VENN: Journal of Sustainable Innovation on Education, Mathematics and Natural Sciences
ISSN: 2964-867X
Journal Homepage: https://pustaka.my.id/journals/venn/index

Desain *Analog Front-End* untuk Reduksi Derau Cahaya Ambien Non-Direksional pada Sistem Li-Fi

Muhammad Ivan Telaumbanua[1], Mona Berlian Sari[2]

Jurusan Fisika, Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam, Universitas Negeri Padang, Padang, Indonesia[1,2]
nnavim04@gmail.com[1], monaberliansari@fmipa.unp.ac.id[2]

Corresponding Author: Muhammad Ivan Telaumbanua, E-mail: nnavim04@gmail.com

Article Information
Received : 23 September 2026
Reviewed : 24 October 2026
Accepted : 29 October 2026
Published : 29 October 2026

ABSTRACT
Light Fidelity (Li-Fi) receivers are vulnerable to ambient light: sunlight DC photocurrent can drive the front end toward saturation, while artificial lamp flicker corrupts data signals. While passive optical filters attenuate ambient light by wavelength, they also attenuate in-band data signals. This study evaluates an analog front-end (AFE) architecture using frequency-domain electrical filtering in LTspice, comprising an LT1028 transimpedance amplifier (TIA), an LT1128 second-order Sallen-Key high-pass filter (HPF, $f_c = 1.061$ Hz), and an LT1719 comparator. The circuit was evaluated under sunlight-equivalent DC currents, 50 Hz fluorescent flicker with its 100 Hz and 150 Hz harmonics, thermal variations (25–75 °C) with photodiode dark current, component tolerances, and PRBS-7 on-off keying (OOK) data at 10 kb/s. The HPF attenuated the 50 Hz flicker by 53.0 dB relative to the passband, maintaining a DC baseline under 3 nV across 25–75 °C and achieving a signal-to-interference ratio (SIR) of 32.2 dB with a stochastic SNR of 53.0 dB (173.6 μV_{rms} noise). The TIA remained linear up to 305.8 µA (231 μA or 578 W/m^{2}under worst-case flicker). Manchester-coded OOK was recovered with 0 bit errors (BER = 0) and a vertical eye opening of 69.4 mV, whereas NRZ suffered 146 bit errors out of 762 bits (BER = 19.2%) due to baseline wander. Electronic-ballast interference at 22 kHz caused data errors when exceeding 3 µA.

KEYWORDS
Li-Fi, Transimpedance Amplifier, AFE, High Pass Filter, LTspice

ARTICLE DOI:
https://doi.org/10.53696/venn.v5i5.680

How to Cite: Telaumbanua, M. I., & Sari, M. B. (2026). Desain Analog Front-End untuk Reduksi Derau Cahaya Ambien Non-Direksional pada Sistem Li-Fi. Venn: Journal of Sustainable Innovation on Education, Mathematics and Natural Sciences, 5(5). https://doi.org/10.53696/venn.v5i5.680

A. Pendahuluan

Transmisi data berkecepatan tinggi melalui teknologi *Light Fidelity* (Li-Fi) (Haas et al., 2016) menghadapi rintangan operasional di lingkungan terbuka akibat polusi cahaya ambien. Fotodioda silikon yang bertindak sebagai sensor di sisi penerima (*receiver*) beroperasi secara non-selektif dan menanggapi seluruh spektrum cahaya tampak (Haas et al., 2016; Komine & Nakagawa, 2004). Fotodioda silikon tipikal yang bertindak sebagai sensor utama hanya membangkitkan arus fotolistrik pada orde µA (Adiono et al., 2016), sehingga sinyal harus dikondisikan secara elektrik oleh rangkaian *Analog Front-End* (AFE) sebelum dapat diproses secara digital (Adiono et al., 2016). Implementasi sistem Li-Fi di lingkungan nyata menghadapi tantangan interferensi yang bersumber dari cahaya

Copyright: © 2026 the Author(s). This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC-BY) 4.0 license (https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/).

ambien. Radiasi matahari menginjeksikan arus DC yang signifikan ke dalam fotodioda, yang berpotensi menggeser titik operasi Op-Amp hingga mendekati tegangan jenuh dan menghambat kinerja penerima (Ahmed et al., 2022).

Sementara itu, lampu pendar (*fluorescent*) yang dicatu jala-jala listrik 50 Hz memancarkan fluktuasi intensitas yang menjadi sumber derau buatan utama selain cahaya matahari (Kahn & Barry, 1997). Lampu ber-ballast magnetik menghasilkan *flicker* dominan pada 100 Hz beserta harmoniknya, sedangkan lampu ber-ballast elektronik menghasilkan komponen pada orde puluhan kHz (Moreira et al., 1997; Narasimhan et al., 1996) yang dapat tumpang tindih dengan pita frekuensi sinyal data Li-Fi (Won et al., 2021; Umair et al., 2023). Berbagai tinjauan literatur menyebutkan cahaya eksternal sebagai penyumbang faktor pelemahan terbesar dalam VLC (Wu et al., 2021). Peneliti menelusuri mitigasi interferensi melalui material fotodetektor spesifik (Min et al., 2024) dan algoritma berbasis perangkat lunak (*Software-Defined Radio*) (Won et al., 2021; Umair et al., 2023; Irfan et al., 2020; Abdalla et al., 2020). Di sisi lain, analisis teoretis mengenai manajemen interferensi spasial dan *multi-user* juga dikaji secara komprehensif (Irfan et al., 2020; Abdalla et al., 2020). Di tingkat perangkat keras, penolakan cahaya ambien melalui kopling AC atau penyaringan elektrik telah lama dikenal pada penerima optik nirkabel, antara lain untuk mencegah saturasi penguat akibat cahaya latar (Barry, 1994; Ahmed et al., 2022). Topologi *Transimpedance Amplifier* (TIA) (Adiono et al., 2016; Allen & Holberg, 2002) yang dipadukan bersama *Active High-Pass Filter* (HPF) (Baher, 2012) memisahkan sinyal data dari paparan optik latar belakang berdasarkan perbedaan frekuensinya.

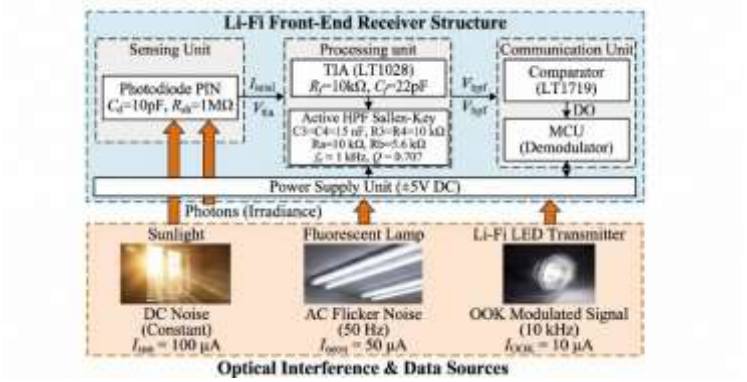
Kajian terdahulu oleh Adiono et al. (2016) menggunakan kertas mika berwarna sebagai filter optik untuk mereduksi sinyal interferensi (hlm. 324). Filter warna ini bekerja pada domain panjang gelombang, sehingga turut meredam cahaya data yang berbagi spektrum tampak dengan cahaya matahari dan lampu. Adapun filter optik interferensi memiliki puncak pita lolos yang bergeser ke panjang gelombang lebih pendek ketika sudut datang cahaya membesar (Barry, 1994). Studi tersebut merekomendasikan penambahan rangkaian filter analog untuk mengompensasi cahaya ambien sebagai *future work* (Adiono et al., 2016, hlm. 326). Rekomendasi tersebut kemudian ditindaklanjuti oleh Adiono & Fuada (2017) melalui HPF Butterworth bertopologi Sallen-Key dengan frekuensi potong 150 Hz yang diverifikasi secara simulasi dan implementasi perangkat keras, tetapi tanpa melaporkan nilai atenuasi, SNR, maupun BER secara kuantitatif.

Merespons celah tersebut, penelitian mengukur secara kuantitatif batas ketahanan arsitektur AFE terintegrasi yang terdiri dari *Transimpedance Amplifier* (TIA), *Active High-Pass Filter* (HPF) orde-dua bertopologi Sallen-Key, dan komparator. Kontribusi penelitian ini adalah: (1) kuantifikasi atenuasi *flicker* lampu 50–150 Hz dan batas saturasi TIA terhadap arus DC ambien; (2) evaluasi ketahanan rancangan terhadap toleransi komponen, suhu operasi, dan derau internal; serta (3) evaluasi pemulihan data OOK pseudo-acak berkode NRZ dan Manchester untuk menunjukkan syarat pengkodean bebas-DC ketika HPF digunakan. Pengkodean Manchester dipilih karena digunakan pada mode OOK PHY I standar IEEE 802.15.7 (Rajagopal et al., 2012).

