

Syah Alam
Zahriladha Zakaria
Indra Surjati
Teguh Firmansyah
Mudrik Alaydrus
Yusnita Rahayu
Aloysius Adya Pramudita

PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL

PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL

PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL

Buku ini hadir sebagai upaya untuk memberikan pemahaman yang lebih komprehensif mengenai peranan teknologi gelombang mikro dalam mendukung karakterisasi material, baik dari aspek teori, perancangan sensor, maupun implementasi praktisnya. Penggunaan sensor berbasis gelombang mikro semakin berkembang seiring dengan meningkatnya kebutuhan dalam bidang telekomunikasi, elektronika, material, hingga aplikasi industri. Oleh karena itu, buku ini disusun untuk memberikan landasan ilmiah sekaligus wawasan aplikatif terkait prinsip dasar, metode pengukuran, teknik pengembangan, serta prospek riset di masa depan. Semoga buku ini dapat memberikan manfaat bagi mahasiswa, peneliti, praktisi, serta pembaca umum yang memiliki minat pada bidang sensor, gelombang mikro, dan karakterisasi material.

Penerbit Mafy (PT MAFY MEDIA LITERASI INDONESIA)
Tanah Garam, Kota Solok, Sumatera Barat 27312
Anggota IKAPI 041/SBA/2023

✉ penerbitmafya@gmail.com
🌐 penerbitmafya.com
📞 Penerbit Mafy
📍 Mafy Media Literasi



PENEDDIKAN

ISBN 978-621-03-630-7



**PENGEMBANGAN
SENSOR GELOMBANG
MIKRO UNTUK
KARAKTERISASI
MATERIAL**

Sanksi Pelanggaran Pasal 113

Undang-Undang No. 28 Tahun 2014 Tentang Hak Cipta

- (i) Setiap Orang yang dengan tanpa hak melakukan pelanggaran hak ekonomi sebagaimana dimaksud dalam Pasal 9 ayat (1) huruf i untuk Penggunaan Secara Komersial dipidana dengan pidana penjara paling lama 1 (satu) tahun dan/atau pidana denda paling banyak Rp 100.000.000 (seratus juta rupiah).
- (ii) Setiap Orang yang dengan tanpa hak dan/atau tanpa izin Pencipta atau pemegang Hak Cipta melakukan pelanggaran hak ekonomi Pencipta sebagaimana dimaksud dalam Pasal 9 ayat (1) huruf c, huruf d, huruf f, dan/atau huruf h untuk Penggunaan Secara Komersial dipidana dengan pidana penjara paling lama 3 (tiga) tahun dan/atau pidana denda paling banyak Rp 500.000.000,00 (lima ratus juta rupiah).
- (iii) Setiap Orang yang dengan tanpa hak dan/atau tanpa izin Pencipta atau pemegang Hak Cipta melakukan pelanggaran hak ekonomi Pencipta sebagaimana dimaksud dalam Pasal 9 ayat (1) huruf a, huruf b, huruf e, dan/atau huruf g untuk Penggunaan Secara Komersial dipidana dengan pidana penjara paling lama 4 (empat) tahun dan/atau pidana denda paling banyak Rp 1.000.000.000,00 (satu miliar rupiah).
- (iv) Setiap Orang yang memenuhi unsur sebagaimana dimaksud pada ayat (3) yang dilakukan dalam bentuk pembajakan, dipidana dengan pidana penjara paling lama 10 (sepuluh) tahun dan/atau pidana denda paling banyak Rp 4.000.000.000,00 (empat miliar rupiah)

PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL

Syah Alam
Zahriladha Zakaria
Indra Surjati
Teguh Firmansyah
Mudrik Alaydrus
Yusnita Rahayu
Aloysius Adya Pramudita



PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL

Penulis:

Syah Alam
Zahriladha Zakaria
Indra Surjati
Teguh Firmansyah
Mudrik Alaydrus
Yusnita Rahayu
Aloysius Adya Pramudita

Layouter:

Lailatul Nur Ula

Desainer:

Tim Mafy

Sumber Gambar Cover:

www.freepik.com

Ukuran:

vi, 210 hlm., 15,5 cm x 23 cm

ISBN: 978-634-258-632-7

Cetakan Pertama:

Januari 2026

Hak Cipta Dilindungi oleh Undang-undang. Dilarang menerjemahkan, memfotokopi, atau memperbanyak sebagian atau seluruh isi buku ini tanpa izin tertulis dari Penerbit.

PT MAFY MEDIA LITERASI INDONESIA
ANGGOTA IKAPI 041/SBA/2024
Kota Solok, Sumatera Barat, Kode Pos 27312
Kontak: 081374311814
Website: www.penerbitmafy.com
E-mail: penerbitmafy@gmail.com

KATA PENGANTAR

Puji syukur ke hadirat Allah SWT atas rahmat dan karunia-Nya sehingga buku dengan judul “Pengembangan Sensor Gelombang Mikro untuk Karakterisasi Material” dapat diselesaikan dengan baik. Buku ini hadir sebagai upaya untuk memberikan pemahaman yang lebih komprehensif mengenai peranan teknologi gelombang mikro dalam mendukung karakterisasi material, baik dari aspek teori, perancangan sensor, maupun implementasi praktisnya. Penggunaan sensor berbasis gelombang mikro semakin berkembang seiring dengan meningkatnya kebutuhan dalam bidang telekomunikasi, elektronika, material, hingga aplikasi industri. Oleh karena itu, buku ini disusun untuk memberikan landasan ilmiah sekaligus wawasan aplikatif terkait prinsip dasar, metode pengukuran, teknik pengembangan, serta prospek riset di masa depan.

Kami menyadari bahwa dalam penulisan buku ini masih terdapat kekurangan, baik dari segi isi maupun penyajian. Oleh sebab itu, kritik dan saran yang membangun sangat kami harapkan demi penyempurnaan karya ini di masa mendatang. Akhir kata, semoga buku ini dapat memberikan manfaat bagi mahasiswa, peneliti, praktisi, serta pembaca umum yang memiliki minat pada bidang sensor, gelombang mikro, dan karakterisasi material.

Jakarta, Januari 2026

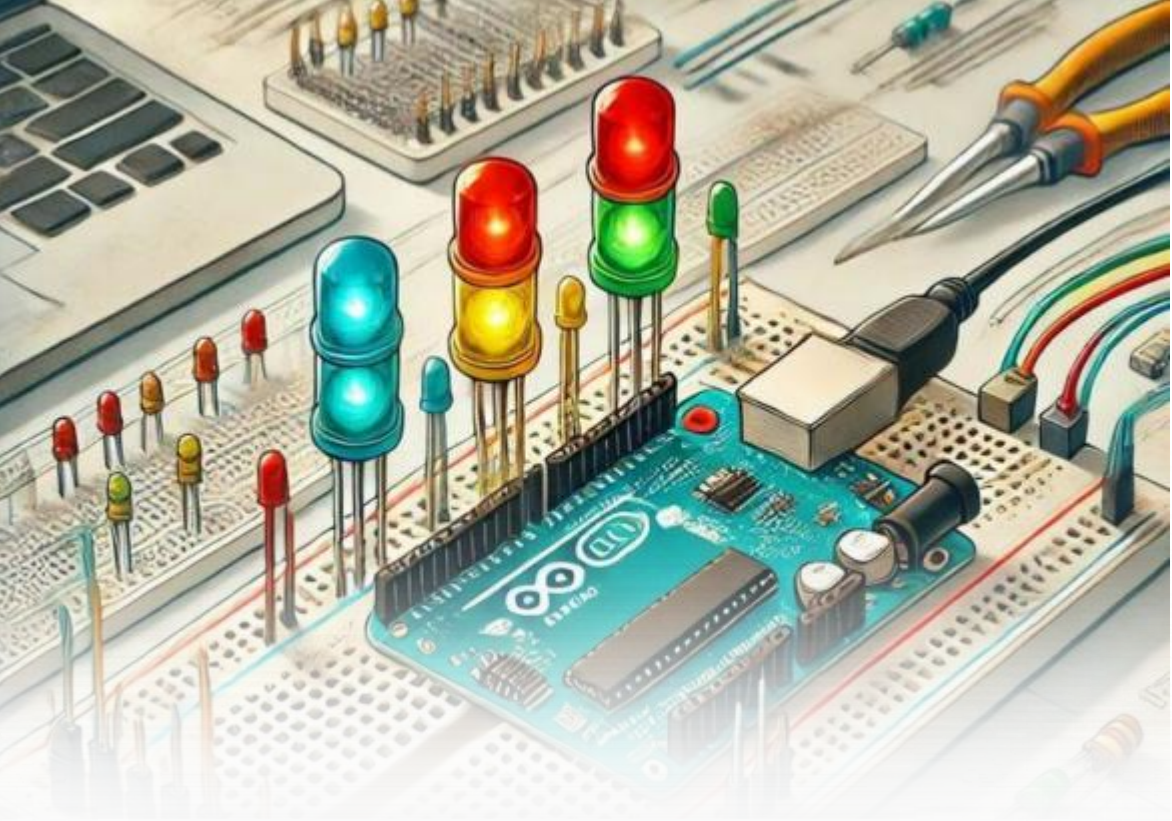
Penulis

DAFTAR ISI

KATA PENGANTAR	i
DAFTAR ISI	ii
BAB I KARAKTERISASI MATERIAL BERBASIS SENSOR GELOMBANG MIKRO	1
1.1. Pengenalan Teknik Karakterisasi Material	1
1.2. Konsep Fundamental Karakterisasi berbasis Elektromagnetik	6
1.3. Teknik Pengukuran untuk Karakterisasi Material.....	14
BAB II PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO	27
2.1. Perkembangan Terbaru Sensor Planar Gelombang Mikro.....	27
2.2. Sensor Gelombang Mikro untuk Karakterisasi Material.....	30
2.3. Sensor Gelombang Mikro untuk Deteksi Kontak Dan Non-Kontak	32
2.4. Sensor Gelombang Mikro Multifungsi	34
2.5. Pemetaan Posisi Riset di Bidang Sensor Gelombang Mikro	36
BAB III SENSOR GELOMBANG MIKRO DENGAN PERFORMANSI INDEPENDEN UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL PADAT	41
3.1. Pendahuluan.....	41
3.2. Desain Dan Simulasi Resonator Ganda Bentuk U.....	42
3.3. Struktur Resonator Berbentuk U Ganda Dengan Port Tunggal	47
3.4. Lokasi Potensial Area Penginderaan.....	50
3.5. Hasil Simulasi dari Skenario Penempatan MUT	52
3.6. Pembuatan dan Pengukuran Resonator Ganda Berbentuk U....	55
3.7. Akurasi Dan Sensitivitas Resonator Berbentuk U Ganda	60
3.8. Perbandingan Sensor Bentuk U dengan Pekerjaan Sebelumnya	64
BAB IV SENSOR GELOMBANG MIKRO TERINTEGRASI DENGAN ANTENA UNTUK DETEKSI MATERIAL SECARA KONTAK DAN NON-KONTAK	69
4.1. Pendahuluan.....	69

4.2. Desain dan Perancangan Resonator Berbasis Satu Port Berbentuk T	70
4.3. Struktur Resonator Berbentuk T Ganda dengan Port Tunggal ..	75
4.4. Area Penginderaan Lokasi Potensial Resonator Berbentuk T Ganda	77
4.5. Skenario Deteksi Kontak dan Non-Kontak	79
4.6. Simulasi Resonator Berbentuk T Ganda untuk Deteksi Kontak dan Non-Kontak.....	80
4.7. Pembuatan dan Pengukuran Resonator Berbentuk T Ganda.....	84
4.8. Sensitivitas dan Akurasi MS dan AS untuk Deteksi Kontak dan Non-Kontak	87
4.9. Validasi Eksperimental dengan Karya yang Ada	90
BAB V SENSOR GELOMBANG MIKRO MULTIFUNGSI DENGAN ANTENA UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL DAN APLIKASI DATA TRANSFER	93
5.1. Pendahuluan.....	93
5.2. Desain dan Simulasi Resonator Berbentuk T Multicascode	94
5.3. Struktur Resonator Berbentuk T Multicascode dengan Port Tunggal	99
5.4. Area Penginderaan Lokasi Potensial Resonator Berbentuk T Multikaskode	102
5.5. Prinsip Kerja Sensor Gelombang Mikro Multifungsi dengan Antena.....	105
5.6. Simulasi dan Pengukuran Sensor dan Antena Gelombang Mikro Multifungsi	106
5.7. Pembuatan dan Pengukuran Resonator Berbentuk T Multicascode.....	109
5.8. Validasi dan Kinerja Resonator Berbentuk T Multicascode	114
5.9. Kemampuan Transfer Data Resonator Berbentuk T Multicascode.....	116
5.10. Validasi dan Perbandingan Sensor yang Diusulkan dengan Pekerjaan Sebelumnya	119
BAB VI PEMODELAN MICROWAVE SENSOR UNTUK DETEKTOR PERMITIVITAS	123
6.1. Pemodelan Sensor Microwave	123
6.2. Investigasi Struktur Sensor Microwave Satu Layer.....	131

BAB VII INVESTIGASI KARAKTERISTIK MATERIAL MENGUNAKAN PEMANDU GELOMBANG MIKRO DAN MILLIMETE.....	141
7.1. Pendahuluan.....	141
7.2. Pemandu Gelombang.....	143
7.3. Metoda NRW.....	145
7.4. Observasi Karakter Material Daun Pisang yang Dikeringkan pada X-Band.....	147
7.5. Observasi Karakteristik Teflon pada V-Band.....	150
BAB VIII PERANCANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK PENGUKURAN KADAR GULA DARAH	155
8.1. Pendahuluan.....	155
8.2. Penelitian Pendukung.....	156
8.3. Pemodelan Phantom Jari.....	157
8.4. Pemodelan Sensor Gelombang Mikro	159
8.5. Simulasi Sensor Cylinder dengan Phantom	160
8.6. Pengujian Sensor Gelombang Mikro	162
8.7. Pendeteksian Kadar Gula dalam Darah dengan Sensor dan Perangkat Medis Komersial	164
BAB IX PENGEMBANGAN SENSOR PERGESERAN KECIL STRUKTUR DENGAN WEARABLE ANTENA.....	169
9.1. Pendahuluan.....	169
9.2. Pengembangan Wearable Antena Untuk Sensor Lendutan pada Struktur Jembatan	171
9.3. Eksperiment Laboratorium Pengujian Antena Usulan	177
9.4. Kesimpulan.....	186
REFERENSI	189
GLOSARIUM	203
DAFTAR SIMBOL.....	205
BIOGRAFI PENULIS.....	207



BAB I

KARAKTERISASI MATERIAL BERBASIS SENSOR GELOMBANG MIKRO

1.1. Pengenalan Teknik Karakterisasi Material

Karakterisasi material adalah proses ilmiah dan rekayasa yang digunakan untuk memahami dan menganalisis sifat, perilaku, dan komposisi material pada tingkat atom, molekul, dan makroskopis. Proses ini melibatkan berbagai teknik dan metode yang bertujuan untuk mendapatkan wawasan tentang struktur, sifat fisik, kimia, mekanik, termal, dan listrik material. Informasi ini krusial untuk merancang, mengembangkan, dan menggunakan material dalam

berbagai aplikasi di berbagai industri seperti manufaktur, elektronik, kedokteran, dan konstruksi. Tujuan karakterisasi material adalah untuk memberikan pemahaman yang komprehensif tentang bagaimana suatu material akan berkinerja dalam kondisi tertentu, yang membantu dalam pengambilan keputusan yang tepat tentang kesesuaiannya untuk tujuan tertentu.

Karakterisasi material padat berdasarkan frekuensi melibatkan penggunaan berbagai teknik untuk menganalisis perilaku dan sifat material sebagai fungsi frekuensi. Pendekatan ini sangat berguna untuk memahami bagaimana material merespons berbagai jenis energi atau interaksi pada rentang frekuensi yang berbeda, yang dapat memberikan wawasan berharga tentang sifat fisik, kimia, dan mekaniknya. Material dapat memiliki respons elektromagnetik yang bergantung pada frekuensi. Misalnya, spektroskopi dielektrik mempelajari respons listrik material sebagai fungsi frekuensi, yang mengungkapkan informasi tentang karakteristik polarisasi dan konduktivitasnya. Hal ini penting untuk aplikasi yang melibatkan isolator, kapasitor, dan komponen elektronik. Lebih lanjut, material dielektrik menunjukkan respons yang bergantung pada frekuensi terhadap medan listrik. Dengan mengukur konstanta dielektrik dan rugi-rugi tangen pada rentang frekuensi, kita dapat memahami bagaimana material berinteraksi dengan medan elektromagnetik pada laju yang berbeda.

Permitivitas adalah sifat dasar material yang mencirikan bagaimana material tersebut merespons medan listrik yang diberikan. Permitivitas mengukur kemampuan material untuk melewati garis-garis medan listrik dan merupakan parameter penting dalam memahami perilaku material dielektrik dalam medan listrik. Material dengan permitivitas yang lebih tinggi memungkinkan lebih banyak garis medan listrik untuk melewatinya, sementara material dengan permitivitas yang lebih rendah menahan penetrasi garis-garis medan listrik. Material dielektrik, yang memiliki nilai permitivitas tinggi, sering digunakan untuk menyimpan energi listrik dalam kapasitor dengan cara terpolarisasi ketika dikenai medan listrik. Dengan kata lain, permitivitas adalah ukuran bagaimana suatu material berinteraksi dengan medan listrik, yang

memengaruhi perilaku dan aplikasi kelistrikannya. Ini merupakan parameter kunci dalam memahami perilaku material dielektrik dan vital dalam berbagai bidang teknik dan fisika. Lebih lanjut, analisis material atau identifikasi perubahan karakteristik kelistrikan suatu zat memiliki implikasi signifikan di berbagai bidang, termasuk pengendalian mutu, penginderaan biologis, deteksi bawah tanah, dan sektor pangan (Zhu dkk., 2020) (Jankovic dan Radonic, 2017) (Alahnomi dkk., 2017). Beberapa metode dan teknik diusulkan untuk mengkarakterisasi material, seperti resonator mode rongga, model saluran transmisi, dan resonator planar gelombang mikro.

Resonator mode rongga adalah ruang atau struktur terbatas yang dirancang untuk memerangkap dan meresonansikan gelombang elektromagnetik pada frekuensi tertentu (Ndoye dkk., 2017a). Resonator ini dapat berbentuk beragam, seperti rongga persegi panjang, silinder, atau bola, dan memiliki mode resonansi yang terdefinisi dengan baik yang dicirikan oleh pola gelombang stasioner medan listrik dan magnet. Material yang akan dikarakterisasi ditempatkan di dalam rongga resonator. Keberadaan material dapat memengaruhi frekuensi resonansi dan sifat elektromagnetik rongga. Dengan mengukur pergeseran frekuensi resonansi, sifat dielektrik material dapat diekstraksi, seperti permitivitas dan loss tangent-nya. Karakterisasi dielektrik penting untuk memahami bagaimana material merespons medan listrik dan menyimpan energi listrik. Dalam kasus tertentu, resonator mode rongga juga dapat digunakan untuk mengkarakterisasi sifat magnetik material. Perubahan frekuensi resonansi dapat memberikan wawasan tentang permeabilitas magnetik material (Liu, Zhang, dan Huang, 2021). Resonator mode rongga dapat memberikan pengukuran presisi tinggi, sehingga cocok untuk menentukan perubahan sifat material secara akurat. Resonator rongga dapat dirancang untuk beroperasi pada rentang frekuensi yang luas, mulai dari gelombang mikro hingga terahertz, bahkan frekuensi optik, yang memungkinkan karakterisasi material yang serbaguna. Resonator mode rongga seringkali non-destruktif, memungkinkan pengukuran berulang pada sampel yang sama tanpa mengubah sifatnya. Namun, kompleksitas desain, tantangan kalibrasi, dan potensi keterbatasan

resolusi spasial perlu dipertimbangkan saat menerapkan teknik ini untuk karakterisasi material. Pengaturan eksperimen yang tepat, persiapan sampel yang akurat, dan analisis data yang cermat sangat penting untuk mendapatkan hasil yang bermakna.

