasarkan persamaan 2.22 adalah

$$\Gamma \equiv \frac{V_{0r}}{V_{0i}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma| e^{j\phi_r}$$

$$\Gamma \equiv \frac{305,44 - 50}{305,44 + 50}$$

$$\Gamma \equiv 0.7186$$

Sehingga besarnya daya yang diterima oleh rangkaian detektor fasa berdasarkan persamaan 2.24 adalah sebesar,

$$\frac{\langle P_t \rangle}{\langle P_i \rangle} = 1 - |\Gamma|^2$$

$$\frac{\langle P_t \rangle}{\langle P_i \rangle} = 1 - |0,7186|^2$$

$$\frac{\langle P_t \rangle}{\langle P_i \rangle} = 0,4835$$

Besarnya daya yang terpantul adalah $1 - 0,4835 = 0,5164$.

Rugi-rugi daya yang terjadi di rangkaian selain karena pengaruh ketidakselarasan antara saluran transmisi dari RC Generator dengan konektor BNC rangkaian detektor fasa adalah rugi karena adanya kapasitansi yang timbul diantara konduktor tembaga di *pcb*. Menurut Simon (1984), besarnya kapasitansi elektrostatik diantara dua konduktor didefinisikan sebagai besarnya muatan di salah satu konduktor dibagi dengan besarnya beda potensial antara dua konduktor [11].

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \text{ F} \quad (5.2)$$

Keterangan :

C = kapasitansi (Farad)

ε = permitivitas vakum ($\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_o$) (F/m)

ε_r = permitivitas relatif bahan dielektrik (F/m)

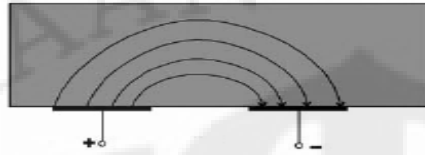
ε_o = permitivitas udara = 8.854×10^{-12} (F/m)

A = luas area (m^2)

d = jarak antara dua konduktor (m)

Disamping pengaruh tersebut, apabila terdiri dari dua konduktor atau lebih, *fluks* listrik dari satu konduktor akan menginduksi muatan di konduktor yang lainnya. Jumlah muatan yang terpisah antara dua konduktor ini akan menimbulkan nilai

kapasitansi diantara keduanya. Kapasitansi yang timbul diantara dua pelat konduktor sejajar yang dipisahkan oleh dielektrik disebut sebagai *stray capacitance* [12].

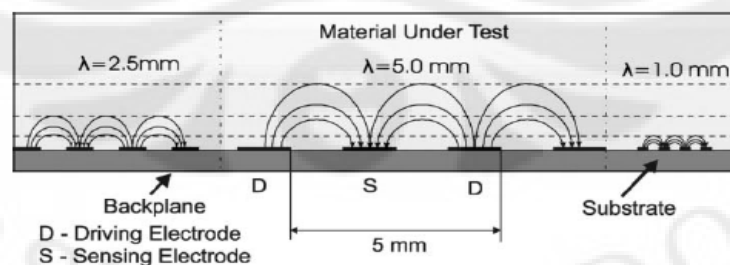


Gambar 5. 16 *Quasi-static electric field*

Sumber : Interdigital Sensors and Transducer, Journal of The IEEE, VOL. 92, NO.5, MAY 2004

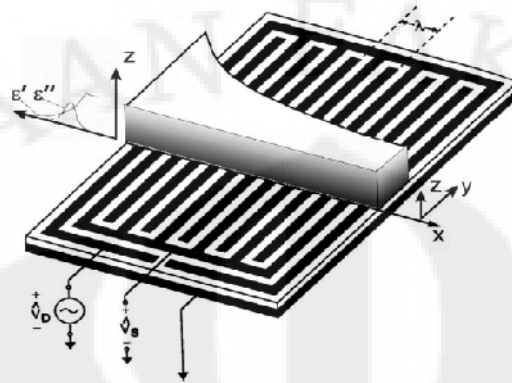
Adanya *stray capacitance* diantara dua konduktor ini akan menimbulkan kopling kapasitif, yakni transfer energi di dalam jalur konduktor (Simon, 1984) [11]. Transfer energi ini akan menyebabkan berkurangnya daya yang diterima oleh rangkaian detektor fasa frekuensi rendah.

Seperti yang ditunjukkan pada gambar 5.16, adanya dua buah konduktor yang saling berdekatan akan menimbulkan medan listrik *quasi static*. Salah satu faktor yang mempengaruhi tinggi medan listrik *quasi static* adalah jarak diantara dua pelat konduktornya. Untuk menjelaskan ini, penulis mengambil hasil penelitian yang ditulis oleh Alexander V. Mamishev dalam *paper* berjudul *Interdigital Sensors and Transducer* yang diterbitkan oleh IEEE. Dalam salah satu bagian *paper* tersebut, Alexander V. Mamishev menjelaskan bahwa kedalaman penetrasi *fringing electric fields* diatas elektroda interdigital sebanding dengan periode spasi (λ) diantara *center lines of sensing* dan *driven fingers*, seperti yang ditunjukkan pada gambar 5.17 [12].



Gambar 5. 17 Kedalaman penetrasi garis medan listrik sebanding dengan jarak antara elektroda yang berdekatan sebanding dengan periode spasial λ

sumber : *Interdigital Sensors and Transducer*, proceeding of the IEEE
VOL.92,NO.5, MAY 2004



Gambar 5. 18 *Interdigital dielectrometry sensor*

sumber : *Interdigital Sensors and Transducer*, proceeding of the IEEE
VOL.92,NO.5, MAY 2004

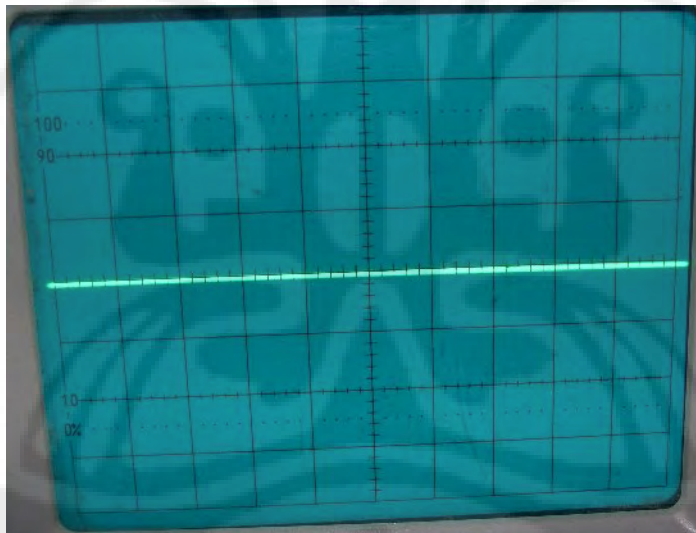
Penelitian kedalaman penetrasi *fringing electric fields* dalam paper tersebut yang hasilnya seperti pada gambar 5.17, merupakan pengukuran kedalaman penetrasi untuk *interdigital dielectrometry sensor* yang ditunjukkan pada gambar 5.18. Dalam hal ini penulis mengambil hasil penelitian tersebut disebabkan karena pada *interdigital dielectrometry sensor* terdapat susunan elektroda saling berdekatan yang sama berdekatnya jalur tembaga pcb detektor fasa yang telah didesain.

Berdasarkan gambar 5.17, garis medan listrik yang paling tinggi didapatkan ketika λ sebesar 5 mm. Sedangkan garis medan listrik yang paling rendah didapatkan ketika λ sebesar 1 mm. Sehingga dapat disimpulkan bahwa tingginya garis medan listrik (kedalaman penetrasi) sebanding dengan besarnya jarak antara dua elektroda yang saling berdekatan. Jika dianalogikan dengan jalur pada pcb, semakin besar antara dua jalur tembaga maka tinggi garis medan listrik yang keluar dari pcb akan semakin besar. Sehingga kemungkinan terjadinya gangguan terhadap garis medan listrik akan semakin besar, misalnya gerakan tangan atau benda-benda lain di sekitar pcb yang mempunyai konstanta dielektrik berbeda-beda. Akibatnya akan timbul *stray capacitance* baru, antara jalur tembaga dengan benda disekelilingnya. *Stray capacitance* ini selain akan semakin menurunkan daya yang diterima dalam rangkaian akibat kopling kapasitif, akan

mengakibatkan timbulnya *noise* yang akan mendistorsinya sinyal tegangan pada rangkaian [2].

Selain kedua hal tersebut, rugi daya yang timbul di rangkaian juga disebabkan penggunaan kabel yang berfungsi sebagai penghubung antara rangkaian kompensasi dan rangkaian utama pembaca beda fasa. Akan tetapi rugi akibat penggunaan kabel ini tidak terlalu berarti dan tidak menurunkan kinerja dari detektor fasa jika kapasitansi yang diukur oleh sensor konduktivitas dan kelembaban elektrik besar, karena pengaruhnya hanya menurunkan level tegangan beberapa miliVolt saja. Sedangkan rugi daya karena pengaruh adanya koping kapasitif selain dapat menurunkan level tegangan sinyal keluaran sensor, juga dapat mendistorsi bentuk sinyal tegangannya. Hal ini akan sangat berpengaruh terhadap pembacaan yang dilakukan oleh *operational amplifier*.

5.1.3.3 Pengujian Sinyal Keluaran Detektor Fasa Frekuensi Rendah pada Frekuensi 30 KHz



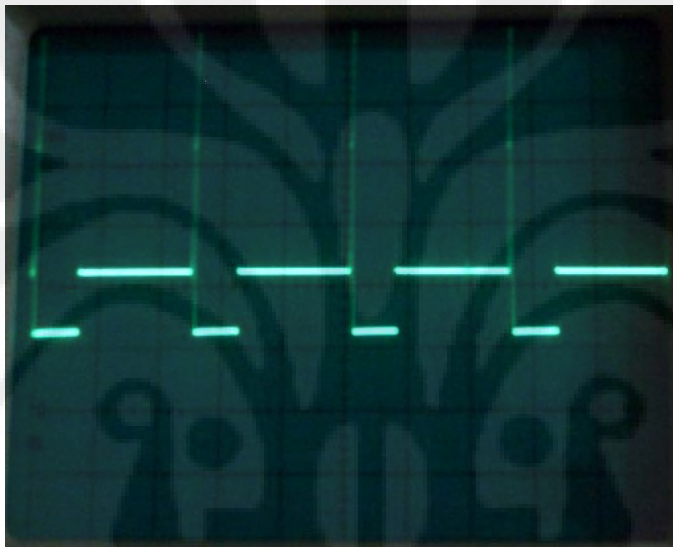
Gambar 5. 19 Sinyal keluaran detektor fasa frekuensi rendah

Pada frekuensi pengujian sebesar 30 kHz sinyal keluaran dari detektor fasa frekuensi rendah tidak dapat terukur sesuai gambar 5.16. Hal ini disebabkan penurunan kinerja dari *operational amplifier* LT1886CS8. Penurunan kinerja ini disebabkan karena LT1886CS8 di rangkaian ini pernah digunakan pada desain rangkaian detektor fasa tanpa kompensasi, sehingga arus berlebih yang besar masuk kedalam rangkaian didalamnya. Arus berlebih ini menurunkan kinerja dari

rangkaian penyusun LT1886CS8 yang terdiri dari beberapa transistor yang sangat rentan terhadap suhu dan arus yang besar.

Oleh karena rangkaian ini tidak dapat bekerja pada frekuensi 30 kHz, maka penulis menguji beberapa titik frekuensi dibawah 30 kHz. Hasil pengujian tersebut mendapatkan frekuensi 5,128 kHz sebagai titik frekuensi dimana rangkaian detektor fasa menggunakan kapasitor di rangkaian kompensasinya dapat menghasilkan keluaran berupa pulsa tegangan.

5.1.3.4 Pengujian Rangkaian pada Frekuensi 5,128 kHz



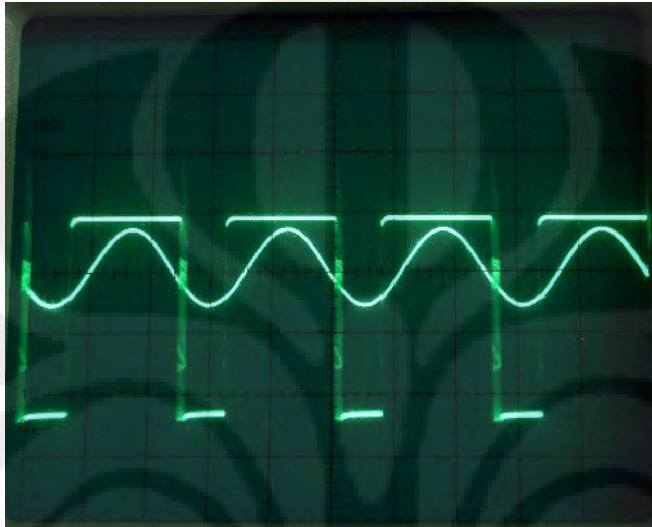
Gambar 5. 20 Sinyal keluaran alat pada frekuensi uji 5,128 kHz

Pengujian rangkaian detektor fasa dengan kapasitor pada rangkaian kompensasinya menggunakan nilai kapasitor sebesar 1 mikroFarad dan resistor sebesar 10 ohm menghasilkan sinyal keluaran seperti pada gambar 5.17. lebar pulsa tersebut adalah 0,0037 s. Jika dibagi dengan besarnya lebar pulsa saat 1° untuk rangkain detektor fasa menggunakan LT1886CS8 maka:

$$\text{beda fasa} = \frac{0,0037 \text{ s}}{9,23 \times 10^{-8} \text{ s}} = 40.086,67^\circ$$

Sedangkan jika dilakukan perhitungan, lebar fasa antara sinyal masukan sensor dan keluaran sensor pada frekuensi 5,128 kHz adalah sebesar $72,14^\circ$. Hasil ini membuktikan bahwa pulsa tegangan keluaran alat pada gambar 5.17 bukan merupakan pulsa tegangan keluaran beda fasa antara masukan dan keluaran sensor.

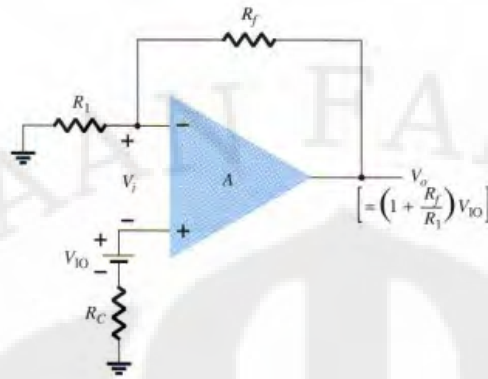
Berdasarkan hasil ini penulis kemudian mengamati sinyal keluaran *operational amplifier* dengan sinyal masukan sensor seperti yang ditunjukkan pada gambar 5.18. Dari grafik kedua sinyal tersebut dapat dilihat bahwa pulsa sinyal keluaran *operational amplifier* muncul tidak pada saat sinyal masukannya bersilangan dengan tegangan nol volt.



Gambar 5. 21 Sinyal masukan *operational amplifier* dan sinyal keluaran *operational amplifier*

Selain itu, lebar pulsa yang level tegangannya mendekati VCC (+) nya tidak sama besar dengan lebar sinyal tegangan masukan *operational amplifier*. Lebar pulsa tersebut adalah sebesar 0,0037 s, atau sama dengan lebar pulsa keluaran detektor fasa. Hal ini semakin mengindikasikan kuat bahwa pulsa sinyal keluaran pada gambar 5.17 diatas bukan merupakan pulsa sinyal yang diharapkan seperti pada simulasi. Hal ini juga berlaku untuk kaki *operational amplifier* yang membandingkan antara sinyal keluaran sensor dengan tegangan nol volt, gambar grafiknya dapat dilihat pada lembar lampiran

Apabila kita merujuk pada pembahasan simulasi rangkaian detektor fasa di bab 3 sebelumnya, seharusnya nilai tegangan pada kaki negatif bernilai nol volt. Akan tetapi, dengan penambahan rangkaian kompensasi baik dengan menggunakan kapasitor atau tidak menggunakan kapasitor, sinyal tegangan pada kaki negatif berupa sinyal bolak-balik. Sinyal tegangan tersebut merupakan sinyal tegangan masukan *offset* (V_{io}).



Gambar 5. 22 pengaruh tegangan masukan *offset* terhadap tegangan keluaran *offset*

Sumber: *Electronics Devices and Circuit Theory*, halaman 605.

$$V_o = AV_i = A\left(V_{io} - V_o \frac{R_1}{R_1 + R_f}\right)$$

$$V_o = V_{io} \frac{A}{1 + A\left[\frac{R_1}{R_1 + R_f}\right]} \approx V_{io} \frac{A}{A\left[\frac{R_1}{R_1 + R_f}\right]}$$

$$V_o(\text{offset}) = V_{io} \frac{R_1 + R_f}{R_1} \quad (5.3)$$

Keterangan:

V_o	=	tegangan keluaran <i>operational amplifier</i> (V)
V_i	=	tegangan masukan <i>operational amplifier</i> (V)
A	=	penguatan
V_{io}	=	tegangan masukan <i>offset</i> (V)
$V_o(\text{offset})$	=	tegangan keluaran <i>offset</i> (V)
R_1	=	hambatan luar (Ω)
R_f	=	hambatan umpan balik (Ω)

Berdasarkan penurunan persamaan tegangan keluaran *offset* diatas, nilai tegangan *offset* sebanding dengan tegangan masukan *offset* (V_{io}) dan hambatan luar (R_f). Pada rangkaian detektor fasa dengan menggunakan kapasitor yang telah dibuat, tidak ditambahkan hambatan umpan balik negatifnya ($R_f = \infty$).

$$V_o(\text{offset}) = V_{io} \frac{R_1 + R_f}{R_1} \approx V_{io} R_f \quad (5.4)$$

Oleh karena R_f nya tidak berhingga maka tegangan keluaran *offset* pada rangkaian detektor fasa menggunakan kapasitor pada rangkaian kompensasinya mempunyai nilai yang sangat besar. Hal ini mengakibatkan tegangan keluaran *operational amplifier* hanya merupakan tegangan keluaran *offset* yang berasal dari penguatan tegangan masukan *offset*, dan bukan tegangan keluaran sebenarnya.

Untuk mendukung hipotesa ini, penulis mengambil grafik sinyal masukan negatif *operational amplifier* LT1886CS8.



Gambar 5. 23 Grafik sinyal masukan kaki negatif *operational amplifier* LT1886CS8

Lebar pulsa sinyal adalah sebesar 0,0037 s, dengan level tegangan sebesar 0,0035 V. Lebar pulsa sinyal tersebut sama dengan lebar pulsa keluaran *operational amplifier* pada gambar 5.18 dan lebar pulsa keluaran detektor fasa pada gambar 5.17 sebelumnya, yang membedakan ketiganya adalah level tegangannya.

Hasil pengamatan ini mendukung hipotesa bahwa sinyal keluaran *operational amplifier* pada rangkaian detektor fasa dengan menggunakan kapasitor pada rangkaian kompensasinya hanya merupakan penguatan dari sinyal masukan *offset* pada kaki negatifnya. Oleh karena itu, rangkaian detektor fasa dengan menggunakan kapasitor pada rangkaian kompensasinya ini tidak dapat digunakan untuk mengukur lebar beda fasa antara sinyal masukan dan sinyal keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik.

5.2 Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah

Berdasarkan hasil analisa diatas, didapatkan bahwa penambahan rangkaian kompensasi seperti pada gambar 5.3 menimbulkan pengaruh yang cukup berarti terhadap hasil keluaran alat. Oleh karena itu perlu dilakukan optimisasi rangkaian kompensasi untuk mendapatkan keluaran yang sesuai dengan apa yang telah dicapai dalam simulasi sebelumnya.

5.2.1 Langkah-Langkah Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah

5.2.1.1 Menghilangkan Semua Kapasitor dalam Desain Rangkaian Kompensasi

Ada dua alasan mengapa semua kapasitor dalam desain rangkaian kompensasi perlu dihilangkan, yaitu

- a. Penambahan kapasitor menyebabkan detektor fasa tidak dapat membaca nilai kapasitansi yang kecil

Seperti yang telah dibahas pada bab sebelumnya, nilai kapasitansi dalam rangkaian akan menggeser fasa tegangan. Pergeseran fasa yang terjadi dirumuskan sebagai berikut,

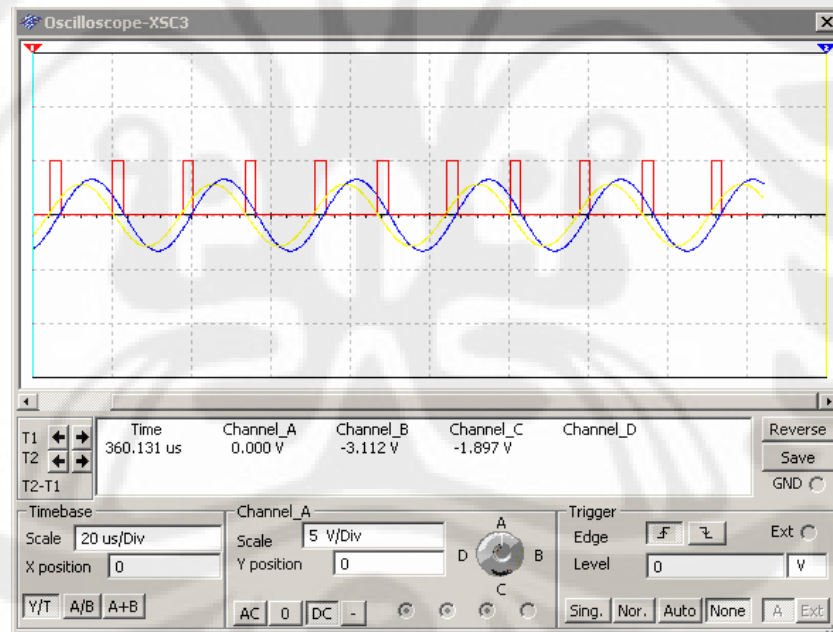
$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X_c}{R}$$

$$X_c = \frac{1}{j\omega C}$$

Berdasarkan gambar grafik 5.24 dan 5.25 pada halaman berikutnya tampak bahwa sinyal keluaran detektor fasa yang menggunakan rangkaian kompensasi dengan kapasitor bergeser fasanya beberapa derajat. Sedangkan sinyal keluaran detektor fasa yang menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor tidak mengalami pergeseran fasa.



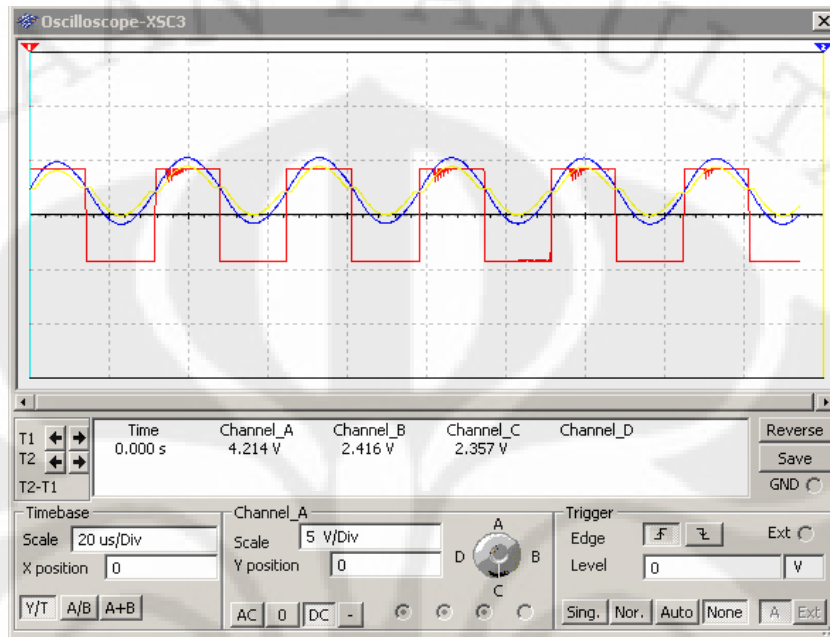
Gambar 5. 24 Keluaran detektor fasa menggunakan rangkaian kompensasi dengan kapasitor



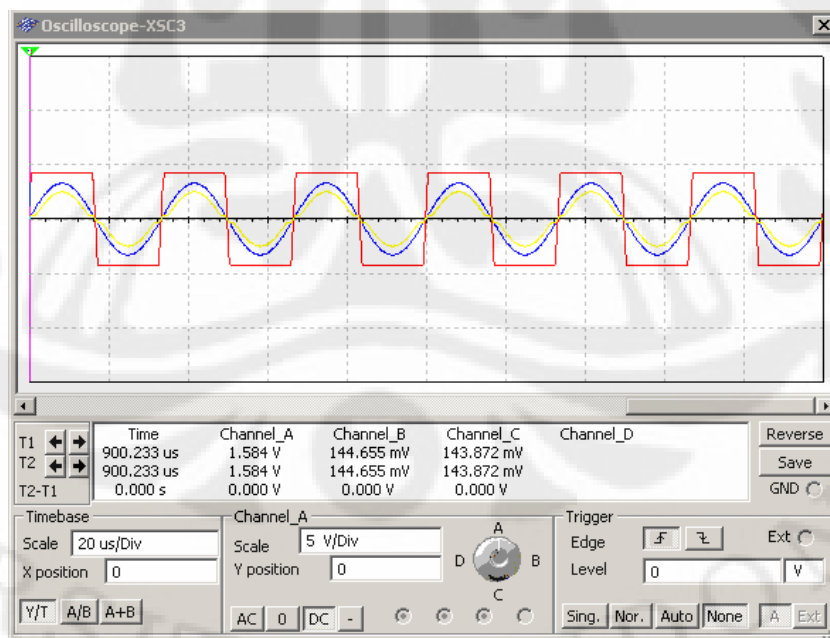
Gambar 5. 25 Keluaran detektor fasa menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor

Pergeseran fasa yang terjadi pada keluaran detektor fasa disebabkan oleh adanya pergeseran fasa tegangan pada kaki masukan positif dan kaki masukan negatif *operational amplifier* LT1886CS8 dan juga pergeseran referensi tegangan nol volt seperti yang ditunjukkan pada grafik 5.24. Tegangan masukan kaki positif yang berwarna biru dan tegangan masukan kaki negatif yang berwarna

merah pada gambar 5.24 fasa dan referensi nol voltnya berbeda dengan tegangan masukan kaki positif dan negatif pada gambar 5.25.

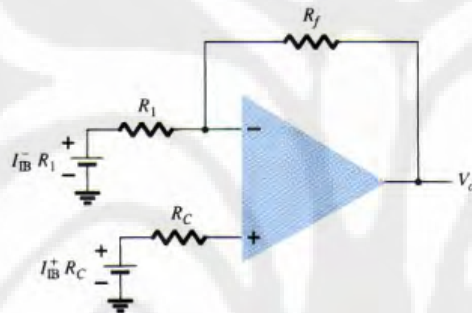


Gambar 5. 26 Perbandingan sinyal masukan kaki positif dan negatif LT1886CS8 menggunakan rangkaian kompensasi dengan kapasitor



Gambar 5. 27 Perbandingan sinyal masukan kaki positif dan negatif LT1886CS8 dengan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor

Apabila kita merujuk pada pembahasan simulasi rangkaian detektor fasa di bab 3 sebelumnya, seharusnya nilai tegangan pada kaki negatif bernilai nol volt. Akan tetapi, dengan penambahan rangkaian kompensasi baik dengan menggunakan kapasitor atau tidak menggunakan kapasitor, sinyal tegangan pada kaki negatif berupa sinyal bolak-balik. Sinyal tegangan tersebut adalah sinyal tegangan masukan *offset* yang diakibatkan adanya arus bias negatif dikalikan dengan resistor sebelum *ground* pada kaki negatifnya. Ini berbeda dengan sinyal tegangan masukan *offset* pada pembahasan subbab 5.1 sebelumnya, yang merupakan selisih perbedaan antara dua kaki masukan *operational amplifier* saat diuji menggunakan operasi *common mode*.



Gambar 5. 28 Arus bias positif dan arus bias negatif pada *operational amplifier*
sumber : *Electronics Devices and Circuit Theory*, halaman 606.

$$V_o^- = I_{B^-} R_1 \left(-\frac{R_f}{R_1} \right)$$

Meskipun berdasarkan *datasheet* LT1886CS8 nilai arus bias negatif hanya maksimal 4 mikroAmpere, tetapi pada desain rangkaian kompensasi dengan kapasitor seperti pada gambar 5.3 desainnya tanpa menggunakan umpan balik, sehingga nilai R_f tidak hingga. Hal ini mengakibatkan nilai V_o^- menjadi besar seperti pada gambar 5.16 dan 5.17 (sinyal yang berwarna kuning).