B. Metode Penelitian

Penelitian ini menggunakan metodologi pemodelan analitis dan simulasi sirkuit kelistrikan perangkat lunak LTspice untuk merancang serta mengevaluasi kinerja sirkuit AFE penerima Li-Fi. Pendekatan simulasi berbasis SPICE ini dipilih karena memungkinkan pengujian batas ketahanan sirkuit secara terisolasi terhadap variasi intensitas cahaya ambien, toleransi fabrikasi komponen, dan fluktuasi termal, yang parameternya relatif sulit dikontrol secara presisi dan diulang secara identik pada eksperimen fisik di lingkungan terbuka. Metodologi ini sejalan dengan standar perancangan sirkuit, di mana persamaan teoretis dan verifikasi simulasi SPICE digunakan terlebih dahulu untuk

mengonfirmasi operasi serta fungsi alih sirkuit sebelum implementasi perangkat keras dilakukan (Vollrath, 2013). Secara konseptual, arsitektur sistem rantai penerima yang dimodelkan tersebut divisualisasikan pada Gambar 1.



Gambar 1. Blok diagram sistem AFE penerima Li-Fi

1. Pemodelan Sumber Cahaya Ambien dan Sinyal Data

Secara matematis, arus total ($I_{pd}(t)$) yang dibangkitkan oleh fotodioda merupakan hasil superposisi linear dari tiga komponen cahaya utama, sebagaimana dinyatakan pada Persamaan (1):

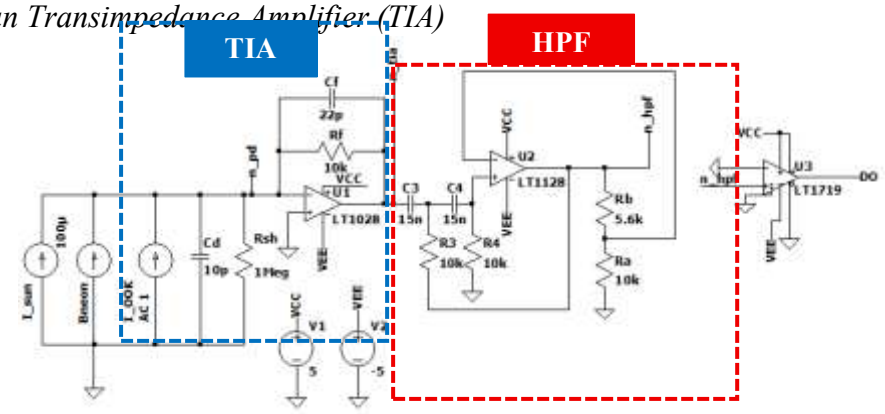
$$I_{pd}(t) = I_{DC} + \sum_{n=1}^{3} I_n \cdot sin(2\pi \cdot n \cdot f_m \cdot t + \varphi_n) + I_{OOK}(t) \quad (1)$$

Di mana I_{DC} merepresentasikan arus searah akibat cahaya matahari yang dianggap konstan, I_n dan φ_n adalah amplitudo dan fasa awal komponen *flicker* lampu pendar pada harmonik ke-n dari frekuensi jala-jala f_m = 50 Hz, dan $I_{OOK}(t)$ merupakan arus sinyal data Li-Fi termodulasi. Fotodioda dimodelkan sebagai sumber arus ideal yang paralel dengan kapasitansi *junction* C_d = 10 pF dan resistansi *shunt* R_{sh} = 1 MΩ, mengacu pada fotodioda silikon OSRAM SFH 203 P dengan luas aktif A = 1 mm² dan responsivitas $\Re$ = 0,4 A/W. Arus ambien diperkirakan dengan $I_{DC} = \Re \cdot E \cdot A$, dengan E adalah iradiansi efektif pada permukaan fotodioda. Pada simulasi LTspice, cahaya matahari direkonstruksi sebagai arus searah konstan sebesar 100 µA (Ahmed et al., 2022), yang setara dengan E ≈ 250 W/m², dimana nilai merepresentasikan cahaya siang difus di dalam ruangan.

Interferensi lampu pendar dimodelkan sebagai komponen fundamental 50 Hz (I_1 = 50 µA) beserta harmonik kedua 100 Hz (I_2 = 10 µA) dan harmonik ketiga 150 Hz (I_3 = 5 µA). Karena lampu ber-ballast magnetik umumnya berkedip dominan pada 100 Hz (Moreira et al., 1997), skenario kedua dengan komponen 100, 200, dan 300 Hz (masing-masing 50, 10, dan 5 µA) juga dievaluasi; skenario ini lebih berat karena HPF meredam frekuensi yang lebih tinggi dengan lebih lemah. Lampu ber-ballast elektronik dimodelkan sebagai komponen sinusoidal 22 kHz dengan amplitudo 1-5 µA, sesuai orde frekuensi ballast elektronik dalam penelitian Narasimhan et al. (1996).

Sinyal data Li-Fi dimodelkan sebagai arus OOK 0–10 µA (Adiono et al., 2016) dalam tiga bentuk: (i) gelombang persegi 10 kHz yang digunakan pada analisis dasar; (ii) sekuens pseudo-acak PRBS-7 (127 bit) berkode NRZ pada laju 10 kb/s; dan (iii) sekuens PRBS-7 yang sama berkode Manchester pada laju 10 kb/s (20 kchip/s).

2. *Perancangan Transimpedance Amplifier (TIA)*



Gambar 2. Diagram skematik rancangan *Analog Front-End* pada LTspice

Blok pertama dalam rantai AFE adalah *Transimpedance Amplifier* (TIA), yang bertugas mengkonversi arus fotolistrik dari fotodioda menjadi sinyal tegangan yang dapat diolah. Seperti terlihat pada Gambar 2, Op-Amp LT1028 dipilih sebagai inti TIA karena menawarkan *Gain-Bandwidth Product* (GBW) 50 MHz dan kepadatan *noise* tegangan bawaan yang sangat rendah (0,85 nV/√Hz pada 1 kHz), dua prasyarat utama untuk aplikasi penguatan sinyal optik lemah (Ahmed et al., 2022; Analog Devices, 2015).

Penetapan nilai resistor umpan-balik (Rf) merupakan keputusan desain yang paling menentukan di tahap ini, karena konversi arus ke tegangan mematuhi fungsi transfer dasar TIA (Adiono et al., 2016; Allen & Holberg, 2002) dinyatakan pada Persamaan (2):

$$V_{tia} = -I_{pd} \cdot R_f \tag{2}$$

Berdasarkan Persamaan (2), penetapan nilai $R_f = 10\,k\Omega$ dipilih agar pendekatan sinyal data 10 µA dapat dikonversi menjadi ayunan tegangan 100 mV yang memadai untuk diproses, sementara arus matahari 100 µA hanya menjatuhkan tegangan *offset* DC ke daerah -1,0 Volt. Dengan catu daya Op-Amp ± 5 Volt, tegangan *offset* tersebut masih dalam rentang operasi linear tanpa menyentuh daerah saturasi. Pemilihan R_f merupakan kompromi antara penguatan sinyal dan rentang dinamis: R_f yang lebih besar memperbesar ayunan sinyal data, tetapi menurunkan arus ambien maksimum sebelum saturasi ($I_{sat} \approx V_{sat}/R_f$).

Secara teoretis, batas bawah kepekaan penerima dibatasi oleh derau internal, yakni *thermal noise* pada resistor umpan balik ($I_{th} = \sqrt{4kT/R_f}$) dan *shot noise* fotodioda ($I_{sh} = \sqrt{2qI_{DC}}$), keduanya dalam satuan A/√Hz; nilai rms pada lebar pita B diperoleh dengan mengalikan kerapatan tersebut dengan √B. Untuk T = 300 K, R_f = 10 kΩ, I_{DC} = 100 µA, dan B = 10 kHz, diperoleh $I_{th} \approx 0{,}13$ nA dan $I_{sh} \approx 0{,}57$ nA rms. Derau arus masukan LT1028 (≈ 1 pA/√Hz pada 1 kHz; Analog Devices, 2015) menyumbang ≈ 0,10 nA, sedangkan derau tegangan masukannya (0,85 nV/√Hz) setara dengan arus 0,085 pA/√Hz sehingga dapat diabaikan.