Lebih lanjut, model saluran transmisi adalah model rangkaian listrik ekuivalen yang merepresentasikan perilaku saluran transmisi, biasanya terdiri dari kombinasi resistor, induktor, dan kapasitor seri dan paralel. Model ini menyediakan cara yang disederhanakan untuk menggambarkan perambatan gelombang elektromagnetik di sepanjang saluran transmisi. Resonator model saluran transmisi adalah rangkaian yang dirancang berdasarkan konsep saluran transmisi untuk menciptakan struktur resonansi yang berinteraksi dengan gelombang elektromagnetik pada frekuensi tertentu (Ebrahimi, Scott, dan Ghorbani, 2018b). Resonator ini bisa sederhana atau kompleks, seperti bentuk persegi panjang atau lingkaran yang terukir pada papan sirkuit cetak atau terintegrasi pada substrat. Material yang akan dikarakterisasi ditempatkan di dalam atau di dekat struktur resonator model saluran transmisi. Kehadiran material tersebut mengubah sifat resonansi sirkuit karena perubahan konstanta dielektrik dan tangen rugi-ruginya. Penambahan material tersebut memengaruhi frekuensi resonansi dan karakteristik impedansi resonator model saluran transmisi. Pergeseran ini berkaitan dengan perubahan permitivitas efektif material. Dengan mengukur perubahan frekuensi resonansi atau impedansi, peneliti dapat mengekstrak informasi tentang sifat dielektrik material, seperti permitivitas dan tangen rugi-ruginya pada frekuensi gelombang mikro (Ebrahimi, Scott, dan Ghorbani, 2018b). Dalam beberapa kasus, resonator model saluran transmisi juga dapat dirancang untuk mengkarakterisasi sifat magnetik material dengan mempertimbangkan dampak material terhadap induktansi resonator (Ebrahimi, Scott, dan Ghorbani, 2018a). Namun, pertimbangan terkait penyelarasan sampel, kalibrasi, efek substrat, dan potensi penyederhanaan perlu dipertimbangkan saat menggunakan resonator ini untuk karakterisasi material. Pengaturan eksperimen yang tepat, analisis data yang cermat, dan pemahaman akan potensi

keterbatasan sangat penting untuk mendapatkan hasil yang bermakna dan akurat.

Resonator planar gelombang mikro adalah struktur dua dimensi datar yang dapat difabrikasi pada substrat menggunakan teknik mikrofabrikasi. Resonator ini dirancang untuk mendukung mode resonansi tertentu, seringkali pada frekuensi gelombang mikro. Material yang akan dikarakterisasi ditempatkan di dalam atau di dekat struktur resonator planar. Keberadaan material tersebut memengaruhi sifat resonansi struktur, yang menyebabkan pergeseran frekuensi resonansi dan karakteristik impedansi. Dengan mengukur perubahan frekuensi resonansi atau impedansi, peneliti dapat mengekstrak informasi tentang sifat dielektrik material, termasuk permitivitas, rugi tangen, dan perilaku polarisasi pada frekuensi gelombang mikro (Li dkk., 2022). Dalam beberapa kasus, resonator planar gelombang mikro dapat dirancang untuk mempelajari sifat magnetik material dengan mempertimbangkan pengaruhnya terhadap induktansi resonator. Dalam beberapa kasus, resonator planar gelombang mikro dapat dirancang untuk mempelajari sifat magnetik material dengan mempertimbangkan pengaruhnya terhadap induktansi resonator (Saadat-Safa dkk., 2019). Resonator planar gelombang mikro dirancang khusus untuk rentang frekuensi gelombang mikro, biasanya dalam rentang gigahertz (GHz). Hal ini membuatnya cocok untuk aplikasi radar, komunikasi nirkabel, dan perangkat gelombang mikro (Zarifi dan Daneshmand, 2016). Geometri planar resonator ini memungkinkan integrasi yang mudah dengan komponen gelombang mikro lainnya, menjadikannya alat serbaguna dalam rekayasa gelombang mikro. Resonator planar gelombang mikro dapat menawarkan sensitivitas tinggi terhadap perubahan sifat material, memungkinkan pengukuran respons dielektrik dan magnetik yang akurat. Resonator planar seringkali ringkas dan portabel, sehingga cocok untuk pengukuran laboratorium dan lapangan. Selain itu, geometri planar resonator ini memungkinkan integrasi yang mudah dengan komponen gelombang mikro lainnya, sehingga memungkinkan pengembangan perangkat gelombang mikro. Namun, pengukuran yang akurat memerlukan penempatan dan penyelarasan sampel yang presisi di dalam struktur

resonator, yang dapat menjadi tantangan untuk material yang bentuknya tidak beraturan atau tidak seragam. Selain itu, pemilihan material substrat dan proses fabrikasi dapat memengaruhi perilaku resonator, dan perubahan suhu, kelembapan, atau interferensi elektromagnetik di lingkungan dapat memengaruhi pengukuran dan mungkin memerlukan kondisi yang terkendali.

1.2. Konsep Fundamental Karakterisasi berbasis Elektromagnetik

Karakterisasi elektromagnetik mengacu pada studi dan analisis sifat elektromagnetik material dan struktur. Memahami sifat-sifat ini sangat penting dalam berbagai bidang, termasuk telekomunikasi, elektronika, ilmu material, dan kompatibilitas elektromagnetik. Gelombang elektromagnetik adalah medan listrik dan magnet yang berosilasi dan merambat melalui ruang. Berbagai material berinteraksi dengan gelombang elektromagnetik dengan cara yang unik. Konstanta dielektrik (permitivitas) dan permeabilitas magnetik merupakan sifat-sifat material utama yang memengaruhi perambatan gelombang melalui suatu medium.

1.2.1. Sifat dielektrik material

Sifat dielektrik adalah karakteristik fundamental material yang berkaitan dengan perilakunya dalam medan listrik. Sifat-sifat ini krusial dalam memahami bagaimana material merespons dan berinteraksi dengan medan listrik, menjadikannya penting untuk berbagai aplikasi dalam elektronika, telekomunikasi, penyimpanan energi, dan lainnya. Teori fundamental sifat dielektrik berkisar pada konsep-konsep seperti polarisasi, dipol listrik, dan interaksi material dengan medan listrik. Polarisasi listrik adalah proses perpindahan muatan positif dan negatif dalam suatu material sebagai respons terhadap medan listrik yang diberikan. Perpindahan ini menghasilkan pembentukan dipol listrik—pasangan muatan positif dan negatif yang dipisahkan oleh jarak yang pendek. Derajat polarisasi bergantung pada sifat intrinsik material dan kekuatan medan listrik yang diberikan.

Konstanta dielektrik (ϵ_r) adalah ukuran kemampuan material untuk menyimpan energi listrik dalam medan listrik. Konstanta ini mengkuantifikasi rasio perpindahan listrik yang dihasilkan dalam suatu material terhadap medan listrik yang diberikan. Konstanta dielektrik yang tinggi menunjukkan bahwa suatu material dapat terpolarisasi kuat oleh medan listrik, sehingga berguna untuk aplikasi seperti kapasitor. Rugi dielektrik ($\tan \delta$) merupakan energi yang terdisipasi sebagai panas di dalam material dielektrik ketika dikenai medan listrik yang berosilasi. Rugi ini berkaitan dengan bagian imajiner dari konstanta dielektrik kompleks (ϵ^*). Rugi dielektrik yang rendah diinginkan dalam aplikasi yang mengutamakan efisiensi energi. Medan listrik dan kerapatan fluks listrik saling terkait dan dapat dinyatakan sebagai:

$$D = \epsilon_0 E + P \quad (1.1)$$

Di mana ϵ_0 adalah permitivitas ruang bebas material. Ketika material yang digunakan bersifat linier dan isotropik, momen dipol P searah dengan E ($P=E$):

$$\begin{aligned} D &= \epsilon_0 E + P \\ &= \epsilon_0 (1 + X_e) \quad (1.2) \\ &= \epsilon_0 \epsilon_r E \\ &= \epsilon_0 E \end{aligned}$$

Perilaku listrik suatu bahan dengan konduktivitas rendah dicirikan oleh parameter kompleks yang dikenal sebagai permitivitas (ϵ):

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (1.3)$$

Permitivitas bergantung pada interaksi antara zat terkuantifikasi dan medan listrik yang diberikan. Interaksi ini didasarkan pada fenomena penyimpanan energi dan disipasi energi. Segmen pertukaran energi antara medan dan material yang ditandai dengan kehilangan energi minimal disebut penyimpanan energi, sedangkan penyerapan energi elektromagnetik oleh material

diidentifikasi sebagai disipasi energi. Komponen riil (ϵ') material berkaitan dengan penyimpanan energi, sedangkan komponen imajiner (ϵ'') berkaitan dengan disipasi energi.

Satuan untuk permitivitas adalah Farad per meter (F/m), namun, dalam elektronika gelombang mikro seringkali merupakan besaran tak berdimensi, yaitu permitivitas relatif (ϵ_r).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon' - j\epsilon''}{\epsilon_0} \quad (1.4)$$

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$$

Dimana $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{12}$ F/m adalah permitivitas ruang bebas, ϵ_r' adalah permitivitas dielektrik relatif dan ϵ_r'' adalah faktor kehilangan (Chen et al., 2004).

1.2.2. Mode resonansi elektromagnetik

Mode resonansi elektromagnetik adalah pola spesifik distribusi medan elektromagnetik yang terbentuk di dalam struktur terbatas atau resonansi ketika dieksitasi oleh sumber elektromagnetik eksternal. Mode-mode ini merepresentasikan cara spesifik energi elektromagnetik dapat disimpan dan beresilasi dalam ruang tertentu. Memahami mode resonansi elektromagnetik sangat penting dalam berbagai aplikasi, termasuk optik, antena, resonator rongga, dan pandu gelombang.

Mode resonansi terjadi ketika frekuensi alami suatu struktur elektromagnetik sesuai dengan frekuensi gelombang elektromagnetik datang. Pada frekuensi ini, energi elektromagnetik terperangkap di dalam struktur, menyebabkannya beresilasi dengan amplitudo tinggi. Mode resonansi elektromagnetik dapat terjadi dalam berbagai geometri, seperti rongga terbuka dan tertutup, pandu gelombang, dan antena. Setiap geometri mendukung jenis mode resonansi tertentu dengan pola medan yang berbeda.

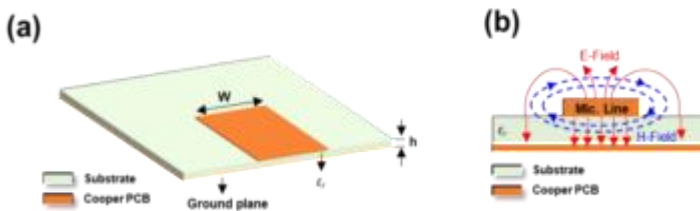
Dalam resonator rongga, seperti rongga gelombang mikro, gelombang elektromagnetik memantul bolak-balik di antara permukaan reflektif, menciptakan mode resonansi. Rongga ini digunakan dalam aplikasi seperti oven gelombang mikro, akselerator partikel, dan laser. Mode resonansi juga memainkan peran penting dalam antena, yang menentukan pola radiasi dan efisiensinya. Antena dirancang untuk beresonansi pada frekuensi tertentu guna mengirimkan atau menerima sinyal elektromagnetik secara efektif.

Mode resonansi elektromagnetik pada resonator planar adalah pola medan elektromagnetik spesifik yang terbentuk di dalam struktur datar atau planar ketika dieksitasi oleh sumber elektromagnetik eksternal. Resonator planar adalah struktur dua dimensi yang dapat mendukung berbagai mode resonansi, masing-masing dengan distribusi medan elektromagnetik yang berbeda. Mode-mode ini penting dalam aplikasi seperti rekayasa gelombang mikro, antena, sirkuit terpadu, dan perangkat optik. Resonator planar adalah struktur datar dengan batas yang jelas. Struktur ini dapat diukir atau difabrikasi di dalam substrat planar, seringkali menggunakan teknologi seperti mikrofabrikasi atau teknik papan sirkuit cetak. Resonator planar memiliki frekuensi resonansi spesifik yang memungkinkannya menyimpan dan bertukar energi elektromagnetik secara efisien.

Frekuensi ini ditentukan oleh dimensi dan geometri resonator. Geometri resonator planar yang berbeda mendukung berbagai mode resonansi, masing-masing dicirikan oleh pola distribusi medan listrik dan magnet yang unik. Mode-mode ini mencakup mode resonansi fundamental (atau orde terendah) serta mode orde lebih tinggi. Resonator planar dapat disetel dengan menyesuaikan dimensi atau sifat materialnya. Kemampuan penyetelan ini berguna untuk merancang filter, osilator, dan sensor dengan respons frekuensi tertentu. Resonator planar kondusif untuk integrasi dalam sistem yang lebih besar, sehingga cocok untuk desain sirkuit yang ringkas dan berdensitas tinggi. Resonator planar menawarkan keunggulan seperti kemudahan fabrikasi, kompatibilitas dengan proses semikonduktor, dan potensi integrasi dengan komponen planar lainnya. Namun, resonator planar mungkin menghadapi tantangan

terkait rugi-rugi radiasi, efek substrat, dan sifat material yang dapat membatasi kinerjanya dalam aplikasi tertentu.

Perangkat mikrostrip planar merupakan salah satu teknik resonansi yang paling banyak digunakan, berkat proses manufakturnya yang disederhanakan, ukurannya yang ringkas, dan kompatibilitasnya untuk integrasi dengan komponen gelombang mikro aktif maupun pasif. Gambar 1.1(a) mengilustrasikan konfigurasi garis mikrostrip, yang meliputi bidang tanah dan konduktor dengan lebar (w), yang dipisahkan oleh substrat dielektrik. Khususnya, substrat dengan konstanta dielektrik yang tinggi memusatkan medan di sekitarnya. Fenomena ini digambarkan pada Gambar 1.1(b) melalui garis sketsa medan. Dalam skenario di mana konstanta dielektrik tidak ada ($\epsilon_r = 1$), saluran dua kawat dengan konduktor strip datar yang terletak di atas bidang tanah dalam medium seragam (Udara) dapat dibangun. Dalam kondisi ini, saluran transmisi TEM yang sederhana pun terwujud, yang dicirikan oleh konstanta propagasi ($\beta = k_0$) dan kecepatan fase ($v_p = c$).



Gambar 1.1 (a) struktur garis mikrostrip, (b) medan listrik dan magnet garis mikrostrip

Struktur mikrostrip biasanya mencakup konsentrasi garis medan yang lebih besar di dalam area dielektrik yang terletak di antara bidang tanah dan konduktor lebar, serta di dalam wilayah udara atas di atas substrat, meskipun pada tingkat yang lebih rendah. Perbedaan ini menyiratkan bahwa medan mikrostrip tidak terbatas hanya dalam wilayah dielektrik yang seragam, tidak seperti medan yang diamati dalam konfigurasi stripline. Akibatnya, mikrostrip tidak dapat mendukung perambatan gelombang TEM (Transverse Electro-Magnetic). Kecepatan fase medan TEM di wilayah dielektrik dipengaruhi oleh faktor $c/\sqrt{\epsilon_r}$, sedangkan kecepatan fase

gelombang TEM di wilayah udara tetap c . Perbedaan ini membuat pembentukan kondisi pencocokan fase antara antarmuka dielektrik-udara tidak dapat dicapai. Gelombang yang mengalami perambatan sepanjang garis mikrostrip menyimpang dari bentuk gelombang TM atau TE konvensional, serta dari gelombang TEM murni. Akibatnya, konfigurasi medan presisi dari saluran mikrostrip mencakup sifat hibrida TM-TE, yang umumnya disebut sebagai gelombang kuasi-TEM. Analisis perambatan gelombang dalam struktur mikrostrip memerlukan penerapan metode analisis canggih dan simulasi numerik yang ketat. Namun, pendekatan awal melibatkan penggunaan solusi statis atau kuasi-statis untuk menghitung kapasitansi terdistribusi, yang selanjutnya memfasilitasi derivasi kecepatan fase, impedansi karakteristik, dan konstanta perambatan. Akibatnya, konstanta perambatan dan kecepatan fase dapat ditentukan sebagai berikut:

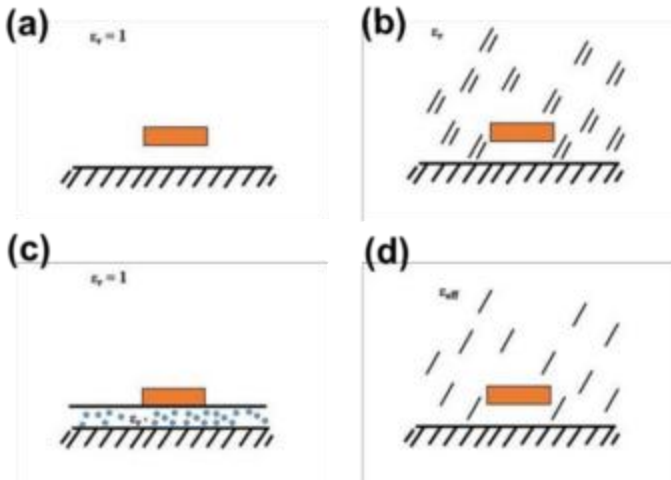
$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.5)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.6)$$

Dimana β adalah konstanta propagasi dan v_p adalah kecepatan fase. Untuk eksplorasi lebih lanjut mengenai konsep dasar permitivitas dielektrik efektif, Gambar 1.2 mengilustrasikan saluran mikrostrip menggunakan pendekatan kuasi-statis. Ketika udara berfungsi sebagai media pengisi seperti yang digambarkan pada Gambar 1.2(a) dan memiliki konstanta dielektrik ($\epsilon^r = 1$), saluran mikrostrip menjadi mampu menahan gelombang TEM, dengan kecepatan fase (v_p) setara dengan kecepatan cahaya (c). Sebaliknya, jika sistem transmisi menggabungkan material dielektrik yang dicirikan oleh permitivitas lebih besar dari satu ($\epsilon_r > 1$), seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.2(b), mikrostrip tetap menahan gelombang TEM dan kecepatan fasenya akan menjadi:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.7)$$

Selain itu, ketika memperkenalkan bahan dielektrik yang dicirikan oleh permitivitas dielektrik (ϵ_r) yang hanya terintegrasi sebagian ke dalam sistem transmisi, seperti yang digambarkan pada Gambar 1.2(c) dan Gambar 1.2(d), gagasan tentang konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) dikemukakan.



Gambar 1.2 (a) Mikrostrip terisi penuh udara, (b) Mikrostrip terisi penuh ϵ_r , (c) Mikrostrip terisi sebagian ϵ_r , (d) mikrostrip terisi penuh ϵ_{eff}

Konsep ini berfungsi untuk menghitung parameter penting saluran transmisi, termasuk kecepatan fase (v_p), panjang gelombang (λ_g), dan impedansi karakteristik (Z_0):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.8)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.9)$$

$$Z_0 = \frac{Z_{oc}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{1}{v_p C_1} \quad (1.10)$$

1.2.3. Teori gangguan resonansi (perturbasi)

Teori Perturbasi Resonansi adalah kerangka kerja matematika dan teoretis yang digunakan dalam mekanika kuantum untuk

menganalisis dan memahami perilaku sistem kuantum ketika dikenai gaya atau perturbasi eksternal. Teori ini khususnya relevan ketika menangani sistem yang memiliki tingkat energi diskrit dan dikenai perturbasi yang bergantung pada waktu, seperti medan elektromagnetik atau fluktuasi potensial. Teori Perturbasi Resonansi menyediakan pendekatan sistematis untuk mempelajari bagaimana perturbasi ini memengaruhi tingkat energi dan transisi sistem kuantum, terutama ketika frekuensi perturbasi mendekati perbedaan energi antar keadaan kuantum.