Pergeseran fasa dan perubahan referensi nol volt yang terjadi pada rangkaian detektor fasa menggunakan kapasitor diakibatkan adanya kapasitor yang berfungsi sebagai kopleng arus. Kapasitor tersebut diletakkan sebelum *ground* dan dirangkai parallel dengan resistor. Pergeseran fasa dan perubahan referensi nol volt yang terjadi pada kaki masukan *operational amplifier* negatif ini sebenarnya tidak menjadi masalah apabila nilai kapasitansi tanah yang terukur

besar, karena penurunan level tegangan puncak ke puncak keluaran sensor tidak besar. Akan tetapi jika nilai kapasitansi tanah yang terukur sangat kecil, penurunan level tegangan puncak ke puncak keluaran sensor menjadi besar karena reaktansi kapasitifnya besar.

Akibatnya pada suatu nilai kapasitansi tertentu, sinyal masukan pada kaki positif nilai tegangan puncak ke puncaknya akan sangat kecil dan tidak akan pernah berpotongan dengan tegangan pada kaki negatif *operational amplifier*. Hal ini akan menyebabkan *operational amplifier* tidak dapat membandingkan antara sinyal pada kaki positif dan negatifnya. Oleh karena itu *operational amplifier* tidak dapat menghasilkan sinyal pulsa keluaran seperti yang diharapkan.

Untuk membuktikan hipotesa tersebut, penulis telah menguji dan membandingkan keluaran rangkaian detektor fasa menggunakan penambahan kapasitor dan tanpa penambahan kapasitor pada rangkaian kompensasinya.

Tabel 5.1 Hasil pengolahan data untuk rangkaian detektor fasa dengan menggunakan penambahan kapasitor pada rangkaian kompensasinya

No	Variasi Beban		Lebar Pulsa Keluaran (s)	Pergeseran Fasa Masukan dan Keluaran Sensor (°)		Persentase Kesalahan (%)
	Resistansi Tanah	Kapasitansi Tanah		Hasil Simulasi	Perhitungan	
1	10 Ω	1 μF	2.64776E-06	28.68620344	27.958	-2.604633522
2	22 Ω	1 μF	1.37982E-06	14.94917447	13.564	-10.21213853
3	10 Ω	0.1 μF	5.86914E-06	63.58698695	79.315	19.82980905
4	22 Ω	0.1 μF	5.36214E-06	58.09407229	67.48697	13.91809072
5	100 Ω	0.01 μF	5.86722E-06	63.56620578	79.315	19.85600986

Tabel 5.2 Hasil pengolahan data untuk rangkaian detektor fasa tanpa menggunakan penambahan kapasitor pada rangkaian kompensasinya

No	Variasi Beban		Lebar Pulsa Keluaran (s)	Pergeseran Fasa Masukan dan Keluaran Sensor		Persentase Kesalahan
	Resistansi Tanah	Kapasitansi Tanah		Hasil Simulasi	Perhitungan	
1	10 Ω	1 μF	2.71317E-06	29.3948694	27.958	-5.139385507
2	22 Ω	1 μF	1.40504E-06	15.22243249	13.564	-12.22672139
3	10 Ω	0.1 μF	7.30782E-06	79.1738894	79.315	0.177911618
4	22 Ω	0.1 μF	6.20738E-06	67.25158591	67.48697	0.348784499
5	100 Ω	0.01 μF	7.25593E-06	78.61165184	79.315	0.886778239

Berdasarkan tabel pengolahan data 5.1 dan 5.2 diatas, dapat kita lihat hubungan antara variasi perubahan beban di tanah dengan persentase kesalahan

pembacaan detektor fasa untuk rangkaian kompensasi tanpa kapasitor dan dengan kapasitor.

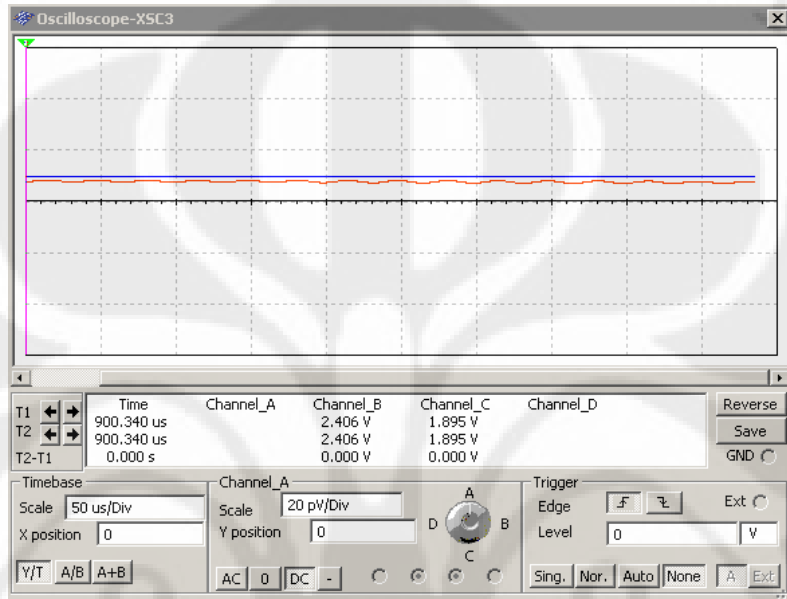
Untuk data pertama dengan menggunakan beban 10 ohm dan 1 μF , persentase kesalahan pembacaan antara kedua rangkaian relatif dekat. Detektor fasa yang menggunakan kapasitor di rangkaian kompensasinya mempunyai persentase kesalahan sebesar 2,6 %, sedangkan detektor fasa tanpa menggunakan kapasitor di rangkaian kompensasinya sebesar 5,14 %. Demikian halnya dengan data kedua yang menggunakan beban 22 ohm dan 1 μF . Detektor fasa yang menggunakan kapasitor mempunyai persentase kesalahan sebesar 10,21 %, sedangkan detektor fasa tanpa kapasitor mempunyai persentase kesalahan sebesar 12,226 %. Dengan demikian dari kedua data ini dapat disimpulkan bahwa untuk nilai beban kapasitansi sebesar 1 μF , detektor fasa yang menggunakan kapasitor pada rangkaian kompensasinya mempunyai tingkat keakuratan yang lebih tinggi dibandingkan dengan detektor fasa tanpa kapasitor di rangkaian kompensasinya.

Untuk data ketiga dan keempat, yang menggunakan kapasitansi sebesar 0,1 μF dan resistansi 10 dan 22 ohm, persentase kesalahan yang ditunjukkan kedua detektor fasa sangat jauh nilainya. Jika detektor fasa tanpa kapasitor di rangkaian kompensasinya mempunyai persentase kesalahan sebesar 0,18 % dan 0,35 %, maka detektor fasa dengan kapasitor di rangkaian kompensasinya mempunyai persentase kesalahan sebesar 19,8 % dan 13,9 %.

Demikian halnya untuk data kelima yang menggunakan kapasitansi sebesar 0,01 μF dan resistansi sebesar 100 ohm. Persentase kesalahan pembacaan kedua detektor terpaut sangat jauh, yakni sebesar 0,886 % untuk detektor fasa tanpa kapasitor di rangkaian kompensasinya dan 19,85 % untuk detektor fasa dengan kapasitor di rangkaian kompensasinya.

Oleh karena itu, berdasarkan data ketiga, keempat dan kelima dapat disimpulkan bahwa penurunan nilai kapasitansi menyebabkan berkurangnya keakuratan pembacaan detektor fasa yang menggunakan kapasitor di rangkaian kompensasinya. Seperti yang telah disebutkan pada subbab sebelumnya, nilai kapasitansi yang diukur berbanding terbalik dengan reaktansi kapasitifnya dan sebanding dengan level tegangan keluaran sensor. Semakin kecil nilai kapasitansi yang diukur oleh sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik, maka level

tegangan puncak ke puncak keluaran sensor yang akan masuk ke *operational amplifier* semakin kecil, dan tidak dapat berpotongan sinyal tegangan pada kaki negatifnya. Pada kondisi ini detektor fasa yang menggunakan kapasitor pada rangkaian kompensasi tersebut tidak mampu lagi untuk membaca nilai beda fasa antara kedua sinyal tegangan masukan dan keluaran sensor.



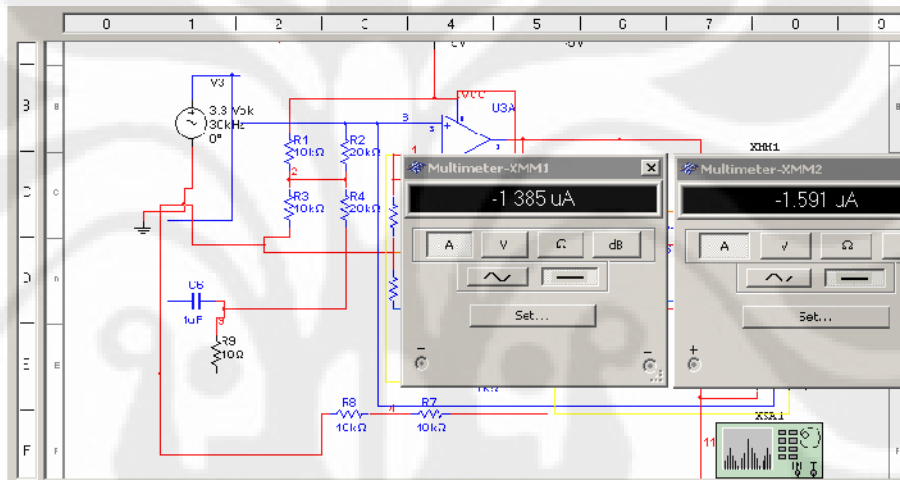
Gambar 5. 29 Grafik sinyal keluaran kaki positif dan negatif *operational amplifier*

Gambar 5.29 adalah grafik sinyal keluaran kaki positif dan negatif *operational amplifier* LT1886CS8 dengan nilai resistor dan kapasitor yang diukur sebesar 10 ohm dan 0,01 uF. Sinyal yang berwarna biru merupakan sinyal pada kaki positif, sinyal yang warna merah adalah sinyal pada kaki negatif. Kedua sinyal tersebut tidak pernah bersilangan satu sama lain, sehingga *operational amplifier* keluaran sensor tidak dapat menghasilkan sinyal pulsa sebagai pembanding sinyal pulsa yang dihasilkan oleh *operational amplifier* masukan sensor. Oleh karena itu, hasil keluaran IC XOR nya sama dengan hasil keluaran *operational amplifier* masukan sensor.

Jika merujuk pada tabel 5.1 dan 5.2 diatas membuktikan bahwa detektor fasa frekuensi rendah lebih fleksibel digunakan dibandingkan detektor fasa dengan menggunakan kapasitor.

- b. Nilai arus bias dengan atau tanpa menggunakan kapasitor di rangkaian kompensasi nilainya tetap kecil

Fungsi dari rangkaian kompensasi yang ditambahkan pada desain detektor fasa adalah untuk mengurangi arus berlebih yang masuk ke dalam *operational amplifier*. Dari gambar 5.5 diatas, nilai arus pada kaki positif dan negatif *operational amplifier* pada rangkaian dengan menggunakan kompensasi tersebut berdasarkan salah satu sampel yang diambil dari simulasi menggunakan multimeter adalah sebesar 108,229 μA dan 57,916 μA . Hasil yang tidak jauh berbeda dan bahkan lebih kecil didapatkan pada detektor fasa tanpa menggunakan kapasitor pada rangkaian kompensasinya, seperti pada gambar berikut,



Gambar 5. 30 Nilai arus pada masukan kaki positif dan kaki negatif *operational amplifier* dengan kompensasi tanpa kapasitor

Nilai arus yang terukur pada kedua kaki *operational amplifier* adalah sebesar 1,385 μA dan 1,591 μA . Dengan nilai arus yang sangat kecil seperti ini daya yang masuk ke *operational amplifier* akan relatif kecil dan tidak membuat IC *operational amplifier* menjadi panas.

5.2.1.2 Nilai Penguatan *Operational Amplifier* Diturunkan

Kualitas keluaran detektor fasa frekuensi rendah sebagai pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik dapat ditingkatkan dengan cara menurunkan penguatannya. Rangkaian *operational amplifier* yang memiliki penguatan tinggi akan menyebabkan tingginya tegangan *offset* keluaran yang dimilikinya, seperti pada penjelasan di subbab 5.1 sebelumnya. Selain

berpengaruh pada naiknya tegangan keluaran *offset*, penguatan yang sangat besar akan mengakibatkan terjadinya penguatan *noise*. *Noise* yang timbul di kaki masukan positif dan negatif *operational amplifier* akan dikuatkan dan akan mempengaruhi nilai keluaran dari *operational amplifier*. Salah satu pengaruh yang sangat jelas terlihat adalah adanya *distorsi* sinyal keluaran, seperti yang akan dijelaskan pada pengujian optimisasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah di subbab berikutnya.

Untuk rangkaian detektor fasa sebagai pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik yang menggunakan *operational amplifier* LT1886CS8, besarnya penguatan yang dilakukan adalah sebesar 11 kali. Hal ini dilakukan karena dalam *data sheet* disebutkan bahwa LT1886CS8 stabil untuk penguatan sebesar 10 kali atau lebih untuk suplai dan beban berapapun. Sehingga pada rangkaian ditambahkan resistor *open loop negative* sebesar 1 k Ω , yang dihubungkan pada kaki masukan negatif dan kaki keluaran *operational amplifier*, seperti yang ditunjukkan pada gambar rangkaian 5.32.

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \quad (5.5)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \left(\frac{1000}{100} \right) = 11 \text{ kali}$$

Keterangan :

- V_o = tegangan keluaran *operational amplifier* (Volt)
- V_i = tegangan masukan *operational amplifier* (Volt)
- R_f = resistor open loop negatif (Ω)
- R_1 = resistor luar (Ω)

5.2.1.3 Penambahan *Shield* Diantara Jalur-Jalur Tembaga pada PCB

Untuk mengatasi permasalahan timbulnya *stray capacitance* diantara dua jalur tembaga dalam pcb disisipkan *conductor shield* yang mempunyai konstanta dielektrik yang sama dengan jalur tembaganya. Fungsi dari *conductor shield* ini adalah untuk menarik garis medan listrik yang timbul diantara dua jalur tembaga, sehingga akan didapatkan garis medan listrik yang lebih rendah dibandingkan sebelumnya. Konstanta dielektrik yang sama antara *conductor shield* yang

digunakan dengan jalur tembaga berfungsi agar tidak terjadi *stray capacitance*. Penambahan ini akan mengurangi pengaruh gangguan terhadap garis medan listrik dan meminimalisasikan timbulnya *stray capacitance* antara kedua jalur tembaga maupun antara jalur tembaga dengan benda di sekelilingnya.

Dalam suatu jurnal penelitian yang berjudul *Design Principle for Multichannel Fringing Electric Fields Sensors* yang diterbitkan IEEE, dalam suatu bagiannya disebutkan bahwa semakin dekatnya jarak penambahan *conductor shield* dengan elektroda akan menurunkan nilai *stray capacitance* yang timbul di rangkaian [13]. Hasil penelitian tersebut sejalan dengan *paper* yang ditulis oleh Alexander V. Mamishev, dan gambar 5.17 yang telah dijelaskan pada subbab 5.1 sebelumnya.

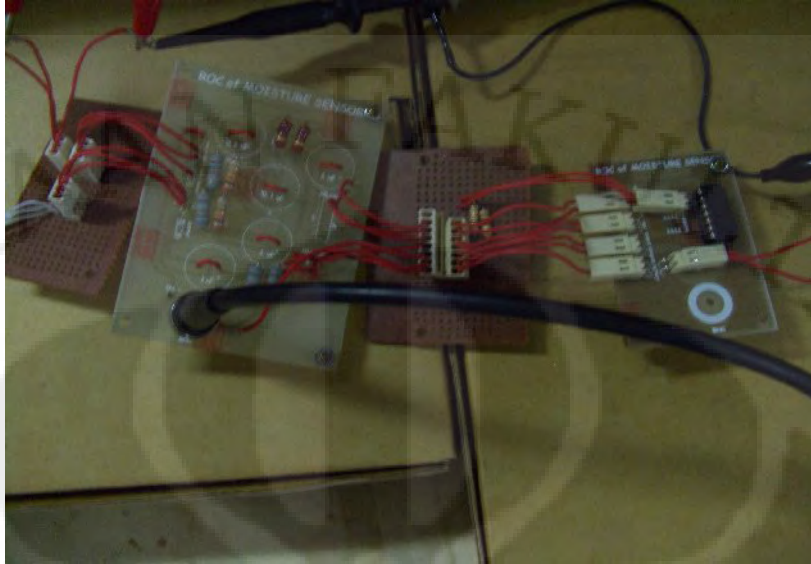
5.2.2 Pengujian Optimisasi Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah

Berdasarkan pembahasan optimisasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah sebelumnya, maka penulis menguji rangkaian hasil optimisasi. Dalam hal ini tidak semua optimisasi diterapkan pada rangkaian detektor fasa. Oleh karena terkendala waktu, penambahan *conductor shield* diantara jalur tembaga pcb tidak dapat dilakukan.

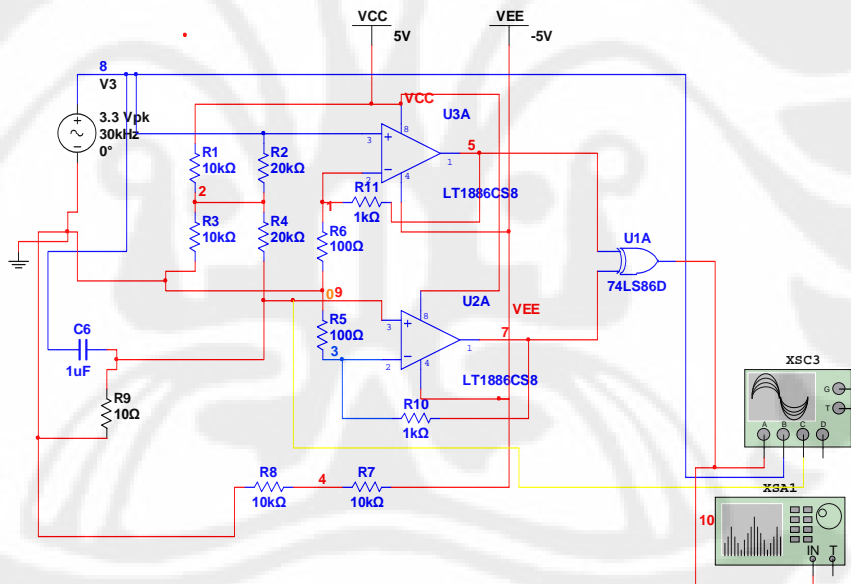
Pengujian optimisasi yang telah dilakukan meliputi desain rangkaian detektor fasa tanpa menggunakan kapasitor di rangkaian kompensasinya, dan menguji rangkaian dengan beberapa variabel resistansi dan kapasitansi.

5.2.2.1 Desain Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Menggunakan Rangkaian Kompensasi Tanpa Kapasitor

Berdasarkan gambar 5.31 seperti halnya desain rangkaian detektor fasa sebelum optimisasi, rangkaian detektor fasa frekuensi rendah terdiri dari tiga bagian utama yakni suplai tegangan, rangkaian kompensasi dan rangkaian utama pembaca beda fasa. Perbedaan antara rangkaian sebelum optimisasi dan setelah optimisasi adalah tidak adanya kapasitor pada rangkaian kompensasinya dan penambahan resistor umpan balik negatif.



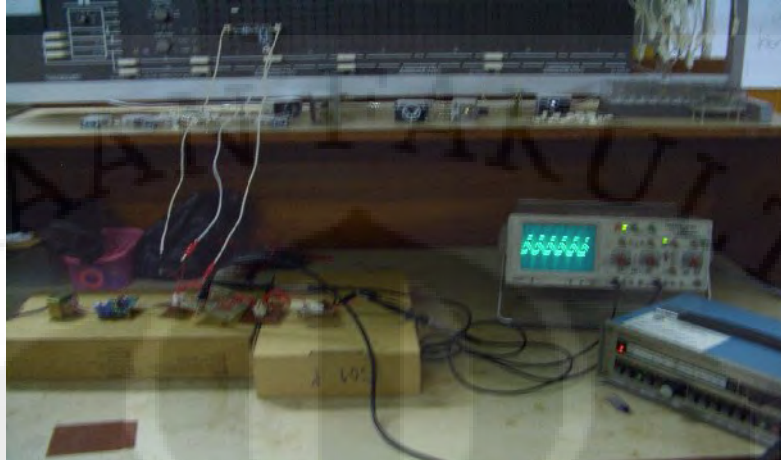
Gambar 5. 31 Rangkaian detektor fasa frekuensi rendah menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor



Gambar 5. 32 Desain multisim rangkaian detektor fasa frekuensi rendah menggunakan rangkaian kompensasi tanpa kapasitor

5.2.2.2 Pengujian Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Menggunakan Rangkaian Kompensasi Tanpa Kapasitor

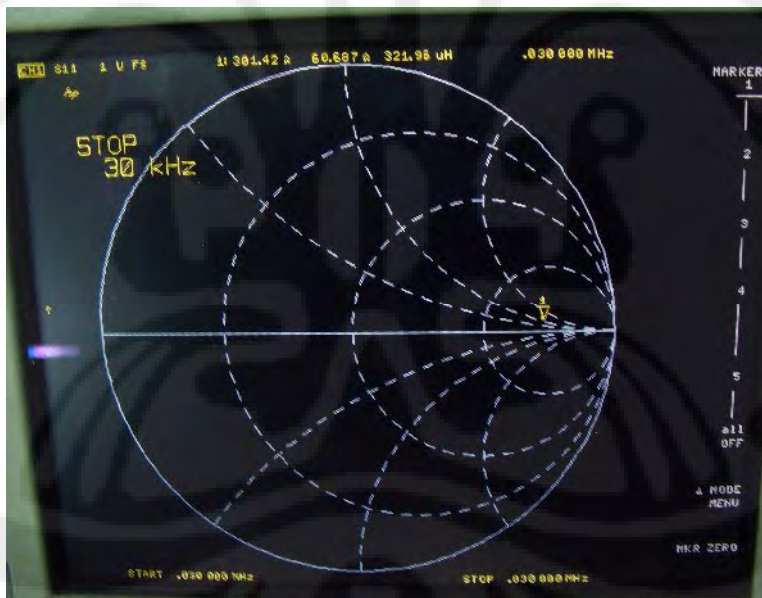
Pengujian rangkaian detektor fasa tidak dilakukan secara langsung menggunakan sensor kelembaban dan konduktivitas tanah, melainkan dengan menggunakan variasi nilai resistor dan kapasitor sebagai pengganti resistansi dan kapasitansi tanah.



Gambar 5. 33 Pengujian rangkaian detektor fasa frekuensi rendah hasil optimisasi

a. Pengujian Nilai Impedansi Saluran

Hasil pengujian nilai impedansi saluran untuk rangkaian detektor fasa setelah optimisasi adalah sebagai berikut,



Gambar 5. 34 Pengujian impedansi rangkaian detektor fasa hasil optimisasi menggunakan *network analyzer*

Seperti pengujian pada rangkaian detektor fasa sebelum optimisasi sebelumnya, pengujian ini bertujuan untuk mengetahui rugi-rugi daya yang hilang di saluran transmisi. Berdasarkan pengujian tersebut diketahui nilai impedansi konektor BNC yang digunakan dalam rangkaian yang menghubungkan antara RC

Generator dengan detektor fasa adalah sebesar $301,42 \Omega$. maka besarnya koefisien pantul berdasarkan persamaan 2.28 adalah $\Gamma \equiv \frac{V_{0r}}{V_{0i}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma| e^{j\phi}$

$$\Gamma \equiv \frac{301,42 - 50}{301,42 + 50}$$

$$\Gamma \equiv 0,7154$$

Sehingga besarnya daya yang diterima oleh rangkaian detektor fasa berdasarkan persamaan 2.30 adalah sebesar,

$$\frac{\langle P_r \rangle}{\langle P_i \rangle} = 1 - |\Gamma|^2$$

$$\frac{\langle P_r \rangle}{\langle P_i \rangle} = 1 - |0,7154|^2$$

$$\frac{\langle P_r \rangle}{\langle P_i \rangle} = 0,49$$

Besarnya daya yang terpantul adalah $1 - 0,49 = 0,51$ (51%), besarnya daya yang diterima adalah 49 %.

Berdasarkan perhitungan diatas, besarnya daya yang diterima mencapai setengah dari daya yang dikirim dari *RC generator*. Jika diasumsikan besarnya arus yang mengalir di rangkaian sangat kecil, maka penurunan daya ini akan sebanding dengan penurunan level tegangan yang diterima di rangkaian. Penurunan level tegangan akibat rugi impedansi saluran ditambah dengan penurunan level tegangan akibat kabel ditambah penurunan tegangan akibat *distorsi* karena kopling kapasitif menghasilkan penurunan tegangan total yang diterima oleh kaki positif *operational amplifier* masukan dan keluaran sensor. Sehingga besarnya tegangan yang diterima oleh kaki positif (V_i^+) *operational amplifier* masukan sensor dapat dihitung sebagai berikut :

$$V_i^+ = (3,3 \text{ V} - 49\%(3,3 \text{ V})) - (\text{tegangan kabel jumper} + \text{tegangan kopling kapasitif})$$

$$V_i^+ = (1,683 \text{ V}) - (\text{tegangan kabel jumper} + \text{tegangan kopling kapasitif}).$$

Sedangkan untuk *operational amplifier* keluaran sensor, besarnya tegangan yang diterima oleh kaki positifnya (V_i^+) adalah sebagai berikut :

$V_i^+ = (3,3 \text{ V} - 49\%(3,3 \text{ V})) - (\text{tegangan kabel jumper} + \text{tegangan kopling kapasitif}) - (\text{tegangan pada beban resistif dan kapasitif tanah}).$

$V_i^+ = (1,683 \text{ V}) - (\text{tegangan kabel jumper} + \text{tegangan kopling kapasitif} + \text{tegangan pada beban resistif dan kapasitif}).$

Mengacu pada persamaan 2.28, nilai salah satu faktor yang mempengaruhi FPBW (*Full Power Bandwidth*) adalah level tegangan puncak ke puncak yang masuk ke kaki masukan *operational amplifier*. Dalam hal ini, agar LT1186CS8 dapat menghasilkan sinyal keluaran yang tepat untuk mendapatkan beda fasa antara masukan dan keluaran sensor maka level tegangan puncak ke puncak yang masuk ke kaki positifnya harus lebih besar dari 1,06 Volt.

$$f = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi V_i^+}$$

$$V_i^+ = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi f}$$

$$V_i^+ = \frac{200000}{2\pi \times 30000} = 1,06 \text{ V}$$

Untuk tegangan masukan *operational amplifier* keluaran sensor, level tegangannya sangat dipengaruhi oleh resistansi dan kapasitansi tanah yang diukur. Berdasarkan persamaan V_i^+ , dengan mengangap bahwa nilai tegangan kabel jumper dan tegangan kopling kapasitif mendekati nol, maka tegangan pada beban resistif dan kapasitif harus lebih kecil dari $1,683 \text{ V} - 1,06 \text{ V} = 0,623 \text{ Volt}$.

Berdasarkan hasil perhitungan tersebut, agar sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik dapat digunakan secara fleksibel pada perubahan nilai resistansi dan kapasitansi yang kecil maka perlu mengurangi rugi-rugi daya di rangkaian. Rugi daya akibat kapasitif kopling, sebagaimana telah dijelaskan pada subbab 5.1, pada rangkaian dapat ditambahkan *conductor shield*. Sedangkan rugi daya akibat penggunaan *jumper*, dapat diminimalisasikan dengan mendesain *jumper* seminimal mungkin di rangkaian.