Kapasitansi sambungan parasitik fotodioda (C_d) merupakan parameter bawaan semikonduktor yang ditentukan oleh geometri daerah deplesi p-n pada kondisi bias nol ($V_R = 0$ V), yang pada fotodioda silikon OSRAM SFH 203 P / SFH 213 bernilai tipikal 10 pF hingga 11 pF (OSRAM, 2020). Jika dikombinasikan dengan kapasitansi masukan internal Op-Amp LT1028 ($C_{in} = 5$ pF; Analog Devices, 2015), total kapasitansi parasitik pada masukan *inverting* mencapai $C_{in,total} \approx 15$ pF. Kapasitansi parasitik ini membentuk kutub frekuensi tak diinginkan bersama resistor umpan-balik R_f yang menurunkan fase sirkuit dan memicu osilasi frekuensi tinggi jika tidak dikompensasi. Oleh

karena itu, kapasitor kompensasi (C_f) dipararelkan pada jalur umpan-balik. Nilai batas kritis teoretis minimum C_f yang memberikan respon Butterworth teredam kritis dengan fase sekitar 45° dapat dihitung melalui relasi *Gain-Bandwidth Product* (Graeme, 1996) seperti dinyatakan pada Persamaan (3):

$$C_f = \sqrt{\frac{C_d}{2\pi \cdot R_f \cdot GBW}} \tag{3}$$

Dengan mensubstitusikan parameter $C_d = 10$ pF, $R_f = 10$ kΩ, dan rentang GBW LT1028 sebesar 50 MHz ke dalam Persamaan (3), diperoleh nilai batas kritis teoretis $C_{f,\text{crit}}$ sebesar 1,46 pF. Namun, nilai kritis teoretis tersebut mengasumsikan model op-amp satu kutub ideal dengan respon Butterworth yang masih menyisakan lonjakan transien sekitar 20%–30% pada sinyal pulsa digital gelombang DC, serta sangat rentan terganggu oleh kapasitansi liar papan sirkuit (*stray capacitance* PCB ≈ 1–2 pF). Untuk mengatasi penurunan margin fase pada penguat beresistansi umpan balik tinggi ($R_f > 2$ kΩ), lembar data resmi pabrikan Linear Technology (Analog Devices, 2015. hlm. 14) secara eksplisit merekomendasikan pemasangan kapasitor kompensasi paralel sebesar 20 pF hingga 50 pF. Oleh karena itu, pemilihan nilai kompensasi pada rentang rekomendasi pabrikan nilai $C_f =$ 22 pF diterapkan.

3. Perancangan Active High-Pass Filter Sallen-Key Orde Kedua

Tegangan keluaran TIA (V_{tia}) memuat superposisi tiga komponen: tegangan offset DC akibat radiasi matahari, fluktuasi sinusoidal dari lampu pendar, dan pulsa data Li-Fi. Untuk memisahkan sinyal data dari interferensi frekuensi rendah, digunakan *Active High-Pass Filter* (HPF) bertopologi Sallen-Key orde kedua (Baher, 2012). Fungsi alih tegangan (*voltage transfer function*) filter Sallen-Key orde kedua dinyatakan secara kanonikal dalam domain Laplace sebagaimana dirumuskan pada literatur standar filter aktif (Baher, 2012; Franco, 2015) pada Persamaan (4):

$$H(s) = \frac{V_{\text{hpf}}(s)}{V_{\text{tia}}(s)} = \frac{K \cdot s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \tag{4}$$

dimana $\omega_0 = 2\pi f_c$ adalah frekuensi sudut potong, Q adalah faktor kualitas respons filter, dan $K = 1 + R_b/R_a$ merepresentasikan penguatan tegangan non-inverting pada daerah pita lolos (*passband*). Untuk meminimalkan sensitivitas toleransi komponen, digunakan pendekatan *equal-component* dengan nilai resistor $R_3 = R_4 = R = 10$ kΩ dan kapasitor $C_3 = C_4 = C = 15$ nF. Dengan konfigurasi ini, frekuensi potong teoritis ditentukan oleh Persamaan (5):

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{5}$$

Melalui substitusi nilai standar resistor R = 10 kΩ dan kapasitor C = 15 nF ke dalam Persamaan (5), diperoleh frekuensi potong nominal $f_c \approx 1.061$ Hz. Frekuensi potong $f_c \approx 1.061$ Hz dipilih agar berada di antara spektrum derau jala-jala (50 Hz) dan frekuensi dasar sinyal data Li-Fi (10 kHz). Pada daerah pita lolos frekuensi tinggi ($f \gg f_c$, seperti pada sinyal data 10 kHz), respon filter mendekati nilai asimtot $|H(j\omega)| \to K$. Sebaliknya, pada daerah stopband frekuensi rendah ($f \ll f_c$), magnitudo filter meluruh mengikuti fungsi kuadratik $|H(j\omega)| \approx K(f/f_c)^2$. Pelemahan relatif terhadap level passband pada frekuensi interferensi 50 Hz dapat diturunkan secara analitis:

$$\text{Atenuasi}_{50\text{ Hz}} = 20\log_{10}\left[\left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right] = -40\log_{10}\left(\frac{f_c}{f}\right) \approx -40\log_{10}\left(\frac{1061\text{ Hz}}{50\text{ Hz}}\right) \approx -53{,}1\text{ dB} \quad (6)$$

Atenuasi sebesar $-53{,}1$ dB tersebut setara dengan penekanan amplitudo tegangan gangguan 50 Hz sebesar $(1061/50)^2 \approx 450$ kali lipat sebelum mencapai keluaran filter.

Karakteristik filter Butterworth yang memiliki respons magnitudo paling rata (*maximally flat*) pada pita lolos mensyaratkan faktor kualitas $Q = 1/\sqrt{2} \approx 0{,}707$ (Franco, 2015). Pada topologi Sallen-Key *equal-component*, nilai Q ditentukan secara tunggal oleh penguatan tahap Op-Amp melalui hubungan:

$$Q = \frac{1}{3-K} \quad (7)$$

Nilai $Q = 0{,}707$ secara ideal membutuhkan penguatan $K = 3 - \sqrt{2} \approx 1{,}586$. Dalam implementasi dengan resistor standar, digunakan $R_a = 10\text{ k}\Omega$ dan $R_b = 5{,}6\text{ k}\Omega$ sehingga menghasilkan penguatan non-inverting:

$$K = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 1 + \frac{5{,}6\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = 1{,}56$$

yang setara secara logaritmik dengan penguatan tegangan $20\log_{10}(1{,}56) \approx 3{,}86$ dB. Substitusi nilai $K = 1{,}56$ ke dalam Persamaan (7) menghasilkan nilai faktor kualitas aktual:

$$Q = \frac{1}{3 - 1{,}56} = \frac{1}{1{,}44} \approx 0{,}694$$

Penyimpangan sebesar 1,8% dari target Butterworth ideal (0,707) memberikan respons transisi pulsa digital yang teredam kritis (*critically damped*) tanpa timbulnya lonjakan dering (*ringing*).

Dengan memadukan tahap TIA ($R_f = 10\text{ k}\Omega \approx 80$ dBΩ) dan tahap HPF ($K = 1{,}56 \approx 3{,}86$ dB), penguatan transimpedansi total rangkaian AFE ($Z_T = V_{\text{hpf}}/I_{\text{in}}$) pada daerah pita lolos 10 kHz dirumuskan sebagai:

$$Z_T = R_f \times K = 10\text{ k}\Omega \times 1{,}56 = 15{,}6\text{ k}\Omega$$

Dalam skala logaritmik desibel ohm (dBΩ, relatif terhadap 1 Ω atau 1 V/A), nilai ini setara dengan:

$$Z_T(\text{dB}\Omega) = 20\log_{10}(15600\ \Omega) = 80\text{ dB}\Omega + 3{,}86\text{ dB} \approx 83{,}9\text{ dB}\Omega$$

4. Tahap Digitalisasi (Komparator Tegangan)

Tahap akhir dalam arsitektur AFE ini adalah mendigitalisasi sinyal analog yang telah tersaring menjadi deret pulsa logika biner menggunakan komparator berkecepatan tinggi LT1719 kemasan SO-8. Komparator ini dipilih karena memiliki pin catu daya tahap masukan dan tahap keluaran yang terpisah secara independen (Analog Devices, 2009). Tahap masukan dicatu tegangan bipolar ±5 V (V_{CC} = +5 V, V_{EE} = -5 V) sehingga rentang tegangan masukan dapat mengakomodasi ayunan sinyal analog keluaran HPF yang berpusat di sekitar 0 V. Sementara itu, tahap keluaran dicatu tegangan unipolar +V_S = 5 V dan GND = 0 V untuk menghasilkan level logika CMOS/TTL standar 0–5 V (V_{OH} ≈ 4,81 V dan V_{OL} ≈ 175 mV) kompatibel dengan mikrokontroler; untuk sistem bertegangan 3,3 V, pin +V_S cukup dihubungkan ke catu 3,3 V karena rentang operasi keluarannya mencakup 2,7–6 V (Analog Devices, 2009)..

Sinyal keluaran HPF diumpankan langsung ke masukan *non-inverting* (+IN), sedangkan masukan *inverting* (-IN) dihubungkan ke ground referensi (0 V) sebagai detektor pelintasan nol. Konfigurasi ini memanfaatkan histeresis internal LT1719 sebesar 4 mV untuk mencegah fenomena transisi logika palsu akibat derau acak di sekitar titik persilangan 0 V. Dengan keterlambatan rambat

(*propagation delay*) sebesar 4,5 ns, komparator ini mampu merekonstruksi pulsa data OOK tanpa distorsi waktu tunda.