Teori perturbasi adalah solusi untuk menentukan perubahan energi akibat adanya gangguan kecil seperti medan listrik atau magnet. Dalam sensor gelombang mikro, teori perturbasi dapat digunakan untuk menentukan permitivitas Material di Bawah Tes (MUT). Medan listrik dan magnet resonator diganggu dengan menempatkan MUT di atas resonator. Interaksi MUT dengan medan-E dan medan-H akan menyebabkan perubahan pada medan listrik dan magnet resonator. Perubahan frekuensi resonansi dan sifat-sifat MUT saling terkait dan dijelaskan dalam persamaan berikut (Alahnomi et al., 2017):

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\int_v (\Delta \epsilon E_1 \cdot E_0 + \Delta \mu H_1 \cdot H_0) dv}{\int_v (\epsilon_0 |E_0|^2 + \mu_0 \cdot |H_0|^2) dv} \quad (1.11)$$

Di mana f_r adalah frekuensi resonansi, sedangkan Δf_r adalah pergeseran frekuensi resonansi sebelum dan sesudah MUT dibebani. $\Delta \epsilon$ dan $\Delta \mu$ merepresentasikan perubahan permitivitas dan permeabilitas, sementara volume perturbasi direpresentasikan oleh v . Distribusi medan listrik dan magnet tanpa perturbasi dan dengan perturbasi ditunjukkan oleh E_0 , H_0 , dan E_1 , H_1 , berturut-turut. Lebih lanjut, perubahan permeabilitas ($\Delta \mu$) dapat diasumsikan nol untuk material dielektrik seperti yang dibahas dalam (Ansari dkk., 2015). Namun, energi yang tersimpan dari medan listrik dan medan magnet dalam struktur resonansi harus sama satu sama lain pada frekuensi resonansi. Oleh karena itu, persamaan dalam (1.11) dapat disederhanakan menjadi (Boyybay dan Ramahi, 2012; Ansari dkk., 2015):

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{f_{vs}(\Delta\varepsilon \cdot E_0 \cdot E_1)dv}{f_v(\Delta\varepsilon \cdot |E_0|^2)dv} \quad (1.12)$$

Merujuk pada persamaan (1.12), jelas bahwa perubahan permitivitas MUT sejalan dengan perubahan frekuensi resonansi. MUT yang ditempatkan di area penginderaan akan mengganggu medan-E. Interaksi MUT dengan resonator dapat diasumsikan sebagai beban kapasitif yang menyebabkan pergeseran frekuensi resonansi.

1.3. Teknik Pengukuran Untuk Karakterisasi Material

Karakterisasi material melibatkan pengukuran dan analisis berbagai sifat material, dan material elektromagnetik pun tak terkecuali. Konstanta dielektrik, atau permitivitas, merupakan parameter kunci yang menggambarkan bagaimana suatu material merespons medan listrik. Teknik umum untuk mengukur konstanta dielektrik meliputi pengukuran kapasitansi, metode rongga resonansi, dan metode saluran transmisi.

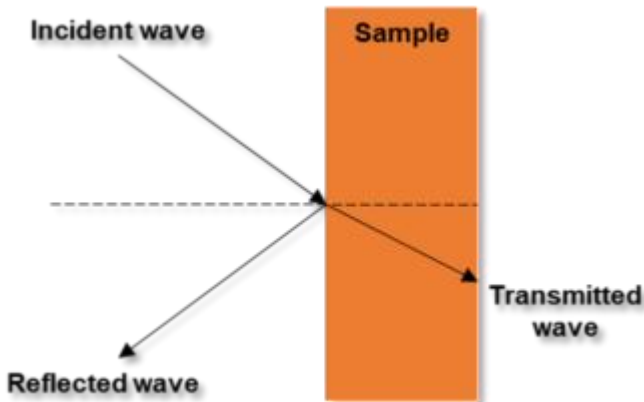
1.3.1. Metode non resonansi

Metode non-resonansi untuk mengkarakterisasi material melibatkan teknik yang tidak bergantung pada eksitasi frekuensi resonansi tertentu dalam material yang diteliti. Metode ini digunakan untuk menentukan berbagai sifat material, seperti konstanta dielektrik, konduktivitas, permeabilitas, dan parameter elektromagnetik lainnya, pada rentang frekuensi yang luas tanpa berfokus pada resonansi tertentu. Tidak seperti metode resonansi yang menargetkan frekuensi tertentu di mana material menunjukkan perilaku resonansi, metode non-resonansi bertujuan untuk mengumpulkan informasi pada spektrum frekuensi yang luas. Hal ini memungkinkan pemahaman yang komprehensif tentang sifat elektromagnetik material, termasuk bagaimana sifat tersebut berubah seiring frekuensi.

Teknik non-resonansi memerlukan saluran transmisi untuk memandu gelombang menuju material yang sedang diperiksa, diikuti dengan perolehan energi yang dipantulkan dan

ditransmisikan. Pilihan saluran transmisi meliputi pemandu gelombang logam dan dielektrik, ruang bebas, saluran transmisi planar, dan kabel koaksial. Metode non-resonansi terutama mencakup pendekatan refleksi dan transmisi. Dalam konteks metode refleksi, sifat material dipastikan dengan menganalisis pengukuran fase dan amplitudo pantulan sinyal.

Metode non-resonansi memerlukan sarana untuk mengarahkan energi elektromagnetik ke suatu material, kemudian mengumpulkan pantulan dari material tersebut, dan/atau transmisi yang melalui material tersebut seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.3. Pada prinsipnya, semua jenis saluran transmisi dapat digunakan untuk menyalurkan gelombang pada metode non-resonansi, seperti saluran koaksial, pandu gelombang logam berongga, pandu gelombang dielektrik, saluran transmisi planar, dan ruang bebas.



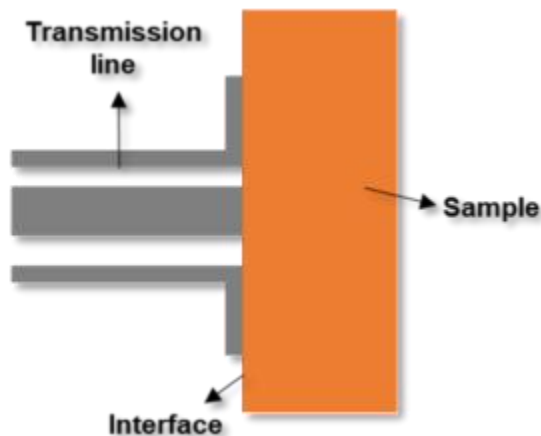
Gambar 1.3 Kondisi batas untuk karakterisasi material menggunakan metode non-resonansi (Ghione dan Pirola, 2017)

1.3.2. Metode refleksi

Teknik refleksi melibatkan pengiriman gelombang elektromagnetik ke spesimen yang sedang diperiksa. Karakteristik material yang diteliti disimpulkan dari koefisien refleksi pada bidang referensi tertentu. Biasanya, metode tersebut hanya mampu mengukur satu atribut – baik permitivitas maupun permeabilitas.

Dua jenis refleksi sering digunakan dalam karakterisasi sifat material: refleksi rangkaian terbuka dan refleksi rangkaian pendek, dan metode yang sesuai disebut metode refleksi terbuka dan metode refleksi hubung singkat. Karena saluran koaksial dapat mencakup pita frekuensi yang luas, saluran koaksial sering digunakan dalam pengembangan perangkat pengukuran untuk metode refleksi.

Dalam metode refleksi, perangkat pengukuran yang terbuat dari saluran transmisi biasanya disebut probe pengukuran atau sensor. Untuk meningkatkan akurasi dan sensitivitas pengukuran, atau untuk memenuhi persyaratan pengukuran khusus, probe pengukuran seringkali dirancang khusus. Gambar 1.4 menunjukkan probe dielektrik koaksial berflensa sirkuit terbuka, dan sampel yang diuji langsung menyentuh ujung terbuka kabel koaksial. Impedansi pada kedua sisi antarmuka berbeda, sehingga terjadi pantulan ketika gelombang elektromagnetik merambat melalui antarmuka, dan reflektifitas ditentukan oleh impedansi media pada kedua sisi antarmuka. Karena impedansi sisi yang ditempati sampel berkaitan dengan sifat elektromagnetik sampel, sifat sampel dapat diperoleh dari reflektifitas pada antarmuka.



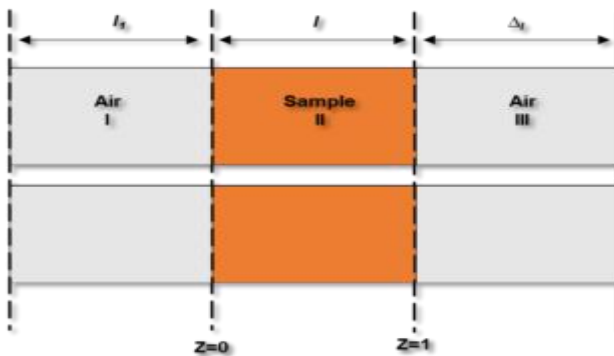
Gambar 1.4 Refleksi sirkuit terbuka (Ghione dan Pirola, 2017)

Karena impedansi ruang yang diisi sampel terkait dengan permitivitas dan permeabilitas sampel, pada prinsipnya, baik permitivitas maupun permeabilitas dapat diperoleh asalkan

dilakukan pengukuran refleksi independen yang memadai. Namun, dalam kebanyakan kasus, hanya satu pengukuran independen yang dilakukan, sehingga hanya satu parameter sifat material, baik permitivitas maupun permeabilitas, yang dapat diperoleh.

Lebih lanjut, untuk refleksi hubung singkat, sepotong sampel dimasukkan ke dalam segmen saluran transmisi yang dihubungkan singkat, dengan ujung sampel terletak pada jarak Δl dari hubung singkat. Kami berasumsi bahwa hanya mode prima yang ada di saluran transmisi, sampel homogen dan isotropik, dan hanya ada medan listrik transversal di saluran transmisi. Gambar 1.5 menunjukkan kasus umum refleksi hubung singkat.

Untuk konfigurasi yang ditunjukkan pada Gambar 1.5, gelombang stasioner dibangun di wilayah antara sampel dan sirkuit pendek serta antara bidang kalibrasi dan muka depan sampel. Bergantung pada panjang sampel dan panjang lainnya, pada frekuensi tertentu permitivitas dapat diukur secara akurat, dan pada frekuensi lain permeabilitas dapat diukur secara akurat. Sementara itu, sesuai dengan parameter yang akan diukur, kami menempatkan sampel pada posisi yang sesuai.



Gambar 1.5 Refleksi hubung singkat (Ghione dan Pirola 2017)

Posisi ujung pendek merupakan daerah medan listrik rendah dan medan magnet tinggi, sedangkan posisi $\lambda/4$ yang menjauhi ujung pendek merupakan daerah medan listrik tinggi dan medan magnet rendah. Untuk pengukuran permitivitas, sampel harus dijauhkan

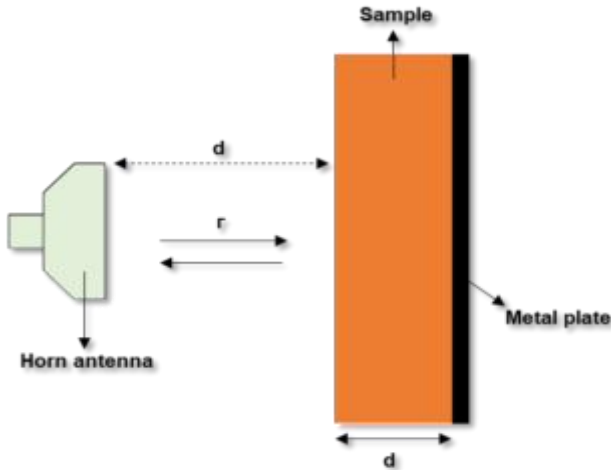
dari ujung pendek, sedangkan untuk pengukuran permeabilitas, sampel harus didekatkan ke ujung pendek.

1.3.3. Metode transmisi/refleksi

Dalam menentukan permitivitas efektif material komposit, dimensi sampel harus secara signifikan lebih besar daripada dimensi inklusi. Dalam kasus komposit yang mengandung inklusi dengan ukuran yang sebanding dengan panjang gelombang sinyal gelombang mikro, seperti komposit serat, teknik konvensional seperti metode saluran koaksial dan pandu gelombang tidak cocok. Dalam skenario seperti itu, metode ruang bebas menjadi pilihan yang lebih disukai. Bagian selanjutnya menguraikan kriteria dasar untuk melakukan pengukuran ruang bebas dan selanjutnya mengeksplorasi tiga contoh teknik ruang bebas. Untuk mencapai hasil pengukuran yang presisi melalui pemanfaatan teknik ruang bebas, sejumlah kondisi harus dipenuhi. Kondisi-kondisi ini terutama meliputi kondisi medan jauh, dimensi sampel, dan lingkungan pengukuran. Dalam pengukuran ruang bebas, pemenuhan kriteria medan jauh mengharuskan jarak (d) yang memisahkan antena dan sampel menjamin gelombang datang dari antena ke sampel dapat diperlakukan sebagai gelombang planar (Ghione dan Pirola, 2017).

$$d > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.13)$$

Dimana λ adalah panjang gelombang gelombang elektromagnetik operasi dan D adalah dimensi terbesar bukaan antena. Untuk antena dengan bukaan melingkar, D adalah diameter bukaan, dan untuk antena dengan bukaan persegi panjang, D adalah panjang diagonal bukaan persegi panjang. Ketika persyaratan medan jauh terpenuhi, ruang bebas dapat dianggap sebagai saluran transmisi seragam, dan sebagian besar skema pengukuran yang dibahas di atas untuk pengukuran refleksi koaksial dapat direalisasikan oleh ruang bebas.



Gambar 1.6 Metode refleksi ruang bebas (Ghione dan Pirola 2017)

Dalam pengukuran permitivitas dan permeabilitas sampel planar menggunakan metode ruang bebas, jika ukuran sampel jauh lebih kecil daripada panjang gelombang, respons sampel terhadap gelombang elektromagnetik serupa dengan respons objek partikel. Untuk mencapai hasil yang meyakinkan, ukuran sampel harus lebih besar daripada panjang gelombang gelombang elektromagnetik. Untuk lebih meminimalkan efek hamburan dari batas sampel, ukuran sampel harus dua kali lebih besar daripada panjang gelombang. Dalam struktur transmisi ruang bebas, karena gelombang elektromagnetik tidak dibatasi oleh batas yang tajam, hasil pengukuran dapat dipengaruhi oleh lingkungan. Pada frekuensi yang lebih rendah, efek lingkungan lebih serius. Untuk meminimalkan efek lingkungan, disarankan untuk melakukan pengukuran ruang bebas di ruang tanpa gema.

Gambar 1.6 menunjukkan pengaturan umum untuk pengukuran refleksi ruang bebas hubung singkat. Sampel yang ditopang pelat logam ditempatkan di depan antena dengan jarak yang memenuhi persyaratan medan jauh. Reflektivitas kompleks S_{11} pada antarmuka antara ruang bebas dan sampel diberikan oleh:

$$S_{11} = \frac{jZ \tan(\beta d) - 1}{jZ \tan(\beta d) + 1} \quad (1.14)$$

Di mana Z adalah impedansi gelombang material yang diuji yang dinormalkan terhadap impedansi gelombang material yang diuji. Untuk material nonmagnetik, impedansi gelombang yang dinormalkan diberikan oleh ruang bebas dan β adalah konstanta fase dalam material yang diuji. Untuk material nonmagnetik, impedansi gelombang yang dinormalkan diberikan oleh:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.15)$$

dan konstanta fase β diberikan oleh:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.16)$$

Di mana λ adalah panjang gelombang ruang bebas dan d adalah ketebalan sampel. Oleh karena itu, permitivitas dielektrik sampel dapat diperoleh dari reflektifitas kompleks.

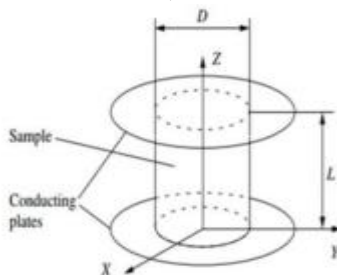
1.3.4. Metode resonansi

Metode ini sering disebut metode resonator dielektrik. Metode ini dapat digunakan untuk mengukur permitivitas material dielektrik dan resistansi permukaan material konduktor. Meskipun metode resonansi hanya dapat mengukur sifat material pada frekuensi tunggal atau beberapa frekuensi diskrit, metode resonansi banyak digunakan karena akurasi dan sensitivitasnya yang tinggi. Metode resonansi meliputi metode resonator dan metode resonansi-perturbasi. Dalam metode resonator, sampel yang diuji berfungsi sebagai resonator atau bagian penting dari resonator, dan sifat sampel ditentukan dari sifat resonansi resonator tersebut. Dalam metode resonansi-perturbasi, sampel dimasukkan ke dalam struktur resonansi, dan sifat sampel dihitung dari perubahan sifat resonansi struktur resonansi yang disebabkan oleh masuknya sampel (Martín dkk., 2022).

Dalam peralatan pengukuran aktual untuk karakterisasi sifat material, resonator sering kali dilindungi oleh konduktor. Dalam pengukuran material dielektrik, impedansi permukaan konduktor pelindung, biasanya logam, diasumsikan telah diketahui. Jika sifat material dielektrik diketahui, impedansi permukaan konduktor pelindung dapat diperoleh dari sifat resonansi resonator. Di bagian akhir bab ini, kami membahas pengukuran impedansi permukaan material berkonduktivitas tinggi menggunakan metode resonator dielektrik.

1.3.5. Metode resonansi dielektrik

Metode resonator dielektrik banyak digunakan dalam karakterisasi material dielektrik dengan rugi-rugi rendah. Dalam perancangan metode resonator dielektrik untuk karakterisasi sifat dielektrik material, struktur material dielektrik yang akan diteliti dan pelindung logamnya harus dirancang. Metode resonator dielektrik yang berbeda memiliki struktur pelindung logam dan sampel dielektrik yang berbeda pula, sehingga algoritma perhitungan sifat materialnya pun berbeda. Konfigurasi yang sering digunakan dalam metode resonator dielektrik ditunjukkan pada Gambar 1.7.



Gambar 1.7 Sebuah dielektrik silinder yang diapit di antara dua pelat konduktor (Chen et al., 2004)

1.3.6. Metode gangguan resonansi

Dalam metode perturbasi resonansi, sampel dimasukkan ke dalam resonator, dan sifat sampel dihitung dari perubahan frekuensi resonansi dan faktor kualitas resonator yang disebabkan oleh sampel. Dalam metode resonator dielektrik, sampel yang diuji beresonansi dalam rangkaian pengukuran, dan sifat dielektrik sampel

disimpulkan dari frekuensi resonansi dan faktor kualitasnya. Dalam metode perturbasi resonansi, sampel yang diuji dimasukkan ke dalam resonator, dan sifat elektromagnetik sampel disimpulkan dari perubahan frekuensi resonansi dan faktor kualitas resonator. Karena akurasi dan sensitivitasnya yang tinggi, serta fleksibilitasnya dalam preparasi sampel, metode perturbasi resonansi banyak digunakan untuk sampel curah dengan kehilangan rendah, serbuk, sampel berukuran kecil, dan sampel dengan bentuk tidak beraturan.