Rugi daya paling besar yang perlu diminimalisasikan dengan sempurna adalah rugi daya yang diakibatkan karena ketidakselarasan antara saluran transmisi (kabel koaksial) yang berasal dari *RC generator* dengan konektor BNC di rangkaian. Pada pengamatan di frekuensi 30 kHz – 1 MHz menggunakan *network analyzer*, tidak terdapat nilai impedansi yang selaras antara saluran

transmisi *RC generator* dengan konektor BNC rangkaian, grafik pengamatannya terdapat pada lembar lampiran 5. Sehingga cara yang paling mungkin untuk menyelaraskan antara saluran transmisi RC Generator dengan rangkaian adalah dengan mengganti konektor yang memiliki impedansi mendekati 50 ohm. Hasil pengamatan di frekuensi 30 kHz – 1 MHz dapat dilihat pada lembar lampiran.

b. Pengujian Sinyal keluaran Detektor Fasa Hasil Optimisasi

Tabel 5.3 Hasil pengujian rangkaian detektor fasa hasil optimisasi

No	R ($K\Omega$)	C (μF)	Perhitungan	Pengujian Alat			
			Lebar Fasa ($^{\circ}$)	Lebar Pulsa (s)	Sudut Fasa ($^{\circ}$)	Lebar Pulsa 90 $^{\circ}$ (s)	Margin Kesalahan ($^{\circ}$)
1	2	0.01	14.85	1.85E-06	20.8125	1.60E-05	5.9625
2	1	0.01	27.94	2.00E-06	33.75	1.60E-05	5.81
3	2.7	0.001	63	6E-06	67.5	1.60E-05	4.5
4	2.2	0.01	13.55	1.50E-06	16.875	1.60E-05	3.325
5	6.8	0.001	37.59	3.5E-06	45	1.60E-05	7.41

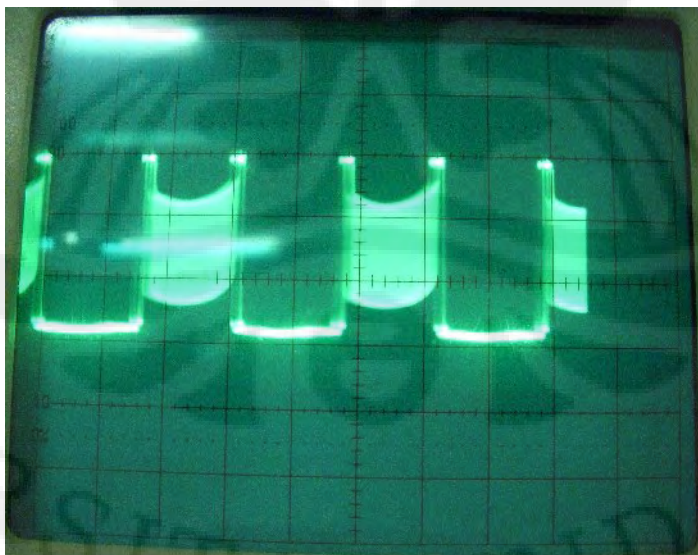
Dari lima data pengujian rangkaian detektor fasa hasil simulasi pada tabel 5.3, margin kesalahan yang terjadi mempunyai rata-rata sebesar 5,4015 $^{\circ}$. Margin kesalahan sebesar ini disebabkan karena sinyal keluaran alat *terdistorsi* sehingga penulis sulit untuk menentukan lebar pulsa keluarannya pada *oscilloscope*.

Distorsi sinyal keluaran yang terjadi disebabkan karena pengaruh *stray capacitance*. Sebagaimana yang telah dijelaskan pada subbab 5.1, *stray capacitance* terjadi karena adanya dua buah konduktor yang berdekatan dan dipisahkan oleh sebuah bahan dielektrik. Dalam hal ini konduktor tersebut adalah jalur tembaga pada pcb yang dipisahkan oleh FR-4 sebagai substrat pcbnya. Akibatnya, daya yang diterima dalam rangkaian akan turun akibat dan akan menimbulkan *noise* yang akan mendistorsinya sinyal tegangan pada rangkaian. Distorsi sinyal keluaran detektor fasa hasil optimisasi akan sangat terasa apabila kita menggerakkan tangan kita di sekitar jalur tembaga pada rangkaian.



Gambar 5. 35 Sinyal keluaran detektor fasa tanpa gangguan tangan

Untuk membuktikan pengaruh *stray capacitance* yang terjadi di rangkaian detektor fasa hasil optimisasi, penulis menggerakkan tangan di sekitar jalur tembaga pada rangkaian. Gambar 5.35 adalah sinyal keluaran detektor fasa tanpa gangguan tangan, sedangkan gambar 5.36 adalah sinyal keluaran detektor fasa dengan gangguan tangan. Berdasarkan kedua gambar tersebut dapat dilihat bahwa adanya bahan dielektrik (tangan) yang memotong garis-garis medan listrik yang keluar dari pcb menyebabkan terjadinya *noise*.



Gambar 5. 36 Sinyal keluaran detektor fasa dengan gangguan tangan

Menurut Lenk (1999), *stray capacitance* meskipun hanya 2 pF akan mengakibatkan timbulnya transiet tegangan yang tinggi. Hal ini sejalan dengan sinyal keluaran detektor fasa pada gambar 5.35 dan 5.36, pada awal pulsa sinyal tegangannya terdapat *transient* tegangan yang cukup tinggi. Menurut lenk (1999), pengaruh akibat timbulnya *stray capacitance* ini dapat diatasi dengan layout papan yang tepat dan meminimalisasikan ruang diantara dua jalur tembaga dengan penambahan *conductor shield*. [14]

Berdasarkan pengujian hasil optimisasi rangkaian, maka untuk mendapatkan rangkaian detektor fasa yang optimal perlu melakukan optimisasi rangkaian yang menyeluruh, termasuk penambahan *conductor shield*, meminimalisasikan kabel *jumper* dan penggunaan konektor yang memiliki impedansi mendekati 50 ohm.

Tabel 5.4 Langkah tambahan optimisasi rangkaian detektor fasa yang diperlukan untuk meningkatkan kinerja rangkaian detektor fasa

No	Masalah yang timbul pada pengujian hasil optimisasi rangkaian	Langkah optimisasi tambahan
1	Distorsi sinyal keluaran detektor fasa karena pengaruh <i>stray capacitance</i>	Penambahan <i>conductor shield</i> di rangkaian
2	Ketidakmampuan rangkaian untuk mengukur resistansi kecil	Peminimalisasian penggunaan kabel <i>jumper</i> dan penggunaan konektor yang memiliki impedansi mendekati 50 ohm.

BAB 6

KESIMPULAN DAN SARAN

6.1 KESIMPULAN

Berdasarkan pembahasan yang telah diuraikan pada bab-bab sebelumnya, maka dapat disimpulkan beberapa hal sebagai berikut:

1. Perancangan simulasi rangkaian detektor fasa frekuensi rendah sebagai rangkaian pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik telah berhasil dilakukan dengan menggunakan multisim 10.0.1 dengan hasil sebagai berikut:
 - a. Ketelitian pembacaan sebesar $0,05^\circ$
 - b. Rentang pembacaan beda fasa $0 < \theta < 90^\circ$
2. Berdasarkan analisa *datasheet* dan pengujian simulasi terhadap *operational amplifier* OPA2277PA, LTC1051/1053, OPA2652U, LM675T, LT1807CMS8, dan LT1886CS8 didapatkan LT1886CS8 sebagai komponen yang tepat dalam perancangan detektor fasa karena memiliki *Gain Bandwidth Product* 700 MHz, *slew rate* 200 V/ μ s, CMRR sebesar 98 dB dan mempunyai kestabilan keluaran.
3. Hasil implementasi perancangan detektor fasa pada pcb berdasarkan hasil simulasi tidak mampu membaca keluaran beda fasa antara masukan dan keluaran sensor dengan baik, hal ini disebabkan karena beberapa masalah. sebagai berikut :
 - a. Hasil keluaran rangkaian detektor fasa hanya merupakan penguatan dari sinyal masukan *offset*, ini disebabkan karena penurunan kinerja *operational amplifier* yang digunakan dan penguatan yang terjadi tidak terhingga. Masalah ini dapat diatasi dengan mengganti *operational amplifier* yang digunakan dan memberikan tambahan resistor *feedback* negatif di rangkaian untuk memberikan penguatan sebesar 11 kali.
 - b. Penurunan level tegangan yang diterima oleh sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik sebesar 41,25 kali dari level tegangan keluar dari suplai *RC generator*, ini dapat diatasi dengan penggunaan konektor yang

mempunyai impedansi 50 ohm dan meminimalisasikan penggunaan kabel *jumper*.

- c. Daya yang diterima oleh rangkaian hanya sebesar 48,35 % dari total daya yang dikirim oleh *RC Generator*, hal ini dapat diatasi dengan penggunaan konektor rangkaian dengan saluran transmisi yang mempunyai impedansi sebesar 50 ohm.
 - d. Timbulnya *stray capacitance* dan kopling kapasitif pada pcb yang mendistorsi sinyal keluaran detektor fasa, masalah ini dapat diatasi dengan menambahkan *conductor shield* diantara jalur tembaga pada perancangan pcb.
4. Rangkaian detektor fasa hasil optimisasi telah diuji di laboratorium elektronika dan laboratorium *anechoic chamber* dengan hasil sebagai berikut:
 - a. Pengujian dengan menggunakan lima buah resistor diatas 1 KiloOhm, margin kesalahan rata-rata yang terjadi adalah sebesar $6,4015^\circ$.
 - b. Daya yang diterima rangkaian adalah sebesar 49,0 % dari total daya yang dikirimkan oleh *RC Generator*.

6.2 SARAN

Berdasarkan kesimpulan diatas, maka penulis memberikan beberapa saran untuk meningkatkan kinerja rangkaian detektor fasa hasil optimisasi sebagai berikut,

1. Melakukan desain ulang pcb rangkaian detektor fasa dengan menambahkan *conductor shield* diantara jalur tembaga rangkaiannya untuk mengatasi masalah *stray capacitance* dan distorsi yang diakibatkan oleh *noise* pada rangkaian.
2. Meminimalisasikan penggunaan kabel *jumper* yang menimbulkan penurunan daya yang diterima oleh komponen.
3. Menggunakan konektor rangkaian dengan impedansi mendekati 50 ohm agar terjadi keselarasan antara saluran transmisi RC generator dengan rangkaian, sehingga tidak terjadi penurunan level tegangan yang diterima oleh sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik.

4. Hasil perancangan rangkaian detektor fasa frekuensi rendah sebagai pembaca keluaran sensor kelembaban dan konduktivitas elektrik ini dapat digunakan sebagai *prototype* untuk pengembangan detektor fasa lebih lanjut.



DAFTAR ACUAN

- [1] Nuganics.Precision Agriculture Testing Manual For PH & Electrical Conductivity (EC) in Soil – Fertiliser – water.
www.nuganics.com.au/faq/precision-agriculture-testing-manual-for-ph-electrical-conductivityec-in-soil—fertiliser—water/
- [2] Penjelasan Bapak Dr.Ir. Agus Santoso Tamsir, M.T.
- [3] Boylestad, Robert.L.(2006).*Electronics Devices and Circuit Theory*.New Jersey:Pearson Education International.
- [4] Millman, Jacod and Grabel,Arvin.(1987).*Microelectronics second edition*.New York:McGRAW-HILL BOOK COMPANY.
- [5] Hayt, William.H & Buck, John.A.(2006).*Engineering Electromagnetics, Seventh Edition*.New York:McGraw-Hill.
- [6] Linear Technology.(2000).*LT806/LT807 325 MHz, Single/Dual, Rail-to-Rail Input and Output, Low Distortion, Low Noise Precision Op Amps*.USA:Linear Technology Corporation .
- [7] Gayawad,Ramakant.A.(2000).*Op-Amps and Linear Integrated Circuits, fourth edition*.London:Prentice Hall International, Inc.
- [8] Jung, Walt.(2005).*Op Amp Applications Handbook*.Oxford:Analog Devices.
- [9] Philips.(1990).*74HC/HCT86 Quad 2-Input Exclusive-OR Gate*.USA:Philips Semiconductor.
- [10] Elliot, Rod.,Connel,Brian.(2007).*LX-800 Power Control Section*.Elliott Sound Products:Poject 62-C.
- [11] Ramo, Simon & Whinnery, John.R. (1984).*Fields and Waves in Communication Electronics, Second Edition*.New York:John Wiley & Sons.
- [12] Mamishev,A.V.,Sundara-rajan,K.,DU,YANKING.(2004).Interdigital sensors dan Transducer.Journal of IEEE, VOL 92, NO 5.
- [13] Li, Xiaobei.B.,Larson, Sam.D.,Zyusin, Alexei.S.,(2006).Design Principles for Multichannel Fringing Electric Field Sensors.IEEE Sensors Journal, VOL.6, NO.2.
- [14] Lenk, John D.(1999).*Circuit Troubleshooting Handbook*.New York:McGraw-Hill.

DAFTAR PUSTAKA

- Al-alaqui, Mohammad.A.(1996).*A Unified Analog and Digital Design to Peak and Valley Detector, Window Peak and Valley Detectors, and Zero-Crossing Detectors*.IEEE Transactions on Instrument and Measurement, vol.IM-35.No.3,September 1986.
- Burr-Brown Products.(2000). *OPA2652 Dual, 700MHz, Voltage-Feedback OPERATIONAL AMPLIFIER*.USA:Burr-Brown Corporation.
- Burr-Brown Products.(2005).*High Precision Operational Amplifiers OPA277, OPA2277, OPA4277*.Texas Instruments.
- Campbell,S.C.(2001).*Response of the ECH2O Soil Moisture Probe to Variation in Water Content, Soil Type, and Solution Electrical Conductivity*.Report, Decagon Devices, pullman, WA.
- Carter, Bruce., Brown,Thomas.R.(2001).*Handbook of Operational Amplifier Applications*.Application Report:Texas Instrumen.
- Clayton,George.,Winder,Steve.(2003).*Operational Amplifiers*.Kidlington:Elsevier Ltd.
- Davis, Billy C.(1972).*AC Coupled Comparator and A/D Converter*.United States Patent:Texas Instruments Incorporated.
- Faulkenberry, Luces.M.(1996). *Electric Power Distribution and Transmission*. Ohio:Prentice Hall.
- Fong.K.,Lavery.M.,Fang.S.(1998).*Sawtooth Wave Generation for Pre-Buncher Cavity in Isac*.Journal of IEEE.
- Frame, James W.(2005).*Comparator Circuit for Semiconductor Test System*.United State Patent:Advantest Corp..
- G. Fink, Donald (ed).(1975).*Electronic Engineers Handbook*. New York: McGraw Hill.
- Hegg, M.C.,Mamishhev,A.V.(2004).*Influence of Variable Plate Separation on Fringing Electric Fields in Parallel-Plate Capacitors*.Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electric Insulation, Indianapolis, IN USA, 19-22 September 2004.
- Horowitz, Paul and Hil, Winfieldl.(1989).*The Art of Electronics 2nd Ed*. Cambridge:Cambridge University Press.
- Hughes,Frederick.W.(1981).*Op Amp Handbook*.London:Prentice-Hall.

- Jordan, Edward.C.(1985).*Electromagnetic Waves & Radiating Systems, Second Edition*.New Delhi:Prentice-Hall of India Private Limited
- Linear Technology.*LTC1051/LTC1053Dual/Quad Precision Chopper Stabilized Operational Amplifiers With Internal Capacitors*. USA:Linear Technology Corporation.
- Linear Technology.(2000). *LT1886 Dual 700MHz, 200mA Operational Amplifier*. USA:Linear Technology Corporation.
- Li, Xiaobei.B.,Larson, Sam.D.,Zyusin.(2004).*Design of Multi-channel Fringing Electric Field Sensors for Imaging Part I: General Design Principles*.Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electric Insulation, Indianapolis, IN USA, 19-22 September 2004.
- Li, Xiaobei.B.,Larson, Sam.D.,Zyusin.(2004).*Design of Multi-channel Fringing Electric Field Sensors for Imaging Part II: Numerical Examples*.Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electric Insulation, Indianapolis, IN USA, 19-22 September 2004.
- Li, Xiaobei.B.,Zyuzin, A.S.,Manishev,A.V.(2003).*Measuring Moisture Content in Cookies Using Dielectric Spectroscopy*.2003 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- Millman, Jacod and Grabel,Arvin.(1987).*Microelectronics second edition*.New York:McGRAW-HILL BOOK COMPANY.
- National Semiconductor.(1999).*LM675 Power Operational Amplifier*.National Semiconductor Corporation.
- R.F.Coughlin and F.F.Driscoll.(1977).*Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits*.New York:Prentics-Hall.
- Reid, D.W.A.(1981).*360° Digital Phase Detector with 100-kHz Bandwidth*.IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. NS-28, No.3, June 1981.
- Riley,Timothy.C., Endreny,Theodore.A., Halfman,John.D.(2004). *Monitoring Soil Moisture and Water Table Height with a Low-cost Data Logger*.New York:The State University of New York.
- Plonus, Martin.A. (1986).*Applied Electromagnetics*.New York:McGraw-Hill.
- Sinnema, William.(1988).*Electronic Transmission Technology*.New Jersey:Prentice-Hall, Inc.
- Tang, Yonghui.(2000).*A Non-sequential Phase Detector for PLL-based High Speed Data/Clock Recovery*.Department of Electrical and Computer Engineering Iowa State University.

Tobey, Graamea, Huelsman. (1971). *Operational Amplifier Design and Applications*. New Delhi: McGRAW-HILL KOGAKUSHA, LTD.

Travis, Bill. (2003). *design ideas Video Multiplexer uses High-speed Op Amps*. Dallas: Texas Instrument.

Wall, R.W. (Proceedings of The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society Paper # 000291). *Simple Methods for Detecting Zero Crossing*. IEEE Industrial Electronics Society Paper.

X.J.Li, G.de Jong, and G.C.M.Meijer. *The influence of electric-field bending on the nonlinearity of capacitive sensors*. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.49, no.2, pp.256-259, Apr.2000.

Lampiran 1: Data Perbandingan FPBW dan
Slew Rate untuk frekuensi
rendah

A. Batasan Data

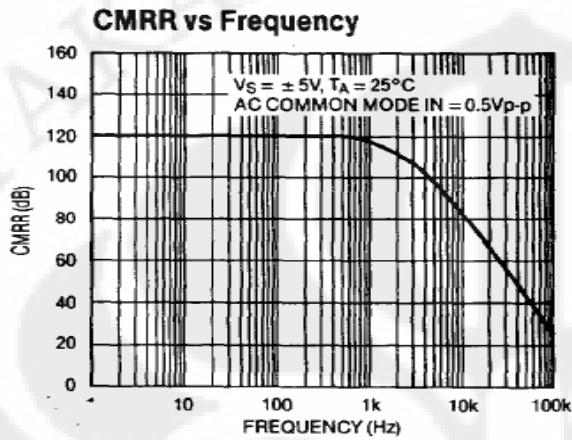
Lebar Fasa Maksimum	90°
Ketelitian	0.0446
Konstanta Pembagi (K)	2020
1/K	0.00049505
Vdd	3.3

B. Data Perbandingan FPBW dan *Slew Rate*

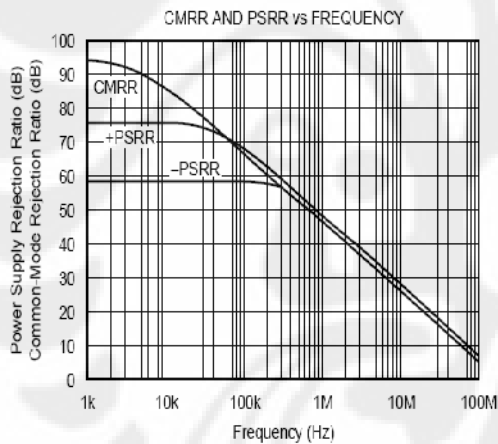
FPBW (Hz)	Periode (s)	Slew Rate (V/us)
10,000	0.0001	66.66
15,000	6.6667E-05	99.99
20,000	0.00005	133.32
25,000	0.00004	166.65
30,000	3.3333E-05	199.98
35,000	2.8571E-05	233.31
40,000	0.000025	266.64
45,000	2.2222E-05	299.97
50,000	0.00002	333.30
55,000	1.8182E-05	366.63
60,000	1.6667E-05	399.96
65,000	1.5385E-05	433.29
70,000	1.4286E-05	466.62
75,000	1.3333E-05	499.95
80,000	0.0000125	533.28
85,000	1.1765E-05	566.61
90,000	1.1111E-05	599.94
95,000	1.0526E-05	633.27
100,000	0.00001	666.60
105,000	9.5238E-06	699.93
110,000	9.0909E-06	733.26
115,000	8.6957E-06	766.59
120,000	8.3333E-06	799.92
125,000	0.000008	833.25
130,000	7.6923E-06	866.58
135,000	7.4074E-06	899.91
140,000	7.1429E-06	933.24
145,000	6.8966E-06	966.57
150,000	6.6667E-06	999.90

Lampiran 2: Perbandingan kurva CMRR pada frekuensi 30 kHz

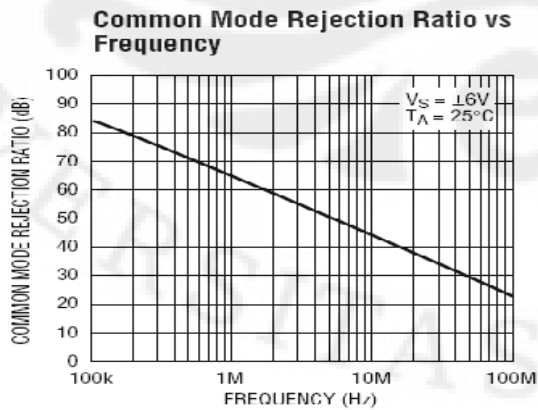
A. LTC1051/1053

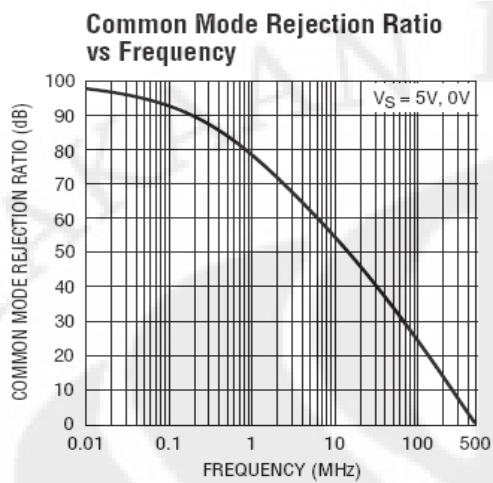


B. OPA2652U



C. LT1886CS8

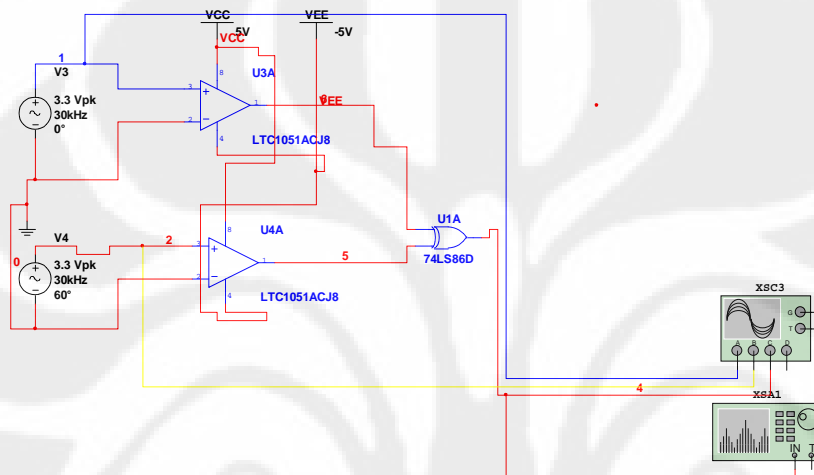


D. LT1806CMS8

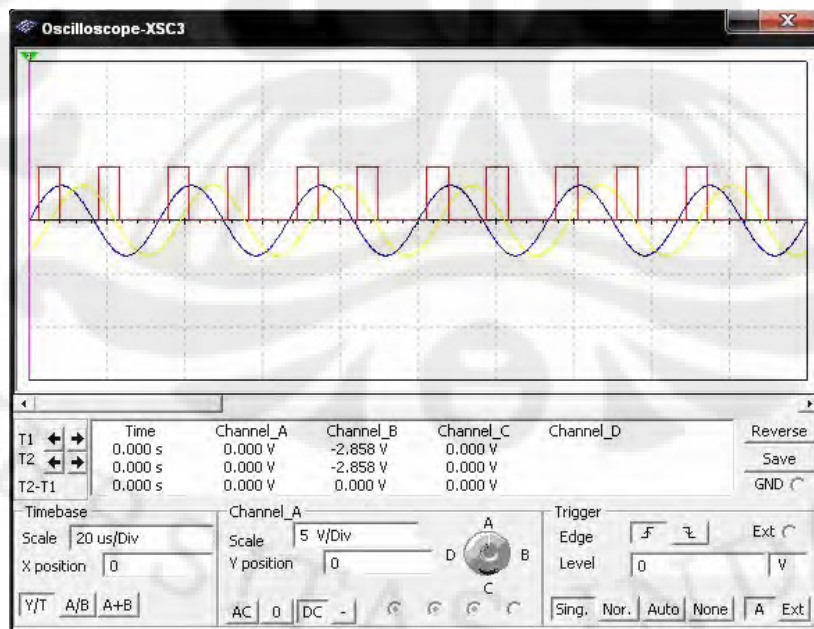
Lampiran 3: Gambar rangkaian simulasi, dan hasil pengamatan menggunakan *oscilloscope* dan *spectrum analyzer*

A. LTC1051/1053

A.1 Gambar Rangkaian Simulasi Menggunakan Multisim 10.0.1

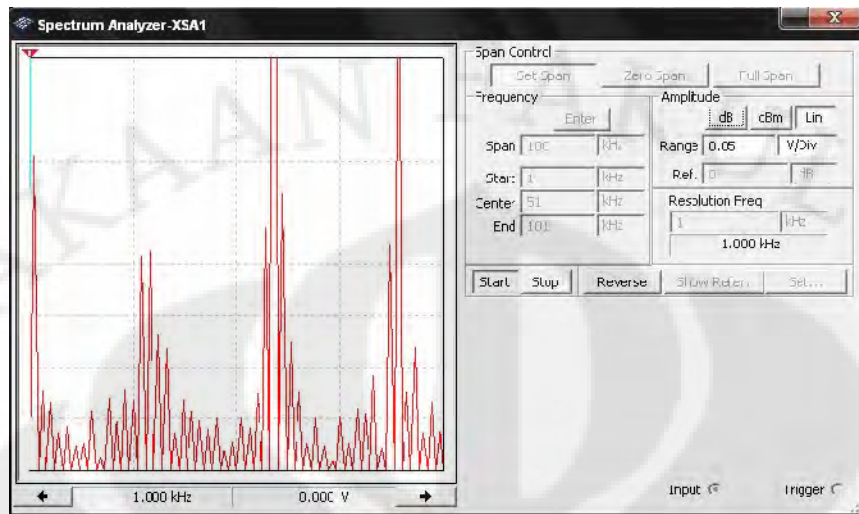


A.2 Hasil Pengamatan Menggunakan *Oscilloscope*



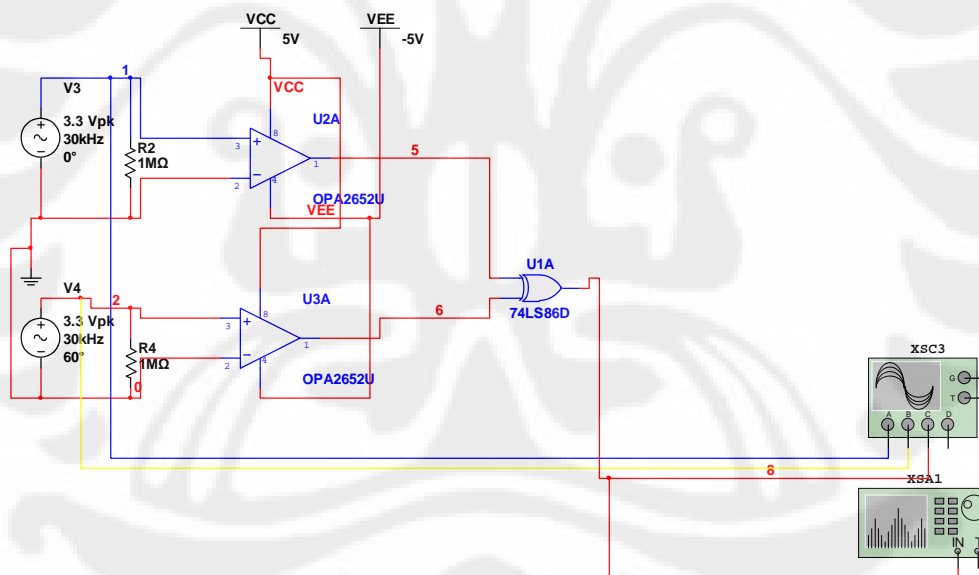
(lanjutan)