5. Skenario Pengujian Simulasi

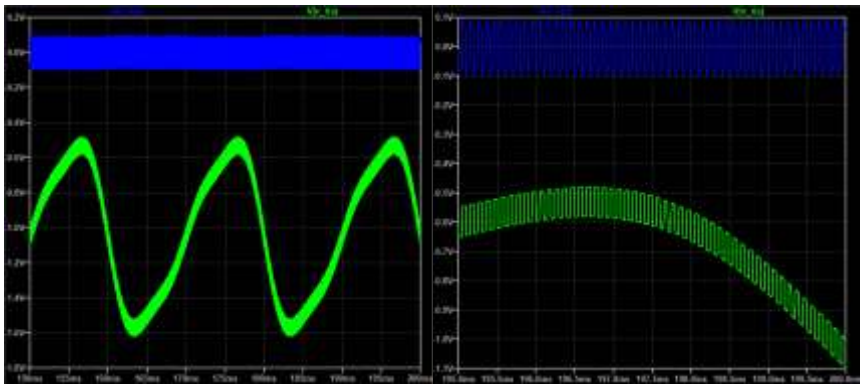
Pengujian sistem dilakukan dalam lingkungan perangkat lunak LTspice menggunakan beberapa mode analisis terstruktur. Analisis transien (.tran) diatur dengan durasi 200 ms dan batas langkah waktu maksimum 1 µs untuk memvisualisasikan perilaku pemulihan bentuk gelombang keluaran dalam domain waktu di bawah paparan interferensi *flicker* lampu dan arus konstan matahari. Analisis sapuan frekuensi AC (.ac) dieksekusi secara logaritmik dari 1 Hz hingga 100 kHz untuk menghasilkan Bode Plot transimpedansi AFE pada spektrum harmonik interferensi, serta hingga 100 MHz pada keluaran TIA untuk memverifikasi lebar pita −3 dB dan margin fase loop umpan balik. Analisis ketahanan sirkuit dievaluasi melalui DC Sweep terhadap arus Isun (0–500 µA), analisis toleransi Monte Carlo 100 iterasi dengan distribusi seragam, analisis kerapatan spektral derau (.noise) yang mengikutsertakan derau shot fotodioda, sapuan suhu (.step temp) 25–75 °C yang menyertakan model arus gelap eksponensial, serta simulasi transmisi data pseudo-acak PRBS-7 pada laju 10 kb/s.

Kinerja pemisahan sinyal dari gangguan flicker lampu pendar dikuantifikasi menggunakan rasio sinyal-terhadap-interferensi, SIR = 20 log10(Vs,rms / Vi,rms), dengan Vs,rms adalah tegangan rms sinyal data Li-Fi dan Vi,rms adalah tegangan rms residu interferensi pada keluaran HPF. Sementara itu, ketahanan terhadap derau internal sirkuit dinyatakan dengan rasio sinyal-terhadap-derau, SNR = 20 log10(Vs,rms / Vn,rms), dengan Vn,rms adalah tegangan derau keluaran rms terintegrasi. Kedua besaran ini dibedakan secara tegas karena residu interferensi lampu bersifat harmonik deterministik, sedangkan derau internal sirkuit bersifat acak Gaussian. Untuk transmisi data PRBS-7, keandalan pemulihan data dinilai berdasarkan bukaan diagram mata (*eye diagram*) pada keluaran analog HPF serta penghitungan jumlah galat bit pada keluaran digital komparator terhadap 762 bit data tunak yang dievaluasi.

C. Hasil Penelitian dan Pembahasan

Validasi desain rangkaian *front-end receiver* Li-Fi dilakukan secara kuantitatif melalui simulasi LTspice. Evaluasi dilakukan dengan memfokuskan respons sirkuit pada pemulihan bentuk gelombang dalam domain waktu (*Transient Analysis*) dan profil redaman frekuensi (*Bode Plot*), kemudian pada ketahanan terhadap toleransi komponen, derau, suhu, dan data pseudo-acak.

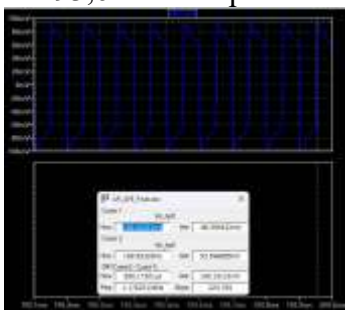
1. Analisis Domain Waktu (Transient Analysis)



Gambar 3. Grafik komparasi sinyal domain waktu antara keluaran TIA (V_{tia}) dengan keluaran HPF (V_{hpf})

Perilaku dinamis rangkaian pada domain waktu diuji di bawah kombinasi arus DC cahaya matahari (100 μA), fluktuasi harmonik lampu pendar (50, 100, dan 150 Hz), serta pulsa data Li-Fi 10 kHz (0–10 μA). Hasil simulasi pada panel kiri Gambar 3 (kurva hijau, V_{tia}) menunjukkan bahwa arus DC matahari menggeser titik kerja sirkuit ke level negatif di sekitar −1,0 V pada resistor umpan balik TIA ($R_f = 10$ kΩ). Di atas pergeseran DC tersebut, interferensi lampu pendar menghasilkan ayunan tegangan sinusoidal berskala besar sekitar 1,1 V puncak-ke-puncak yang berkisar antara −0,5 V hingga −1,6 V. Periode fluktuasi tersebut terukur sebesar 20 ms, sesuai dengan frekuensi fundamental 50 Hz jala-jala listrik. Ketika diamati lebih dekat pada jendela 5 ms (panel kanan Gambar 3), terlihat bahwa pulsa data Li-Fi 10 kHz berupa gelombang kotak beramplitudo 0,1 V sepanjang lereng ayunan interferensi 50 Hz. Karena tegangan V_{tia} berada di bawah 0 V, sinyal ini tidak dapat dibaca secara langsung oleh komparator unipolar tanpa pemulihan titik referensi.

Tahap HPF Sallen-Key orde-dua mengatasi keterbatasan tersebut dengan memblokir pergeseran DC −1,0 V dan meredam komponen sinusoidal 50 Hz, sebagaimana diperlihatkan oleh kurva biru (V_{hpf}) pada Gambar 3. Pada panel kiri, kurva biru tampak mendatar secara horizontal dan berpusat tepat pada garis referensi 0,0 V tanpa mengikuti ayunan gelombang 50 Hz. Detail pemulihan pulsa pada panel kanan Gambar 3 mengonfirmasi bahwa pulsa data 10 kHz telah terlepas dari lereng interferensi frekuensi rendah dan berayun simetris di sekitar 0 V dari −0,1 V hingga +0,1 V (sekitar 0,2 V puncak-ke-puncak), sesuai dengan penguatan passband filter ($K = 1{,}56$). Untuk mengevaluasi integritas pulsa data secara lebih rinci, pengamatan diperbesar pada jendela waktu sempit 1 ms (199,1–200,0 ms) sebagaimana disajikan pada Gambar 4. Pada kondisi, kurva keluaran filter berayun simetris di sekitar garis referensi 0,0 V dengan ayunan puncak-ke-puncak terukur sebesar 190,2 mV (berdasarkan selisih kursor puncak positif +93,6 mV dan puncak negatif −96,6 mV).



Gambar 4. Detail pemulihan bentuk gelombang keluaran HPF (V_{hpf}) pada sinyal data 10 kHz

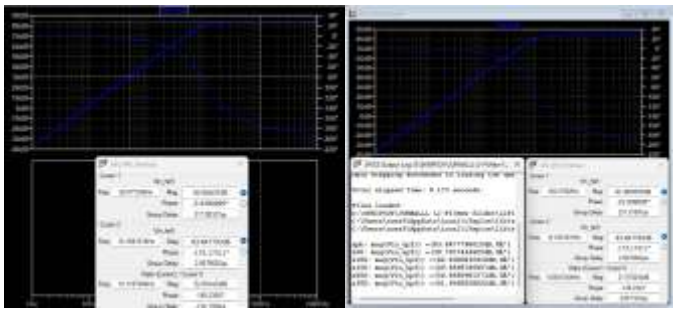
2. Analisis Profil Spektrum Frekuensi terhadap Derau Ambien

Analisis AC pada keluaran TIA menunjukkan bandwidth −3 dB sebesar 0,33 MHz (326,5 kHz), konsisten dengan kutub umpan balik dominan yang dibentuk oleh $R_f = 10$ kΩ dan kapasitor kompensasi C_f. Nilai lebar memastikan sinyal data ditransmisikan tanpa distorsi frekuensi. Sementara itu, analisis penguatan loop terbuka (*loop gain*) membuktikan margin fase berada di atas ambang batas stabilitas minimum 45°, mengonfirmasi bahwa TIA teredam secara stabil dan bebas dari kecenderungan osilasi.