Secara umum, terdapat tiga jenis perturbasi rongga: perturbasi bentuk rongga, perturbasi impedansi dinding, dan perturbasi material. Perturbasi bentuk rongga dapat dicapai dengan menarik keluar atau mendorong masuk sebagian dinding rongga. Biasanya, perturbasi bentuk rongga mengubah frekuensi resonansi rongga dan energi yang tersimpan di dalamnya, tetapi tidak mengubah disipasi energi di dalamnya. Perturbasi bentuk rongga sering digunakan untuk menyetel ulang frekuensi resonansi rongga resonansi. Perturbasi impedansi dinding dapat dicapai dengan mengganti sebagian dinding rongga, dengan tetap mempertahankan bentuk rongga. Perturbasi impedansi dinding sering digunakan untuk mengukur impedansi permukaan konduktor.

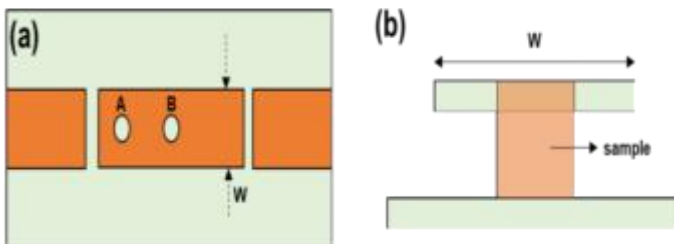
Dalam perturbasi material, suatu material dimasukkan ke dalam rongga, sehingga frekuensi resonansi dan faktor kualitas rongga berubah. Permittivitas kompleks atau permeabilitas kompleks material dapat ditentukan dari perubahan frekuensi resonansi dan faktor kualitas rongga akibat penambahan sampel. Dalam pembahasan berikut, "metode perturbasi rongga" mengacu pada "metode perturbasi material".

1.3.7. Metode Rangkaian Planar Resonansi

Serupa dengan metode koaksial dan pandu gelombang, metode resonansi rangkaian planar mencakup metode resonator dan metode perturbasi resonansi. Umumnya, metode resonansi memiliki akurasi dan sensitivitas yang lebih tinggi daripada metode non-resonansi, tetapi metode resonansi hanya dapat memberikan hasil pada satu frekuensi atau beberapa frekuensi diskrit. Dalam metode resonator, sampel yang diuji digunakan sebagai substrat resonator planar.

Konstanta dielektrik sampel dihitung dari frekuensi resonansi resonator, dan tangen rugi material dihitung dari faktor kualitas resonator. Gambar 2.8 menunjukkan resonator mikrostrip pita lurus. Frekuensi pengukuran terutama ditentukan oleh panjang mikrostrip, dan konduktivitas strip dan konduktor arde memengaruhi sensitivitas pengukuran tangen rugi.

Dalam metode perturbasi resonansi, sebagian substrat resonator planar digantikan oleh sampel yang diteliti. Dari perubahan frekuensi resonansi dan faktor kualitas, sifat-sifat sampel dapat diturunkan (Abdulnour et al., 1995). Gambar 2.8 menunjukkan perlengkapan pengukuran untuk metode resonansi-perturbasi. Posisi A-A dekat dengan ujung terbuka resonator, sehingga medan listrik mendominasi pada posisi A-A. Jika sampel ditempatkan pada posisi A-A, sifat dielektriknya dapat diukur. Posisi B-B dekat dengan pusat resonator, sehingga medan magnet mendominasi pada posisi B-B. Jika sampel ditempatkan pada posisi B-B, sifat magnetiknya dapat diukur. Biasanya, kalibrasi dengan sampel standar diperlukan untuk mendapatkan nilai absolut dari sifat material.



Gambar 2.8 Gangguan pada substrat resonator mikrostrip. (a) Tampak atas dan (b) tampak penampang pada posisi A-A dan B-B (Ghione dan Pirola, 2017)

1.3.8. Ringkasan analisis untuk karakterisasi material

Pemilihan teknik biasanya dipengaruhi oleh faktor-faktor seperti presisi pengukuran yang diinginkan, frekuensi yang diinginkan, nilai permitivitas yang diantisipasi (ϵ_r), karakteristik material (seperti isotropik atau homogen), bentuk material (seperti bubuk, cair, lembaran, atau padat), batasan ukuran sampel, metode kontak atau non-kontak, potensi kerusakan, pendekatan non-

destruktif atau destruktif, dan kondisi suhu. Sebagaimana telah disebutkan sebelumnya, pemilihan teknik pengukuran dielektrik berkaitan erat dengan berbagai faktor, dan keputusan ini spesifik untuk material yang diuji. Karakterisasi kelistrikan setiap material bervariasi berdasarkan sifat dielektriknya yang unik.

Lebih lanjut, perilaku material dielektrik dapat berubah seiring suhu, ukuran, dan frekuensi pengujian. Seiring meningkatnya frekuensi, konstanta dielektrik cenderung menurun, sehingga menghasilkan hubungan yang bergantung pada frekuensi. Akibatnya, konstanta dielektrik dapat menunjukkan perbedaan dari pengukuran frekuensi tinggi ketika material diuji pada frekuensi yang lebih rendah. Informasi perbandingan tentang teknik pengukuran, beserta kelebihan dan kekurangannya masing-masing, disajikan pada Tabel 1.1 dan Tabel 1.2.

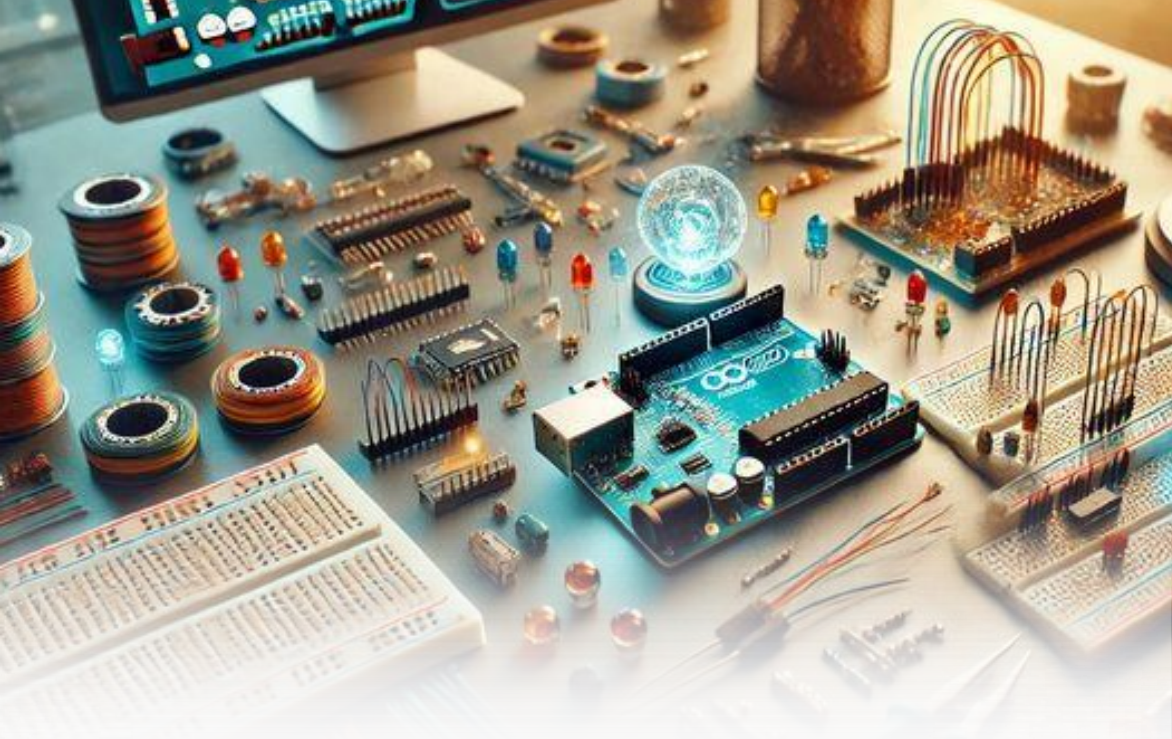
Tabel 2.1 Keuntungan dan kerugian teknik pengukuran karakterisasi material (Muñoz-Enano et al., 2020; Alahnomi et al., 2021)

Teknik pengukuran	Keuntungan	Kekurangan
Saluran transmisi dan refleksi	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pengukuran transmisi langsung. ▪ Jangkauan Frekuensi Luas. ▪ Mendukung pengukuran non-Destruktif. ▪ Presisi Tinggi. ▪ Cocok untuk pengukuran dielektrik. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Memerlukan penempatan dan penyelarasan sampel yang presisi di dalam saluran transmisi. ▪ Kompleksitas kalibrasi. ▪ Efek substrat. ▪ Resolusi spasial terbatas.
Metode resonansi	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Sensitivitas tinggi. ▪ Pengukuran langsung. ▪ Selektivitas frekuensi. ▪ Cocok untuk karakterisasi dielektrik dan magnetik. ▪ Dapat diaplikasikan pada berbagai macam material, termasuk material padat, cair, bubuk, dan komposit. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Desain dan fabrikasi yang kompleks ▪ Memerlukan penempatan dan penyelarasan sampel yang presisi dalam geometri resonator. ▪ Efek lingkungan. ▪ Efek substrat.

		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Resolusi spasial terbatas.
Ruang bebas	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pengukuran non-kontak. ▪ Mengakomodasi ukuran sampel yang relatif besar, sehingga cocok untuk material curah atau sampel yang tidak mudah ditempatkan dalam rongga resonansi. ▪ Rentang frekuensi yang luas. ▪ Pengukuran dielektrik dan reflektivitas. ▪ Resolusi Spasial Tinggi. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pengaturan yang rumit. ▪ Interferensi lingkungan. ▪ Kontrol terbatas atas Propagasi ▪ Atenuasi sinyal. ▪ Pengambilan sampel dan penyesuaian. ▪ Aplikasi terbatas untuk film tipis.

Tabel 2.2 Ekstraksi Sifat Dielektrik Berbagai Material dengan Berbagai Metode Pengukuran (Muñoz-Enano dkk., 2020; Alahnomi dkk., 2021)

Teknik pengukuran	Material	Sifat dielektrik	Parameter
Saluran transmisi dan refleksi	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Padat ▪ Cair ▪ Biomaterial ▪ Material bubuk 	μ_r dan ϵ_r	S_{11} and S_{21}
Metode resonansi	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Padat ▪ Cair ▪ Biomaterial ▪ Material Serbuk ▪ Logam dan Dielektrik dengan Sifat Bergantung Suhu 	μ_r dan ϵ_r	S_{11} and S_{21}
Ruang bebas	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Padat ▪ Cair ▪ Material Serbuk ▪ Material dengan Sifat Bergantung Suhu ▪ Material dengan Sifat Reflektif 	μ_r and ϵ_r	Frekuensi dan Faktor Q



BAB II

PENGEMBANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO

2.1. Perkembangan Terbaru Sensor Planar Gelombang Mikro

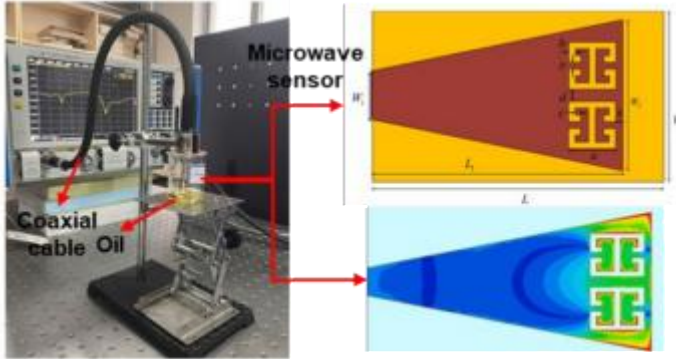
Sensor planar gelombang mikro adalah perangkat khusus yang digunakan dalam rekayasa gelombang mikro dan frekuensi radio (RF) untuk mendeteksi dan mendeteksi perubahan berbagai parameter fisik, seperti sifat dielektrik, suhu, kelembapan, dan komposisi kimia. Sensor ini memanfaatkan prinsip-prinsip teknologi gelombang mikro untuk berinteraksi dengan lingkungan dan

menghasilkan respons terukur, yang memungkinkan pemantauan dan analisis berbagai zat dan kondisi. Aplikasi sensor planar gelombang mikro meliputi:

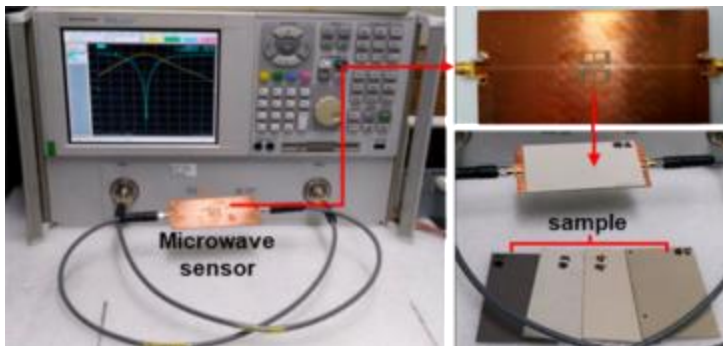
1. Kontrol kualitas industri: Sensor planar digunakan dalam berbagai proses industri untuk kontrol dan pemantauan kualitas. Misalnya, sensor ini dapat mendeteksi permitivitas, permeabilitas, dan ketebalan material, memantau proses curing material komposit, serta menilai sifat cairan dan padatan.
2. Penginderaan kelembapan: Sensor gelombang mikro dapat mengukur kadar kelembapan dalam material, seperti tanah, produk makanan, dan bahan bangunan. Perubahan kadar kelembapan memengaruhi sifat dielektrik material, yang dapat dideteksi oleh sensor.
3. Penginderaan suhu: Variasi suhu juga dapat memengaruhi sifat dielektrik. Sensor planar gelombang mikro dapat digunakan untuk mengukur perubahan suhu dalam proses industri, pemantauan lingkungan, dan aplikasi medis.
4. Penginderaan kimia: Beberapa sensor planar dirancang untuk mendeteksi perubahan komposisi kimia. Misalnya, perubahan sifat dielektrik suatu material yang terpapar gas tertentu dapat mengindikasikan reaksi kimia atau konsentrasi gas.
5. Penginderaan biologis: Sensor planar gelombang mikro dapat digunakan dalam aplikasi biomedis untuk mendeteksi molekul biologis, patogen, atau perubahan sifat jaringan. Hal ini berpotensi diterapkan dalam diagnostik medis dan layanan kesehatan.

Pada Gambar 2.1, diusulkan sebuah sensor gelombang mikro berbasis resonator LC magnetik (MLC) mode ganda dengan sensitivitas ultra-tinggi dan kesalahan estimasi ultra-rendah (Zhang, Ruan, dan Cao, 2022). Dengan menggunakan resonator MLC yang dimuat pada patch mikrostrip bersuar ujung terbuka, resonansi mode ganda dari sensor yang diusulkan dapat diamati. Sensor gelombang mikro mode ganda dirancang dan diukur untuk beroperasi pada frekuensi 12,6 GHz dan 16,2 GHz. Ketika sensor gelombang mikro mode ganda yang diusulkan direndam dalam minyak yang akan diuji, perubahan frekuensi resonansi dan atenuasi

puncak digunakan untuk identifikasi sampel dan karakterisasi dielektrik. Permittivitas kompleks minyak yang diuji diekstraksi dengan membangun model perkiraan dalam *High Frequency Structure Simulator* (HFSS).



Gambar 2.1 Sensor gelombang mikro untuk karakterisasi minyak (Zhang, Ruan dan Cao, 2022)



Gambar 2.2 Sensor gelombang mikro untuk karakterisasi material padat (Yeo dan Lee, 2019a)

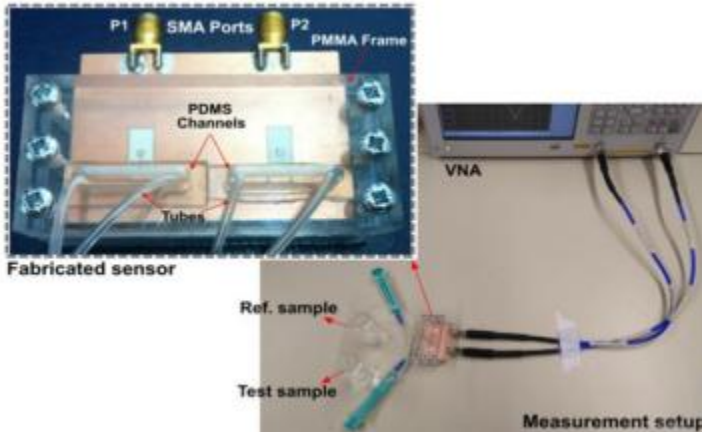
Lebih lanjut, Gambar 2.2 menunjukkan sensor gelombang mikro berbasis struktur ground cacat berbentuk kapasitor interdigital (IDCS-DGS) pada saluran transmisi mikrostrip untuk karakterisasi dielektrik material padat planar. IDCS-DGS yang diusulkan dirancang dengan memodifikasi struktur pendukung lurus dari apertur berbentuk H dan bekerja pada frekuensi resonansi 1,5 GHz. Panjang Material yang Diuji (MUT) sedikit dikurangi menjadi

90 mm karena terdapat dua bagian yang menonjol pada konektor SMA untuk penyolderan di kedua port sensor yang difabrikasi.

2.2. Sensor Gelombang Mikro Untuk Karakterisasi Material

Permitivitas merupakan salah satu parameter kunci untuk menentukan karakteristik material berdasarkan sifat kelistrikkannya. Dengan kata lain, permitivitas adalah kemampuan suatu material untuk mentransmisikan atau menghantarkan medan listrik (Chakyar dkk., 2017). Oleh karena itu, penentuan karakteristik permitivitas material diperlukan dalam rekayasa gelombang mikro. Lebih lanjut, karakterisasi material berdasarkan permitivitas sangat penting untuk beberapa aplikasi, termasuk biomedis, industri pangan, dan industri farmasi. Umumnya, permitivitas Material Under Test (MUT) dapat diamati dan ditentukan menggunakan sensor gelombang mikro seperti cairan (Lee dkk., 2019; Zidane dkk., 2021), padatan (Rammah A. Alahnomi dkk., 2017; Kiani dkk., 2018), dan suhu (Ndoye dkk., 2017b; Abduljabar, Hamzah, dan Porch, 2018). Karakteristik dan permitivitas material dapat ditentukan dan diukur menggunakan sensor gelombang mikro dengan beberapa metode seperti resonator planar (Acevedo-Osorio, Reyes-Vera, dan Lobato-Morales, 2020), rongga (Caleffo dan Correria, 2018), dan pandu gelombang (Kapranov dan Kouzaev, 2019).

Resonator planar memiliki keunggulan desain yang ringkas, biaya produksi yang rendah, dan fabrikasi yang mudah (Muñoz-Enano dkk., 2020; Gulsu dkk., 2021). Untuk meningkatkan akurasi dan sensitivitas resonator planar, beberapa penelitian sebelumnya telah mengusulkan sensor gelombang mikro dengan sensitivitas dan akurasi tinggi menggunakan resonator cincin terbagi (SRR) (Saadat-Safa et al., 2019), resonator cincin terbagi komplementer (CSRR) (Yang et al., 2016), struktur interdigital (Yeo dan Lee, 2019a; Liu, Zhang dan Huang, 2021) pemandu gelombang terintegrasi substrat (Lobato-Morales et al., 2014; Ndoye et al., 2017a) dan mikrostrip (Sanders, Yao dan Huang, 2015).