A.3 Hasil Pengamatan Menggunakan *Spectrum Analyzer*



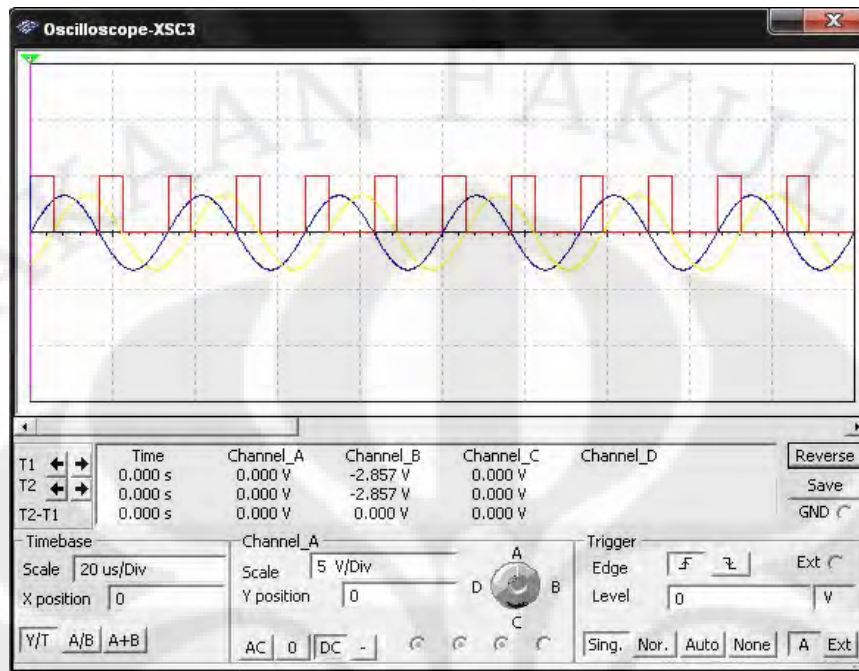
B. OPA2652U

B.1 Gambar Rangkaian Simulasi Menggunakan Multisim 10.0.1

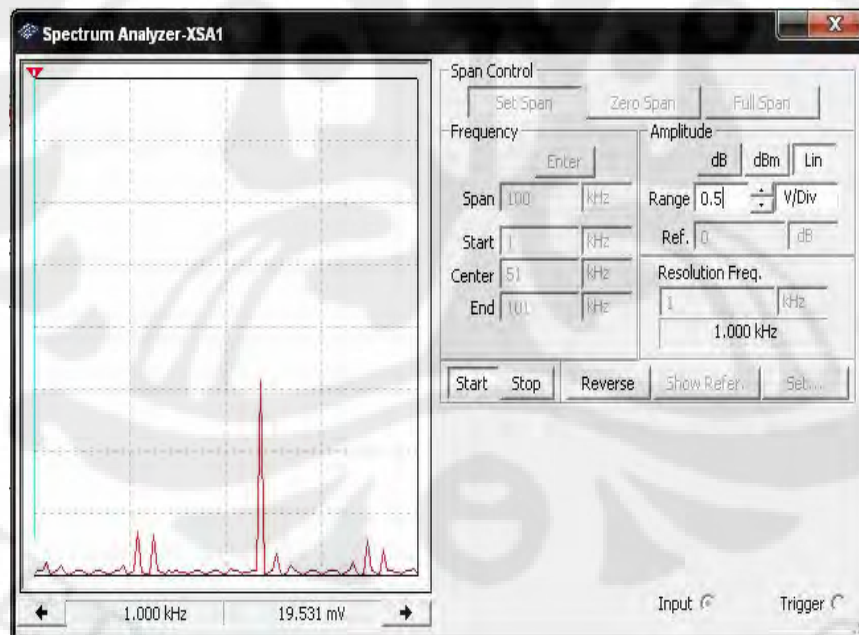


(lanjutan)

B.2 Hasil Pengamatan Menggunakan *Oscilloscope*



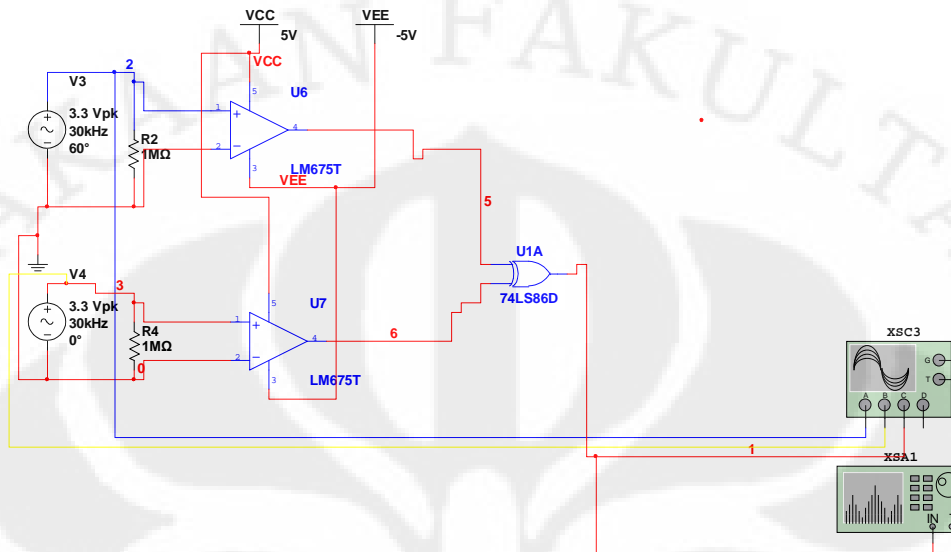
B.3 Hasil Pengamatan Menggunakan *Spectrum Analyzer*



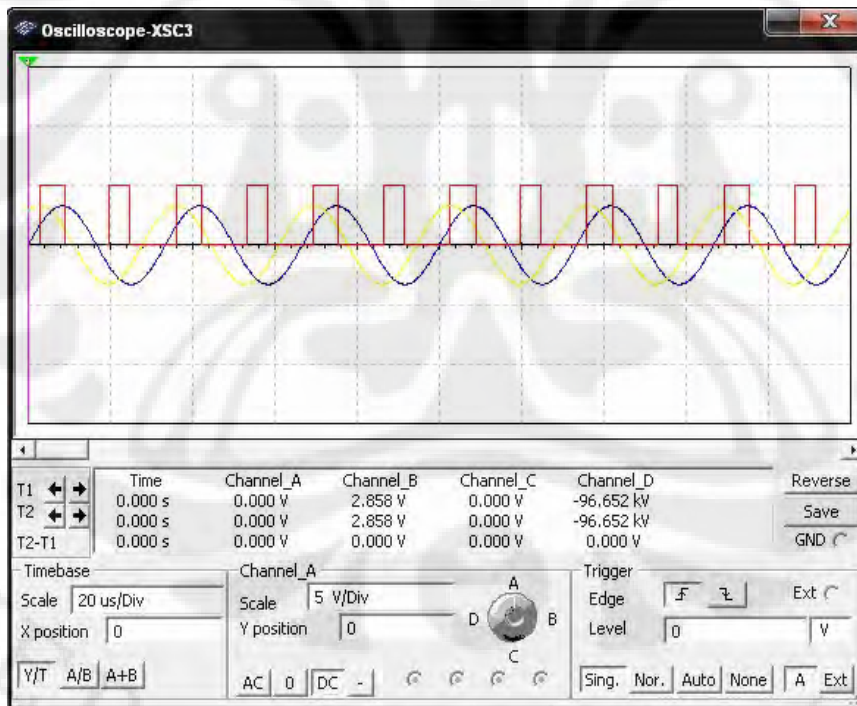
(lanjutan)

C. LM675T

C.1 Gambar Rangkaian Simulasi Menggunakan Multisim 10.0.1

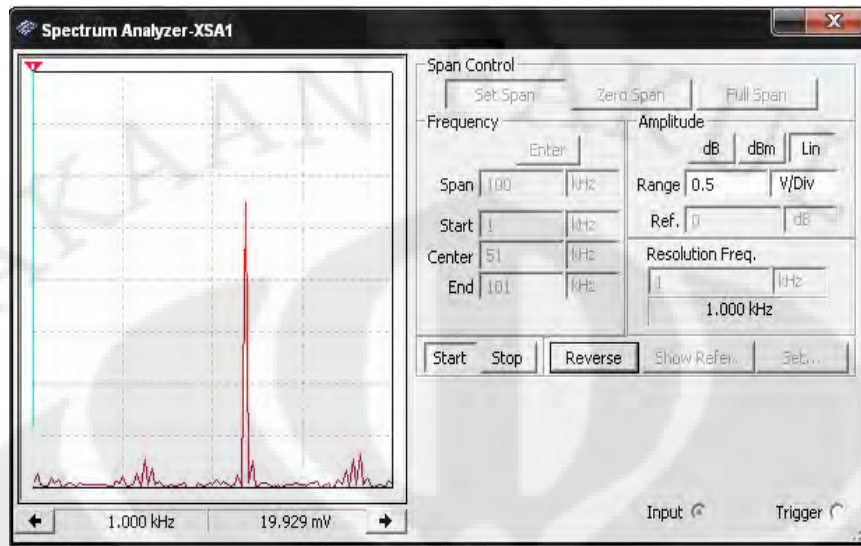


C.2 Hasil Pengamatan Menggunakan *Oscilloscope*



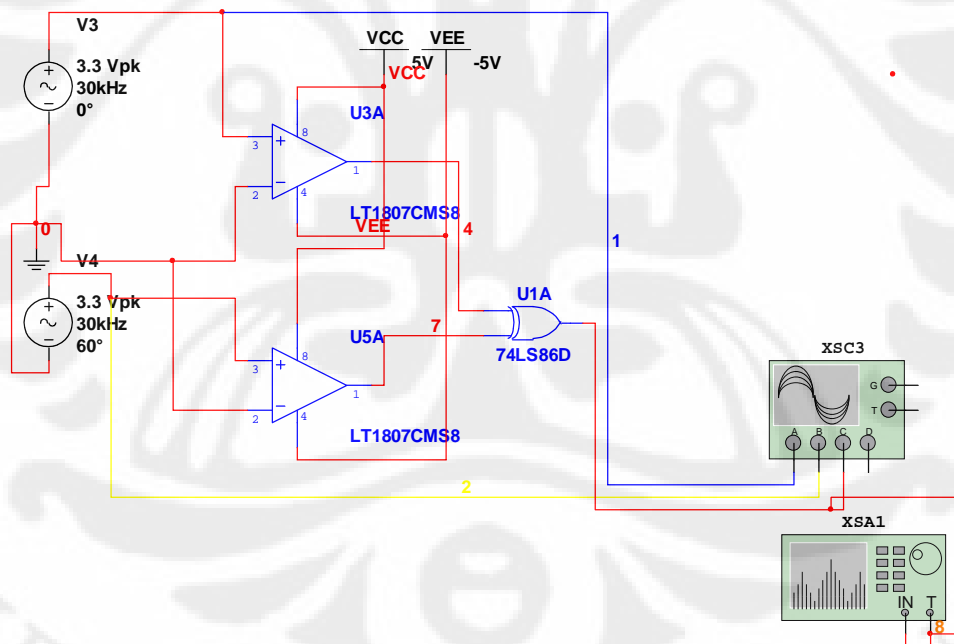
(lanjutan)

C.3 Hasil Pengamatan Menggunakan *Spectrum Analyzer*



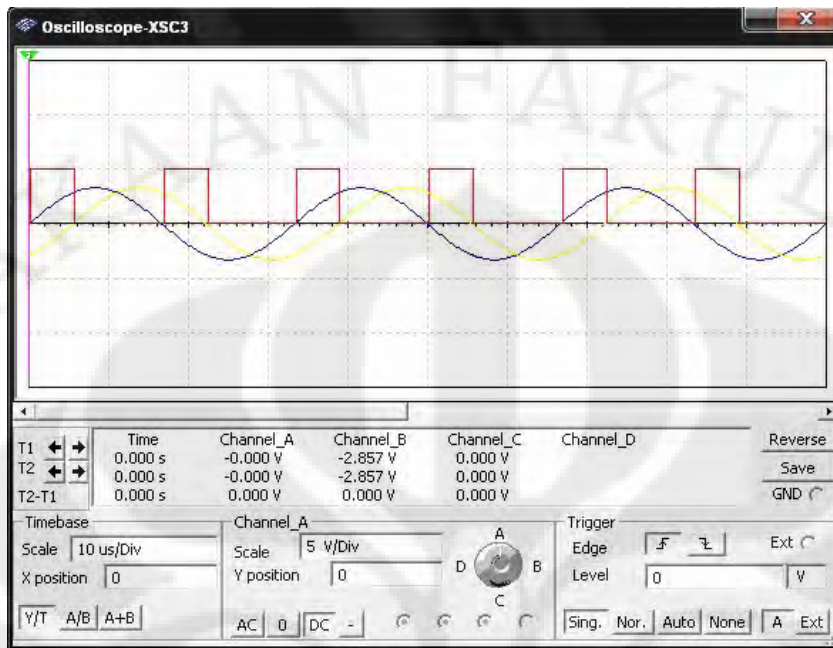
D. LT1807CS8

D.1 Gambar Rangkaian Simulasi Menggunakan Multisim 10.0.1

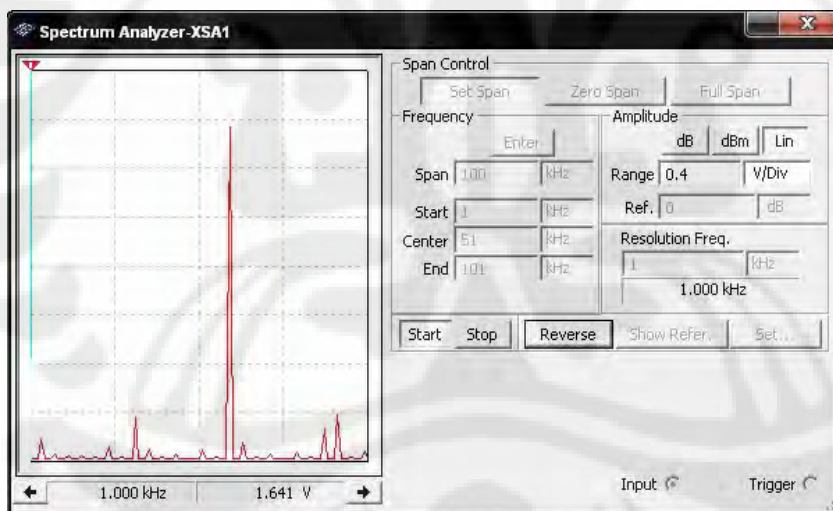


(lanjutan)

D.2 Hasil Pengamatan Menggunakan *Oscilloscope*



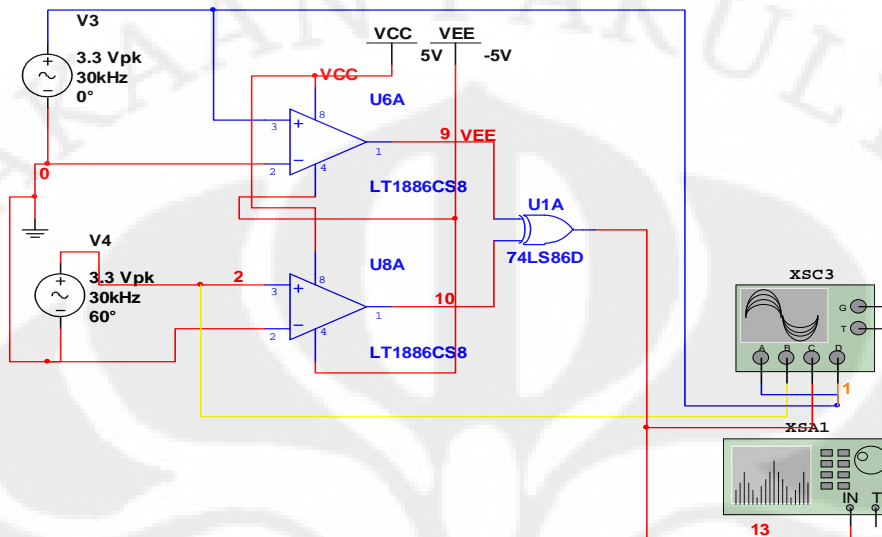
D.3 Hasil Pengamatan Menggunakan *Spectrum Analyzer*



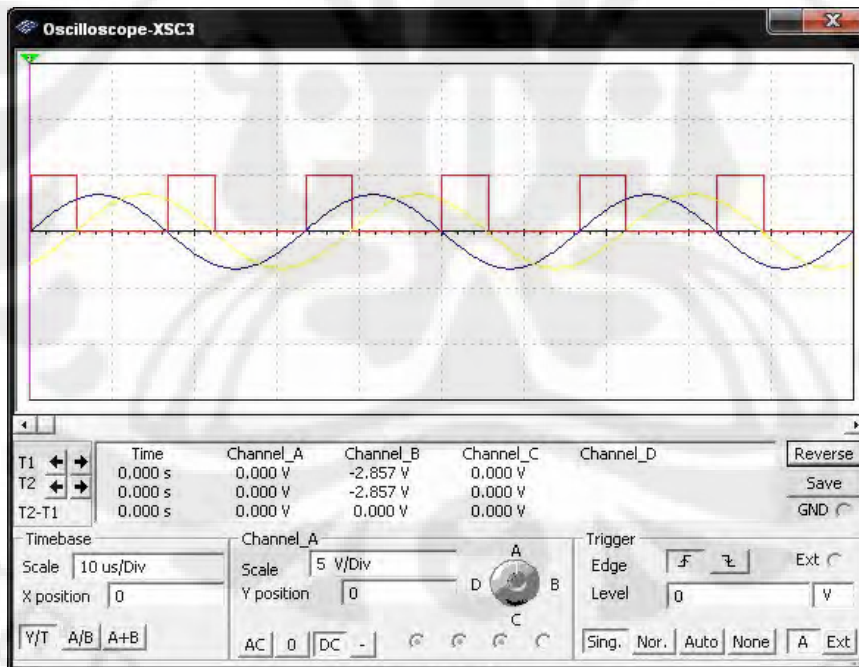
(lanjutan)

E. LT1886CS8

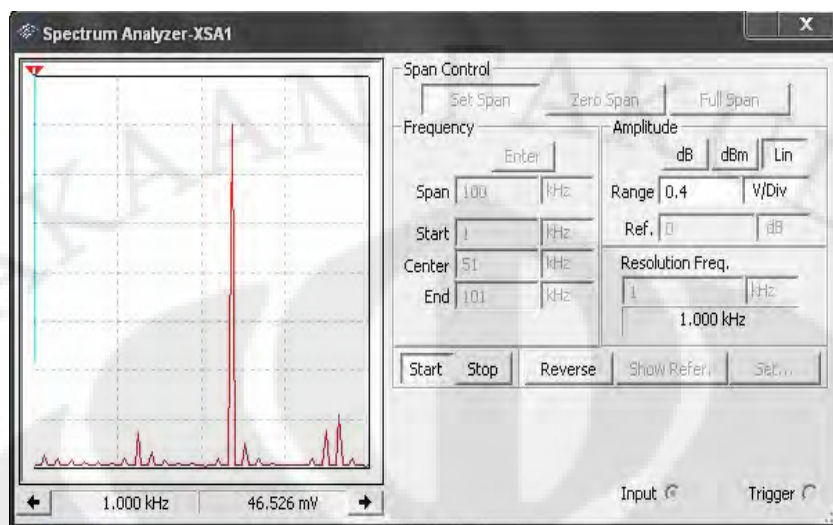
E.1 Gambar Rangkaian Simulasi Menggunakan Multisim 10.0.1



E.2 Hasil Pengamatan Menggunakan *Oscilloscope*



(lanjutan)

E.3 Hasil Pengamatan Menggunakan *Spectrum Analyzer*

Lampiran 4: Data Pengukuran Hasil Simulasi

A. Data Pengukuran Lebar Beda Fasa 30°**A.1 Data Pengukuran Menggunakan *Oscilloscope* Dalam Domain Waktu****A.1.1 *Operational Amplifier* LT1886CS8**

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-rata (s)
1	2.877918302E-06	11	2.763623534E-06	21	2.744013148E-06	2.792430086E-06
2	2.821968160E-06	12	2.701135866E-06	22	2.716869376E-06	Variasi
3	2.811871056E-06	13	2.770644394E-06	23	2.888954109E-06	7.66305E-15
4	2.656403299E-06	14	2.619792810E-06	24	2.777948859E-06	Variasi/Rata-rata
5	2.864419314E-06	15	2.783344345E-06	25	2.803543683E-06	2.744224261E-09
6	2.759700298E-06	16	2.748598286E-06	26	2.804763427E-06	lebar 1 derajat (°)
7	2.917445819E-06	17	2.776453435E-06	27	2.784189724E-06	9.308100284E-08
8	2.782945663E-06	18	2.748229531E-06	28	2.606000398E-06	standar deviasi
9	2.651810418E-06	19	2.770437030E-06	29	2.632775294E-06	8.75389E-08
10	2.779818520E-06	20	2.774514730E-06	30	2.930710421E-06	

A.1.2 *Operational Amplifier* LT1807CMS8

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	2.913730535E-06	11	2.669100681E-06	21	2.717662435E-06	2.740107221E-06
2	2.853523960E-06	12	2.856349018E-06	22	2.779332180E-06	Variasi
3	2.720423995E-06	13	2.816735303E-06	23	2.700493504E-06	8.61243E-15
4	2.638792890E-06	14	2.718561270E-06	24	2.721594209E-06	Variasi/Rata-rata
5	2.767957149E-06	15	2.723225367E-06	25	2.776522429E-06	3.143099861E-09
6	2.707220921E-06	16	2.742316026E-06	26	2.845319187E-06	lebar 1 derajat (°)
7	2.662700749E-06	17	2.640091824E-06	27	2.753898091E-06	9.13369E-08
8	2.630755079E-06	18	2.691419291E-06	28	2.703163782E-06	standar deviasi
9	2.796070968E-06	19	2.789420968E-06	29	2.775430125E-06	9.28032E-08
10	2.709895965E-06	20	2.718508134E-06	30	2.733257303E-06	

A.1.3 *Operational Amplifier* OPA2277PA

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	2.677184740E-05	11	2.494942999E-06	21	2.690256000E-06	5.901698440E-06
2	9.335898000E-06	12	2.890568999E-06	22	2.695256000E-06	Variasi
3	1.713691000E-06	13	2.690255999E-06	23	2.885569000E-06	6.02344E-11
4	6.015577000E-06	14	2.890569000E-06	24	2.695256000E-06	Variasi/Rata-rata
5	5.418130000E-07	15	2.690256000E-06	25	2.885569000E-06	1.020628991E-05
6	4.257760000E-06	16	2.890569000E-06	26	2.690256000E-06	lebar 1 derajat (°)
7	1.713690999E-06	17	2.690256000E-06	27	2.695256000E-06	1.967232813E-07
8	3.476507999E-06	18	2.695256000E-06	28	2.885569000E-06	standar deviasi
9	2.104316999E-06	19	2.885569000E-06	29	2.695256000E-06	7.76109E-06
10	3.085881999E-06	20	2.695256000E-06	30	2.690256000E-06	

A.1.4 *Operational Amplifier* LTC1051AJ8

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	2.690255999E-06	11	2.885568999E-06	21	2.885569000E-06	2.790412499E-06
2	2.890569000E-06	12	2.695255999E-06	22	2.695256000E-06	Variasi
3	2.885569000E-06	13	2.690255999E-06	23	2.690256000E-06	1.07119E-14
4	2.695256000E-06	14	2.695255999E-06	24	2.890569000E-06	Variasi/Rata-Rata
5	2.690256000E-06	15	2.885569000E-06	25	2.885569000E-06	3.838818530E-09
6	2.890569000E-06	16	2.890569000E-06	26	2.695256000E-06	lebar 1 derajat (°)
7	2.885569000E-06	17	2.690256000E-06	27	2.690256000E-06	9.30137E-08
8	2.695255999E-06	18	2.695256000E-06	28	2.890569000E-06	standar deviasi
9	2.690255999E-06	19	2.690256000E-06	29	2.885569000E-06	1.03498E-07
10	2.890568999E-06	20	2.890569000E-06	30	2.695256000E-06	

A.1.5 *Operational Amplifier* OPA2652U

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	2.760813845E-06	11	2.799070535E-06	21	2.656919089E-06	2.742524545E-06
2	2.702612184E-06	12	2.580143874E-06	22	2.828578676E-06	Variasi
3	2.799910124E-06	13	2.808317715E-06	23	2.764098774E-06	6.35144E-15
4	2.854624397E-06	14	2.842012891E-06	24	2.828208193E-06	Variasi/Rata-Rata
5	2.791815351E-06	15	2.731098606E-06	25	2.784976705E-06	2.315909368E-09
6	2.627316732E-06	16	2.727761649E-06	26	2.898978027E-06	lebar 1 derajat (°)
7	2.765227826E-06	17	2.789935057E-06	27	2.880105863E-06	9.14175E-08
8	2.774397766E-06	18	2.782512461E-06	28	2.844350135E-06	standar deviasi
9	2.754335746E-06	19	2.830552793E-06	29	2.787106326E-06	7.96959E-08
10	2.594191478E-06	20	2.701990611E-06	30	2.816708305E-06	

A.1.6 *Operational Amplifier* LM675T

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	5.994698301E-05	11	2.476062500E-05	21	2.183093000E-05	3.050582900E-05
2	3.022938900E-05	12	2.436999900E-05	22	2.163561700E-05	Variasi
3	2.905751100E-05	13	2.397937300E-05	23	2.144030400E-05	1.09562E-10
4	2.827625899E-05	14	2.378406000E-05	24	2.124499100E-05	Variasi/Rata-Rata
5	2.749500699E-05	15	2.339343400E-05	25	2.104967800E-05	3.591500153E-06
6	2.690906799E-05	16	2.300280800E-05	26	2.104967800E-05	lebar 1 derajat (°)
7	2.651844199E-05	17	2.261218200E-05	27	2.085436500E-05	1.016860966E-06
8	2.593250300E-05	18	2.241686900E-05	28	2.065905200E-05	standar deviasi
9	2.554187700E-05	19	2.222155600E-05	29	2.046373899E-05	1.04672E-05
10	2.515125100E-05	20	2.202624300E-05	30	2.046373899E-05	

A.2 Data Pengukuran Menggunakan *Spectrum Analyzer* Dalam Domain Frekuensi

A.2.1 *Operational Amplifier* LT1886CS8

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.640625	13	48000	0.081247288
2	4000	0.118608262	14	52000	0.074724171
3	8000	0.102278935	15	56000	0.026811324
4	12000	0.075219081	16	60000	1.569101206
5	16000	0.037006064	17	64000	0.188610435
6	20000	0.015350646	18	68000	0.103963146
7	24000	0.097174541	19	72000	0.049428391
8	28000	0.35560418	20	76000	0.001922493
9	32000	0.332966612	21	80000	0.056197733
10	36000	0.042559981	22	84000	0.123899244
11	40000	0.030685137	23	88000	0.290658125
12	44000	0.066504328	24	92000	0.205460324
Perbandingan Sinyal					
		Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)		
Sinyal Maksimum		60	1.569101206		
Kedua Maksimum		28	0.35560418		
Perbandingan Kedua Sinyal		4.412493706			

A.2.2 *Operational Amplifier* LT1807CMS8

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.66015625	31	30000	0.01953125	61	60000	1.585885506
2	1000	0.01953125	32	31000	0.01953125	62	61000	0.01953125
3	2000	0.01953125	33	32000	0.340918772	63	62000	0.01953125
4	3000	0.01953125	34	33000	0.01953125	64	63000	0.01953125
5	4000	0.099775265	35	34000	0.01953125	65	64000	0.175344487
6	5000	0.01953125	36	35000	0.01953125	66	65000	0.01953125
7	6000	0.01953125	37	36000	0.056419601	67	66000	0.01953125
8	7000	0.01953125	38	37000	0.01953125	68	67000	0.01953125
9	8000	0.085550779	39	38000	0.01953125	69	68000	0.095404419
10	9000	0.01953125	40	39000	0.01953125	70	69000	0.01953125
11	10000	0.01953125	41	40000	0.019911994	71	70000	0.01953125
12	11000	0.01953125	42	41000	0.01953125	72	71000	0.01953125
13	12000	0.062147274	43	42000	0.01953125	73	72000	0.047583137
14	13000	0.01953125	44	43000	0.01953125	74	73000	0.01953125
15	14000	0.01953125	45	44000	0.049556928	75	74000	0.01953125
16	15000	0.01953125	46	45000	0.01953125	76	75000	0.01953125
17	16000	0.030786593	47	46000	0.01953125	77	76000	0.019719294
18	17000	0.01953125	48	47000	0.01953125	78	77000	0.01953125
19	18000	0.01953125	49	48000	0.06220813	79	78000	0.01953125
20	19000	0.01953125	50	49000	0.01953125	80	79000	0.01953125