Untuk memvalidasi mekanisme penyaringan derau dalam domain frekuensi, analisis AC Sweep (*small-signal linear analysis*) dieksekusi pada rentang spektrum 1 Hz hingga 100 kHz. Berbeda dengan studi awal perancangan AFE VLC yang umumnya hanya mengevaluasi respons transimpedansi tanpa kuantifikasi atenuasi interferensi (Adiono et al., 2016; Adiono & Fuada, 2017), pengujian ini mengukur atenuasi sirkuit secara kuantitatif pada setiap komponen harmonik interferensi. Berdasarkan Bode Plot pada Gambar 5, HPF memproyeksikan frekuensi potong pada

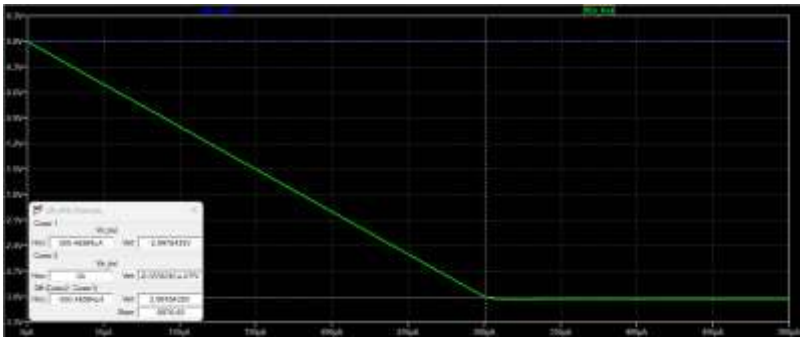
rentang 1 kHz dan menyisakan pita lolos (*passband*) yang datar dengan transimpedansi total sebesar 83,85 dBΩ (≈ 15,6 kΩ; dB relatif terhadap 1 V/A) pada frekuensi sinyal data 10 kHz.

Transimpedansi pada frekuensi fundamental interferensi 50 Hz tertekan hingga 30,79 dBΩ, merepresentasikan atenuasi sedalam 53,06 dB (≈ 53,1 dB) relatif terhadap level passband. Sementara itu, komponen harmonik kedua (100 Hz) dan ketiga (150 Hz) masing-masing berada pada 42,83 dBΩ dan 49,87 dBΩ, yang setara dengan atenuasi sebesar 41,02 dB dan 33,98 dB. Karena atenuasi filter melemah seiring naiknya frekuensi, pengujian skenario kedua (lampu ber-ballast magnetik dengan komponen 100, 200, dan 300 Hz) menghasilkan beban interferensi yang lebih berat: transimpedansi sirkuit pada 200 Hz dan 300 Hz masing-masing tercatat sebesar 54,86 dBΩ dan 61,87 dBΩ, yang setara dengan atenuasi 29,00 dB dan 21,98 dB.



Gambar 5. Respons frekuensi (Bode Plot) transimpedansi total AFE ($V_{\text{hpf}}/I_{\text{OOK}}$, sumbu magnitudo dalam dBΩ)

Untuk memvalidasi ketahanan arsitektur AFE terhadap anomali lingkungan, simulasi DC Sweep terhadap intensitas arus fotodioda I_{sun} dieksekusi dari 0 hingga 500 µA. Gambar 6 memperlihatkan bahwa sirkuit TIA beroperasi secara linear hingga arus fotodioda mencapai 305,8 µA, yaitu sekitar 3 kali lipat nilai nominal 100 µA. Pada titik 300,5 µA tersebut, keluaran TIA (V_{tia}) menyentuh level −2,997 V, di mana Op-Amp LT1028 mulai memasuki batas saturasi (*clipping*) akibat keterbatasan ayunan tegangan keluaran dari rel catu daya −5 V. Analisis DC statis ini belum memperhitungkan ayunan dinamis komponen AC. Dengan memperhitungkan puncak interferensi flicker lampu kasus terburuk sebesar 65 µA (superposisi 50 + 10 + 5 µA) serta pulsa arus data 10 µA, batas arus ambien DC sebelum timbulnya distorsi saturasi turun menjadi ≈ 231 µA. Berdasarkan responsivitas ($\Re = 0{,}4$ A/W) dan luas aktif fotodioda ($A = 1$ mm^2), batas saturasi ini setara dengan iradiansi radiasi optik sebesar 578 W/m². Karakteristik ini membuktikan bahwa rancangan AFE memadai untuk beroperasi di bawah paparan cahaya siang difus dalam ruangan dekat jendela.

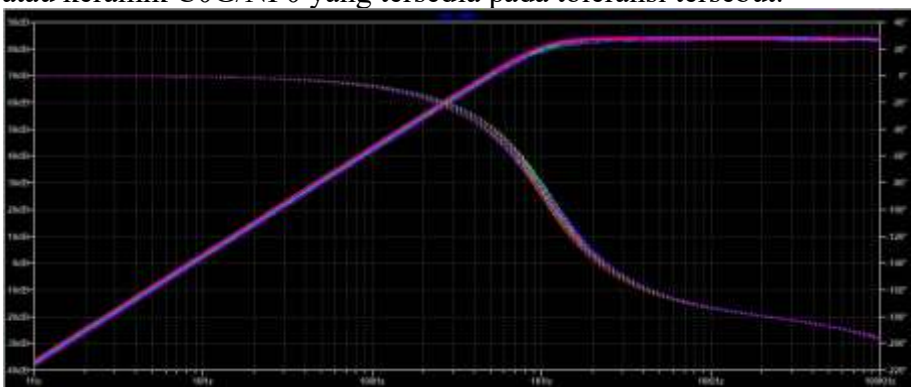


Gambar 6. Karakteristik respons DC Sweep rangkaian AFE terhadap variasi intensitas arus fotodioda I_{sun}

Kurva hijau (V_{tia}) pada Gambar 6 menunjukkan bahwa sirkuit Transimpedance Amplifier mempertahankan linearitas hingga injeksi arus menyentuh batas saturasi 316,77 µA (−3,032 V). Sementara itu, kurva biru (V_{hpf}) mengonfirmasi proteksi HPF, besarnya arus fotolistrik DC yang diinjeksikan radiasi matahari pada 500 µA, tegangan keluaran filter terisolasi pada level 0,0 V (secara numerik < 1 fV). Hal ini membuktikan bahwa kapasitor kopling seri C_3 dan C_4 berhasil melindungi tahap komparator digital dari pergeseran titik kerja akibat cahaya latar belakang.

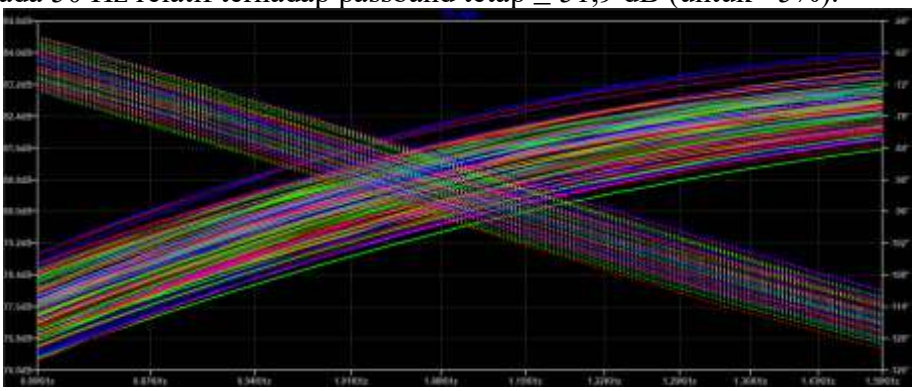
3. Analisis Toleransi Komponen dan Noise Floor

Simulasi Monte Carlo dengan 100 iterasi dijalankan untuk menguji ketahanan desain HPF Sallen-Key terhadap toleransi pabrikasi resistor dan kapasitor sebesar ±5%. Nilai komponen dibangkitkan dengan fungsi mc() LTspice yang menghasilkan distribusi seragam (*uniform*) di dalam rentang toleransi. Distribusi seragam dipilih karena lebih konservatif daripada distribusi Gaussian: peluang nilai mendekati batas toleransi lebih besar. Toleransi ±5% untuk kapasitor mengasumsikan kapasitor film atau keramik C0G/NP0 yang tersedia pada toleransi tersebut.