Gambar 2.3 Sensor gelombang mikro diferensial untuk karakterisasi larutan Gliserol-Air (Ebrahimi et al., 2020)

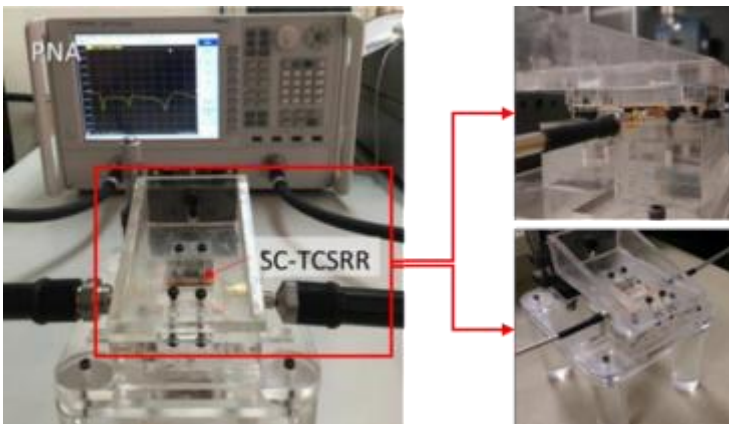
Umumnya, Material Under Test (MUT) yang dikarakterisasi oleh sensor gelombang mikro memiliki keterbatasan dalam hal jumlah dan waktu deteksi untuk sejumlah besar kuantitas. Untuk mendeteksi permitivitas dan karakteristiknya, MUT ditempatkan di atas permukaan resonator, yang juga dikenal sebagai metode perturbasi. Hal ini akan menyebabkan frekuensi resonansi resonator bergeser sesuai dengan permitivitas MUT.

Dalam (Kiani, Rezaei, dan Navaei, 2020), resonator mode ganda berbasis SRR diusulkan untuk mendeteksi dua jenis cairan yang berbeda. Resonator mode ganda yang beroperasi pada frekuensi 5,7 dan 7,8 GHz berhasil mendeteksi permitivitas etanol, glukosa, dan air suling. Resonator mode ganda yang beroperasi pada frekuensi 0,5 GHz dan 1,03 GHz telah dijelaskan untuk menghilangkan efek interferensi RH terhadap kelembapan untuk penginderaan kimia. Sensor mikrofluida resonator mode ganda telah diteliti untuk mendeteksi suhu dan berbagai cairan secara simultan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.3. Studi lain dilakukan untuk mendeteksi permitivitas MUT padat menggunakan sensor pita ganda dengan CSRR (Yang dkk., 2016) (Lee dan Yang, 2014), SRR (Al-Behadili dkk., 2020; Ebrahimi dkk., 2020), SRR bisimetris komplementer (Haq dkk., 2019), LC magnetik (Ebrahimi, Scott dan

Ghorbani, 2020a), dan resonator cincin garis mikrostrip (Lim, Kim dan Hong, 2018).

2.3. Sensor Gelombang Mikro Untuk Deteksi Kontak Dan Non-Kontak

Umumnya, MS digunakan untuk mendeteksi permitivitas (Kiani, Rezaei dan Navaei, 2020)(Bagci, Gulsu dan Akaoglu, 2022) dengan menempatkan material yang diuji pada permukaan area penginderaan sensor. Beberapa penelitian sebelumnya telah mengusulkan MS untuk mengkarakterisasi material padat dan cair menggunakan Complementary Split Ring Resonator (CSRR) (Rahman dkk., 2020)(Chen, Xu dan Yao, 2018), Split Ring Resonator (SRR) (Xu dkk., 2018)(Chakyar dkk., 2017), resonator induktor-kapasitor (LC) planar (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2018b), IDC (Gugliandolo dkk., 2021; Wang dkk., 2021), resonator cincin garis mikrostrip (Lim, Kim dan Hong, 2018), dan Substrate Integrated Waveguide (SIW) (Ndoye dkk., 2017b; Soltan, Sadeghzadeh dan Mohammad-Ali-Nezhad, 2022). Namun, struktur sensor sebelumnya masih menggunakan konfigurasi dua port sehingga memiliki kekurangan seperti boros sumber daya dan tidak dapat terhubung langsung ke perangkat nirkabel.



Gambar 2.12 Pengukuran non-kontak permitivitas kompleks dan ketebalan dengan menggunakan resonator planar (Yang et al., 2016)

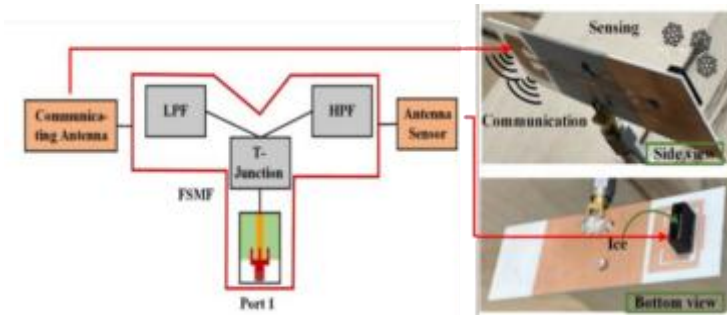
Lebih lanjut, MS dengan konfigurasi port tunggal juga telah diusulkan untuk mendeteksi permitivitas material padat menggunakan mikrostrip slot-loaded (Yeo dan Lee, 2019b) dan aperture coupling (Behdani et al., 2020). Keunggulan MS dengan port tunggal adalah memiliki karakteristik yang independen, struktur yang lebih sederhana, sumber daya yang lebih ekonomis, dan memiliki fungsi hibrida sebagai antena sehingga dapat digunakan untuk mengirimkan data menggunakan jaringan nirkabel. Umumnya, karakterisasi material menggunakan MS dilakukan dengan menempatkan MUT dalam kontak langsung sehingga dapat menurunkan kinerja sensor. Hal ini menyebabkan permukaan sensor berpotensi rusak akibat oksidasi dan korosi. Untuk mengatasi keterbatasan ini, deteksi non-kontak diusulkan sebagai solusi untuk membuat sensor lebih tahan lama, akurat, dan steril.

Deteksi non-kontak menggunakan MS dengan memanfaatkan medan listrik dan magnet dari resonator telah diusulkan untuk mengkarakterisasi beberapa material (Huang, Farahanipad dan Singh, 2017; Yao, Tong dan Cui, 2020; Li et al., 2022). Penelitian sebelumnya yang dilakukan oleh Yang et al. (2016) mengusulkan deteksi non-kontak untuk permitivitas kompleks dan ketebalan material padat menggunakan resonator cincin terpisah resonator komplementer rangkap tiga senyawa tunggal dengan celah maksimum 0,2 mm seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.12. Lebih lanjut, penelitian yang diusulkan oleh Ali et al. (2021) menjelaskan deteksi non-kontak untuk deteksi permitivitas dan ketebalan MUT untuk material padat menggunakan resonator kapasitor interdigital (IDC) dengan celah 0,3 mm. Namun, celah antara MUT dan sensor masih terbatas dan mengurangi kinerja dan sensitivitas sensor. Studi lain oleh Wu dan Wang (2023) mengusulkan deteksi non-kontak dengan antena berbasis array AMC untuk deteksi permitivitas air dan etanol dalam minyak. Lebih lanjut, penelitian yang dipresentasikan oleh Li dkk. (2022) mengusulkan AS aktif gelombang mikro untuk mendeteksi sifat cairan. Namun, proses pengukuran membutuhkan interogator antena untuk mendeteksi permitivitas MUT.

2.4. Sensor Gelombang Mikro Multifungsi

Umumnya, karakterisasi material padat dilakukan dengan mengamati permitivitas pada frekuensi tertentu (Rammah A. Alahnomi dkk., 2017; Muñoz-Enano dkk., 2020). Permitivitas berkaitan dengan kemampuan suatu material untuk menyimpan medan listrik dalam kondisi tertentu (Boybay dan Ramahi, 2012). Beberapa pendekatan telah diusulkan untuk menentukan permitivitas material padat, misalnya menggunakan sensor planar (Amyrul A. Mohd Bahar dkk., 2019) (Al-Behadili dkk., 2020), pandu gelombang (Ndoye dkk., 2017a; Lee dkk., 2019), dan kombinasi komponen elektronik aktif (Abdolrazzaghi dan Daneshmand, 2017; Abdolrazzaghi dkk., 2021). Sensor planar memiliki beberapa keunggulan, antara lain desain yang ringkas (Karimi, Arsalan, dan Shamim, 2019), biaya rendah, dan akurasi tinggi (Abduljabar, Hamzah, dan Porch, 2021). Namun, sensor ini memiliki fungsi yang terbatas, yaitu hanya mendeteksi permitivitas material yang diuji (MUT). Ke depannya, sensor multifungsi perlu diintegrasikan dengan perangkat berbasis internet-of-things, nirkabel, dan aplikasi lainnya (Aghoutane dkk., 2022; Najumunnisa dkk., 2022). Keterbatasan lainnya, jumlah material yang dapat dikarakterisasi secara simultan masih terbatas. Keunggulan karakterisasi simultan adalah dapat mendeteksi lebih dari satu material sehingga dapat mengurangi waktu yang dibutuhkan untuk mendeteksi material dalam jumlah besar.

Sensor permitivitas yang diusulkan sebelumnya (Armghan dkk., 2021; Wang dkk., 2021) menggunakan resonator dengan dua port sehingga tidak memungkinkan untuk berfungsi sebagai antena secara simultan. Beberapa penelitian sebelumnya telah memberikan solusi karakterisasi material simultan untuk menentukan permitivitas dan ketebalan menggunakan resonator cincin garis mikrostrip (Lim, Kim dan Hong, 2018), kapasitor interdigital (Yeo dan Lee, 2019a), dan struktur SRR mikrostrip (Lee dan Yang, 2014).



Gambar 2.13 Bidang penginderaan dan komunikasi sistem antenna fungsi ganda (Alam, Cheffena dan Rajo-Iglesias, 2022)

Lebih lanjut, deteksi permitivitas material padat juga diusulkan menggunakan resonator LC (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2018b) dan CSRR (Ansari, Jha dan Akhtar, 2015) menggunakan pendekatan frekuensi resonansi ganda dalam struktur sensor tunggal untuk membedakan permitivitas material yang diuji dan material referensi (Piekarz et al., 2017). Namun, sensor permitivitas yang diusulkan sebelumnya masih menggunakan resonator dengan dua port sehingga tidak memungkinkan untuk berfungsi sebagai antena dan sensor secara bersamaan. Untuk menghasilkan sensor permitivitas yang juga dapat berfungsi sebagai antena, resonator port tunggal dapat digunakan sebagai solusi. Penelitian sebelumnya yang disajikan dalam Yeo dan Lee (2019b) mengusulkan antena sebagai sensor permitivitas untuk material padat yang beroperasi pada frekuensi resonansi 2,5 GHz. Namun, penelitian ini hanya menghasilkan resonator yang bekerja pada frekuensi tunggal dan memiliki satu area penginderaan, sehingga tidak memungkinkan untuk menentukan permitivitas dua jenis MUT yang berbeda secara bersamaan.

Selain itu, penelitian yang dilakukan oleh Behdani dkk. (2020) mengusulkan fungsi hibrida resonator pita ganda dengan antena di mana frekuensi resonansi tertinggi digunakan sebagai sensor untuk mendeteksi permitivitas material padat dan frekuensi rendah digunakan sebagai antena untuk data transmisi lokal. Namun, sensor yang diusulkan sebelumnya hanya memiliki satu lokasi area penginderaan sehingga tidak dapat digunakan untuk menentukan

permitivitas dua jenis MUT secara bersamaan. Lebih lanjut, sensor dan antena digabungkan satu sama lain sehingga strukturnya lebih kompleks, dan fabrikasinya rumit. Selain itu, antena dan sensor tidak independen satu sama lain. Oleh karena itu, untuk menghasilkan sensor yang dapat menentukan permitivitas secara bersamaan, diperlukan struktur sensor yang beroperasi pada beberapa frekuensi resonansi yang berbeda, memiliki area penginderaan yang berbeda, dan memiliki karakteristik yang independen. Berdasarkan tinjauan literatur, sistem pembacaan nirkabel yang umumnya menuntut aplikasi adalah unit komunikasi dan penginderaan simultan untuk tag sensor RFID tanpa chip yang mengukur suhu, kelembapan, dan karakteristik lainnya, serta berkomunikasi dengan pembaca, secara bersamaan (Yeo dan Lee, 2019b). Selain itu, dalam Alam dan Cheffena (2022) antena/sensor gelombang mikro terintegrasi diusulkan untuk aplikasi penginderaan dan komunikasi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.13. Kemampuan fungsi ganda dari sistem yang diusulkan dicapai dengan mengintegrasikan sensor gelombang mikro dua port dan antena Wi-Fi dengan filter multipath selektif frekuensi (FSMF) yang baru. FSMF memastikan operasi sistem yang efisien dengan tidak memengaruhi bandwidth operasional antena komunikasi di hadapan material yang diuji (MUT) yang berbeda di atas sensor. Lebih lanjut, studi sebelumnya yang dipresentasikan oleh Alam, Cheffena, dan Rajo-Iglesias (2022) mengusulkan sistem antena komunikasi dan penginderaan dual-fungsi untuk deteksi akresi es secara real-time dalam sistem komunikasi nirkabel (misalnya, antena GPS jarak jauh, stasiun pangkalan, radome pesawat, sistem komunikasi seluler, antena penyiaran radio, dll.). Antena komunikasi pita tetap dari sistem dual-fungsi yang diusulkan diusulkan untuk aplikasi Wi-Fi pada 2,45 GHz, dan sensor antena pita sempit digunakan untuk deteksi es/air.

2.5. Pemetaan Posisi Riset Di Bidang Sensor Gelombang Mikro

Berdasarkan tinjauan pustaka, perkembangan terbaru sensor gelombang mikro dapat diidentifikasi berdasarkan beberapa kriteria,

termasuk frekuensi resonansi, jenis sampel, struktur resonator, jumlah port, jumlah area penginderaan, kinerja independen, teknik deteksi, dan juga multifungsi seperti perangkat lainnya.

Resonator planar pasif gelombang mikro dapat dirancang pada frekuensi operasi selektif apa pun untuk karakterisasi material sebagaimana dilaporkan dalam literatur, di mana resonator tersebut beroperasi pada frekuensi yang berbeda, yaitu 1,16 GHz (Abdolrazzaghi dkk., 2021), 2,00 GHz (Ebrahimi, Scott, dan Ghorbani, 2018b), 3,50 GHz dan 8,71 GHz (Haq dkk., 2019), 5,35 GHz dan 7,99 GHz (Armghan dkk., 2021), 9,54 GHz dan 12,34 GHz (Behdani dkk., 2020). Tabel 2.3 menunjukkan pemilihan frekuensi resonansi untuk sensor gelombang mikro berdasarkan penelitian sebelumnya.

Tabel 2.3 Frekuensi resonansi sensor gelombang mikro berdasarkan penelitian sebelumnya

Referensi	Frekuensi resonansi	Material
(Abdolrazzaghi et al., 2021)	1.16 GHz	Liquid
(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2018b)	2.00 GHz	Solid
(Haq et al., 2019)	3.50 GHz 8.71 GHz	Solid
(Armghan et al., 2021)	5.35 GHz 7.99 GHz	Solid
(Behdani et al., 2020)	9.54 GHz 12.34 GHz	Solid

Tabel 2.3 menunjukkan bahwa frekuensi resonansi yang digunakan untuk sensor gelombang mikro umumnya berada dalam rentang 1-12 GHz dengan jenis material yang dideteksi, termasuk material padat dan cair. Lebih lanjut, penelitian sebelumnya telah menjelaskan beberapa sensor gelombang mikro dengan berbagai lokasi area penginderaan berdasarkan topologi dan struktur resonator yang digunakan sebagai sensor. Tabel 2.4 menunjukkan topologi dan lokasi area penginderaan dari sensor gelombang mikro berdasarkan penelitian sebelumnya.

Tabel 2.4 Topologi sensor gelombang mikro berdasarkan penelitian sebelumnya

Referensi	Frekuensi resonansi	Material	Dimensi sampel	Rentang permitivitas
(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2018b)	2.00 GHz	Liquid	(10 x 10 x 1.6) mm ³	2.2 - 10.2
(Haq et al., 2019)	3.50 GHz 8.71 GHz	Solid	(10 x 10 x 1) mm ³	1 - 16.5
(Armghan et al., 2021)	5.35 GHz 7.99 GHz	Solid	(20 x 15 x 1) mm ³	1 - 12
(Armghan et al., 2021)	5.35 GHz 7.99 GHz	Solid	(5 x 5 x 0.508) mm ³	1 - 12.85
(Behdani et al., 2020)	9.54 GHz 12.34 GHz	Solid	(10 x 10 x 1.6) mm ³	2.2 - 10.2

Berdasarkan Tabel 2.5, dimensi material padat yang digunakan pada penelitian sebelumnya adalah simetris dengan rentang 5 mm - 20 mm dengan rentang permitivitas 1 - 12. Lebih lanjut, penelitian sebelumnya mengusulkan sensor gelombang mikro menggunakan SRR (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2018a), CSRR (Ansari, Jha dan Akhtar, 2015), CBSRR (Haq et al., 2019), SSRR dengan spur line (Rammah Ali Alahnomi et al., 2017), CSRR (Armghan et al., 2021) dan kapasitor interdigital (Wang et al., 2021) untuk mengkarakterisasi material padat dalam rentang permitivitas 1 - 12,9. Sampel ditempatkan di celah resonator yang merupakan area penginderaan dengan medan listrik tertinggi. Namun, sensor hanya mendeteksi material tunggal sehingga tidak dapat digunakan untuk mendeteksi dua jenis sampel yang berbeda secara independen. Selain itu, struktur sensor yang diusulkan menggunakan dua port, sehingga mustahil berfungsi sebagai antena. Lebih lanjut, penelitian lain telah mengusulkan sensor gelombang mikro menggunakan resonator LC magnetik (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2020a) dan resonator cincin garis mikrostrip (Lim, Kim dan Hong, 2018) untuk mengkarakterisasi material padat dalam rentang permitivitas 1 - 10,7.

Sensor yang diusulkan beroperasi dalam multiband. Namun, setiap area penginderaan berdasarkan frekuensi resonansi tidak independen satu sama lain, sehingga tidak dapat digunakan untuk mengkarakterisasi dua jenis material yang berbeda secara bersamaan.

Penelitian lain menjelaskan sensor gelombang mikro untuk karakterisasi independen material cair dan material padat menggunakan SRR aktif ganda (Abdolrazzaghi dan Daneshmand, 2017) dan resonator LC (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2018b) dengan dua area penginderaan yang berbeda. Namun, strukturnya menggunakan dua port dan didedikasikan hanya untuk sensor gelombang mikro sehingga tidak dapat dibuktikan sebagai antenna. Selain itu, sampel ditempatkan secara langsung sehingga dapat bersifat korosif dan merusak permukaan resonator. Di sisi lain, sensor gelombang mikro dengan deteksi non-kontak berbasis SC-TCSR (Yang dkk., 2016) diusulkan untuk mendeteksi permitivitas dan ketebalan material padat. Sampel ditempatkan di area penginderaan sensor dan dipisahkan oleh celah udara 2 mm. Namun, penelitian ini hanya ditujukan sebagai sensor non-kontak dan tidak dapat dibuktikan sebagai antenna.

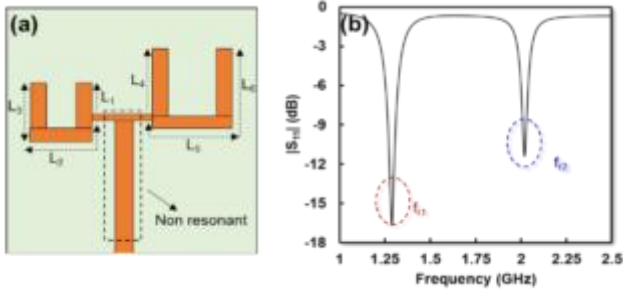
Lebih lanjut, sensor gelombang mikro multifungsi sebagai antenna telah dijelaskan untuk mengkarakterisasi material es (Alam, Cheffena, dan Rajo-Iglesias, 2022). Sensor dan antenna dipisahkan menggunakan FMSF, di mana frekuensi rendah digunakan sebagai antenna dan frekuensi tinggi digunakan sebagai sensor. Lebih lanjut, penelitian sebelumnya (Behdani dkk., 2020) mengusulkan resonator multilapis untuk sensor gelombang mikro dan antenna untuk transmisi data. Namun, keterbatasan penelitian ini adalah sensor hanya memiliki satu lokasi area penginderaan sehingga tidak dapat digunakan untuk mengkarakterisasi dua jenis material yang berbeda secara bersamaan.

penempatan MUT untuk karakterisasi independen. Pembahasan dilanjutkan dengan pengamatan kinerja sensor, termasuk akurasi, sensitivitas, dan korelasi setiap frekuensi resonansi saat mengkarakterisasi dua jenis sampel dengan permitivitas berbeda secara bersamaan. Pembahasan terakhir bab ini adalah validasi kinerja sensor yang diusulkan melalui proses pengukuran dan perbandingannya dengan penelitian yang sudah ada untuk menunjukkan kebaruan penelitian yang diusulkan.