21	20000	0.028620323	51	50000	0.01953125	81	80000	0.055779816
22	21000	0.01953125	52	51000	0.01953125	82	81000	0.01953125
23	22000	0.01953125	53	52000	0.055224763	83	82000	0.01953125
24	23000	0.01953125	54	53000	0.01953125	84	83000	0.01953125
25	24000	0.100977337	55	54000	0.01953125	85	84000	0.116889714
26	25000	0.01953125	56	55000	0.01953125	86	85000	0.01953125
27	26000	0.01953125	57	56000	0.009904374	87	86000	0.01953125
28	27000	0.01953125	58	57000	0.01953125	88	87000	0.01953125
29	28000	0.353267039	59	58000	0.01953125	89	88000	0.27867691
30	29000	0.01953125	60	59000	0.01953125	90	89000	0.01953125
						91	90000	0.01953125

Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	60	1.585885506
Kedua Maksimum	28	0.353267039
Perbandingan Kedua Sinyal		4.489197493

A.2.3 Operational Amplifier OPA2277PA

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.5625	31	30000	0.695992073	61	60000	0.890572399
2	1000	0.071240546	32	31000	0.073894459	62	61000	0.073216224
3	2000	0.296726191	33	32000	0.089853113	63	62000	0.150433359
4	3000	0.037249618	34	33000	0.039195476	64	63000	0.042151178
5	4000	0.11172726	35	34000	0.038798018	65	64000	0.141688978
6	5000	0.05724539	36	35000	0.047860313	66	65000	0.036706702
7	6000	0.05402015	37	36000	0.05083677	67	66000	0.074556766
8	7000	0.062471538	38	37000	0.060475936	68	67000	0.055579885
9	8000	0.061366584	39	38000	0.055277173	69	68000	0.02195119
10	9000	0.023708992	40	39000	0.026564042	70	69000	0.02909364
11	10000	0.020635365	41	40000	0.080154266	71	70000	0.0396732
12	11000	0.033147938	42	41000	0.025293054	72	71000	0.017464179
13	12000	0.044353036	43	42000	0.053027947	73	72000	0.049428467
14	13000	0.039346966	44	43000	0.037619918	74	73000	0.034930193
15	14000	0.052431609	45	44000	0.052362213	75	74000	0.012302388
16	15000	0.00143358	46	45000	0.004194126	76	75000	0.006653035
17	16000	0.021281279	47	46000	0.077294445	77	76000	0.04073286
18	17000	0.039855939	48	47000	0.039082401	78	77000	0.037108739
19	18000	0.045613322	49	48000	0.054280884	79	78000	0.067129179
20	19000	0.040120545	50	49000	0.045690962	80	79000	0.049530425
21	20000	0.075519333	51	50000	0.081852689	81	80000	0.051677912
22	21000	0.021713505	52	51000	0.021719878	82	81000	0.023933095
23	22000	0.032926426	53	52000	0.09046247	83	82000	0.026741211
24	23000	0.061561564	54	53000	0.057903226	84	83000	0.051803151
25	24000	0.047326512	55	54000	0.076323731	85	84000	0.081931616
26	25000	0.064270347	56	55000	0.068501936	86	85000	0.06966875
27	26000	0.113198736	57	56000	0.036050644	87	86000	0.056192851

28	27000	0.037209556	58	57000	0.039159914	88	87000	0.042316949
29	28000	0.180293484	59	58000	0.13784072	89	88000	0.264975086
30	29000	0.065505948	60	59000	0.057125229	90	89000	0.046717259
						91	90000	1.398204307

Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	90	1.398204307
Kedua Maksimum	60	0.890572399
Perbandingan Kedua Sinyal		1.570006334

A.2.4 Operational Amplifier LTC1051AJ8

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.6015625	32	31000	0.005257059	62	61000	0.039059559
2	1000	0.037772518	33	32000	0.117327684	63	62000	0.240977506
3	2000	0.29432966	34	33000	0.023652775	64	63000	0.03374894
4	3000	0.027958235	35	34000	0.135229792	65	64000	0.136197972
5	4000	0.072635802	36	35000	0.035902885	66	65000	0.019669468
6	5000	0.010879675	37	36000	0.012331255	67	66000	0.008560354
7	6000	0.000828667	38	37000	0.038824491	68	67000	0.000479357
8	7000	0.009025707	39	38000	0.076497206	69	68000	0.017472866
9	8000	0.040953369	40	39000	0.031658484	70	69000	0.018835304
10	9000	0.026585976	41	40000	0.034369493	71	70000	0.043730129
11	10000	0.036291511	42	41000	0.01626678	72	71000	0.033256062
12	11000	0.037238517	43	42000	0.005246693	73	72000	0.02635059
13	12000	0.036501776	44	43000	0.003351458	74	73000	0.039036031
14	13000	0.038215522	45	44000	0.014809413	75	74000	0.042157289
15	14000	0.03891595	46	45000	0.022098899	76	75000	0.034673423
16	15000	0.02926314	47	46000	0.0307249	77	76000	0.028838644
17	16000	0.023498402	48	47000	0.035104471	78	77000	0.021301757
18	17000	0.012707433	49	48000	0.046654119	79	78000	0.015855389
19	18000	0.003138123	50	49000	0.038988989	80	79000	0.002395341
20	19000	0.007149996	51	50000	0.022762018	81	80000	0.004888245
21	20000	0.013525298	52	51000	0.032743153	82	81000	0.017133447
22	21000	0.02514967	53	52000	0.054298246	83	82000	0.04622653
23	22000	0.070655454	54	53000	0.017989793	84	83000	0.03221052
24	23000	0.036614805	55	54000	0.017737465	85	84000	0.091259119
25	24000	0.059068073	56	55000	0.001437782	86	85000	0.038918461
26	25000	0.038566462	57	56000	0.018327865	87	86000	0.021296265
27	26000	0.09530351	58	57000	0.020491784	88	87000	0.035514374
28	27000	0.030497548	59	58000	0.241018091	89	88000	0.232466839
29	28000	0.20628375	60	59000	0.034221488	90	89000	0.022882729
30	29000	0.014504578	61	60000	1.488766742	91	90000	0.523153712
31	30000	0.193984501						

Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	60	1.488766742
Kedua Maksimum	90	0.523153712
Perbandingan Kedua Sinyal		2.845753951

A.2.5 Operational Amplifier OPA2652U

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.640625	24	46000	0.018051415
2	2000	0.073875572	25	48000	0.023584843
3	4000	0.10843283	26	50000	0.032533559
4	6000	0.042603515	27	52000	0.048807799
5	8000	0.068686334	28	54000	0.069346845
6	10000	0.006702915	29	56000	0.02423715
7	12000	0.023594852	30	58000	0.076805116
8	14000	0.053171953	31	60000	1.568628622
9	16000	0.003627229	32	62000	0.051751233
10	18000	0.077132923	33	64000	0.17425332
11	20000	0.007566306	34	66000	0.004790683
12	22000	0.068442976	35	68000	0.071686804
13	24000	0.078051323	36	70000	0.044197798
14	26000	0.030780628	37	72000	0.016651923
15	28000	0.346963756	38	74000	0.074477034
16	30000	0.01991138	39	76000	0.000141427
17	32000	0.326568751	40	78000	0.07322961
18	34000	0.062174758	41	80000	0.026491428
19	36000	0.034796395	42	82000	0.040983569
20	38000	0.078119117	43	84000	0.097675526
21	40000	0.015775313	44	86000	0.00861111
22	42000	0.060995096	45	88000	0.281947465
23	44000	0.00814084	46	90000	0.054560644
Perbandingan Sinyal					
	Frekuensi (kHz)		Amplitudo (V)		
Sinyal Maksimum	60		1.568628622		
Kedua Maksimum	28		0.346963756		
Perbandingan Kedua Sinyal			4.521015794		

A.2.6 Operational Amplifier LM675T

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	5.2734375	32	31000	0.010942413	62	61000	0.075878225
2	1000	0.077581909	33	32000	0.181431877	63	62000	0.055455993
3	2000	0.019005138	34	33000	0.018575078	64	63000	0.070673932
4	3000	0.07331313	35	34000	0.065172554	65	64000	0.027621359
5	4000	0.014183235	36	35000	0.024157687	66	65000	0.061898176

6	5000	0.065172168	37	36000	0.02089373	67	66000	0.011982236
7	6000	0.006804548	38	37000	0.026778355	68	67000	0.050436815
8	7000	0.053912512	39	38000	0.003388673	69	68000	0.001523865
9	8000	0.00220935	40	39000	0.025829229	70	69000	0.037412489
10	9000	0.040569141	41	40000	0.017243463	71	70000	0.013665237
11	10000	0.011690603	42	41000	0.021071148	72	71000	0.024071632
12	11000	0.026355028	43	42000	0.023859723	73	72000	0.023762619
13	12000	0.02032912	44	43000	0.012661014	74	73000	0.011659307
14	13000	0.012539991	45	44000	0.024937466	75	74000	0.030791814
15	14000	0.026780644	46	45000	0.00113907	76	75000	0.001294504
16	15000	0.000324096	47	46000	0.021854136	77	76000	0.033711249
17	16000	0.029758815	48	47000	0.012622667	78	77000	0.006141523
18	17000	0.009281603	49	48000	0.015999563	79	78000	0.031582379
19	18000	0.028081543	50	49000	0.027505621	80	79000	0.010092627
20	19000	0.015554987	51	50000	0.008857641	81	80000	0.023548001
21	20000	0.020616162	52	51000	0.04225497	82	81000	0.010382033
22	21000	0.018133384	53	52000	0.002018871	83	82000	0.008580312
23	22000	0.005982947	54	53000	0.055603923	84	83000	0.007228044
24	23000	0.017047569	55	54000	0.002733325	85	84000	0.015385582
25	24000	0.018464722	56	55000	0.066399461	86	85000	0.001219619
26	25000	0.012715856	57	56000	0.00284395	87	86000	0.054754469
27	26000	0.060712426	58	57000	0.073716851	88	87000	0.006745681
28	27000	0.005898901	59	58000	0.009259909	89	88000	0.140246746
29	28000	0.161119336	60	59000	0.076951404	90	89000	0.015555101
30	29000	0.002380202	61	60000	0.271793834	91	90000	1.023445104
31	30000	3.170485965						

Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	30	3.170485965
Kedua Maksimum	90	1.023445104
Perbandingan Kedua Sinyal		3.097856398

B. Data Pengukuran Beda Fasa Dengan Menggunakan Variasi Resistor dan Kapasitor Sebagai Pengganti Resistansi dan Kapasitansi Tanah

B.1 Pengukuran Dengan Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah yang Menggunakan Kapasitor Pada Rangkaian Kompensasinya

B.1.1 Pengukuran menggunakan *oscilloscope* dalam domain waktu

B.1.1.1 Variasi Beban 10 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	2.26929E-06	11	2.78727E-06	21	2.6033E-06	2.60415E-06
2	3.03506E-06	12	2.6813E-06	22	2.77562E-06	Variasi
3	2.51108E-06	13	2.45083E-06	23	2.54119E-06	4.54816E-14
4	2.7173E-06	14	2.81219E-06	24	2.64806E-06	Variasi/Rata-Rata
5	2.62394E-06	15	2.61793E-06	25	2.74658E-06	1.74651E-08
6	2.77195E-06	16	2.77585E-06	26	2.71793E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	2.45628E-06	17	2.50136E-06	27	2.7046E-06	27.958
8	2.67494E-06	18	2.60817E-06	28	2.64129E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	2.42396E-06	19	2.68035E-06	29	2.71073E-06	28.21367747
10	2.55769E-06	20	2.70453E-06	30	2.68233E-06	Persentase Error
						-0.914505572

B.1.1.2 Variasi Beban 22 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	1.38744E-06	11	1.43423E-06	21	1.43617E-06	1.38483E-06
2	1.58721E-06	12	1.40028E-06	22	1.42766E-06	Variasi
3	1.11731E-06	13	1.22448E-06	23	1.3407E-06	1.92526E-14
4	1.41873E-06	14	1.42147E-06	24	1.37875E-06	Variasi/Rata-Rata
5	1.35769E-06	15	1.20622E-06	25	1.5309E-06	1.39025E-08
6	1.53169E-06	16	1.42364E-06	26	1.29369E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	1.33539E-06	17	1.40155E-06	27	1.32234E-06	13.564
8	1.50064E-06	18	1.42147E-06	28	1.26169E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	1.23888E-06	19	1.23677E-06	29	1.47757E-06	15.00346094
10	1.37336E-06	20	1.47967E-06	30	1.42711E-06	Persentase Kesalahan
						-10.61236316

B.1.1.3 Variasi Beban 10 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	1.44261E-05	11	5.38335E-06	21	5.3996E-06	6.76447E-06
2	6.46918E-06	12	6.33574E-06	22	6.33673E-06	Variasi
3	5.50348E-06	13	5.55285E-06	23	5.35586E-06	7.47133E-12
4	6.277E-06	14	6.33294E-06	24	6.31791E-06	Variasi/Rata-Rata
5	5.37754E-06	15	5.34903E-06	25	5.45094E-06	1.10449E-06
6	6.38215E-06	16	6.37454E-06	26	6.3076E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	5.28349E-06	17	5.47008E-06	27	5.47666E-06	79.315

8	6.27046E-06	18	6.40557E-06	28	6.31528E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	5.4006E-06	19	5.3604E-06	29	5.56235E-06	73.28717247
10	6.25478E-06	20	6.25248E-06	30	6.19653E-06	Persentase Kesalahan
						7.599858203

B.1.1.4 Variasi Beban 220 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	1.4369E-05	11	5.30215E-06	21	5.23954E-06	6.33113E-06
2	5.739E-06	12	5.44204E-06	22	5.34479E-06	Variasi
3	5.2225E-06	13	5.25278E-06	23	5.59447E-06	8.02595E-12
4	5.6672E-06	14	5.37838E-06	24	5.16534E-06	Variasi/Rata-Rata
5	5.18527E-06	15	5.19876E-06	25	5.47842E-06	1.26769E-06
6	5.62258E-06	16	5.45594E-06	26	5.35335E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	5.0768E-06	17	5.23304E-06	27	5.57804E-06	67.48697
8	5.5771E-06	18	5.50599E-06	28	5.19993E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	5.35265E-06	19	5.18264E-06	29	5.60489E-06	68.59231303
10	5.49928E-06	20	5.63897E-06	30	5.29391E-06	Persentase Kesalahan
						-1.6378614

B.1.1.5 Variasi Beban 100 Ohm dan 0,01 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	5.15894E-06	11	6.51076E-06	21	6.43983E-06	5.77626E-06
2	6.37243E-06	12	5.45641E-06	22	5.40595E-06	Variasi
3	5.33278E-06	13	6.47259E-06	23	6.48339E-06	3.60755E-13
4	6.47977E-06	14	5.19919E-06	24	5.21738E-06	Variasi/Rata-Rata
5	5.32105E-06	15	6.45983E-06	25	6.42975E-06	6.24547E-08
6	5.21943E-06	16	5.3111E-06	26	5.43009E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	6.44307E-06	17	6.5172E-06	27	6.41695E-06	79.315
8	5.45476E-06	18	5.30502E-06	28	5.2427E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	6.56548E-06	19	6.5578E-06	29	6.59319E-06	62.5807758
10	5.41494E-06	20	5.46061E-06	30	5.34423E-06	Persentase Kesalahan
						21.09843561

B.1.2 Pengukuran menggunakan *spectrum analyzer* dalam domain frekuensi

B.1.2.1 Variasi Beban 10 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.5234375	24	46000	0.038240698
2	2000	0.095029855	25	48000	0.044741123
3	4000	0.146953277	26	50000	0.070712702
4	6000	0.042769273	27	52000	0.030679833
5	8000	0.037902493	28	54000	0.025799574
6	10000	0.078152146	29	56000	0.103200423
7	12000	0.036915598	30	58000	0.113661305
8	14000	0.031332136	31	60000	1.464984229

9	16000	0.041045899	32	62000	0.060625886
10	18000	0.03224521	33	64000	0.163341428
11	20000	0.007243097	34	66000	0.078934694
12	22000	0.065976382	35	68000	0.039800682
13	24000	0.034516252	36	70000	0.067896329
14	26000	0.096773744	37	72000	0.023656136
15	28000	0.308055623	38	74000	0.03061224
16	30000	0.047022984	39	76000	0.038077577
17	32000	0.2420968	40	78000	0.017306848
18	34000	0.110774941	41	80000	0.027261506
19	36000	0.051828774	42	82000	0.085731093
20	38000	0.032360194	43	84000	0.039673264
21	40000	0.014199087	44	86000	0.064583494
22	42000	0.053512544	45	88000	0.296922679
23	44000	0.042985276	46	90000	0.08246373
			Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)	
Sinyal Maksimum			60	1.464984229	
Kedua Maksimum			28	0.308055623	
Perbandingan Kedua Sinyal				4.755583476	

B.1.2.2 Variasi Beban 22 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	0.859375	24	46000	0.022641198
2	2000	0.268321103	25	48000	0.01585056
3	4000	0.153682936	26	50000	0.007997782
4	6000	0.043444089	27	52000	0.001082587
5	8000	0.00743696	28	54000	0.068074452
6	10000	0.001969804	29	56000	0.159404859
7	12000	0.025861183	30	58000	0.181669844
8	14000	0.016849397	31	60000	0.839868542
9	16000	0.030769418	32	62000	0.342615669
10	18000	0.076845751	33	64000	0.133367717
11	20000	0.07332241	34	66000	0.020198284
12	22000	0.010724487	35	68000	0.007801549
13	24000	0.068082022	36	70000	0.015348231
14	26000	0.100361612	37	72000	0.031416929
15	28000	0.056590582	38	74000	0.004899136
16	30000	0.063029302	39	76000	0.048830533
17	32000	0.127420806	40	78000	0.080677281
18	34000	0.125241024	41	80000	0.055117909
19	36000	0.052323807	42	82000	0.01411256
20	38000	0.038632539	43	84000	0.07204718
21	40000	0.085346258	44	86000	0.06932422
22	42000	0.066170423	45	88000	0.01347452
23	44000	0.012779176	46	90000	0.183226912

Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	60	0.839868542
Kedua Maksimum	62	0.342615669
Perbandingan Kedua Sinyal		2.451343058

B.1.2.3 Variasi Beban 10 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	4.375	32	31000	0.01862497	62	61000	0.038797342
2	1000	0.024965799	33	32000	0.269230904	63	62000	0.202280558
3	2000	0.188607555	34	33000	0.030347206	64	63000	0.011568394
4	3000	0.034105273	35	34000	0.064986502	65	64000	0.159304749
5	4000	0.031497746	36	35000	0.029734468	66	65000	0.034562387
6	5000	0.012480548	37	36000	0.110669789	67	66000	0.035293929
7	6000	0.059055729	38	37000	0.019462018	68	67000	0.024220985
8	7000	0.038674149	39	38000	0.046208454	69	68000	0.044593891
9	8000	0.018831196	40	39000	0.036859119	70	69000	0.025695574
10	9000	0.001677276	41	40000	0.061193134	71	70000	0.010463209
11	10000	0.017206733	42	41000	0.00596864	72	71000	0.033627615
12	11000	0.038060132	43	42000	0.030764034	73	72000	0.01384519
13	12000	0.016949539	44	43000	0.039044118	74	73000	0.013385184
14	13000	0.01561032	45	44000	0.030420554	75	74000	0.030807624
15	14000	0.020115602	46	45000	0.008324622	76	75000	0.03852766
16	15000	0.03234551	47	46000	0.022261241	77	76000	0.036298988
17	16000	0.032638614	48	47000	0.035996642	78	77000	0.000719013
18	17000	0.027451357	49	48000	0.008674736	79	78000	0.031738739
19	18000	0.051639974	50	49000	0.021502265	80	79000	0.038264444
20	19000	0.022296123	51	50000	0.016050917	81	80000	0.044542476
21	20000	0.042929961	52	51000	0.028125098	82	81000	0.014726852
22	21000	0.035613517	53	52000	0.023118794	83	82000	0.014990358
23	22000	0.07642983	54	53000	0.031798294	84	83000	0.032873241
24	23000	0.009258735	55	54000	0.027767009	85	84000	0.040689785
25	24000	0.036120273	56	55000	0.016484386	86	85000	0.026761081
26	25000	0.039002952	57	56000	0.10845734	87	86000	0.053755482
27	26000	0.09552071	58	57000	0.037832894	88	87000	0.023076551
28	27000	0.005019457	59	58000	0.144373138	89	88000	0.050284218
29	28000	0.108220026	60	59000	0.002634528	90	89000	0.035208939
30	29000	0.037165431	61	60000	2.675794905	91	90000	1.110367639
31	30000	1.159176088						
Perbandingan Sinyal								
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)						
Sinyal Maksimum	60	2.675794905						
Kedua Maksimum	30	1.159176088						
Perbandingan kedua sinyal		3.834970993						

B.1.2.4 Variasi Beban 22 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
1	0	3.1640625	24	46000	0.049505835
2	2000	0.059388966	25	48000	0.059897518
3	4000	0.136403362	26	50000	0.07738149
4	6000	0.063278871	27	52000	0.079164437
5	8000	0.022280542	28	54000	0.040527423
6	10000	0.059963586	29	56000	0.082887112
7	12000	0.056919875	30	58000	0.108363371
8	14000	0.110851125	31	60000	2.664857857
9	16000	0.037012628	32	62000	0.060622812
10	18000	0.038165322	33	64000	0.067658235
11	20000	0.053444842	34	66000	0.033106704
12	22000	0.038361144	35	68000	0.078094805
13	24000	0.096659768	36	70000	0.008259913
14	26000	0.01482574	37	72000	0.038884919
15	28000	0.142379111	38	74000	0.091339041
16	30000	0.104955366	39	76000	0.041709331
17	32000	0.364960249	40	78000	0.100846261
18	34000	0.082256178	41	80000	0.047682335
19	36000	0.0411623	42	82000	0.028925073
20	38000	0.04471336	43	84000	0.061725891
21	40000	0.08332257	44	86000	0.067592152
22	42000	0.066184894	45	88000	0.149595021
23	44000	0.042043751	46	90000	0.040327975
Perbandingan Sinyal					
		Frekuensi (kHz)			Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum		60			2.664857857
Kedua Maksimum		32			0.364960249
Perbandingan Kedua Sinyal					7.301775644

B.1.2.5 Variasi Beban 100 Ohm dan 0,01 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	3.515625	24	46000	0.053668152
2	2000	0.22643196	25	48000	0.035636783
3	4000	0.181681535	26	50000	0.048756772
4	6000	0.026369704	27	52000	0.068819556
5	8000	0.017188899	28	54000	0.087172653
6	10000	0.076244348	29	56000	0.089681511
7	12000	0.044441028	30	58000	0.151481368
8	14000	0.020125308	31	60000	2.822165836
9	16000	0.028181	32	62000	0.181872032
10	18000	0.058321623	33	64000	0.072178088
11	20000	0.015336123	34	66000	0.093613249
12	22000	0.029618294	35	68000	0.07721497
13	24000	0.063974422	36	70000	0.020943223

14	26000	0.047467293	37	72000	0.016874431
15	28000	0.171744846	38	74000	0.060897508
16	30000	0.292757792	39	76000	0.01662153
17	32000	0.184986338	40	78000	0.024002154
18	34000	0.0561802	41	80000	0.03358353
19	36000	0.067624495	42	82000	0.048350115
20	38000	0.043451761	43	84000	0.045389386
21	40000	0.034053682	44	86000	0.042339585
22	42000	0.048685218	45	88000	0.132491007
23	44000	0.029955238	46	90000	0.232090652
Perbandingan Sinyal					
		Frekuensi (kHz)		Amplitudo (V)	
Sinyal Maksimum		60		2.822165836	
Kedua Maksimum		30		0.292757792	
Perbandingan Kedua Sinyal				9.639934153	

B.2 Pengukuran Dengan Rangkaian Detektor Fasa Frekuensi Rendah Tanpa Menggunakan Kapasitor Pada Rangkaian Kompensasinya

B.1.2 Pengukuran menggunakan *oscilloscope* dalam domain waktu

B.1.2.1 Variasi Beban 10 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	3.36844E-06	11	2.7592E-06	21	2.70236E-06	2.75432E-06
2	2.46534E-06	12	2.7285E-06	22	2.65539E-06	Variasi
3	2.77912E-06	13	2.77639E-06	23	2.81198E-06	5.98033E-14
4	2.75985E-06	14	2.60145E-06	24	2.62897E-06	Variasi/Rata-Rata
5	2.80258E-06	15	2.72875E-06	25	2.76139E-06	2.17126E-08
6	2.50722E-06	16	2.63284E-06	26	2.70398E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	2.71588E-06	17	2.74769E-06	27	2.63702E-06	27.958
8	2.65797E-06	18	2.62847E-06	28	2.69738E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	2.70775E-06	19	2.78993E-06	29	2.71617E-06	29.84063958
10	2.77903E-06	20	2.57348E-06	30	2.57069E-06	Persentase Kesalahan
						-6.733813504

B.1.2.2 Variasi Beban 22 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	2.06777E-06	11	1.37112E-06	21	1.37272E-06	1.44004E-06
2	1.2025E-06	12	1.21382E-06	22	1.38865E-06	Variasi
3	1.47929E-06	13	1.4226E-06	23	1.39379E-06	6.01384E-14
4	1.18958E-06	14	1.32403E-06	24	1.39295E-06	Variasi/Rata-Rata
5	1.40977E-06	15	1.40461E-06	25	1.34045E-06	4.17615E-08
6	1.32222E-06	16	1.53064E-06	26	1.35608E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	1.38587E-06	17	1.4012E-06	27	1.39375E-06	13.564
8	1.51966E-06	18	1.44684E-06	28	1.24584E-06	Sudut Fasa Percobaan

9	1.39132E-06	19	1.38655E-06	29	1.46208E-06	15.60162116
10	1.43249E-06	20	1.44353E-06	30	1.45966E-06	Persentase Kesalahan
						-15.02227335

B.1.2.3 Variasi Beban 10 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	No	Lebar Pulsa (s)	Rata-Rata (s)
1	8.94926E-06	11	8.96065E-06	21	8.8404E-06	7.3167E-06
2	5.66372E-06	12	5.73526E-06	22	5.72075E-06	Variasi
3	8.86561E-06	13	8.89609E-06	23	8.95457E-06	2.90057E-12
4	5.78676E-06	14	5.73032E-06	24	5.7109E-06	Variasi/Rata-Rata
5	8.99661E-06	15	8.83948E-06	25	8.88313E-06	3.96431E-07
6	5.7396E-06	16	5.75076E-06	26	5.77972E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	8.95631E-06	17	8.87743E-06	27	8.89138E-06	79.315
8	5.65832E-06	18	5.59117E-06	28	5.73659E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	8.89039E-06	19	8.92696E-06	29	8.84932E-06	79.27005241
10	5.66042E-06	20	5.67685E-06	30	5.71601E-06	Persentase Kesalahan
						0.056669718

B.1.2.4 Variasi Beban 22 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	6.88478E-06	11	6.66403E-06	21	6.82161E-06	6.25017E-06
2	5.71138E-06	12	5.76932E-06	22	5.73229E-06	Variasi
3	6.75309E-06	13	6.7085E-06	23	6.73026E-06	3.68949E-13
4	5.56659E-06	14	5.63279E-06	24	5.61671E-06	Variasi/Rata-Rata
5	6.82077E-06	15	6.81638E-06	25	6.66114E-06	5.90303E-08
6	5.68189E-06	16	5.56655E-06	26	5.56346E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	6.84522E-06	17	6.82211E-06	27	6.73243E-06	67.48697
8	5.6818E-06	18	5.6844E-06	28	5.49776E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	6.81664E-06	19	6.71086E-06	29	6.8264E-06	67.71509911
10	5.73952E-06	20	5.67074E-06	30	5.4921E-06	Persentase Kesalahan
						-0.338034298