Gambar 7. Superposisi keseluruhan kurva Bode Plot terhadap respons redaman frekuensi (100 iterasi Monte Carlo, toleransi ±5%)

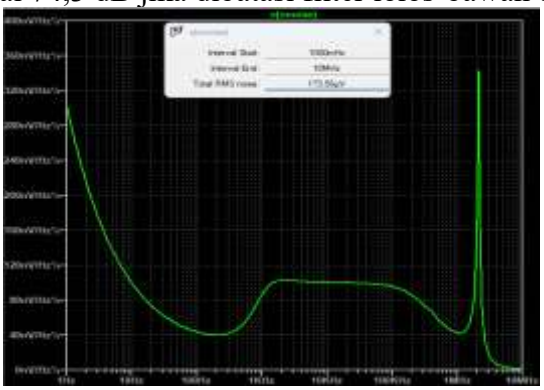
Hasil superposisi 100 kurva Bode Plot pada Gambar 7 menunjukkan bahwa frekuensi potong (f_c) bergeser pada rentang 966 Hz hingga 1.192 Hz untuk toleransi ±5% dengan batas analitis kasus terburuk untuk $f_0 = 1/\left(2\pi\sqrt{R_3R_4C_3C_4}\right)$ adalah 962–1.175 Hz). Detail perbesaran visual pada Gambar 8 rentang transisi (0,80–1,50 kHz) menunjukkan bahwa variasi toleransi ini tidak merusak profil redaman: transimpedansi pada frekuensi data 10 kHz berada pada rentang 83,27–84,46 dBΩ, dan atenuasi pada 50 Hz relatif terhadap passband tetap ≥ 51,9 dB (untuk ±5%).



Gambar 8. (*zoom-in*) pada titik kritis frekuensi potong terhadap pita deviasi penguatan

Analisis *noise spectral density* (.noise) dijalankan untuk memperoleh kerapatan spektral derau tegangan pada keluaran HPF yang bersumber dari derau termal resistor, derau op-amp, dan derau shot

fotodioda. Karena sumber arus ideal pada LTspice tidak membangkitkan derau, derau shot dari arus DC 100 μAditambahkan melalui resistor ekuivalen $R_{\text{eq}} = 517\ \Omega$dengan kerapatan arus $\sqrt{2qI_{\text{DC}}} = 5{,}66\ \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Gambar 9 menunjukkan kerapatan derau sebesar ~300 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ pada 1 Hz yang meluruh sebelum mendatar pada ~100 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ pada pita data 10 kHz setelah kontribusi derau shot disertakan. Integrasi kerapatan derau tersebut pada rentang 1 Hz–10 MHz menghasilkan total derau keluaran rms sebesar $V_{n,\text{rms}} = 173{,}6\ \mu\text{V}(\approx 0{,}17\ \text{mV})$. Berdasarkan tegangan sinyal nominal sebesar $V_{s,\text{rms}} = 78\ \text{mV}$(yang bersesuaian dengan ayunan fisik $190{,}2\ \text{mV}_{\text{pp}}$ pada Gambar 4 dengan memperhitungkan efek kemiringan pulsa), diperoleh rasio sinyal-terhadap-derau stokastik sebesar SNR = 53,0 dB (dan mencapai 74,3 dB jika dibatasi filter lolos-bawah 100 kHz).

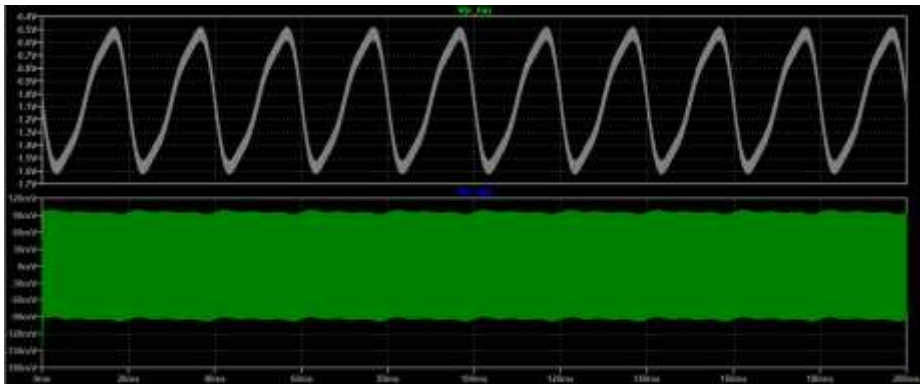


Gambar 9. Kerapatan spektral derau tegangan keluaran (V_{onoise}) dari 1 Hz hingga 10 MHz setelah penambahan derau shot fotodioda.

4. Analisis Stabilitas Titik Kerja AFE terhadap Suhu

Pengujian berikutnya mengeksekusi sirkuit menggunakan penyapuan suhu operasional (*Temperature Sweep*) dari 25 °C hingga 75 °C yang dikombinasikan dengan injeksi flicker lampu pendar (50 Hz, 100 Hz, dan 150 Hz). Pada LTspice, perubahan suhu memengaruhi parameter model semikonduktor di dalam makromodel op-amp, seperti tegangan offset dan arus bias, sedangkan resistor dan kapasitor tidak berubah karena tidak diberi koefisien suhu, dan sumber arus fotodioda bersifat ideal. Oleh karena itu, arus gelap fotodioda ditambahkan sebagai sumber arus yang bergantung suhu, $I_{\text{dark}}(T) = I_{\text{dark},25} \cdot 2^{(T-25)/10}$ Persamaan ini merepresentasikan fenomena pembangkitan termal pasangan elektron-lubang bebas pada daerah penipisan sambungan *p-n* silikon, di mana arus saturasi balik melipatganda sekitar dua kali lipat setiap kenaikan 10 °C di atas suhu ruang (Graeme, 1996; Sedra & Smith, 2015).

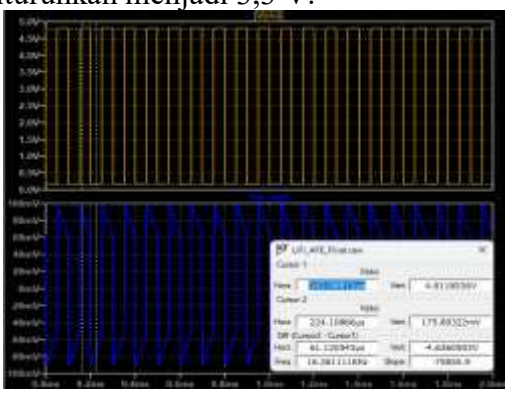
Sehingga hanya menggeser V_{tia}sebesar 0,31 mV (rata-rata V_{tia}bergeser dari −1,0509 V ke −1,0512 V), jauh lebih kecil daripada pergeseran −1,0 V akibat arus ambien 100 µA. Hasil simulasi pada Gambar 10 menunjukkan bahwa tegangan keluaran (V_{hpf}) tetap berpusat pada 0 V dengan pergeseran baseline DC rata-rata hanya berada pada orde nanovolt (< 3 nV) pada seluruh suhu. Rentetan gelombang parasitik harmonik yang merusak integritas sinyal di tahap (V_{tia}) berhasil diblokir. Dengan kata lain, pergeseran titik kerja DC akibat suhu tidak diteruskan ke keluaran karena tertahan oleh kapasitor kopling HPF.



Gambar 10. Respons transien AFE pada sapuan suhu 25–75 °C dengan pemodelan arus gelap fotodioda.

5. Validasi Konversi Digital

Tahap akhir dari arsitektur Analog Front-End adalah digitalisasi sinyal analog menggunakan komparator LT1719. Sinyal keluaran HPF diumpankan ke input *non-inverting*, sementara input *inverting* dihubungkan ke referensi Ground (0 V). Hasil simulasi transien pada Gambar 11 memperlihatkan konversi sinyal analog Vhpf (Biru) berhasil memicu komparator untuk mentranslasikannya menjadi sinyal digital Vdo (Hijau). Pembacaan kursor mengonfirmasi level tegangan keluaran mencapai logika *high* pada ∼4,81 V dan *low* pada ∼175 mV dengan catu tahap keluaran $+V_S$ = 5 V. Level ini memenuhi ambang masukan logika CMOS 5 V ($V_{IH} \geq 3{,}5$ V dan $V_{IL} \leq 1{,}5$ V) maupun TTL ($V_{IH} \geq 2{,}0$ V dan $V_{IL} \leq 0{,}8$ V). Untuk mikrokontroler 3,3 V yang tidak toleran 5 V, catu tahap keluaran cukup diturunkan menjadi 3,3 V.