Dalam bab ini, metode planar digunakan untuk mendeteksi permitivitas MUT dengan menempatkan sampel pada permukaan resonator yang memiliki konsentrasi medan listrik tinggi. Sampel yang digunakan adalah material padat yang permitivitasnya telah diketahui dengan dimensi yang telah ditentukan. Parameter yang diamati adalah frekuensi resonansi dan koefisien refleksi resonator sebelum dan sesudah MUT dibebani. Fokus penelitian ini adalah menghasilkan sensor gelombang mikro yang memiliki karakteristik independen dengan lokasi area penginderaan yang berbeda sehingga dapat mendeteksi permitivitas dua jenis sampel yang berbeda secara bersamaan.

3.2. Desain Dan Simulasi Resonator Ganda Bentuk U

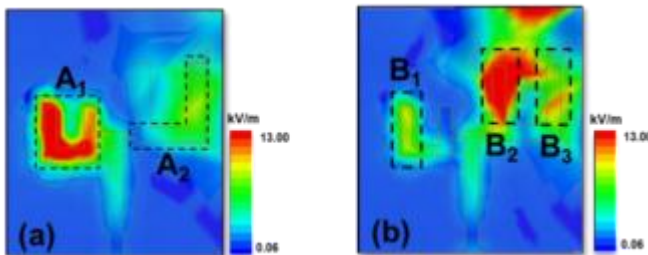
Perancangan dan simulasi resonator berbentuk U dilakukan menggunakan HFSS 15.0 sedangkan rangkaian ekivalennya menggunakan AWR 2009. Tahapan dan proses simulasi dijelaskan pada subbab berikutnya. Resonator ganda berbentuk U terdiri dari dua pasang resonator berbentuk U yang terhubung ke saluran transmisi. Resonator ini dirancang untuk beroperasi pada frekuensi $f_{r1} = 1,21$ GHz dan $f_{r2} = 2,09$ GHz. Struktur dan hasil simulasi resonator ganda berbentuk U ditunjukkan pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 (a) Desain resonator ganda bentuk U, (b) Hasil simulasi S_{11} resonator ganda bentuk U

Gambar 3.1 (a) menunjukkan struktur resonator ganda berbentuk U yang direpresentasikan oleh panjang (L) masing-masing resonator. Resonator pertama direpresentasikan oleh L_1 , L_2 , dan L_3 , sedangkan resonator kedua direpresentasikan oleh L_4 , L_5 , dan L_6 . Kedua resonator dihubungkan oleh sebuah T-stub yang berfungsi sebagai pembagi daya non-resonansi. Lebih lanjut, Gambar 4.1 (b) menunjukkan bahwa resonator yang diusulkan beroperasi pada dua frekuensi resonansi, yaitu $f_{r1} = 1,29$ GHz dan $f_{r2} = 2,01$ GHz dengan S_{11} masing-masing sebesar $-16,67$ dB dan $-11,04$ dB.

Konsentrasi medan listrik kedua resonator disimulasikan menggunakan HFSS 15.0 berdasarkan frekuensi resonansinya masing-masing. Hasil simulasi konsentrasi medan listrik resonator ganda berbentuk U pada f_{r1} dan f_{r2} ditunjukkan pada Gambar 3.2.

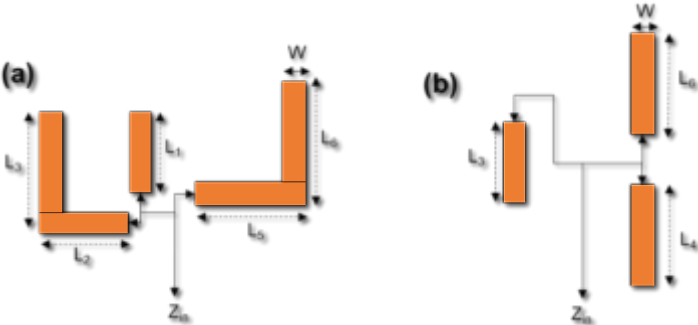


Gambar 3.2 (a) Desain resonator ganda bentuk U, (b) Hasil simulasi S_{11} resonator ganda bentuk U

Gambar 3.2 menunjukkan bahwa konsentrasi medan listrik resonator berada di lokasi yang berbeda berdasarkan frekuensi

resonansinya masing-masing. Gambar 3.2 (a) menunjukkan bahwa konsentrasi medan listrik untuk $f_{r1}=1,29$ GHz berada di dua lokasi berbeda yang merujuk pada A_1 dan A_2 , sementara untuk $f_{r2}=2,01$ GHz berada di tiga lokasi berbeda yang merujuk pada B_1 , B_2 , dan B_3 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.2 (b). Temuan ini menunjukkan bahwa kedua resonator bekerja sama untuk menghasilkan frekuensi resonansi resonator. Oleh karena itu, frekuensi resonansi resonator dapat ditentukan berdasarkan model saluran transmisi.

Frekuensi resonansi resonator elektromagnetik berkaitan dengan kuat medan listrik di dalam elemen kapasitif. Medan listrik di dalam kapasitor berbanding lurus dengan tegangan di seluruh pelatnya dan berbanding terbalik dengan jarak di antara keduanya. Oleh karena itu, frekuensi resonansi resonator ganda berbentuk U dapat ditentukan berdasarkan panjang lengan masing-masing resonator yang memiliki konsentrasi medan listrik tinggi, mengacu pada Gambar 3.2 (a) dan Gambar 3.2 (b). Model saluran transmisi kedua resonator berdasarkan lengan resonator dengan konsentrasi medan listrik tertinggi ditunjukkan pada Gambar 3.3 (a) dan Gambar 3.3 (b).



Gambar 3.3 Model saluran transmisi resonator yang diusulkan; (a) resonator ke-1, (b) resonator ke-2

Berdasarkan proses perhitungan menggunakan persamaan saluran mikrostrip, lebar saluran mikrostrip (Wz) dengan impedansi 50Ω resonator dapat ditentukan sebagai berikut:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

$$B = \frac{(377)(3.14)}{2(50)\sqrt{4.3}} = 5.72$$

$$W_z = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (3.2)$$

$$W_z = \frac{2}{3.14} \left[(5.72) - 1 - \ln(10.44 - 1) + \frac{4.3 - 1}{2(4.3)} \left\{ \ln(5.72 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.3} \right\} \right] = 3.1 \text{ mm}$$

Berdasarkan perhitungan, lebar saluran mikrostrip (W_z) adalah 3,1 mm dengan impedansi (Z_0) 50 Ohm. Lebar dan panjang lengan resonator diperoleh dari proses optimasi menggunakan perangkat lunak simulasi elektromagnetik yang merepresentasikan frekuensi resonansi resonator seperti yang ditunjukkan pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Dimensi lengan resonator yang diusulkan yang dioptimalkan

Parameter	Dimensi (mm)
L_1	10
L_2	11
L_3	10
L_4	15
L_5	15
L_6	15
w	2.5
L_1	10

Selanjutnya frekuensi resonansi masing-masing resonator dapat ditentukan berdasarkan persamaan sebagai berikut:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{1.6}{2.5} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{1.6}{2.5} \right]^{-\frac{1}{2}} = 3.32$$

$$f_{r1} = \frac{1 (3 \times 10^8)}{2(L_1 + L_2 + L_3 + L_5 + L_6) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

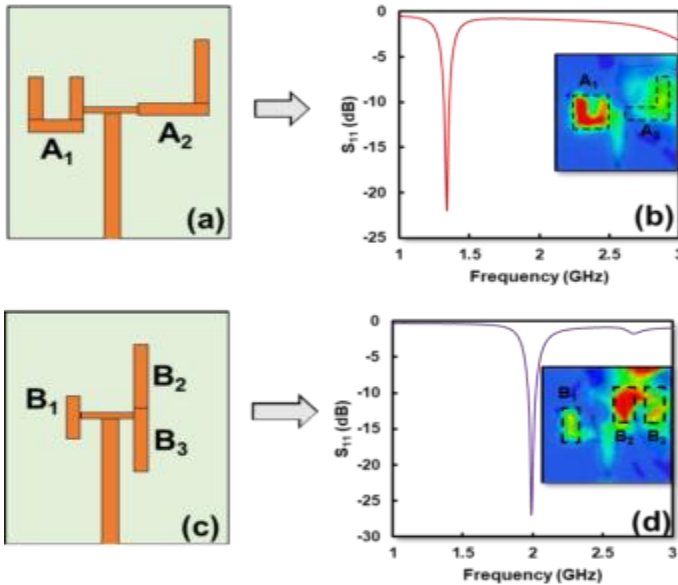
$$f_{r1} = \frac{1 (3 \times 10^8)}{2(10 + 11 + 10 + 15 + 15)\sqrt{3.32}} = 1.35 \text{ GHz}$$

$$f_{r2} = \frac{1 (3 \times 10^8)}{2(L_3 + L_6 + L_4)\sqrt{3.28}} \quad (3.5)$$

$$f_{r2} = \frac{1 (3 \times 10^8)}{2(10 + 15 + 15)\sqrt{3.32}} = 2.06 \text{ GHz}$$

Untuk memvalidasi perhitungan, simulasi dengan perangkat lunak simulasi EM diusulkan untuk mengamati frekuensi resonansi dan kinerja resonator. Frekuensi resonansi setiap resonator dapat dimodelkan dan disimulasikan menggunakan simulasi EM berdasarkan lengan resonator dengan konsentrasi medan listrik tertinggi (lihat Gambar 3.3 (a) dan Gambar 3.3 (b)). Gambar 3.4 menunjukkan hasil simulasi yang merepresentasikan frekuensi resonansi resonator yang diusulkan.

Gambar 3.4 (a) menunjukkan hasil simulasi resonator pertama dengan A_1 dan A_2 yang beroperasi pada frekuensi resonansi 1,34 GHz, sementara resonator kedua dengan B_1 , B_2 , dan B_3 beroperasi pada frekuensi resonansi 2,01 GHz seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.4 (b). Lebih lanjut, hasil ini menunjukkan bahwa hasil simulasi menggunakan perangkat lunak simulasi EM sejalan dengan perhitungan di mana resonator beroperasi pada frekuensi ganda sekitar 1,3 GHz dan 2 GHz. Temuan ini menunjukkan bahwa pendekatan saluran transmisi dapat digunakan untuk menentukan frekuensi resonansi resonator ganda berbentuk U.

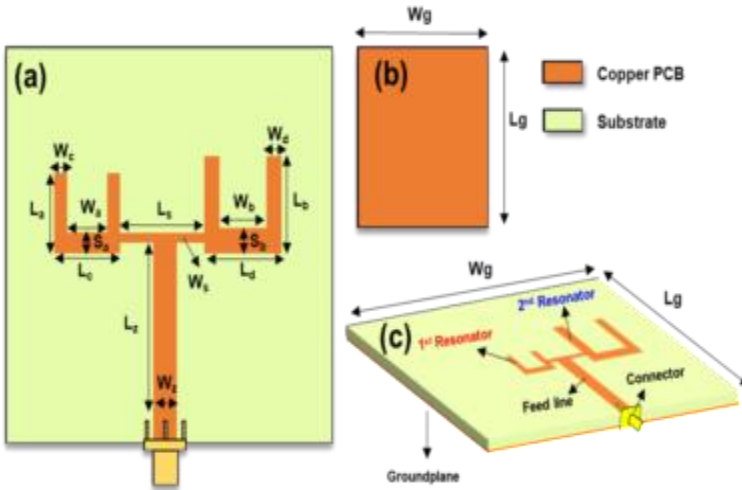


Gambar 3.4 Hasil simulasi S_{11} menggunakan model saluran transmisi; (a) resonator 1 GHz, (b) resonator 2 GHz

Gambar 3.4 (a) menunjukkan hasil simulasi resonator pertama dengan A_1 dan A_2 yang beroperasi pada frekuensi resonansi 1,34 GHz, sementara resonator kedua dengan B_1 , B_2 , dan B_3 beroperasi pada frekuensi resonansi 2,01 GHz seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.4 (b). Lebih lanjut, hasil ini menunjukkan bahwa hasil simulasi menggunakan perangkat lunak simulasi EM sejalan dengan perhitungan di mana resonator beroperasi pada frekuensi ganda sekitar 1,3 GHz dan 2 GHz. Temuan ini menunjukkan bahwa pendekatan saluran transmisi dapat digunakan untuk menentukan frekuensi resonansi resonator ganda berbentuk U.

3.3. Struktur Resonator Berbentuk U Ganda Dengan Port Tunggal

Sensor yang diusulkan dirancang berdasarkan substrat FR4 dengan konstanta dielektrik (ϵ_r) 4,3, kehilangan tan ($\tan \delta$) 0,0265, dan ketebalan (h) 1,6 mm.



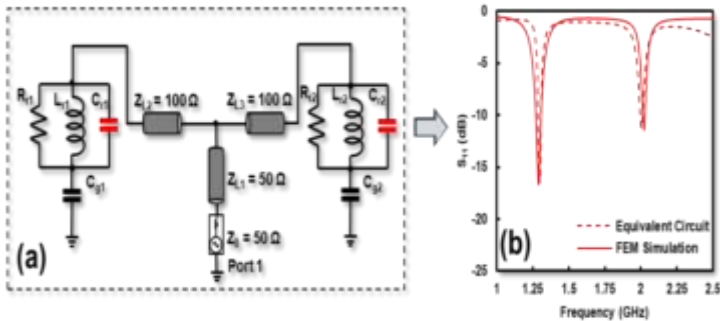
Gambar 3.5 Struktur resonator berbentuk U ganda; (a) dari tampilan depan (b) dari tampilan belakang (c) dari tampilan perspektif

Sensor ini terdiri dari dua resonator berbentuk U yang dihubungkan oleh saluran mikrostrip ($Z_{L1} = 50 \text{ Ohm}$) dan pembagi daya ($Z_{L2} = Z_{L3} = 100 \text{ Ohm}$) untuk kedua resonator tersebut. Dimensi sensor yang diusulkan adalah $50 \text{ mm} \times 50 \text{ mm} \times 1,6 \text{ mm}$ dengan struktur desain yang ditunjukkan pada Gambar 3.5 (a), Gambar 3.5 (b). Selain itu, keduanya terhubung ke port 1, yang merupakan konektor SMA dengan impedansi $Z_o = 50 \Omega$ menggunakan saluran umpan mikrostrip seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.5 (c). Dimensi keseluruhan yang dioptimalkan dari sensor yang diusulkan dengan dua resonator berbentuk U ditunjukkan pada Tabel 3.2.

Tabel 3.2 Dimensi lengan resonator yang diusulkan yang dioptimalkan

Parameter	Dimensi (mm)	Parameter	Dimensi (mm)
W_g	50 mm	L_g	50 mm
W_a	6 mm	L_a	10 mm
W_b	9 mm	L_b	15 mm
W_c	2.5 mm	L_c	11 mm
W_d	3 mm	L_d	15 mm
W_z	3 mm	L_z	24 mm
W_s	1 mm	L_s	9 mm
S_a	2 mm	S_b	3 mm

Berdasarkan hasil simulasi menggunakan HFSS 15.0, masing-masing resonator beroperasi pada frekuensi resonansi yang berbeda, di mana resonator pertama beroperasi pada $f_{r1} = 1,290$ GHz, dan resonator kedua beroperasi pada $f_{r2} = 2,020$ GHz. Selanjutnya, Gambar 3.6 menunjukkan model rangkaian beserta nilai impedansi dan komponen R_r , L_r , dan C_r dari resonator yang diusulkan menggunakan AWR 2009. Berdasarkan Gambar 3.6 (a), resonator pertama ditunjukkan oleh $R_{r1} = 8,45 \Omega$, $C_{r1} = 0,99$ pF, dan $L_{r1} = 19,90$ nH, sedangkan resonator kedua ditunjukkan oleh $R_{r2} = 9,175 \Omega$, $C_{r2} = 2,71$ pF, dan $L_{r2} = 88$ nH. Untuk mencegah korsleting antara port 1 dan kedua resonator, $C_{g1} = 0,987$ pF dan $C_{g2} = 2,71$ pF ditambahkan ke dalam model. Selanjutnya, pembagi daya dimodelkan menggunakan saluran transmisi dengan impedansi Z_{L2} dan Z_{L3} yang juga digunakan sebagai pencocokan impedansi antara impedansi konektor yang terhubung dengan port 1 (Z_0) dan impedansi resonator.



Gambar 3.6 Model rangkaian ekivalen resonator berbentuk U ganda, (b) Hasil simulasi EQC vs FEM

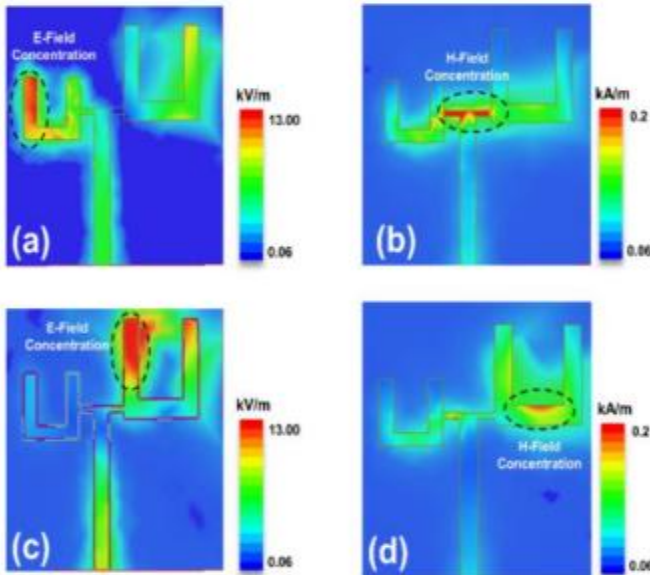
Berdasarkan simulasi menggunakan model rangkaian ekivalen, resonator beroperasi pada frekuensi $f_{r1} = 1,29$ GHz dan $f_{r2} = 2,04$ GHz. Temuan ini menunjukkan bahwa rangkaian ekivalen dapat digunakan untuk merepresentasikan resonator yang diusulkan dan beroperasi pada frekuensi sekitar 1,2 dan 2 GHz.

Lebih lanjut, Gambar 3.6 (b) menunjukkan perbandingan simulasi berdasarkan Model Elemen Hingga (FEM) dan model rangkaian ekivalen. Terlihat jelas bahwa hasil eksperimen yang

diperoleh menunjukkan kesesuaian yang baik antara model elemen dan simulasi EM gelombang penuh.