B.1.2.4 Variasi Beban 100 Ohm dan 0,01 mikroFarad

No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	No	Lebar Pulsa	Rata-Rata
1	8.83993E-06	11	8.73783E-06	21	8.76879E-06	7.26122E-06
2	5.75249E-06	12	5.72802E-06	22	5.89087E-06	Variasi
3	8.83287E-06	13	8.86354E-06	23	8.72955E-06	2.6926E-12
4	5.65633E-06	14	5.68799E-06	24	5.74429E-06	Variasi/Rata-Rata
5	8.80154E-06	15	8.79618E-06	25	8.7588E-06	3.70819E-07
6	5.64176E-06	16	5.70985E-06	26	5.72403E-06	Sudut Fasa Perhitungan
7	8.77296E-06	17	8.75506E-06	27	8.73257E-06	79.315
8	5.86983E-06	18	5.68485E-06	28	5.73563E-06	Sudut Fasa Percobaan
9	8.8346E-06	19	8.77799E-06	29	8.76019E-06	78.66897324
10	5.60987E-06	20	5.78154E-06	30	5.69808E-06	Persentase Kesalahan
						0.814507674

B.1.3 Pengukuran menggunakan *spectrum analyzer* dalam domain frekuensi

B.1.3.1 Variasi Beban 10 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	1.5234375	24	46000	0.032650582
2	2000	0.287659351	25	48000	0.033002161
3	4000	0.151958036	26	50000	0.0234153
4	6000	0.029864657	27	52000	0.038568314
5	8000	0.019420563	28	54000	0.044403365
6	10000	0.005381644	29	56000	0.077733244
7	12000	0.011729111	30	58000	0.290632496
8	14000	0.014741616	31	60000	1.443521284
9	16000	0.054236574	32	62000	0.201313955
10	18000	0.060375852	33	64000	0.192613019
11	20000	0.007936052	34	66000	0.088271582
12	22000	0.071379704	35	68000	0.052605296
13	24000	0.099552968	36	70000	0.04057893
14	26000	0.044995364	37	72000	0.022398272
15	28000	0.057733299	38	74000	0.046867334
16	30000	0.167875547	39	76000	0.043414822
17	32000	0.07892551	40	78000	0.039321314
18	34000	0.028466907	41	80000	0.031360526
19	36000	0.099748516	42	82000	0.043679691
20	38000	0.091420757	43	84000	0.073651239
21	40000	0.014080232	44	86000	0.055078247
22	42000	0.063549462	45	88000	0.05256857
23	44000	0.074095679	46	90000	0.348632495
		Frekuensi (kHz)		Amplitudo (V)	
	Sinyal Maksimum	60		1.443521284	
	Kedua Maksimum	58		0.290632496	
	Perbandingan Kedua Sinyal			4.966826849	

B.1.3.2 Variasi Beban 22 Ohm dan 1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	0.80078125	31	30000	0.01953125	61	60000	0.792348466
2	1000	0.01953125	32	31000	0.01953125	62	61000	0.01953125
3	2000	0.01953125	33	32000	0.359488689	63	62000	0.01953125
4	3000	0.01953125	34	33000	0.01953125	64	63000	0.01953125
5	4000	0.168865487	35	34000	0.01953125	65	64000	0.152898967
6	5000	0.01953125	36	35000	0.01953125	66	65000	0.01953125
7	6000	0.01953125	37	36000	0.009120188	67	66000	0.01953125
8	7000	0.01953125	38	37000	0.01953125	68	67000	0.01953125
9	8000	0.07419473	39	38000	0.01953125	69	68000	0.088171141
10	9000	0.01953125	40	39000	0.01953125	70	69000	0.01953125
11	10000	0.01953125	41	40000	0.066424966	71	70000	0.01953125

12	11000	0.01953125	42	41000	0.01953125	72	71000	0.01953125
13	12000	0.018466518	43	42000	0.01953125	73	72000	0.02002868
14	13000	0.01953125	44	43000	0.01953125	74	73000	0.01953125
15	14000	0.01953125	45	44000	0.055224881	75	74000	0.01953125
16	15000	0.01953125	46	45000	0.01953125	76	75000	0.01953125
17	16000	0.048922017	47	46000	0.01953125	77	76000	0.040752305
18	17000	0.01953125	48	47000	0.01953125	78	77000	0.01953125
19	18000	0.01953125	49	48000	0.026384263	79	78000	0.01953125
20	19000	0.01953125	50	49000	0.01953125	80	79000	0.01953125
21	20000	0.071723034	51	50000	0.01953125	81	80000	0.072846495
22	21000	0.01953125	52	51000	0.01953125	82	81000	0.01953125
23	22000	0.01953125	53	52000	0.056924261	83	82000	0.01953125
24	23000	0.01953125	54	53000	0.01953125	84	83000	0.01953125
25	24000	0.030311329	55	54000	0.01953125	85	84000	0.055728037
26	25000	0.01953125	56	55000	0.01953125	86	85000	0.01953125
27	26000	0.01953125	57	56000	0.173072787	87	86000	0.01953125
28	27000	0.01953125	58	57000	0.01953125	88	87000	0.01953125
29	28000	0.271910167	59	58000	0.01953125	89	88000	0.186506384
30	29000	0.01953125	60	59000	0.01953125	90	89000	0.01953125
						91	90000	0.01953125

Perbandingan Sinyal

	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	60	0.792348466
Kedua Maksimum	32	0.359488689
Perbandingan Kedua Sinyal		2.204098461

B.1.3.2 Variasi Beban 10 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	3.57421875	32	31000	0.035232031	62	61000	0.016891153
2	1000	0.053606451	33	32000	0.153296007	63	62000	0.148617967
3	2000	0.118511179	34	33000	0.04353453	64	63000	0.016214181
4	3000	0.0225155	35	34000	0.073833864	65	64000	0.096306509
5	4000	0.098044333	36	35000	0.022283835	66	65000	0.016214181
6	5000	0.029931302	37	36000	0.099322666	67	66000	0.036609811
7	6000	0.027773745	38	37000	0.01351595	68	67000	0.016891153
8	7000	0.044643279	39	38000	0.024729986	69	68000	0.061345999
9	8000	0.068195985	40	39000	0.018286587	70	69000	0.041117146
10	9000	0.027819181	41	40000	0.04344635	71	70000	0.037456365
11	10000	0.025511991	42	41000	0.012420791	72	71000	0.039553988
12	11000	0.010977195	43	42000	0.029235784	73	72000	0.023027758
13	12000	0.021875874	44	43000	0.037542556	74	73000	0.01569043
14	13000	0.019390377	45	44000	0.015875168	75	74000	0.022232813
15	14000	0.018201449	46	45000	0.0426401	76	75000	0.043250842
16	15000	0.010177593	47	46000	0.019508508	77	76000	0.020835908
17	16000	0.02207506	48	47000	0.018728362	78	77000	0.058389992
18	17000	0.033020205	49	48000	0.027335271	79	78000	0.027476637

19	18000	0.007914408	50	49000	0.036571875	80	79000	0.036571875
20	19000	0.044353126	51	50000	0.015791204	81	80000	0.026843762
21	20000	0.02562145	52	51000	0.058389992	82	81000	0.018728362
22	21000	0.024118263	53	52000	0.006812459	83	82000	0.022919508
23	22000	0.013732589	54	53000	0.043250842	84	83000	0.0426401
24	23000	0.029424826	55	54000	0.045804005	85	84000	0.043618974
25	24000	0.062712489	56	55000	0.01569043	86	85000	0.037542556
26	25000	0.056772714	57	56000	0.070531789	87	86000	0.090638729
27	26000	0.091097582	58	57000	0.039553988	88	87000	0.012420791
28	27000	0.049028784	59	58000	0.149205913	89	88000	0.237813602
29	28000	0.186456968	60	59000	0.041117146	90	89000	0.018286587
30	29000	0.017195624	61	60000	2.861708791	91	90000	0.174625945
31	30000	0.14887938						
Perbandingan Sinyal								
			Frekuensi (kHz)			Amplitudo (V)		
Sinyal Maksimum			60			2.861708791		
Kedua Maksimum			88			0.237813602		
Perbandingan Kedua Sinyal						12.03341091		

B.1.3.2 Variasi Beban 22 Ohm dan 0,1 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	3.73046875	32	31000	0.014042259	62	61000	0.032405792
2	1000	0.048935381	33	32000	0.238655969	63	62000	0.195335002
3	2000	0.166922043	34	33000	0.042929271	64	63000	0.018477242
4	3000	0.022104714	35	34000	0.089163691	65	64000	0.147824948
5	4000	0.076596632	36	35000	0.017724428	66	65000	0.02161619
6	5000	0.051336814	37	36000	0.06458578	67	66000	0.081296347
7	6000	0.016435384	38	37000	0.019692407	68	67000	0.010396216
8	7000	0.019056363	39	38000	0.067861898	69	68000	0.034166105
9	8000	0.040378258	40	39000	0.017508717	70	69000	0.041910458
10	9000	0.026899622	41	40000	0.028205936	71	70000	0.03764876
11	10000	0.007304904	42	41000	0.031775372	72	71000	0.021918722
12	11000	0.025570988	43	42000	0.034979614	73	72000	0.013211809
13	12000	0.01683443	44	43000	0.012748287	74	73000	0.040813828
14	13000	0.020462488	45	44000	0.02279276	75	74000	0.021499951
15	14000	0.013671109	46	45000	0.038083664	76	75000	0.052162988
16	15000	0.01105063	47	46000	0.018886647	77	76000	0.021165765
17	16000	0.021972263	48	47000	0.045872441	78	77000	0.020657328
18	17000	0.032768054	49	48000	0.01094566	79	78000	0.015794712
19	18000	0.031954389	50	49000	0.021665468	80	79000	0.055930456
20	19000	0.03691377	51	50000	0.029908567	81	80000	0.019168484
21	20000	0.04194281	52	51000	0.058190498	82	81000	0.031128701
22	21000	0.020860428	53	52000	0.016770106	83	82000	0.024268219
23	22000	0.027206768	54	53000	0.030776926	84	83000	0.030221254
24	23000	0.056606781	55	54000	0.064838499	85	84000	0.027039599

25	24000	0.067752754	56	55000	0.039140961	86	85000	0.038391434
26	25000	0.027776837	57	56000	0.104653241	87	86000	0.013670903
27	26000	0.008296059	58	57000	0.045080826	88	87000	0.007317558
28	27000	0.045643696	59	58000	0.147252727	89	88000	0.147375344
29	28000	0.161830334	60	59000	0.004275361	90	89000	0.021746255
30	29000	0.048722968	61	60000	2.828690402	91	90000	0.762273384
31	30000	0.503353212						

Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (KHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	60	0.503353212
Kedua Maksimum	2	0.166922043
Perbandingan Kedua Sinyal		3.015498747

B.1.3.2 Variasi Beban 100 Ohm dan 0,01 mikroFarad

No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)	No	Frekuensi (Hz)	Amplitudo (V)
1	0	4.375	24	46000	0.031987814
2	2000	0.180646706	25	48000	0.056549955
3	4000	0.067793899	26	50000	0.076336163
4	6000	0.08242958	27	52000	0.036688754
5	8000	0.019343785	28	54000	0.113911138
6	10000	0.092355959	29	56000	0.213031058
7	12000	0.097988274	30	58000	0.132032691
8	14000	0.011851257	31	60000	2.744192418
9	16000	0.076912307	32	62000	0.191401796
10	18000	0.073269467	33	64000	0.125016116
11	20000	0.021680859	34	66000	0.106286697
12	22000	0.013922393	35	68000	0.038015512
13	24000	0.018287086	36	70000	0.053380207
14	26000	0.079879624	37	72000	0.020378712
15	28000	0.19832018	38	74000	0.011501122
16	30000	1.055897626	39	76000	0.047712786
17	32000	0.174986146	40	78000	0.069410696
18	34000	0.065114817	41	80000	0.030057656
19	36000	0.059602594	42	82000	0.07116069
20	38000	0.084520261	43	84000	0.103256444
21	40000	0.051992408	44	86000	0.054034247
22	42000	0.060174424	45	88000	0.080327384
23	44000	0.028007006	46	90000	1.048281265

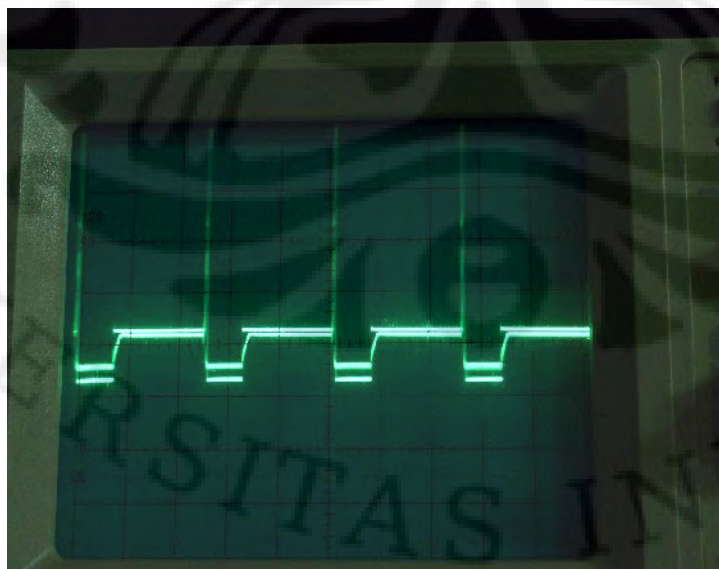
Perbandingan Sinyal		
	Frekuensi (kHz)	Amplitudo (V)
Sinyal Maksimum	60	2.744192418
Kedua Maksimum	30	1.055897626
Perbandingan Kedua Sinyal		2.598919014

Lampiran 5: Grafik Sinyal Pada Pengujian
Operational Amplifier Pada
Frekuensi 5,128 Khz

- A. Sinyal Keluaran Sensor dan Sinyal Keluaran *Operational Amplifier* Keluaran Sensor

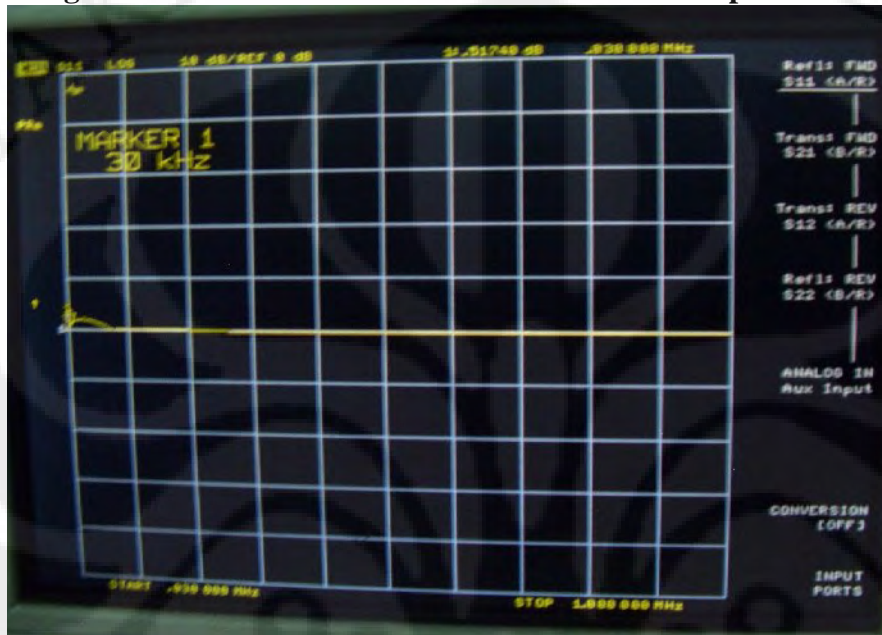


- B. Sinyal keluaran alat dan sinyal keluaran *operational amplifier* masukan sensor

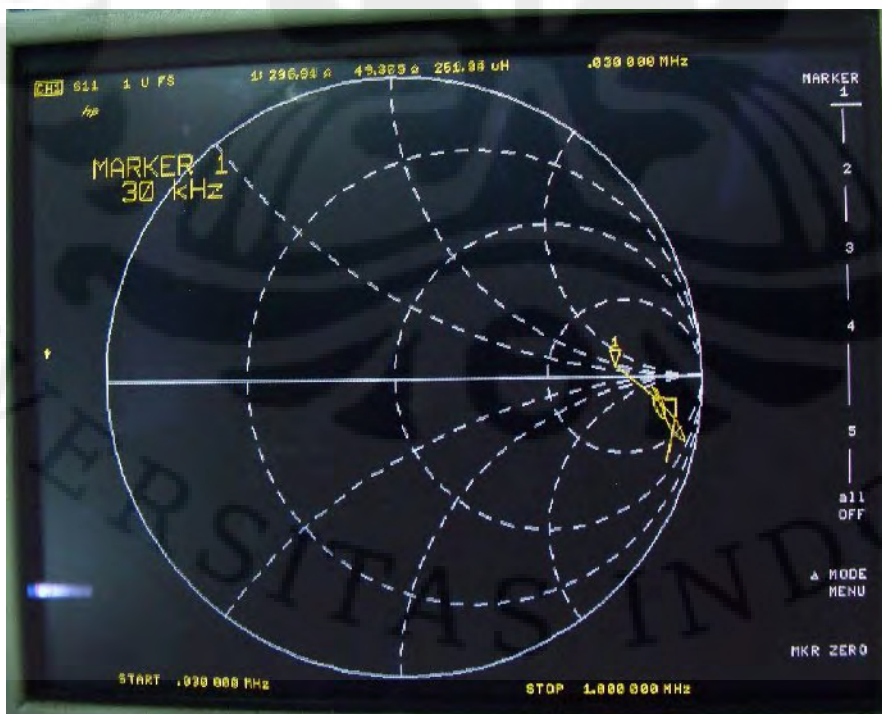


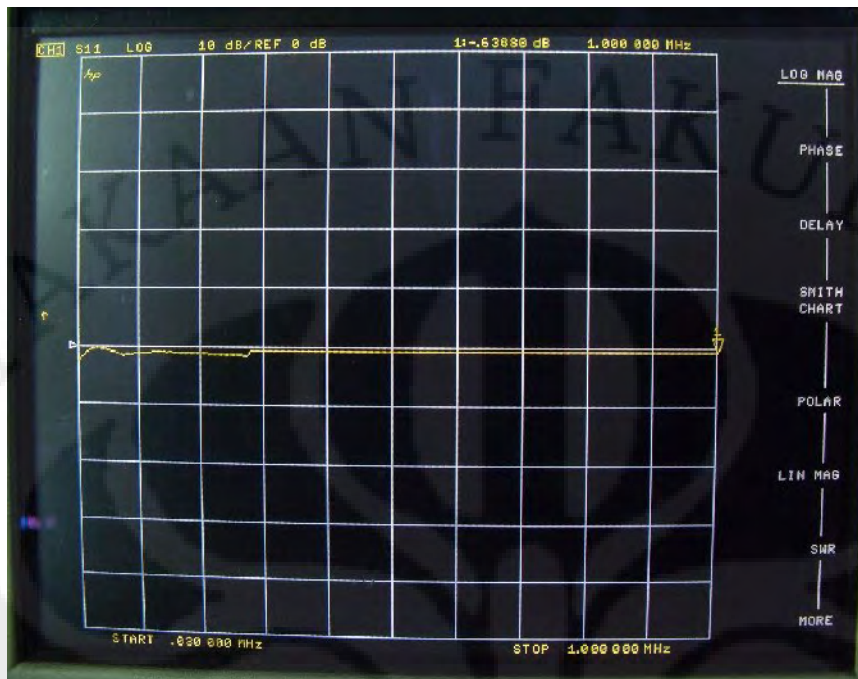
Lampiran 6 : Grafik pengujian impedansi saluran transmisi menggunakan *network analyzer*

A. Rangkaian detektor fasa frekuensi rendah sebelum optimisasi

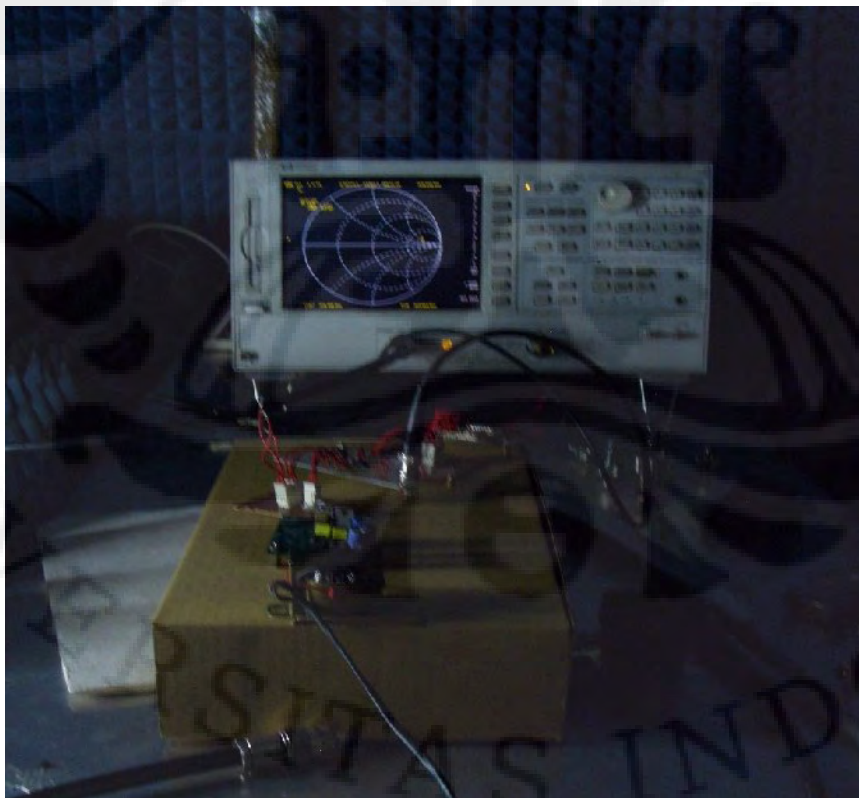


B. Rangkaian detektor fasa frekuensi rendah setelah optimisasi





C. Suasana pengujian di laboratorium



Lampiran 7 : Pengujian Rangkaian Detektor
Fasa Hasil Optimisasi

Resistor 2 $K\Omega$ dan Kapasitor 0,01 μF



B. Resistor 1 $K\Omega$ dan Kapasitor 0,01 μF



C. Resistor 2,7 $K\Omega$ dan Kapasitor 0,001 μF



D. Resistor $2,2\text{ K}\Omega$ dan Kapasitor $0,01\ \mu\text{F}$



E. Resistor $6,8\text{ K}\Omega$ dan Kapasitor $0,001\ \mu\text{F}$





LT1886

Dual 700MHz, 200mA Operational Amplifier

FEATURES

- 700MHz Gain Bandwidth
- $\pm 200\text{mA}$ Minimum I_{OUT}
- Low Distortion: -72dBc at 1MHz, 4V_{p-p} , 25Ω , $A_V = 2$
- Stable in $A_V \geq 10$, Simple Compensation for $A_V < 10$
- $\pm 4.3\text{V}$ Minimum Output Swing, $V_S = \pm 6\text{V}$, $R_L = 25\Omega$
- 7mA Supply Current per Amplifier
- 200V/ μs Slew Rate
- Stable with 1000pF Load
- $6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Input Noise Voltage
- $2\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ Input Noise Current
- 4mV Maximum Input Offset Voltage
- 4 μA Maximum Input Bias Current
- 400nA Maximum Input Offset Current
- $\pm 4.5\text{V}$ Minimum Input CMR, $V_S = \pm 6\text{V}$
- Specified at $\pm 6\text{V}$, $\pm 2.5\text{V}$

APPLICATIONS

- DSL Modems
- xDSL PCI Cards
- USB Modems
- Line Drivers

DESCRIPTION

The LT[®]1886 is a 200mA minimum output current dual op amp with outstanding distortion performance. The amplifiers are gain-of-ten stable, but can be easily compensated for lower gains. The LT1886 features balanced, high impedance inputs with 4 μA maximum input bias current, and 4mV maximum input offset voltage. Single supply applications are easy to implement and have lower total noise than current feedback amplifier implementations.

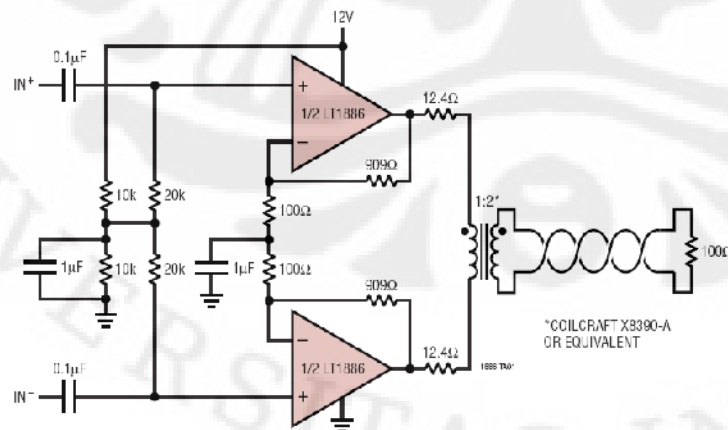
The output drives a 25 Ω load to $\pm 4.3\text{V}$ with $\pm 6\text{V}$ supplies. On $\pm 2.5\text{V}$ supplies the output swings $\pm 1.5\text{V}$ with a 100 Ω load. The amplifier is stable with a 1000pF capacitive load which makes it useful in buffer and cable driver applications.

The LT1886 is manufactured on Linear Technology's advanced low voltage complementary bipolar process and is available in a thermally enhanced SO-8 package.