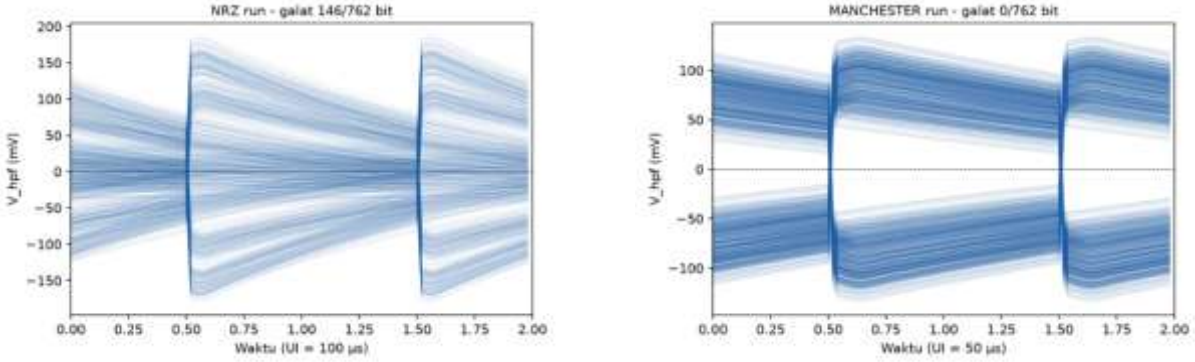


Gambar 11. Konversi sinyal V_{hpf} (biru) menjadi sinyal digital V_{do} (emas) oleh komparator LT1719

6. Pemulihan Data Pseudo-Acak dan Interferensi Ballast Elektronik

Gambar 12 membandingkan diagram mata keluaran HPF untuk data PRBS-7 berkode NRZ dan Manchester pada laju 10 kb/s, dengan interferensi flicker skenario ballast magnetik (100, 200, dan 300 Hz). Pada data NRZ, mata tertutup akibat *baseline wander* dan komparator menghasilkan 146 galat dari 762 bit (BER $= 19{,}2\%$). Penyebabnya dapat dijelaskan dari respons step HPF: dengan $f_c = 1.061$ Hzdan $Q = 0{,}694$, keluaran HPF melintasi nol sekitar 166 μssetelah setiap transisi, sehingga deret bit identik NRZ yang lebih panjang dari $\approx 1{,}7$ bit(pada 10 kb/s) membalik tanda keluaran HPF. Pengkodean Manchester membatasi deret chip identik maksimum 100 μs, sehingga bukaan mata

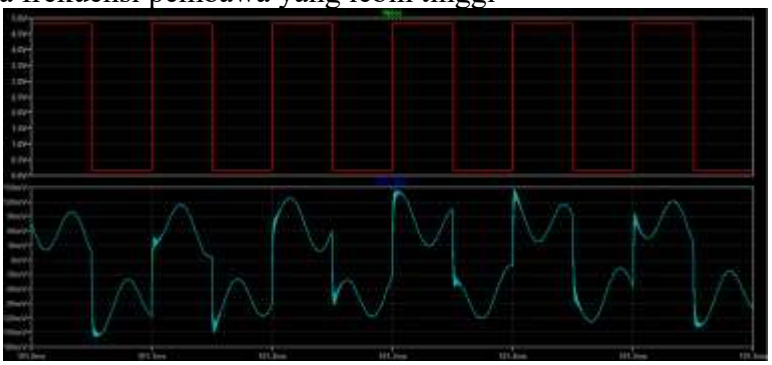
vertikal minimum tetap 69,4 mV dan data dipulihkan dengan 0 galat (BER = 0). Pilihan pengkodean ini sejalan dengan mandat IEEE 802.15.7 untuk transmisi OOK bebas komponen DC.



(a) (b)

Gambar 12. Diagram mata keluaran HPF untuk data PRBS-7 10 kb/s: (a) NRZ, (b) Manchester

Gambar 13 memperlihatkan skenario lampu ber-ballast elektronik. Komponen 22 kHz berada di dalam *passband* HPF sehingga diteruskan dengan transimpedansi ≈ 83,9 dBΩ tanpa redaman; setiap 1 μA amplitudo interferensi menghasilkan riak ≈ 15,6 mV di keluaran HPF. Simulasi dengan amplitudo 1–5 µA menunjukkan bahwa galat pada data Manchester mulai terjadi ketika amplitudo komponen tersebut melebihi 3 μA (pada 3 μA bukaan mata menyusut drastis menjadi 4,2 mV, lalu pada 4 μA dan 5 μA menghasilkan masing-masing 33 galat dan 122 galat dari 762 bit). Hal ini terjadi ketika amplitudo riak interferensi mendekati dan melampaui bukaan mata vertikal sinyal data. Hasil ini menunjukkan bahwa HPF berbasis analog domain frekuensi efektif untuk menolak interferensi lampu berfrekuensi rendah (flicker jala-jala ≤ 300 Hz), sedangkan interferensi ballast elektronik berfrekuensi tinggi di dalam pita data memerlukan mitigasi komplementer seperti penyaring *band-stop* atau modulasi pada frekuensi pembawa yang lebih tinggi



Gambar 13. Respons AFE terhadap interferensi lampu ber-ballast elektronik 22 kHz

7. Pembahasan

Dari hasil simulasi HPF Sallen-Key orde-dua dalam desain ini bekerja langsung pada domain frekuensi arus fotolistrik. Karena bekerja pada arus listrik fotodioda, penolakan interferensi berlaku seragam tanpa bergantung pada sudut datang cahaya selama berada dalam medan pandang fotodioda dan total arus tidak melampaui batas linier TIA. Kedua pendekatan ini bersifat saling melengkapi; penelitian ini berfokus pada mitigasi domain elektrik sehingga evaluasi komparatif fisik dengan filter optik belum diuji secara langsung.

Karakteristik atenuasi sebesar 53,0 dB antara pita data (10 kHz) dan komponen fundamental jala-jala (50 Hz) setara dengan pelemahan amplitudo gangguan sekitar 450 ×. Pada keluaran TIA, riak 50 Hz beramplitudo puncak 500 mV berhasil ditekan menjadi 1,74 mV di keluaran HPF (50 μA × 34,8 Ω). Sementara itu, harmonik 100 Hz dan 150 Hz menyisakan residu masing-masing 1,40 mV dan 1,56 mV. Karena interferensi lampu bersifat periodik dan deterministik, besaran evaluasi rasio sinyal-terhadap-interferensi (SIR). Berdasarkan tegangan sinyal nominal $V_{s,\mathrm{rms}} = 78$ mV dan residu gabungan $V_{i,\mathrm{rms}} = 1{,}92$ mV, diperoleh SIR = 32,2 dB untuk interferensi lampu standar PLN (Skenario A). Pada kondisi ekstrem saat puncak ketiga harmonik bertumpuk (4,70 mV), bukaan keputusan berkurang menjadi 73,3 mV, menghasilkan batas terburuk SIR = 24,4 dB. Untuk skenario ballast magnetik (Skenario B: 100, 200, dan 300 Hz), SIR berada pada 20,2 dBdengan kasus terburuk 12,4 dB.

Sebagai pembanding terhadap derau acak, transmisi modulasi OOK mensyaratkan faktor-$Q \geq 6$ (setara SNR ≥ 15,6 dB) untuk mencapai batas keandalan BER ≤ 10^{-9}(Agrawal, 2010). Dengan bukaan keputusan kasus terburuk 73,3 mV, persyaratan tersebut tetap terpenuhi selama derau rms sirkuit berada di bawah 12,2 mV. Berdasarkan simulasi derau spektral Gambar 9, total derau rms keluaran riil yang dihasilkan sirkuit (mencakup derau termal, derau op-amp, dan derau shot fotodioda) hanya sebesar 173,6 μV. Nilai ini membuktikan bahwa batas performa penerima Li-Fi tidak dibatasi oleh derau acak internal, melainkan oleh interferensi periodik optik ambien. Stabilitas titik kerja terhadap variasi suhu 25–75 °C juga terbukti terjaga; kenaikan arus gelap hingga 32 nA yang memicu pergeseran V_{tia} sebesar 0,31 mV terblokir oleh kapasitor kopling HPF, menyisakan pergeseran rata-rata di bawah 3 nV pada masukan komparator.

Pengujian transmisi data PRBS-7 menegaskan pentingnya pemilihan pengkodean saat menggunakan filter lolos-tinggi. Fenomena *baseline wander* pada modulasi NRZ merupakan konsekuensi pergeseran fasa dan pelemahan komponen frekuensi rendah di bawah f_c (Street et al., 1997), yang pada pengujian ini menyebabkan 146 galat dari 762 bit (BER = 19,2%) dengan bukaan mata tertutup (−85,5 mV). Sebaliknya, pengkodean Manchester meniadakan komponen spektral DC melalui transisi logika di tengah bit, menghasilkan bukaan mata vertikal +69,4 mV dan transmisi bebas galat (0 galat dari 762 bit). Hasil ini mengonfirmasi keselarasan desain AFE dengan mandat mode OOK PHY I pada standar IEEE 802.15.7 (Rajagopal et al., 2012). Level digital keluaran komparator LT1719 terukur pada 175,8 mV (low) dan 4,81 V (high), membuktikan kompatibilitas langsung antarmuka dengan mikrokontroler berbasis logika 5 V maupun 3,3 V.