3.4. Lokasi Potensial Area Penginderaan

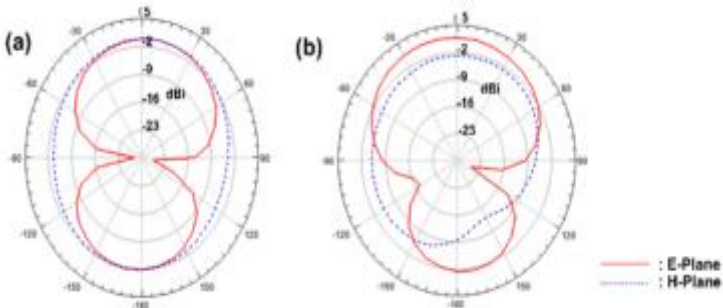
Daerah penginderaan resonator merupakan area dengan konsentrasi medan-E yang tinggi. Medan listrik akan berkaitan dengan kapasitansi, sedangkan medan magnet berkaitan dengan induktansi resonator. Untuk mengamati dan menentukan medan-E dan medan-H resonator berbentuk U, simulasi dilakukan menggunakan HFSS 15.0. Frekuensi resonansi yang digunakan adalah $f_{r1} = 1,290$ GHz dan $f_{r2} = 2,020$ GHz untuk masing-masing resonator seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7.



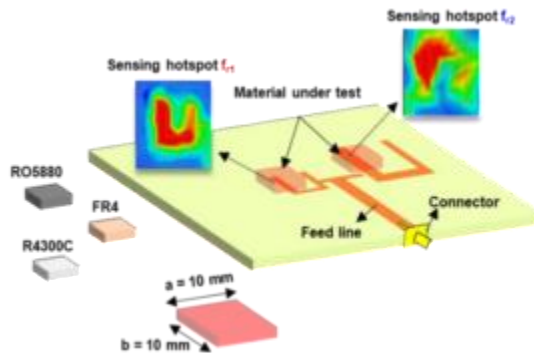
Gambar 3.7 Simulasi medan-E dan medan-H pada $f_{r1} = 1,290$ GHz dan $f_{r2} = 2,020$ GHz (a) Medan-E pada f_{r1} (b) Medan-H pada f_{r1} (c) Medan-E pada f_{r2} (d) Medan-H pada f_{r2}

Gambar 3.7 menunjukkan bahwa setiap resonator memiliki area E-Field dan H-field yang berbeda pada f_{r1} dan f_{r2} . E-field tersimpan di lengan kiri resonator ke-1 dan ke-2 masing-masing pada $f_{r1} = 1,290$ GHz dan $f_{r2} = 2,020$ GHz, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7 (a) dan Gambar 3.7 (c). Namun, H-field kedua resonator

telah menghilang dan berada di area yang berbeda seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7(b) dan Gambar 3.7(d).



Gambar 3.8 Simulasi medan-E dan medan-H pada $f_{r1} = 1,290$ GHz dan $f_{r2} = 2,020$ GHz (a) Medan-E pada f_{r1} (b) Medan-H pada f_{r1} (c) Medan-E pada f_{r2} (d) Medan-H pada f_{r2}



Gambar 3.9 Material penempatan yang diuji pada resonator ke-1 dan ke-2

Lebih lanjut, pola radiasi resonator pada kedua frekuensi resonansi ditunjukkan pada Gambar 3.8 (a) dan Gambar 3.8 (b) di mana $f_{r1} = 1,290$ GHz dan $f_{r2} = 2,020$ GHz dengan tingkat daya masukan 1 Watt. Hal ini menunjukkan bahwa kedua resonator memancarkan gelombang pada frekuensi resonansi dalam bidang-E (penanda merah) dan bidang-H (penanda biru). Area penginderaan dengan Medan-E yang kuat dari resonator pertama dengan $f_{r1} = 1,290$ GHz berada di sekitar tepi kiri, sedangkan resonator kedua dengan $f_{r2} = 2,020$ GHz berada di sekitar tepi atas setiap resonator berbentuk U seperti yang disebutkan pada Gambar 3.7. Oleh karena itu, untuk mendeteksi permitivitas secara independen, MUT dapat

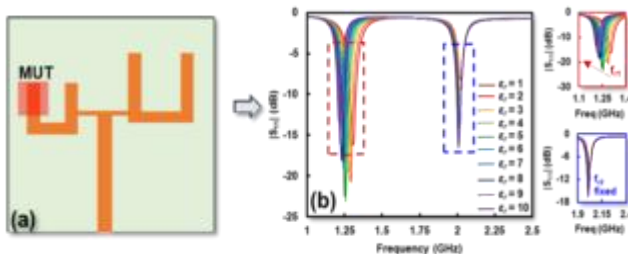
ditempatkan pada area penginderaan yang terletak di lengan kiri resonator berbentuk U seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.9.

3.5. Hasil Simulasi Dari Skenario Penempatan MUT

Simulasi menggunakan HFSS dilakukan dengan menempatkan MUT di area penginderaan masing-masing resonator untuk menunjukkan kinerja sensor yang diusulkan. Frekuensi resonansi dan koefisien refleksi resonator diamati sebelum dan sesudah pemuatan MUT. Proses simulasi dilakukan dalam dua skenario berbeda:

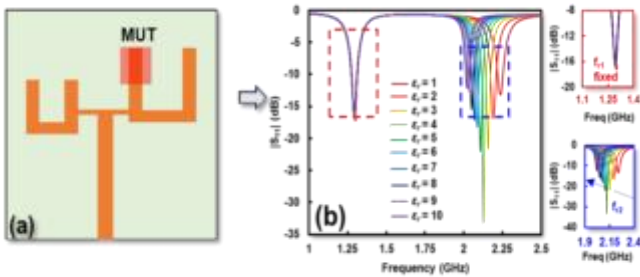
1. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-1 saat resonator ke-2 tidak diberi muatan.
2. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-2 saat resonator ke-1 tidak diberi muatan.

Gambar 3.10 (a) menunjukkan respons frekuensi resonansi resonator ke-1 (f_{r1}) ketika MUT dibebani dengan permitivitas 1 – 10, sedangkan resonator ke-2 tidak dibebani sebagaimana disebutkan pada skenario (1). Dimensi MUT yang digunakan adalah 10 mm x 10 mm dengan ketebalan 1,6 mm. Hasil simulasi menunjukkan bahwa frekuensi resonansi resonator ke-1 (f_{r1}) berpindah ke frekuensi yang lebih rendah sejalan dengan perubahan permitivitas MUT dari 1,300 GHz menjadi 1,220 GHz sebagaimana ditunjukkan pada Gambar 3.10 (b). Permitivitas MUT yang tinggi menyebabkan frekuensi resonansi resonator bergeser. Dengan kata lain, frekuensi resonansi bergeser ke frekuensi yang lebih rendah. Namun, frekuensi resonansi resonator ke-2 (f_{r2}) bergeser tetapi tidak signifikan antara 2,010 GHz dan 2,030 GHz.



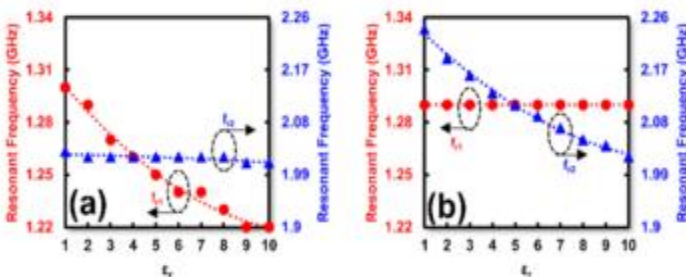
Gambar 3.10 (a) Penempatan MUT untuk skenario (1), (b) respon frekuensi resonansi resonator yang diusulkan selama skenario (1)

Selanjutnya simulasi dan respon frekuensi pada skenario (2) ditunjukkan pada Gambar 3.11 (a) dan Gambar 3.11 (b). Gambar 3.11 (a) menunjukkan bahwa MUT ditempatkan di area penginderaan resonator ke-2 sementara resonator ke-1 tidak diberi beban. Lebih lanjut, Gambar 3.11 (b) menunjukkan simulasi resonator ke-2 ketika MUT diberi beban dengan permitivitas 1 hingga 10 sementara resonator ke-1 tidak diberi beban (vakum). Berdasarkan simulasi, f_{r2} bergeser dari 2,240 GHz menjadi 2,020 GHz secara berurutan ketika MUT diberi beban pada resonator ke-2, sementara untuk f_{r1} , frekuensinya tetap pada 1,290 GHz. Terlihat jelas bahwa frekuensi resonansi resonator ke-2 (f_{r2}) bergeser ke frekuensi yang lebih rendah seiring dengan peningkatan permitivitas MUT, sementara untuk frekuensi resonator ke-1 (f_{r1}) tetap.



Gambar 3.11 (a) Penempatan MUT untuk skenario (2), (b) respon frekuensi resonansi resonator yang diusulkan selama skenario (2)

Korelasi antara f_{r1} dan f_{r2} ketika MUT dimuat selama skenario (1) dan skenario (2) ditunjukkan pada Gambar 3.12 (a) dan Gambar 3.12 (b).



Gambar 3.12 Korelasi f_{r1} dan f_{r2} ; (a) pada skenario (1), (b) pada skenario (2)

Δf , sensitivitas dan sensitivitas ternormalisasi (NS) dari resonator dapat ditentukan dengan membandingkan perbedaan antara frekuensi resonansi permitivitas terendah dan tertinggi dari MUT berdasarkan persamaan dibawah ini:

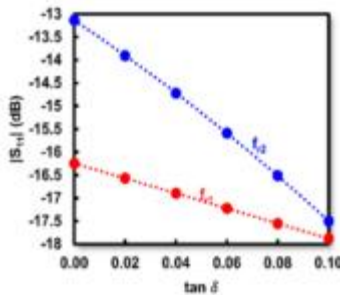
$$\Delta f = f_{\text{unloaded}} - f_{\text{loaded}} \quad (3.6)$$

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon_r} = \frac{(f_{\text{unloaded}} - f_{\text{loaded}})}{\epsilon_r (\text{MUT}) - \epsilon_r (\text{Reference})} \quad (3.7)$$

$$NS = \frac{1}{\Delta \epsilon_r} \left(\frac{f_{\text{unloaded}} - f_{\text{loaded}}}{f_{\text{unloaded}}} \right) \% \quad (3.8)$$

Dimana Δf mewakili selisih frekuensi resonansi sebelum (f tanpa beban) dan setelah MUT diberi beban (f berbeban), sementara $\Delta \epsilon_r$ adalah selisih permitivitas antara sampel referensi dan sampel terukur. Umumnya, permitivitas referensi yang digunakan adalah vakum dengan $\epsilon_r = 1$ seperti yang dijelaskan dalam (Ebrahimi, Scott, dan Ghorbani, 2018a).

Hasil simulasi menunjukkan bahwa resonator ke-1 dan ke-2 memiliki Δf masing-masing sebesar 0,08 GHz dan 0,22 GHz. Δf resonator ke-2 lebih tinggi daripada resonator ke-1 karena karakteristik frekuensi resonansi yang tinggi, yang lebih sensitif terhadap variasi kecil dalam permitivitas MUT, seperti yang dijelaskan dalam (Armghan dkk., 2021).



Gambar 3.13 Korelasi f_{r1} dan f_{r2} dengan variasi $\tan \delta$

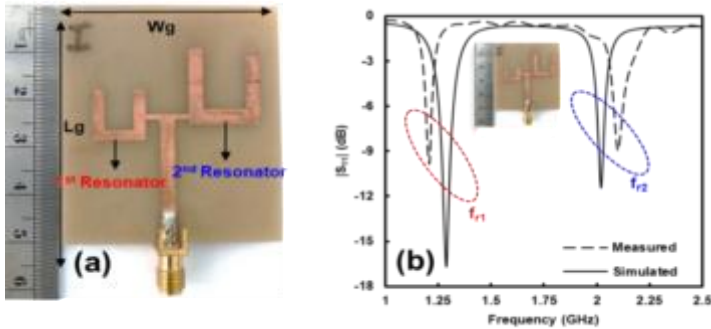
Lebih lanjut, Gambar 3.13 menunjukkan pengaruh $\tan \delta$ terhadap koefisien refleksi resonator ke-1 dan ke-2, masing-masing. Terlihat jelas bahwa koefisien refleksi resonator menjadi lebih rendah sejalan dengan peningkatan $\tan \delta$ MUT.

Perubahan koefisien refleksi pada f_{r2} lebih tinggi, dari -13 dB menjadi -17,5 dB, dibandingkan dengan f_{r1} , yang berkisar antara -16,3 dB hingga -18 dB. Perlu disebutkan bahwa MUT ini diasumsikan memiliki rugi-rugi rendah, sehingga tangen rugi-rugi dari 0 menjadi 0,1 (Haq dkk., 2019) dapat meningkatkannya. Rugi-rugi dielektrik dari MUT memengaruhi lebar pita atau faktor kualitas karakteristik S_{11} dari resonator (Armghan dkk., 2021).

3.6. Pembuatan Dan Pengukuran Resonator Ganda Berbentuk U

Pengukuran dilakukan menggunakan Keysight Field Fox Network Analyzer (NA) N9915A dengan rentang frekuensi 1 GHz - 2,5 GHz dan frekuensi sapuan 0,01 GHz untuk memvalidasi kinerja sensor yang diusulkan. Sensor yang diusulkan dihubungkan ke Network Analyzer menggunakan kabel koaksial dengan impedansi 50 Ω . Pengukuran dilakukan di ruangan tertutup bersuhu 25°C dengan pengukuran tiga kali lipat dalam satu siklus untuk memastikan pengulangan jangka pendek. Pengukuran berulang memberikan hasil yang tepat dari nilai data rata-rata (\bar{x}) dan menunjukkan hasil yang konsisten untuk kedua resonator.

Gambar 3.14(a) menunjukkan hasil fabrikasi resonator yang diusulkan, sementara perbandingan hasil pengukuran dan simulasi sensor yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 3.14 (b). Terlihat jelas bahwa hasil pengukuran dari resonator memiliki karakteristik yang sama dengan hasil simulasi, yaitu dual band. Namun, masih terdapat pergeseran frekuensi sebesar 3,7% dan 3,8% untuk setiap frekuensi resonansi pada resonator antara hasil simulasi dan pengukuran, hal ini disebabkan oleh variasi permitivitas pada substrat, yaitu rentang ϵ_r adalah 4,25 - 4,35 dan juga kesalahan selama proses fabrikasi. Berdasarkan hasil pengukuran diperoleh $f_{r1} = 1.200$ GHz dan $f_{r2} = 2.100$ GHz untuk setiap resonator.

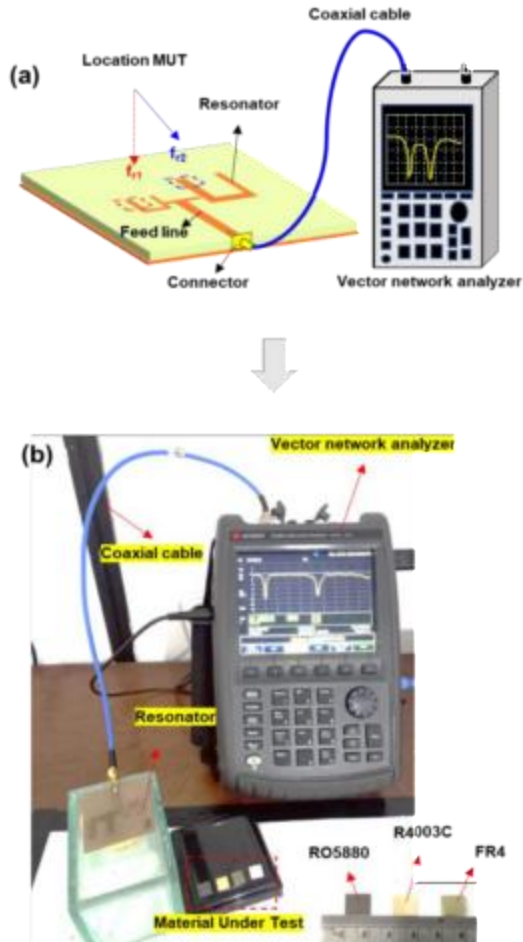


Gambar 3.14 (a) Hasil fabrikasi resonator usulan, (b) perbandingan hasil simulasi dan pengukuran resonator usulan

Ilustrasi pengaturan pengukuran sensor yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 3.15 (a), sementara ikhtisar proses pengukuran langsung ditunjukkan pada Gambar 3.15 (b). Dalam penelitian ini, pengukuran dilakukan dalam dua skenario berbeda:

1. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-1 saat resonator ke-2 tidak diberi muatan.
2. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-2 saat resonator ke-1 tidak diberi muatan.

Selanjutnya, frekuensi resonansi setiap resonator diamati menggunakan Network Analyzer setelah MUT dimuat pada masing-masing resonator. Berdasarkan teori, frekuensi resonansi akan bergeser setelah MUT dimuat, sebagaimana dijelaskan dalam (Rammah Ali Alahnomi dkk., 2017).

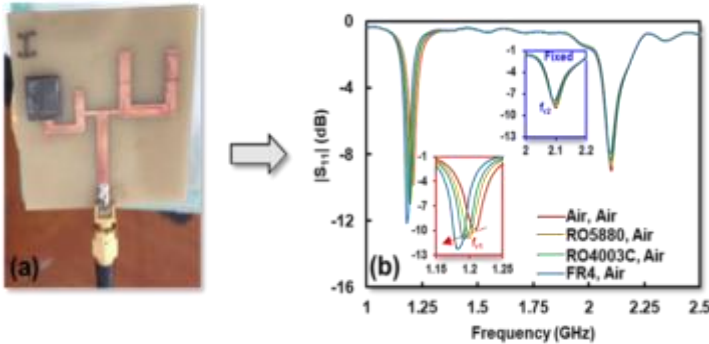


Gambar 3.15 (a) Pengaturan pengukuran (b) Foto proses pengukuran

Dalam penelitian ini, tiga jenis material standar dengan permitivitas yang diketahui digunakan sebagai MUT adalah RO5880, RO4003C, dan FR4. RO5880 memiliki permitivitas 2,2, kehilangan $\tan(\delta)$ 0,0009, dan ketebalan 1,57 mm. RO4003C memiliki permitivitas 3,38, kehilangan $\tan(\delta)$ 0,0028, dan ketebalan 1,57 mm. Sedangkan untuk FR4, permitivitas 4,3, kehilangan $\tan(\delta)$ 0,0265, dan ketebalan 1,6 mm. Dimensi MUT yang terpasang pada resonator adalah 10 mm x 10 mm x 1,6 mm dan ditempatkan di area

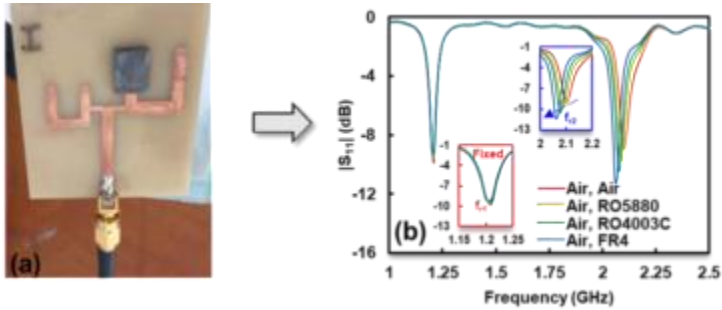
penginderaan masing-masing resonator secara terpisah sebagaimana dijelaskan pada Gambar 3.10 dan Gambar 3.11.

Gambar 3.16 (a) menunjukkan hasil pengukuran frekuensi resonansi pada skenario (1) dimana MUT dimuat di atas resonator 1 dan resonator 2 tidak dimuat.