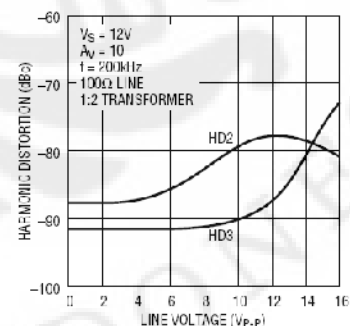
▲, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION

Single 12V Supply ADSL Modem Line Driver



ADSL Modem Line Driver Distortion



1

LT1886

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Total Supply Voltage (V^+ to V^-)	13.2V
Input Current (Note 2)	$\pm 10\text{mA}$
Input Voltage (Note 2)	$\pm V_S$
Maximum Continuous Output Current (Note 3)	
DC	$\pm 100\text{mA}$
AC	$\pm 300\text{mA}$
Operating Temperature Range (Note 10)	-40°C to 85°C
Specified Temperature Range (Note 9)	-40°C to 85°C
Maximum Junction Temperature	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

	ORDER PART NUMBER
	LT1886CS8
	S8 PART MARKING
	1886

Consult factory for Industrial and Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_S = \pm 6\text{V}$, $V_{CM} = 0\text{V}$, pulse power tested unless otherwise noted. (Note 9)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	(Note 5)	●	1	4	mV
			●		5	mV
	Input Offset Voltage Drift	(Note 8)	●	3	17	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{CS}	Input Offset Current		●	150	400	nA
			●		600	nA
I_B	Input Bias Current		●	1.5	4	μA
			●		6	μA
e_n	Input Noise Voltage	$f = 1\text{kHz}$		6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input Noise Current	$f = 1\text{kHz}$		2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	Input Resistance	$V_{CM} = \pm 4.5\text{V}$ Differential		5	10	M Ω
					35	k Ω
C_{IN}	Input Capacitance			2		pF
			●	4.5	5.9	V
	Input Voltage Range (Positive)		●			V
	Input Voltage Range (Negative)		●	-5.2	-4.5	V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 4.5\text{V}$	●	77	98	dB
			●		± 2	V
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 6.5\text{V}$	●	80	86	dB
			●	78		dB
A_{VOL}	Large-Signal Voltage Gain	$V_{OUT} = \pm 4\text{V}$, $R_L = 100\Omega$	●	5.0	12	V/mV
			●	4.5		V/mV
			●	4.5	12	V/mV
			●	4.0		V/mV
V_{OUT}	Output Swing	$R_L = 100\Omega$, 10mV Overdrive	●	4.85	5	+V
			●	4.70		+V
		$R_L = 25\Omega$, 10mV Overdrive	●	4.30	4.6	+V
			●	4.10		ΔV
I_{OUT}	Short-Circuit Current (Sourcing)	$I_{OUT} = 200\text{mA}$, 10mV Overdrive	●	4.30	4.5	ΔV
			●	4.10		ΔV
I_{SC}	Short-Circuit Current (Sinking)	(Note 3)		800		mA
				500		mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_S = \pm 6\text{V}$, $V_{CM} = 0\text{V}$, pulse power tested unless otherwise noted. (Note 9)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SR	Slew Rate	$A_V = -10$ (Note 6)	133	200		V/ μs
			● 110			V/ μs
	Full Power Bandwidth	4V Peak (Note 7)		8		MHz
GBW	Gain Bandwidth	$f = 1\text{MHz}$		700		MHz
t_r, t_f	Rise Time, Fall Time	$A_V = 10$, 10% to 90% of 0.1V, $R_L = 100\Omega$		4		ns
	Overshoot	$A_V = 10$, 0.1V, $R_L = 100\Omega$		1		%
	Propagation Delay	$A_V = 10$, 50% V_{IN} to 50% V_{OUT} , 0.1V, $R_L = 100\Omega$		2.5		ns
t_s	Settling Time	6V Step, 0.1%		50		ns
	Harmonic Distortion	HD2, $A_V = 10$, 2V _{p-p} , $f = 1\text{MHz}$, $R_L = 100\Omega/25\Omega$ HD3, $A_V = 10$, 2V _{p-p} , $f = 1\text{MHz}$, $R_L = 100\Omega/25\Omega$		-75/-63		cBc
				-85/-71		cBc
IMD	Intermodulation Distortion	$A_V = 10$, $f = 0.9\text{MHz}$, 1MHz, 14cBm, $R_L = 100\Omega/25\Omega$		-81/-80		cBc
R_{OUT}	Output Resistance	$A_V = 10$, $f = 1\text{MHz}$		0.1		Ω
	Channel Separation	$V_{OUT} = \pm 4\text{V}$, $R_L = 25\Omega$	82	92		dB
			● 80			dB
I_S	Supply Current	Per Amplifier		7	8.25	mA
				●	8.50	mA

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_S = \pm 2.5\text{V}$, $V_{CM} = 0\text{V}$, pulse power tested unless otherwise noted. (Note 9)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	(Note 5)		1.5	5	mV
			●		6	mV
	Input Offset Voltage Drift	(Note 8)		5	17	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	Input Offset Current			100	350	nA
			●		550	nA
I_B	Input Bias Current			1.2	3.5	μA
			●		5.5	μA
e_n	Input Noise Voltage	$f = 10\text{kHz}$		6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input Noise Current	$f = 10\text{kHz}$		2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	Input Resistance	$V_{CM} = \pm 1\text{V}$ Differential	10	20		M Ω
				50		k Ω
C_{IN}	Input Capacitance			2		pF
			●	1	2.4	V
	Input Voltage Range (Positive)		●	-1.7	-1	V
	Input Voltage Range (Negative)		●			V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 1\text{V}$	● 75	91		dB
A_{VOL}	Large-Signal Voltage Gain	$V_{OUT} = \pm 1\text{V}$, $R_L = 100\Omega$		5.0	10	V/mV
			●	4.5		V/mV
				4.5	10	V/mV
			●	4.0		V/mV
V_{OUT}	Output Swing	$R_L = 100\Omega$, 10mV Overdrive		1.50	1.65	$\pm\text{V}$
			●	1.40		$\pm\text{V}$
		$R_L = 25\Omega$, 10mV Overdrive		1.35	1.50	$\pm\text{V}$
			●	1.25		$\pm\text{V}$
		$I_{CUR} = 200\text{mA}$, 10mV Overdrive		0.87	1	$\pm\text{V}$
●	0.80		$\pm\text{V}$			

LT1886

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 2.5\text{V}$, $V_{CM} = 0\text{V}$, pulse power tested unless otherwise noted. (Note 9)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{SC}	Short-Circuit Current (Sourcing)	(Note 3)		600		mA
	Short-Circuit Current (Sinking)			400		mA
SR	Slew Rate	$A_V = -10$ (Note 6)	● 66 60	100		V/ μs V/ μs
	Full Power Bandwidth	1V Peak (Note 7)		16		MHz
	Gain Bandwidth	$f = 1\text{MHz}$		530		MHz
t_r, t_f	Rise Time, Fall Time	$A_V = 10$, 10% to 90% of 0.1V, $R_L = 100\Omega$		7		ns
	Overshoot	$A_V = 10$, 0.1V, $R_L = 100\Omega$		5		%
GBW	Propagation Delay	$A_V = 10$, 50% V_{IN} to 50% V_{OUT} , 0.1V, $R_L = 100\Omega$		5		ns
	Harmonic Distortion	HD2, $A_V = 10$, 2V _{p,p} , $f = 1\text{MHz}$, $R_L = 100\Omega/25\Omega$		-75/-64		dBc
	HD3, $A_V = 10$, 2V _{p,p} , $f = 1\text{MHz}$, $R_L = 100\Omega/25\Omega$			-80/-66		dBc
IMD	Intermodulation Distortion	$A_V = 10$, $f = 0.9\text{MHz}$, 1MHz, 5dBm, $R_L = 100\Omega/25\Omega$		-77/-85		dBc
R_{OUT}	Output Resistance	$A_V = 10$, $f = 1\text{MHz}$		0.2		Ω
	Channel Separation	$V_{OUT} = +1\text{V}$, $R_L = 25\Omega$	● 82 80	92		dB dB
I_S	Supply Current	Per Amplifier	●	5	5.75	mA
			●		6.25	mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: The inputs are protected by back-to-back diodes. If the differential input voltage exceeds 0.7V, the input current should be limited to less than 10mA.

Note 3: A heat sink may be required to keep the junction temperature below absolute maximum.

Note 4: Thermal resistance varies depending upon the amount of PC board metal attached to the device. θ_{JA} is specified for a 2500mm² test board covered with 2 oz copper on both sides.

Note 5: Input offset voltage is exclusive of warm-up drift.

Note 6: Slew rate is measured between $\pm 2\text{V}$ on a $\pm 4\text{V}$ output with $\pm 6\text{V}$ supplies, and between $\pm 1\text{V}$ on a $\pm 1.5\text{V}$ output with $\pm 2.5\text{V}$ supplies.

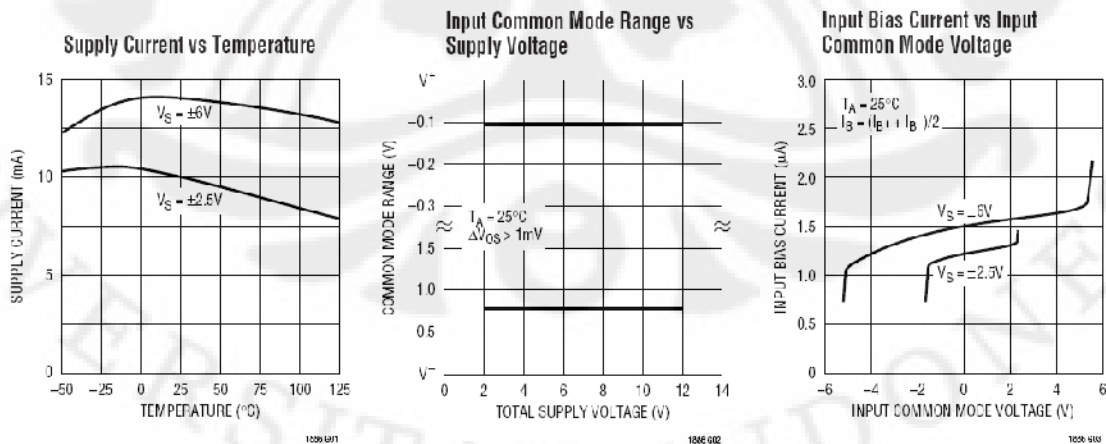
Note 7: Full power bandwidth is calculated from the slew rate: $\text{FPBW} = \text{SR}/2\pi V_p$.

Note 8: This parameter is not 100% tested.

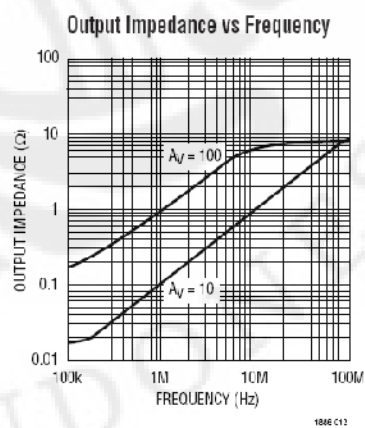
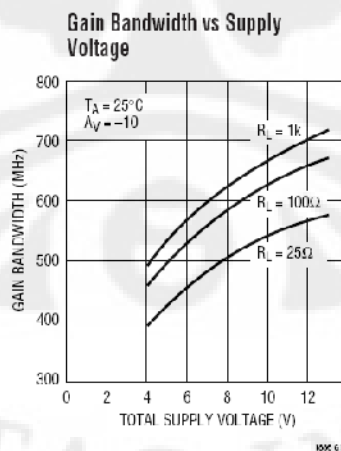
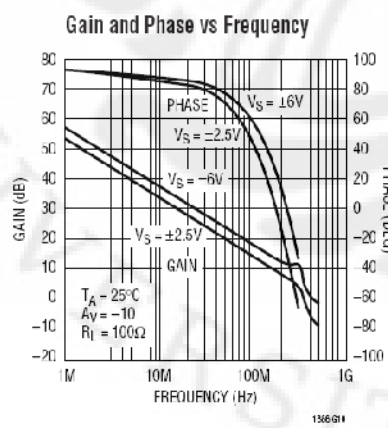
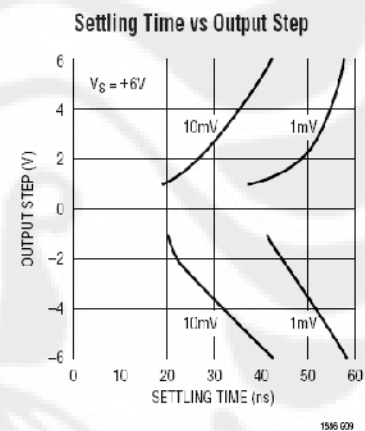
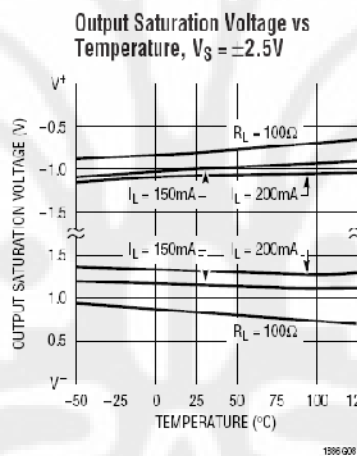
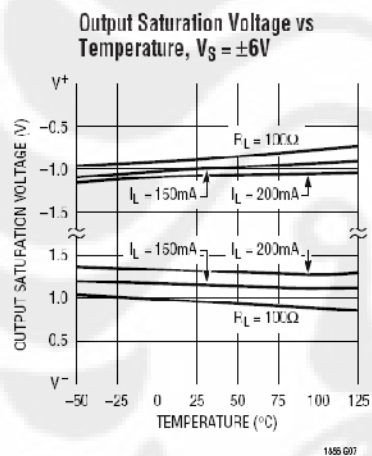
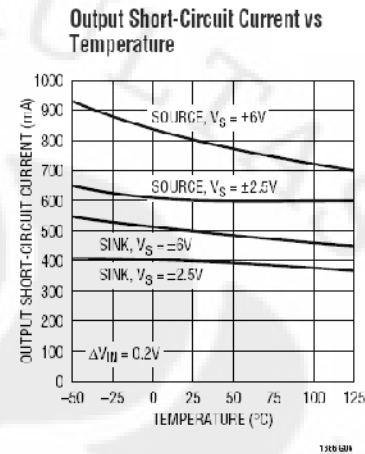
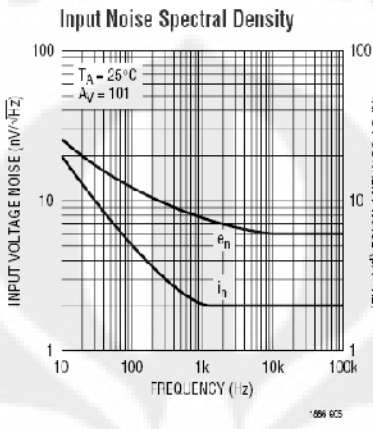
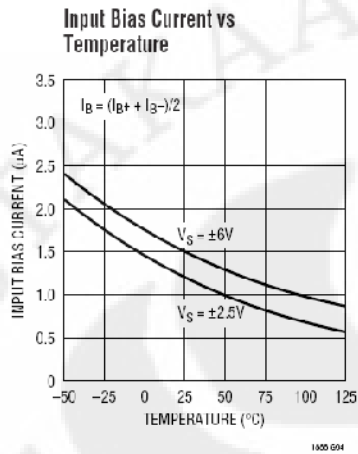
Note 9: The LT1886C is guaranteed to most specified performance from 0°C to 70°C . The LT1886C is designed, characterized and expected to meet specified performance from -40°C to 85°C but is not tested or QA sampled at these temperatures. For guaranteed I-grade parts, consult the factory.

Note 10: The LT1886C is guaranteed functional over the operating temperature range of -40°C to 85°C .

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

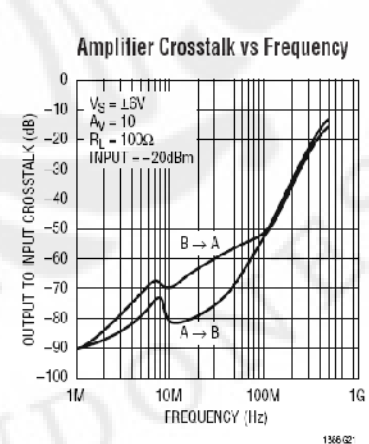
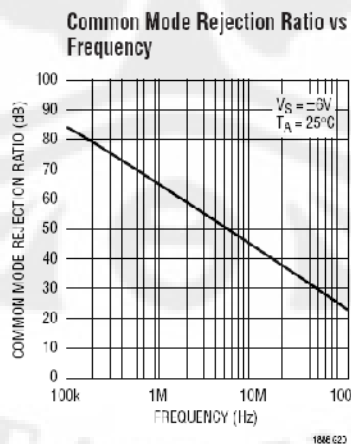
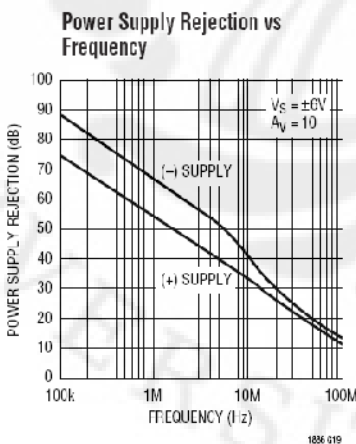
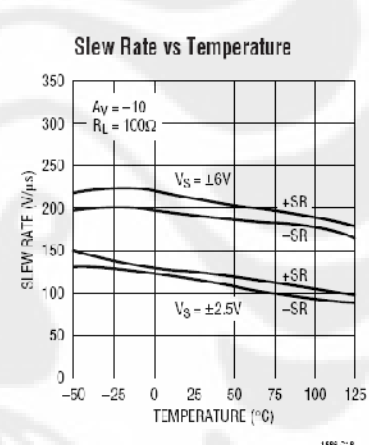
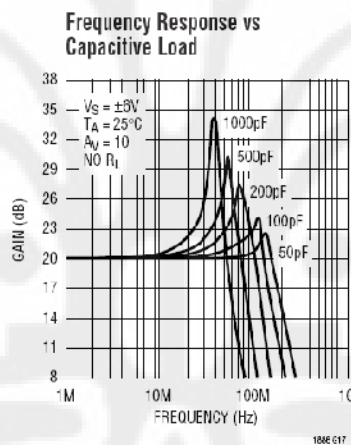
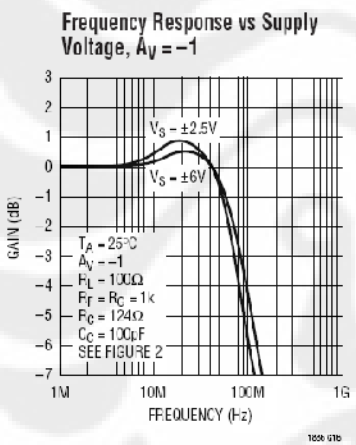
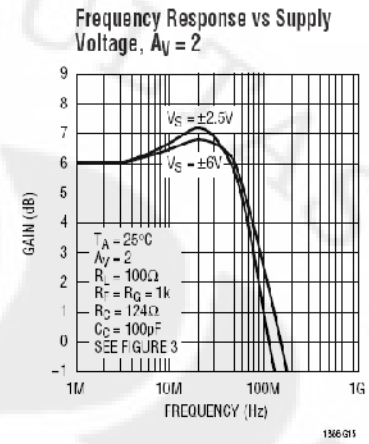
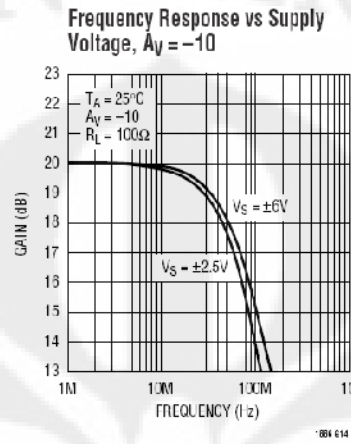
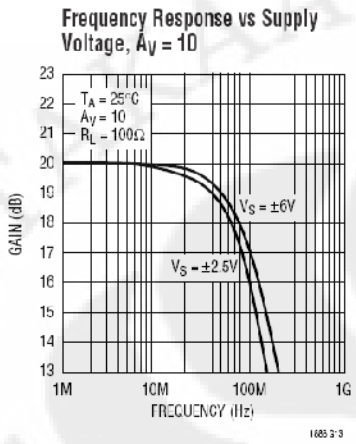


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



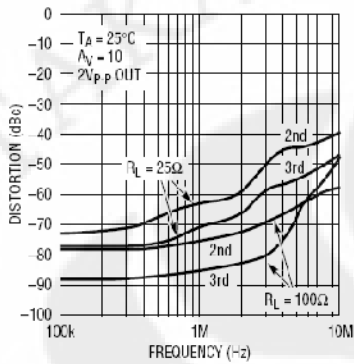
LT1886

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

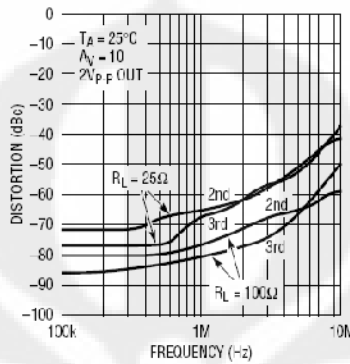


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

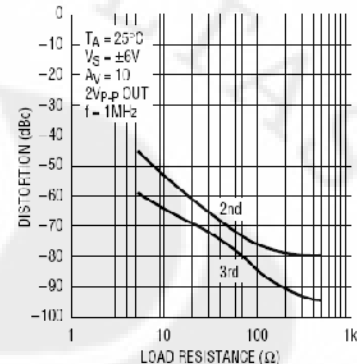
Harmonic Distortion vs Frequency, $A_V = 10$, $V_S = \pm 6V$



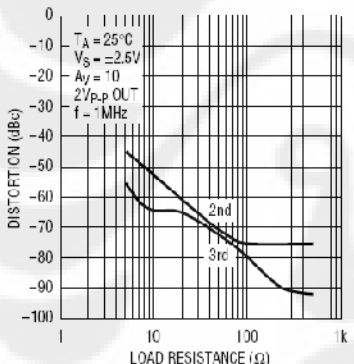
Harmonic Distortion vs Frequency, $A_V = 10$, $V_S = \pm 2.5V$



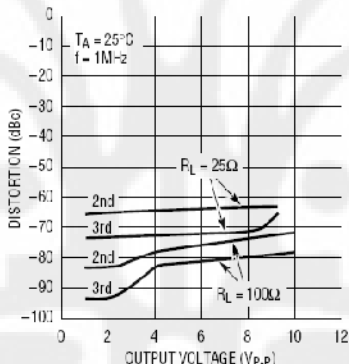
Harmonic Distortion vs Resistive Load



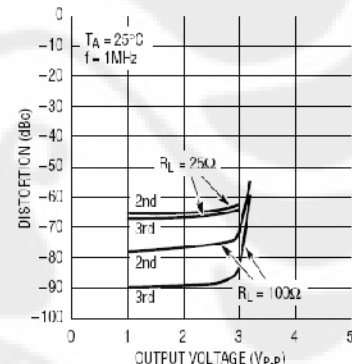
Harmonic Distortion vs Resistive Load



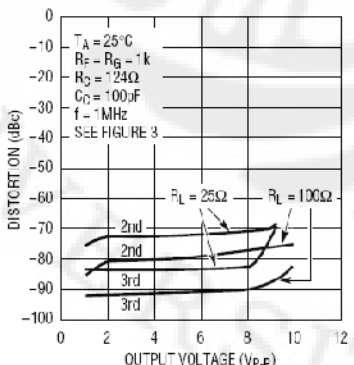
Harmonic Distortion vs Output Swing, $A_V = 10$, $V_S = \pm 6V$



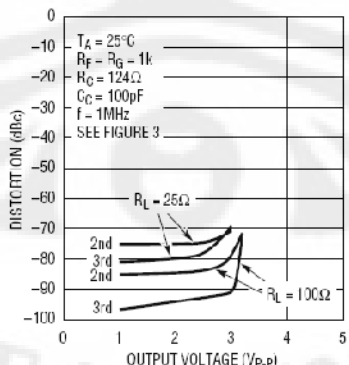
Harmonic Distortion vs Output Swing, $A_V = 10$, $V_S = \pm 2.5V$



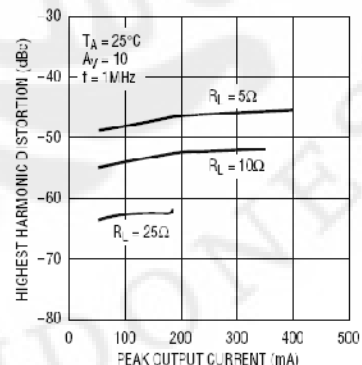
Harmonic Distortion vs Output Swing, $A_V = 2$, $V_S = \pm 6V$



Harmonic Distortion vs Output Swing, $A_V = 2$, $V_S = \pm 2.5V$

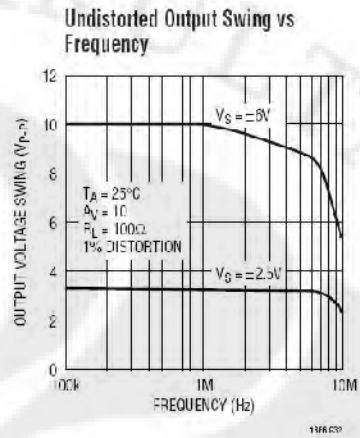
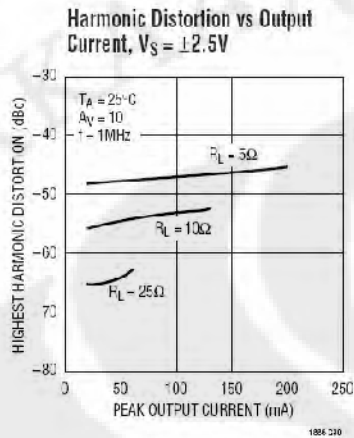


Harmonic Distortion vs Output Current, $V_S = \pm 6V$

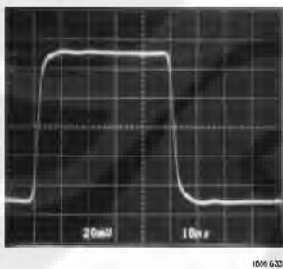


LT1886

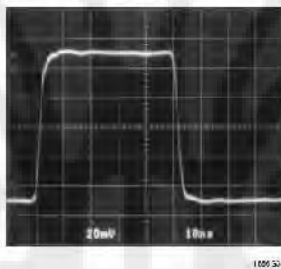
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



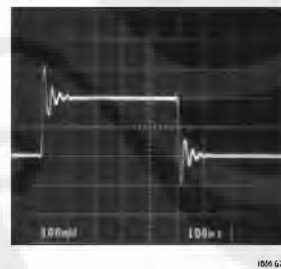
Small-Signal Transient, $A_V = 10$



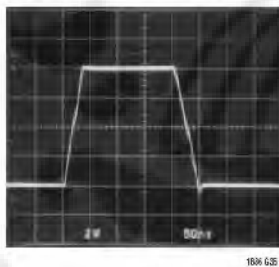
Small-Signal Transient, $A_V = -10$



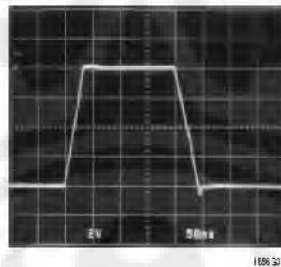
Small-Signal Transient, $A_V = 10$, $C_L = 1000pF$



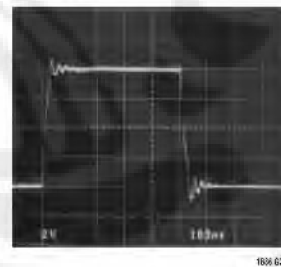
Large-Signal Transient, $A_V = 10$



Large-Signal Transient, $A_V = -10$



Large-Signal Transient, $A_V = 10$, $C_L = 1000pF$



APPLICATIONS INFORMATION

Input Considerations

The inputs of the LT1886 are an NPN differential pair protected by back-to-back diodes (see the Simplified Schematic). There are no series protection resistors onboard which would degrade the input voltage noise. If the inputs can have a voltage difference of more than 0.7V, the input current should be limited to less than 10mA with external resistance (usually the feedback resistor or source resistor). Each input also has two ESD clamp diodes—one to each supply. If an input drive exceeds the supply, limit the current with an external resistor to less than 10mA.

The LT1886 design is a true operational amplifier with high impedance inputs and low input bias currents. The input offset current is a factor of ten lower than the input bias current. To minimize offsets due to input bias currents, match the equivalent DC resistance seen by both inputs. The low input noise current can significantly reduce total noise compared to a current feedback amplifier, especially for higher source resistances.

Layout and Passive Components

With a gain bandwidth product of 700MHz the LT1886 requires attention to detail in order to extract maximum performance. Use a ground plane, short lead lengths and a combination of RF-quality supply bypass capacitors (i.e., 470pF and 0.1μF). As the primary applications have high drive current, use low ESR supply bypass capacitors (1μF to 10μF). For best distortion performance with high drive current a capacitor with the shortest possible trace lengths should be placed between Pins 4 and 8. The optimum location for this capacitor is on the back side of the PC board. The DSL driver demo board (DC304) for this part uses a Taiyo Yuden 10μF ceramic (TMK432BJ106MM).

The parallel combination of the feedback resistor and gain setting resistor on the inverting input can combine with the input capacitance to form a pole which can cause frequency peaking. In general, use feedback resistors of 1kΩ or less.

Thermal Issues

The LT1886 enhanced θ_{JA} SO-8 package has the V^- pin fused to the lead frame. This thermal connection increases

the efficiency of the PC board as a heat sink. The PCB material can be very effective at transmitting heat between the pad area attached to the V^- pin and a ground or power plane layer. Copper board stiffeners and plated through-holes can also be used to spread the heat generated by the device. Table 1 lists the thermal resistance for several different board sizes and copper areas. All measurements were taken in still air on 3/32" FR-4 board with 2oz copper. This data can be used as a rough guideline in estimating thermal resistance. The thermal resistance for each application will be affected by thermal interactions with other components as well as board size and shape.

Table 1. Fused 8-Lead SO Package

COPPER AREA (2oz)		TOTAL COPPER AREA	θ_{JA}
TOPSIDE	BACKSIDE		
2500 sq. mm	2500 sq. mm	5000 sq. mm	80°C/W
1000 sq. mm	2500 sq. mm	3500 sq. mm	92°C/W
600 sq. mm	2500 sq. mm	3100 sq. mm	96°C/W
180 sq. mm	2500 sq. mm	2680 sq. mm	98°C/W
180 sq. mm	1000 sq. mm	1180 sq. mm	112°C/W
180 sq. mm	600 sq. mm	780 sq. mm	116°C/W
180 sq. mm	300 sq. mm	480 sq. mm	118°C/W
180 sq. mm	100 sq. mm	280 sq. mm	120°C/W
180 sq. mm	0 sq. mm	180 sq. mm	122°C/W

Calculating Junction Temperature

The junction temperature can be calculated from the equation:

$$T_J = (P_D)(\theta_{JA}) + T_A$$

T_J = Junction Temperature

T_A = Ambient Temperature

P_D = Device Dissipation

θ_{JA} = Thermal Resistance (Junction-to-Ambient)

As an example, calculate the junction temperature for the circuit in Figure 1 assuming an 85°C ambient temperature.