D. Batasan Penelitian

Penelitian ini memiliki batasan yang perlu digarisbawahi secara objektif:

1. Seluruh analisis didasarkan pada pemodelan simulasi LTspice tanpa verifikasi eksperimental perangkat keras.
2. Filter HPF **1,06** kHz tidak mampu menolak interferensi lampu ber-ballast elektronik pada pita puluhan kHz (**22** kHz); simulasi menunjukkan degradasi data mulai terjadi pada amplitudo interferensi ≥ **3** $\boldsymbol{\mu}$A (bukaan mata menyusut ke **4,2** mV dan menghasilkan 33 galat pada **4** $\boldsymbol{\mu}$A). Mitigasi kondisi ini membutuhkan penambahan filter *band-stop* atau pemrosesan sinyal adaptif.
3. Batas arus linear TIA (**231** $\boldsymbol{\mu}$A) belum memadai untuk paparan radiasi matahari langsung yang dapat mencapai orde miliampere; skenario tersebut memerlukan penapis optik eksternal.
4. Model harmonik flicker dibatasi pada tiga komponen frekuensi rendah, sedangkan lampu fluorescent riil dapat membangkitkan spektrum yang lebih luas (Moreira et al., 1997). Validasi

perangkat keras dan pengujian BER dengan sumber luminer fisik menjadi agenda penelitian lanjutan.

E. Kesimpulan

Hasil perancangan dan simulasi LTspice menunjukkan bahwa AFE berbasis TIA LT1028 dan HPF Sallen-Key orde-dua mampu memisahkan sinyal data OOK dari interferensi cahaya ambien berfrekuensi rendah. HPF memblokir *offset* DC akibat arus matahari hingga batas linear TIA (305,8 µA tanpa flicker; ≈ 231 μA dengan flicker) dan meredam komponen flicker 50 Hz sebesar ≈ 53 dB relatif terhadap *passband*, dengan atenuasi 41 dB dan 34 dB pada harmonik 100 Hz dan 150 Hz, sehingga diperoleh SIR ≈ 32,2 dB. *Baseline* keluaran HPF tetap pada 0 V pada sapuan suhu 25–75 °C, termasuk saat arus gelap fotodioda dimodelkan, dan derau internal menghasilkan SNR = 53,0 dB (dengan total derau keluaran rms 173,6 μV). Komparator LT1719 menghasilkan level logika 175 mV–4,81 V. Uji data PRBS menunjukkan bahwa HPF ini mensyaratkan pengkodean bebas-DC: data Manchester 10 kb/s dipulihkan dengan 0 galat, sedangkan data NRZ mengalami 146 galat dari 762 bit (BER = 19,2%)

PERNYATAAN PENGGUNAAN KECERDASAN ARTIFISIAL (PILIH SALAH SATU)	
	Penulis menggunakan Claude (Anthropic) untuk membantu penyuntingan bahasa dan tata tulis. Seluruh keluaran telah diperiksa dan diverifikasi oleh penulis, dan penulis bertanggung jawab penuh atas isi artikel.
PERNYATAAN KONTRIBUSI PENULIS	
Muhammad Ivan T.	*Konseptualisasi penelitian, perancangan metodologi simulasi kelistrikan, analisis data, serta penyusunan draf awal naskah.*
Mona Berlian Sari	*Supervisi penelitian, pengarahan metodologis, validasi substansi kelistrikan, serta penelaahan dan penyempurnaan naskah (review & editing).*
PERNYATAAN PENDANAAN	
`	*Penelitian ini tidak menerima pendanaan dari lembaga mana pun, baik pemerintah, swasta, maupun nirlaba.*
PERNYATAAN KONFLIK KEPENTINGAN	
	Penulis menyatakan tidak terdapat konflik kepentingan terkait penelitian, kepenulisan, maupun penerbitan artikel ini.

Daftar Pustaka

Abdalla, I., Rahaim, M. B., & Little, T. D. C. (2020). Interference in multi-user optical wireless communications systems. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 378(2169), 20190190. https://doi.org/10.1098/rsta.2019.0190

Adiono, T., & Fuada, S. (2017). Optical interference noise filtering over visible light communication system utilizing analog high-pass filter circuit. In *Proceedings of the 2017 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2017)* (pp. 616–619). IEICE. https://www.ieice.org/nolta/symposium/archive/2017/articles/5153.pdf

Adiono, T., Fuada, S., Putra, A. P., & Aska, Y. (2016). Desain Awal Analog Front-End Optical Transceiver untuk Aplikasi Visible Light Communication. *Jurnal Nasional Teknik Elektro dan Teknologi Informasi*, 5(4), 319–327. https://journal.ugm.ac.id/v3/JNTETI/article/view/2914

Agrawal, G. P. (2010). *Fiber-Optic Communication Systems* (4th ed.). Wiley.

Ahmed, M., Atta, M. A., Farmer, J., Dawy, Z., O'Brien, D., & Bermak, A. (2022). Multidomain Suppression of Ambient Light in Visible Light Communication Transceivers. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 23(10), 18145–18154. https://doi.org/10.1109/TITS.2022.3162635

Allen, P. E., & Holberg, D. R. (2002). *CMOS Analog Circuit Design* (2nd ed.). Oxford University Press.

Analog Devices. (2015). *LT1028/LT1128: Ultralow Noise Precision High Speed Op Amps* (Rev.D) [Data sheet], Analog Devices, Inc. https://www.analog.com/en/products/lt1028.html

Analog Devices. (2009). *LT1719: 4.5ns Single/Dual Supply 3V/5V Comparator with Rail-to-Rail Output* (Rev. A) [Data sheet], Analog Devices, Inc. https://www.analog.com/en/products/lt1719.html

Baher, H. (2012). Design of Analog Filters. In *Signal Processing and Integrated Circuits* (pp. 39–73). Wiley. https://doi.org/10.1002/9781119942306.ch3

Barry, J. R. (1994). *Wireless Infrared Communications* (Vol. 9219). Springer US. https://doi.org/10.1007/978-1-4615-2700-8

Franco, S. (2015). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits* (4th ed.). McGraw-Hill Education.

Graeme, J. G. (1996). *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*. McGraw-Hill.

Haas, H., Yin, L., Wang, Y., & Chen, C. (2016). What is LiFi? *Journal of Lightwave Technology*, 34(6), 1533–1544. https://doi.org/10.1109/JLT.2015.2510021

Irfan, M., Habib, U., Muhammad, F., Ali, F., Alwadie, A. S., Ullah, S., et al. (2020). Optical-Interference Mitigation in Visible Light Communication for Intelligent Transport Systems Applications. *Energies*, 13(19), 5064. https://doi.org/10.3390/en13195064

Kahn, J. M., & Barry, J. R. (1997). Wireless infrared communications. *Proceedings of the IEEE*, 85(2), 265–298. https://doi.org/10.1109/5.554222

Komine, T., & Nakagawa, M. (2004). Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 50(1), 100–107. https://doi.org/10.1109/TCE.2004.1277847

Min, L., Sun, H., Guo, L., Wang, M., Cao, F., Zhong, J., et al. (2024). Frequency-selective perovskite photodetector for anti-interference optical communications. *Nature Communications*, 15(1), 2066. https://doi.org/10.1038/s41467-024-46468-5

Moreira, A. J. C., Valadas, R. T., & de Oliveira Duarte, A. M. (1997). Optical interference produced by artificial light. *Wireless Networks*, 3(2), 131–140. https://doi.org/10.1023/A:1019140814049

Narasimhan, R., Audeh, M. D., & Kahn, J. M. (1996). Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links. *IEE Proceedings - Optoelectronics*, 143(6), 347–354. https://doi.org/10.1049/ip-opt:19960877

OSRAM Opto Semiconductors. (n.d.). *SFH 203 P: Radial T1 3/4 Silicon PIN Photodiode* [Data sheet]. OSRAM GmbH. https://www.osram.com

Rajagopal, S., Roberts, R., & Lim, S. K. (2012). IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, 50(3), 72–82. https://doi.org/10.1109/MCOM.2012.6163585

Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic Circuits* (7th ed.). Oxford University Press

Street, A. M., Samaras, K., O'Brien, D. C., & Edwards, D. J. (1997). Closed form expressions for baseline wander effects in wireless IR applications. *Electronics Letters*, 33(12), 1060–1062. https://doi.org/10.1049/el:19970739

Umair, M. A., Meucci, M., & Catani, J. (2023). Strong Noise Rejection in VLC Links under Realistic Conditions through a Real-Time SDR Front-End. *Sensors*, 23(3), 1594. https://doi.org/10.3390/s23031594

Vollrath, J. (2013). Using models, simulation and measurements for teaching circuit design. In *2013 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON)* (pp. 978–983). IEEE. https://doi.org/10.1109/EDUCON.2013.6530225

Won, Y. Y., Yoon, S. M., & Seo, D. (2021). Ambient LED Light Noise Reduction Using Adaptive Differential Equalization in Li-Fi Wireless Link. *Sensors*, 21(4), 1060. https://doi.org/10.3390/s21041060

Wu, X., Soltani, M. D., Zhou, L., Safari, M., & Haas, H. (2021). Hybrid LiFi and WiFi Networks: A Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 23(2), 1398–1420. https://doi.org/10.1109/COMST.2021.3058296