The device dissipation can be found by measuring the supply currents, calculating the total dissipation and then subtracting the dissipation in the load.

LT1886

APPLICATIONS INFORMATION

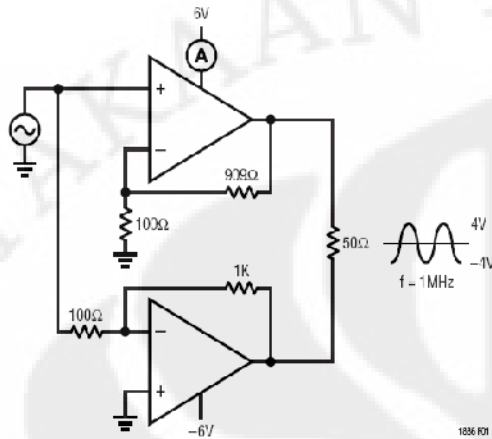


Figure 1. Thermal Calculation Example

The dissipation for the amplifiers is:

$$P_D = (63.5\text{mA})(12\text{V}) - (4\text{V}/\sqrt{2})^2/(50) = 0.6\text{W}$$

The total package power dissipation is 0.6W. When a 2500 sq. mm PC board with 2oz copper on top and bottom is used, the thermal resistance is 80°C/W. The junction temperature T_J is:

$$T_J = (0.6\text{W})(80^\circ\text{C/W}) + 85^\circ\text{C} = 133^\circ\text{C}$$

The maximum junction temperature for the LT1886 is 150°C so the heat sinking capability of the board is adequate for the application.

If the copper area on the PC board is reduced to 180 sq. mm the thermal resistance increases to 122°C/W and the junction temperature becomes:

$$T_J = (0.6\text{W})(122^\circ\text{C/W}) + 85^\circ\text{C} = 158^\circ\text{C}$$

which is above the maximum junction temperature indicating that the heat sinking capability of the board is inadequate and should be increased.

Capacitive Loading

The LT1886 is stable with a 1000pF capacitive load. The photo of the small-signal response with 1000pF load in a gain of 10 shows 50% overshoot. The photo of the large-signal response with a 1000pF load shows that the output slew rate is not limited by the short-circuit current. The

Typical Performance Curve of Frequency Response vs Capacitive Load shows the peaking for various capacitive loads.

This stability is useful in the case of directly driving a coaxial cable or twisted pair that is inadvertently unterminated. For best pulse fidelity, however, a termination resistor of value equal to the characteristic impedance of the cable or twisted pair (i.e., 50Ω/75Ω/100Ω/135Ω) should be placed in series with the output. The other end of the cable or twisted pair should be terminated with the same value resistor to ground.

Compensation

The LT1886 is stable in a gain 10 or higher for any supply and resistive load. It is easily compensated for lower gains with a single resistor or a resistor plus a capacitor. Figure 2 shows that for inverting gains, a resistor from the inverting node to AC ground guarantees stability if the parallel combination of R_C and R_G is less than or equal to $R_F/9$. For lowest distortion and DC output offset, a series capacitor, C_C , can be used to reduce the noise gain at lower frequencies. The break frequency produced by R_C and C_C should be less than 15MHz to minimize peaking. The Typical Curve of Frequency Response vs Supply Voltage, $A_V = -1$ shows less than 1dB of peaking for a break frequency of 12.8MHz.

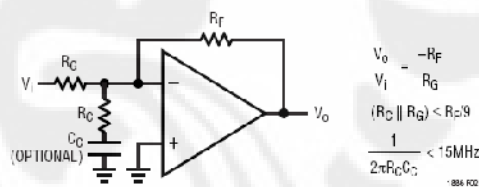


Figure 2. Compensation for Inverting Gains

Figure 3 shows compensation in the noninverting configuration. The R_C , C_C network acts similarly to the inverting case. The input impedance is not reduced because the network is bootstrapped. This network can also be placed between the inverting input and an AC ground.

Another compensation scheme for noninverting circuits is shown in Figure 4. The circuit is unity gain at low frequency and a gain of $1 + R_F/R_G$ at high frequency. The DC output offset is reduced by a factor of ten. The techniques of

APPLICATIONS INFORMATION

Figures 3 and 4 can be combined as shown in Figure 5. The gain is unity at low frequencies, $1 + R_F/R_G$ at mid-band and for stability, a gain of 10 or greater at high frequencies.

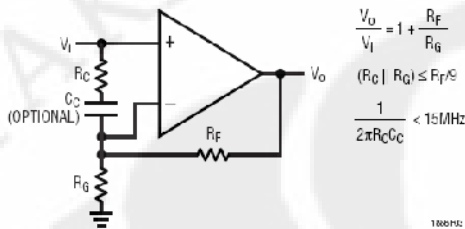


Figure 3. Compensation for Noninverting Gains

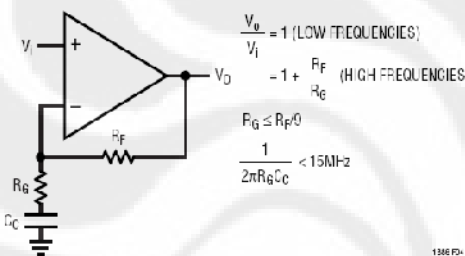


Figure 4. Alternate Noninverting Compensation

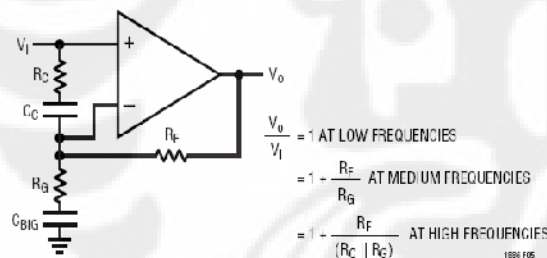


Figure 5. Combination Compensation

Output Loading

The LT1886 output stage is very wide bandwidth and able to source and sink large currents. Reactive loading, even isolated with a back-termination resistor, can cause ringing at frequencies of hundreds of MHz. For this reason, any design should be evaluated over a wide range of output conditions. To reduce the effects of reactive loading, an optional snubber network consisting of a series RC across the load can provide a resistive load at high frequency. Another option is to filter the drive to the load. If a back-

termination resistor is used, a capacitor to ground at the load can eliminate ringing.

Line Driving Back-Termination

The standard method of cable or line back-termination is shown in Figure 6. The cable/line is terminated in its characteristic impedance (50Ω , 75Ω , 100Ω , 135Ω , etc.). A back-termination resistor also equal to the characteristic impedance should be used for maximum pulse fidelity of outgoing signals, and to terminate the line for incoming signals in a full-duplex application. There are three main drawbacks to this approach. First, the power dissipated in the load and back-termination resistors is equal so half of the power delivered by the amplifier is wasted in the termination resistor. Second, the signal is halved so the gain of the amplifier must be doubled to have the same overall gain to the load. The increase in gain increases noise and decreases bandwidth (which can also increase distortion). Third, the output swing of the amplifier is doubled which can limit the power it can deliver to the load for a given power supply voltage.

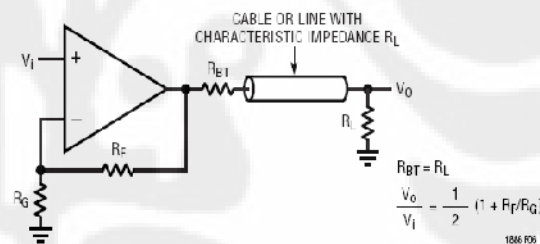


Figure 6. Standard Cable/Line Back-Termination

An alternate method of back-termination is shown in Figure 7. Positive feedback increases the effective back-termination resistance so R_{BT} can be reduced by a factor of n . To analyze this circuit, first ground the input. As $R_{BT} = R_L/n$, and assuming $R_{P2} \gg R_L$ we require that:

$$V_a = V_o (1 - 1/n) \text{ to increase the effective value of } R_{BT} \text{ by } n.$$

$$V_p = V_o (1 - 1/n)/(1 + R_F/R_G)$$

$$V_o = V_p (1 + R_{P2}/R_{P1})$$

Eliminating V_p , we get the following:

$$(1 + R_{P2}/R_{P1}) = (1 + R_F/R_G)/(1 - 1/n)$$

LT1886

APPLICATIONS INFORMATION

For example, reducing R_{BT} by a factor of $n = 4$, and with an amplifier gain of $(1 + R_F/R_G) = 10$ requires that $R_{P2}/R_{P1} = 12.3$.

Note that the overall gain is increased:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{P2} / (R_{P2} + R_{P1})}{\left[(1 + 1/n) / (1 + R_F / R_G) \right] - \left[R_{P1} / (R_{P2} + R_{P1}) \right]}$$

A simpler method of using positive feedback to reduce the back-termination is shown in Figure 8. In this case, the drivers are driven differentially and provide complementary outputs. Grounding the inputs, we see there is inverting gain of $-R_F/R_P$ from $-V_o$ to V_a

$$V_a = V_o (R_F/R_P)$$

and assuming $R_p \gg R_L$, we require

$$V_a = V_o (1 - 1/n)$$

solving

$$R_F/R_P = 1 - 1/n$$

So to reduce the back-termination by a factor of 3 choose $R_F/R_P = 2/3$. Note that the overall gain is increased to:

$$V_o/V_i = (1 + R_F/R_G + R_F/R_P) / [2(1 - R_F/R_P)]$$

ADSL Driver Requirements

The LT1886 is an ideal choice for ADSL upstream (CPE)

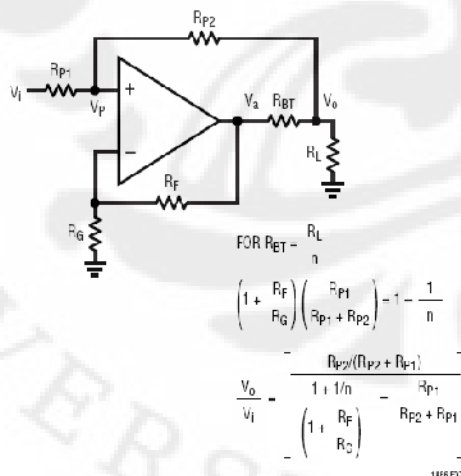


Figure 7. Back-Termination Using Positive Feedback

modems. The key advantages are: $\pm 200\text{mA}$ output drive with only 1.7V worst-case total supply voltage headroom, high bandwidth, which helps achieve low distortion, low quiescent supply current of 7mA per amplifier and a space-saving, thermally enhanced SO-8 package.

An ADSL remote terminal driver must deliver an average power of 13dBm (20mW) into a 100 Ω line. This corresponds to 1.41V_{RMS} into the line. The DMT-ADSL peak-to-average ratio of 5.33 implies voltage peaks of 7.53V into the line. Using a differential drive configuration and transformer coupling with standard back-termination, a transformer ratio of 1:2 is well suited. This is shown on the front page of this data sheet along with the distortion performance vs line voltage at 200kHz, which is beyond ADSL requirements. Note that the distortion is better than -73dBc for all swings up to 16V_{p-p} into the line. The gain of this circuit from the differential inputs to the line voltage is 10. Lower gains are easy to implement using the compensation techniques of Figure 5. Table 2 shows the drive requirements for this standard circuit.

The above design is an excellent choice for desktop applications and draws typically 550mW of power. For portable applications, power savings can be achieved by reducing the back-termination resistor using positive feedback as shown in Figure 9. The overall gain of this circuit is also 10, but the power consumption has been reduced to 350mW, a savings of 36% over the previous design. Note that the reduction of the back-termination resistor has allowed use of a 1:1 transformer ratio.

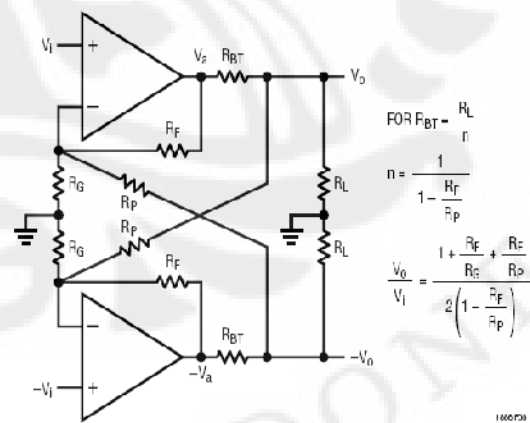


Figure 8. Back-Termination Using Differential Positive Feedback

APPLICATIONS INFORMATION

Table 2. ADSL Upstream Driver Designs

	STANDARD	LOW POWER
Line Impedance	100Ω	100Ω
Line Power	13dBm	13dBm
Peak-to-Average Ratio	5.33	5.33
Transformer Turns Ratio	2	1
Reflected Impedance	25Ω	100Ω
Back-Termination Resistors	12.5Ω	8.35Ω
Transformer Insertion Loss	1dB	0.5dB
Average Amplifier Swing	0.79V _{RMS}	0.87V _{RMS}
Average Amplifier Current	31.7mA _{RMS}	15mA _{RMS}
Peak Amplifier Swing	4.21V Peak	4.65V Peak
Peak Amplifier Current	169mA Peak	80mA Peak
Total Average Power Consumption	550mW	350mW
Supply Voltage	Single 12V	Single 12V

Table 2 compares the two approaches. It may seem that the low power design is a clear choice, but there are further system issues to consider. In addition to driving the line, the amplifiers provide back-termination for signals that are received simultaneously from the line. In order to reject the drive signal, a receiver circuit is used such as shown in Figure 10. Taking advantage of the differential nature of the signals, the receiver can subtract out the drive signal and amplify the received signal. This method works well for standard back-termination. If the back-termination resistors are reduced by positive feedback, a portion of the received signal also appears at the amplifier outputs. The result is that the received signal is attenuated

by the same amount as the reduction in the back-termination resistor. Taking into account the different transformer turns ratios, the received signal of the low power design will be one third of the standard design received signal. The reduced signal has system implications for the sensitivity of the receiver. The power reduction may, or may not, be an acceptable system tradeoff for a given design.

Demo Board

Demo board DC304 has been created to provide a versatile platform for a line driver/receiver design. (Figure 11 shows a complete schematic.) The board is set up for either single or dual supply designs with Jumpers 1–4. The LT1886 is set up for differential, noninverting gain of 3. Each amp is configured as in Figure 5 for maximum flexibility. The amplifiers drive a 1:2 transformer through back-termination resistors that can be reduced with optional positive feedback. The secondary of the transformer can be isolated from the primary with Jumper 5.

A differential receiver is included using the LT1813, a dual 100MHz, 750V_{μs} operational amplifier. The receiver gain from the transformer secondary is 2, and the drive signals are rejected by approximately a factor of 14dB. Other optional components include filter capacitors and an RC snubber network at the transformer primary.

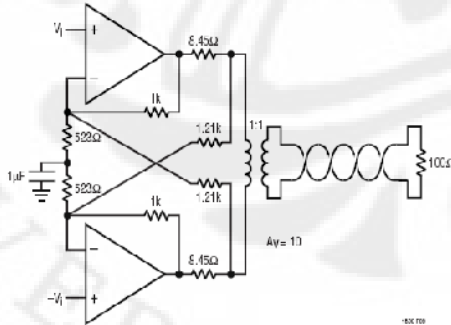


Figure 9. Power Saving ADSL Modem Driver

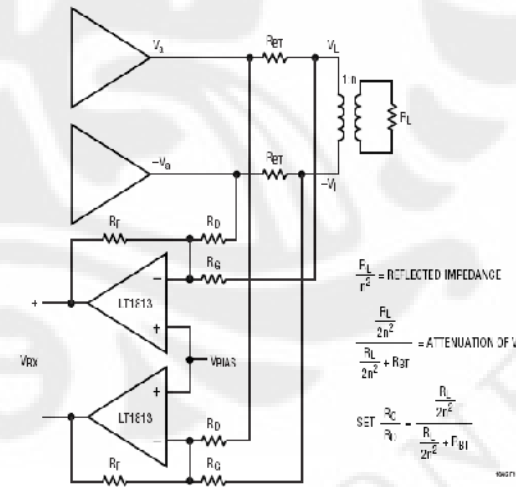


Figure 10. Receiver Configuration

LT1886

APPLICATIONS INFORMATION

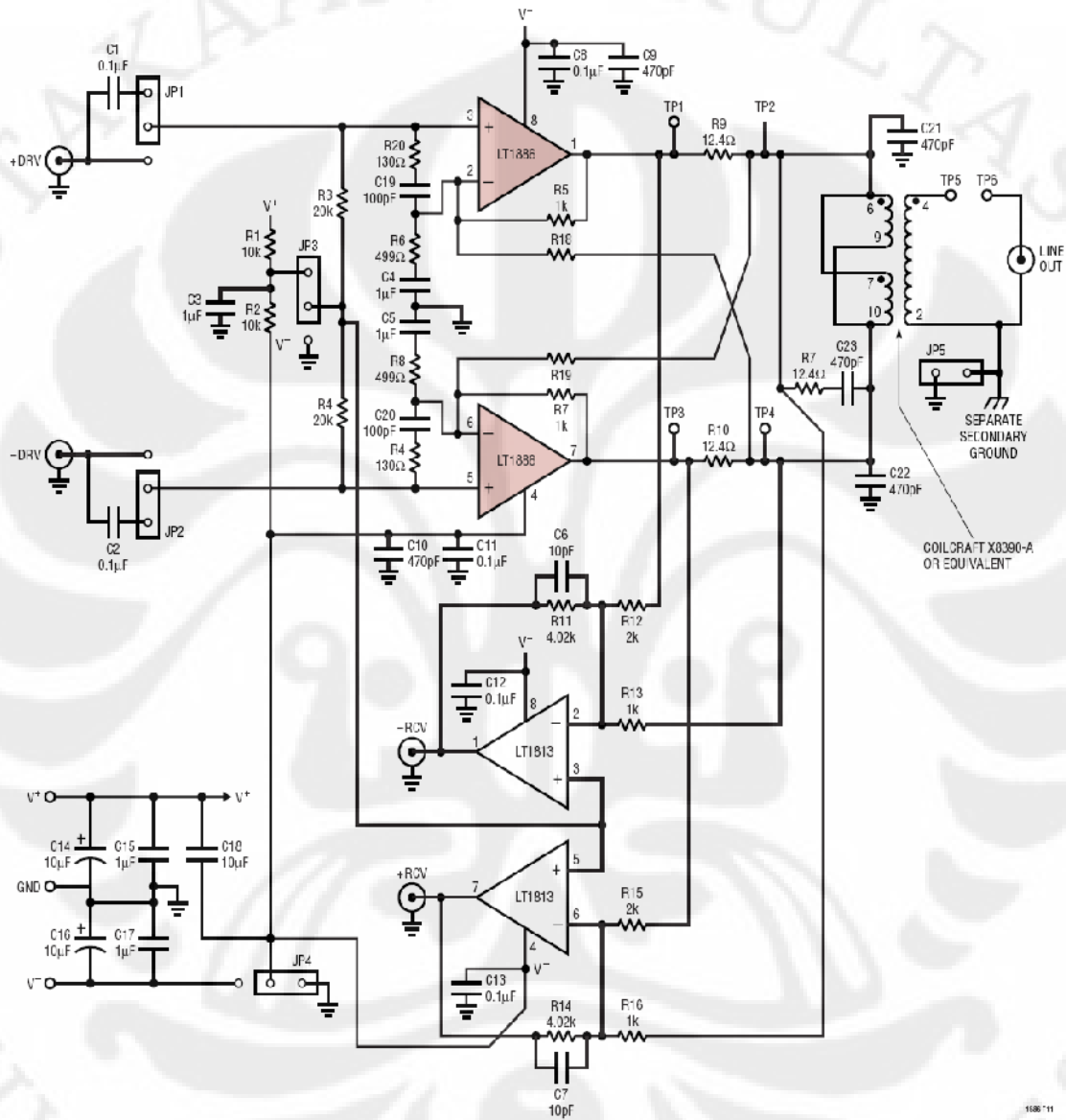
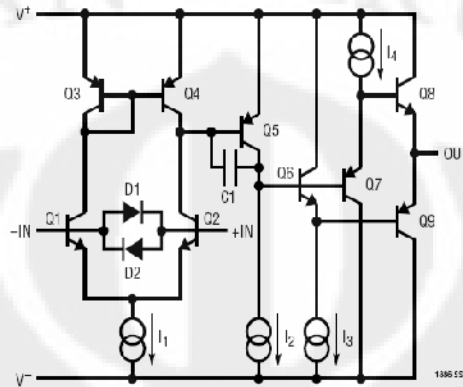


Figure 11. LT1886, LT1813 DSL Demo Board (DC304)

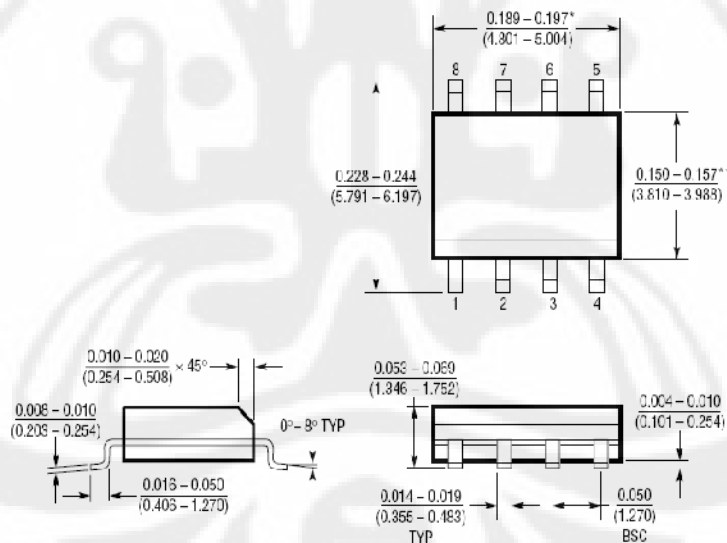
SIMPLIFIED SCHEMATIC



PACKAGE DESCRIPTION

Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.

S8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow 0.150)
 (LTC DWG # 05-08-1610)



*DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.005" (0.127mm) PER SIDE

**DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

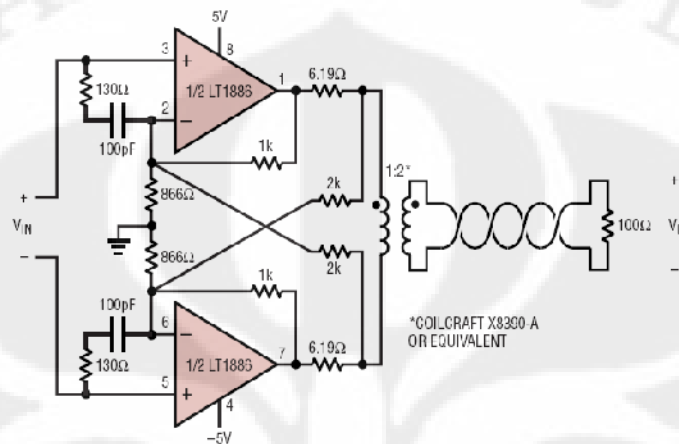
503 1128



Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation on that the interconnection or its circuit as described herein will not infringe on existing patent rights.

LT1886

TYPICAL APPLICATION

Split Supply $\pm 5V$ ADSL CPE Line Driver

$$\frac{V_L}{V_{IN}} = \epsilon \quad (\text{ASSUME 0.5dB TRANSFORMER POWER LOSS})$$

$$\text{REFLECTED LINE IMPEDANCE} = 100\Omega / 2^2 = 25\Omega$$

$$\text{EFFECTIVE TERMINATION} = 2 \cdot 6.19 \cdot \frac{2k\Omega}{1k\Omega} = 24.9\Omega$$

$$\text{EACH AMPLIFIER: } 0.55V_{RMS}, 29.3mA_{RMS} \\ \pm 5V \text{ PEAK}, \pm 160mA \text{ PEAK}$$

1886 1A02

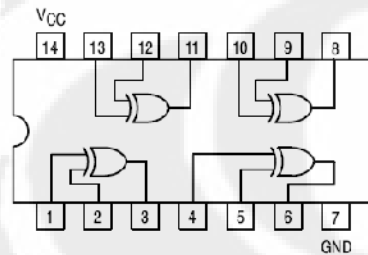
RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1207	Dual 250mA, 60MHz Current Feedback Amplifier	Shutdown/Current Set Function
LT1361	Dual 50MHz, 800V/ μ s Op Amp	$\pm 15V$ Operation, 1mV V_{OS} , 1 μ A I_B
LT1396	Dual 400MHz, 800V/ μ s Current Feedback Amplifier	4.6mA Supply Current Set, 80mA I_{OUT}
LT1497	Dual 125mA, 50MHz Current Feedback Amplifier	900V/ μ s Slew Rate
LT1795	Dual 500mA, 50MHz Current Feedback Amplifier	Shutdown/Current Set Function, ADSL CO Driver
LT1813	Dual 100MHz, 750V/ μ s, 8nV/ \sqrt{Hz} Op Amp	Low Noise, Low Power Differential Receiver

16 Linear Technology Corporation
1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417
(408)432-1900 • FAX: (408)434-0507 • www.linear-tech.com

1886 LT1886 0400 4K • PRINTED IN USA

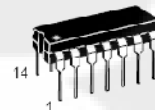
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 1999

SN74LS86**Quad 2-Input
Exclusive OR Gate****TRUTH TABLE**

IN		OUT
A	B	Z
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	0	25	70	°C
I _{OH}	Output Current – High			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current – Low			8.0	mA

ON Semiconductor™<http://onsemi.com>**LOW
POWER
SCHOTTKY****PLASTIC
N SUFFIX
CASE 646****SOIC
D SUFFIX
CASE 751A****SOEIAJ
M SUFFIX
CASE 966****ORDERING INFORMATION**

Device	Package	Shipping
SN74LS86N	14 Pin DIP	2000 Units/Box
SN74LS86D	SOIC-14	55 Units/Rail
SN74LS86DR2	SOIC-14	2500/Tape & Reel
SN74LS86M	SOEIAJ-14	See Note 1
SN74LS86MF1	SOEIAJ-14	See Note 1

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC package, please contact your local ON Semiconductor representative

SN74LS86

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage			0.8	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	2.7	3.5		V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table
V _{OL}	Output LOW Voltage		0.25	0.4	V	V _{CC} = V _{CC} MIN V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
			0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input HIGH Current			40	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
				0.2	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.8	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 2)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current			10	mA	V _{CC} = MAX

2 Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second

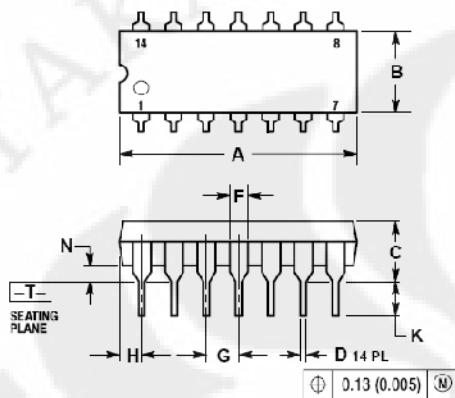
AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay, Other Input LOW		12 10	23 17	ns	V _{CC} = 5.0 V C _I = 15 pF
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay, Other Input HIGH		20 13	30 22	ns	

SN74LS86

PACKAGE DIMENSIONS

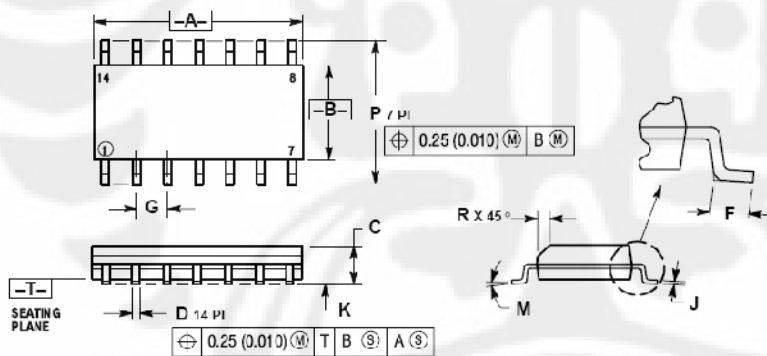
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
 CASE 646-06
 ISSUE M



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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.60
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.250	0.310	7.37	7.87
M	---	10°	---	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

D SUFFIX
PLASTIC SOIC PACKAGE
 CASE 751A-03
 ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.55	0.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.60	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019