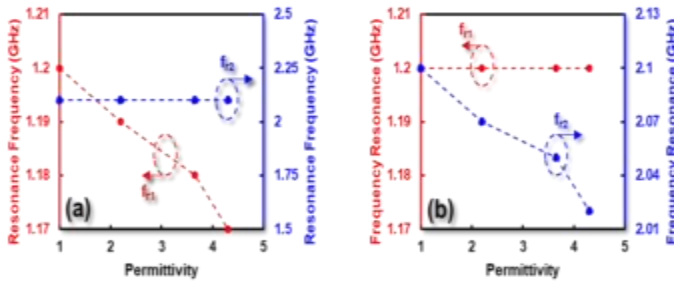
Gambar 3.16 (a) Pengukuran berdasarkan skenario (1), (b) respon frekuensi resonansi resonator yang diusulkan selama skenario (1)

Frekuensi resonansi resonator pertama bergeser ke frekuensi yang lebih rendah seiring dengan peningkatan permitivitas MUT, sementara frekuensi resonator kedua tetap. Frekuensi resonansi resonator pertama (f_{r1}) bergeser dari 1,200 GHz menjadi 1,190 GHz untuk RO5880 dan 1,180 GHz untuk RO4003C, sementara untuk FR4 bergeser menjadi 1,170 GHz seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.16 (b). Di sisi lain, Gambar 3.17 (a) menunjukkan hasil pengukuran frekuensi resonansi pada kondisi (2) di mana MUT dibebani pada resonator kedua. Segaris dengan skenario (1), frekuensi resonansi resonator ke-2 (f_{r2}) berubah seiring dengan peningkatan permitivitas MUT, sementara frekuensi resonator ke-1 tetap. Frekuensi resonansi resonator ke-2 ($f_{r2} = 2,100$ GHz) bergeser menjadi 2,070 GHz untuk RO5880 dan 2,050 GHz untuk RO4003C, sementara untuk FR4 bergeser menjadi 2,020 GHz seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.17 (b).



Gambar 3.17 (a) Pengukuran berdasarkan skenario (2), (b) respon frekuensi resonansi resonator yang diusulkan selama skenario (2)

Hasil pengukuran menunjukkan bahwa perilaku kedua resonator menunjukkan kesesuaian yang baik dengan simulasi. Frekuensi resonansi kedua resonator, f_{r1} dan f_{r2} , bersifat independen dan tidak saling memengaruhi ketika MUT dibebani. Lebih lanjut, kedua resonator juga sensitif terhadap variasi kecil dalam permitivitas MUT. Gambar 3.18 (a) dan Gambar 3.18 (b) menunjukkan korelasi antara f_{r1} dan f_{r2} selama skenario (1) dan skenario (2).



Gambar 3.18 Korelasi f_{r1} dan f_{r2} ; (a) pada skenario (1), (b) pada skenario (2)

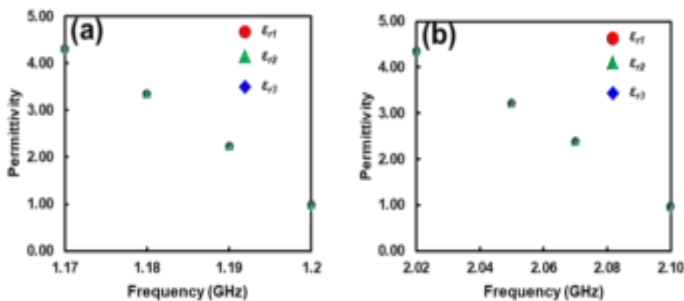
Berdasarkan Gambar 3.18 (a) dan Gambar 3.18 (b), frekuensi resonansi resonator pada skenario (1) dan skenario (2) ditunjukkan pada Tabel 3.3.

Tabel 3.3 Frekuensi resonansi resonator yang diusulkan berdasarkan skenario (1) dan skenario (2)

MUT	Permitivitas	Skenario			
		Skenario 1		Skenario 2	
		f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)
Vacuum	1	1.20	2.10	1.20	2.10
RO5880	2.2	1.19	2.10	1.20	2.07
RO4003C	3.65	1.18	2.10	1.20	2.05
FR4	4.3	1.17	2.10	1.20	2.02

3.7. Akurasi Dan Sensitivitas Resonator Berbentuk U Ganda

Untuk mengkalibrasi sensor dan mengembangkan model matematika untuk mengukur permitivitas, MUT dengan permitivitas yang diketahui digunakan sebagai sampel kalibrasi untuk mendapatkan hubungan antara permitivitas dan frekuensi resonansi (Ebrahimi, Scott, dan Ghorbani, 2020b). Tiga pengukuran dilakukan untuk setiap sampel kalibrasi, dan nilai rata-rata (\bar{x}) dihitung dan digunakan dalam metode pemasangan kurva. Setiap MUT standar ditempatkan pada medan listrik maksimum dan hasilnya diukur serta dicatat setelah kalibrasi dilakukan (Rammah Ali Alahnomi dkk., 2017). Pengukuran pengulangan resonator yang diusulkan selama skenario (1) dan skenario (2) ditunjukkan pada Gambar 3.19 (a) dan Gambar 3.19 (b).



Gambar 3.19 Pengukuran pengulangan resonator yang diusulkan; (a) selama skenario (1), (b) selama skenario (2)

Tabel 3.4 Frekuensi resonansi dari pengukuran pengulangan selama skenario (1)

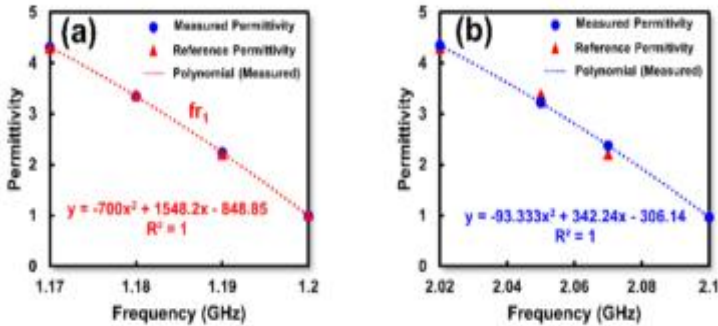
MUT	ϵ_r	f_{r1}'	f_{r1}''	f_{r1}'''	Average (\bar{x})
Vacuum	1	1.20	1.20	1.20	1.20
RO5880	2.2	1.19	1.19	1.19	1.19
RO4003C	3.38	1.18	1.18	1.18	1.18
FR4	4.3	1.17	1.17	1.17	1.17

Gambar 3.19 (a) dan Gambar 3.19 (b) menunjukkan bahwa pengukuran berulang memberikan hasil yang tepat dari nilai data rata-rata (\bar{x}) dan variasi hasil minimal yang tersedia menunjukkan batang kesalahan yang sangat kecil. Nilai rata-rata frekuensi resonansi berdasarkan pengukuran berulang ditunjukkan pada Tabel 3.4 dan Tabel 3.5.

Tabel 3.5 Frekuensi resonansi dari pengukuran pengulangan selama skenario (2)

MUT	ϵ_r	f_{r2}'	f_{r2}''	f_{r2}'''	Average (\bar{x})
Vacuum	1	2.10	2.10	2.10	2.10
RO5880	2.2	2.07	2.07	2.07	2.07
RO4003C	3.38	2.05	2.05	2.05	2.05
FR4	4.3	2.02	2.02	2.02	2.02

Selanjutnya, untuk memverifikasi hasil pengukuran, pendekatan model matematika digunakan dengan menggunakan model pencocokan kurva. Gambar 3.20 (a) dan Gambar 3.20 (b) mengilustrasikan perbandingan polinomial orde ke-2 yang telah dicocokkan untuk permitivitas MUT.



Gambar 3.20 Kurva kecocokan MUT hasil pengukuran dibandingkan dengan acuan (a) pada skenario (1) (b) pada skenario (2)

Persamaan yang telah disesuaikan dinyatakan untuk mengekstrak material dengan permitivitas yang tidak diketahui dibandingkan dengan permitivitas dari lembar data berdasarkan persamaan polinomial. Penanda merah menunjukkan permitivitas berdasarkan hasil pengukuran. Sementara itu, penanda biru menunjukkan permitivitas referensi dalam material standar. Gambar 3.20 (a) dan Gambar 3.20 (b) menunjukkan hasil pengukuran resonator ke-1 dan ke-2 yang sangat sesuai dengan permitivitas referensi MUT untuk kedua frekuensi resonansi. Akhirnya, pengukuran permitivitas untuk resonator ke-1 dan ke-2 dapat dinyatakan dalam model matematika sebagai berikut:

$$\varepsilon_r (f_{r1}) = -700f_{r1}^2 + 1548.2f_{r1} - 848.85 \quad (3.10)$$

$$\varepsilon_r (f_{r2}) = -93.333f_{r2}^2 + 342.24f_{r2} - 306.14 \quad (3.11)$$

Berdasarkan persamaan polinomial berikut, permitivitas MUT pada skenario (1) dan skenario (2) dapat ditentukan seperti yang ditunjukkan pada Tabel 3.6 dan Tabel 3.7. Selanjutnya, akurasi diperoleh berdasarkan persamaan polinomial dengan membandingkan permitivitas hasil perhitungan dengan permitivitas lembar data.

Tabel 3.6 Permittivitas, kesalahan dan akurasi sensor yang diusulkan selama skenario (1)

MUT	Permittivitas(ϵ_r)		Error (%)	Akurasi %
	Referensi	Kalkulasi		
Vacuum	1	0.99	1.00	99.00
RO5880	2.2	2.24	1.73	98.27
RO4003C	3.65	3.35	1.01	98.99
FR4	4.3	4.31	0.33	99.67

Tabel 3.7 Permittivitas, kesalahan dan akurasi sensor yang diusulkan selama skenario (2)

MUT	Permittivitas(ϵ_r)		Error (%)	Akurasi %
	Referensi	Kalkulasi		
Vacuum	1	0.97	3.45	96.55
RO5880	2.2	2.37	7.92	92.08
RO4003C	3.65	3.22	4.73	95.27
FR4	4.3	4.35	1.14	98.86

Nilai Δf , sensitivitas (S), dan sensitivitas normalisasi (NS) kedua resonator dapat ditentukan berdasarkan persamaan 3.6, persamaan 3.7, dan persamaan 3.8. Tabel 3.8 dan Tabel 3.9 menunjukkan perhitungan sensitivitas ternormalisasi dan sensitivitas dari kedua skenario yang diusulkan.

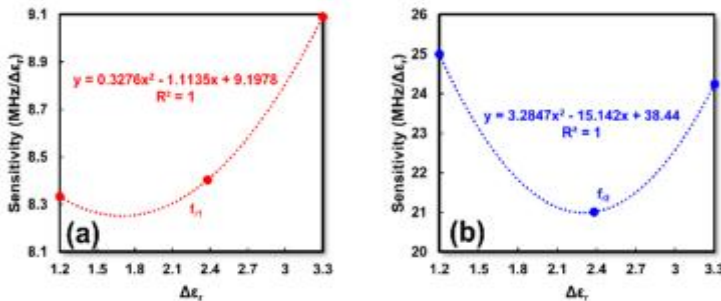
Tabel 3.8 Δf , sensitivitas dan menormalkan sensitivitas sensor yang diusulkan selama skenario (1)

MUT	Δf (GHz)	S (%)	NS (%)
Vacuum	0	-	-
RO5880	0.01	8.33	0.69
RO4003C	0.02	8.40	0.70
FR4	0.03	9.09	0.76

Tabel 3.9 Δf , sensitivitas dan menormalkan sensitivitas sensor yang diusulkan selama skenario (2)

MUT	Δf (GHz)	S (%)	NS (%)
Vacuum	0	-	-
RO5880	0.03	25.00	1.98
RO4003C	0.05	21.01	1.60
FR4	0.08	24.24	1.15

Berdasarkan perhitungan dari Tabel 3.8 dan Tabel 3.9, sensitivitas maksimum sensor yang diusulkan adalah 9,09 MHz/ $\Delta\epsilon_r$ dan 25,00 MHz/ $\Delta\epsilon_r$ sedangkan sensitivitas normalisasi maksimum (NS) dari f_{r1} dan f_{r2} masing-masing adalah 0,76 dan 1,98. Selanjutnya, sensitivitas resonator ke-1 dan resonator ke-2 ditunjukkan pada Gambar 3.21 (a) dan Gambar 3.21 (b).



Gambar 3.21 Sensitivitas sensor yang diusulkan (a) resonator ke-1 (b) resonator ke-2

Hasil pengukuran sesuai dengan hasil simulasi, di mana sensitivitas resonator ke-2 lebih tinggi daripada resonator ke-1, yang sejalan dengan penelitian sebelumnya yang disebutkan dalam (Haq dkk., 2019). Terlihat jelas bahwa f_{r1} dan f_{r2} memiliki akurasi rata-rata 99,02% dan 96,44%, sementara sensitivitas ternormalisasi kedua resonator masing-masing memiliki rata-rata 0,72% dan 1,58%. Selain itu, sensor yang diusulkan memiliki karakteristik independen dengan dua lokasi area penginderaan yang berbeda sehingga dapat digunakan untuk mengkarakterisasi dua jenis sampel dengan permitivitas yang berbeda.

3.8. Perbandingan Sensor Bentuk U Dengan Pekerjaan Sebelumnya

Berdasarkan pengukuran dan hasil simulasi yang ditunjukkan, dimungkinkan untuk mengukur permitivitas MUT yang berbeda menggunakan sepasang resonator berbentuk U secara independen dengan area penginderaan yang berbeda. Selain itu, sensor yang diusulkan juga memiliki akurasi yang sangat baik baik menggunakan permitivitas dari lembar data dan frekuensi terkalibrasi dari simulasi.

Tabel 3.10 menunjukkan perbandingan antara sensor sebelumnya dengan sensor yang diusulkan. Parameter untuk perbandingan meliputi model, rentang permitivitas, MUT, akurasi, jumlah area penginderaan, jumlah port, dan kinerja independensi. Dalam (Armghan dkk., 2021)-(Haq dkk., 2019), para peneliti mengusulkan sensor gelombang mikro pita ganda untuk mengukur permitivitas material menggunakan CSRR, SRR bisimetris komplementer, dan SRR. Namun, sensor sebelumnya hanya memiliki satu area penginderaan untuk menempatkan MUT, sehingga tidak dapat digunakan untuk melakukan pengukuran independen. Sementara (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2020a)-(Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2018a) mengusulkan sensor gelombang mikro menggunakan LC magnetik, resonator cincin garis mikrostrip SSRR dengan garis taji dan SRR dengan port ganda untuk mengukur permitivitas material.

Tinjauan literatur lain, mengusulkan sensor gelombang mikro reflektif (Ebrahimi, Scott dan Ghorbani, 2018b, 2020b; Behdani et al., 2020) untuk mendeteksi permitivitas material padat dan cair. Namun, sensor gelombang mikro yang ada tidak dapat digunakan untuk mengukur permitivitas MUT secara independen karena kinerja ketergantungan yang tinggi dari setiap pita dan menggunakan port ganda yang terhubung secara bersamaan yang mengakibatkan pemborosan sumber daya. Oleh karena itu, sensor yang diusulkan yang digambarkan dalam Tabel V menunjukkan akurasi tinggi deteksi permitivitas MUT untuk kedua resonator resonator. Lebih lanjut, sensor yang diusulkan dapat mendeteksi permitivitas dua jenis MUT yang berbeda secara independen dengan area penginderaan yang berbeda.

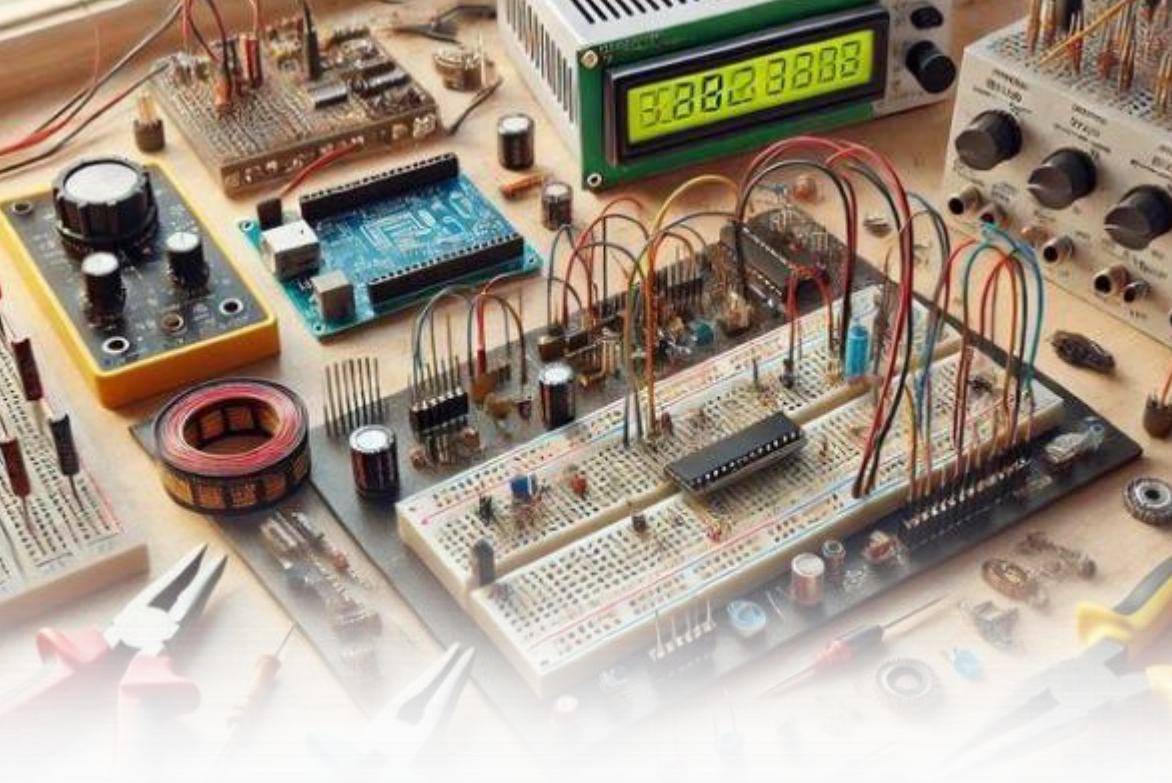
Studi ini mengusulkan pendekatan baru untuk mendeteksi permitivitas MUT secara independen dengan area penginderaan yang berbeda. Teknik berbentuk U diusulkan untuk menghasilkan area penginderaan yang berbeda untuk menempatkan dua jenis MUT secara independen. Lebih lanjut, sensor yang diusulkan hanya menggunakan port tunggal agar lebih sederhana dan mudah difabrikasi. Sensor ini telah digunakan untuk mengkarakterisasi material standar dengan permitivitas yang diketahui (Udara,

RO₅₈₈₀, RO_{4003C} dan FR₄). Dari hasil pengukuran, korelasi antara MUT dan setiap frekuensi resonansi sangat rendah dan sensor memiliki performansi tinggi dengan akurasi $\geq 90\%$ dan sensitivitas maksimum 1,58%. Hal ini menunjukkan bahwa sensor dual-band yang diusulkan memiliki independensi yang tinggi dan tidak saling memengaruhi ketika MUT dimuat secara bersamaan. Oleh karena itu, sensor yang diusulkan dapat menjadi solusi ideal untuk aplikasi di industri makanan, kendali mutu, biomedis, dan farmasi.

Tabel 3.10 Perbandingan sensor bentuk U dengan pekerjaan sebelumnya

Referensi	Model	Rentang Permittivitas	Frek. (GHz)	Akurasi %	Sensitivitas %	Jumlah sensing area	Jumlah port	Performa independen
(Armghan et al., 2021)	CSRRs	1 - 11.9	5.35 7.99	94.24 97.76	3.40 3.53	1	2	Tidak
(Haq et al., 2019)	CBS-SRR	1 - 12.9	4.50 6.79	99.03 98.07	3.59 3.12	1	2	Tidak
(Al-Behadili et al., 2020)	SRR	1 - 6	1.24 2.08	98.18 96.97	4.10 3.93	1	2	Tidak
(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2020a)	Magnetic LC	1 - 10.7	1.62 2.38	95.2	3.04 4.57	1	2	Tidak
(Lim, Kim and Hong, 2018)	Microstrip Line Ring Resonator	1 - 3.48	4.89 9.81	92.5	2.59 2.68	1	2	Tidak
(Rammah Ali Alahnomi et al., 2017)	SSRR with spurlines	1 - 4.4	2.22	98.36	1.34	1	2	Tidak
(Ansari, Jha and Akhtar, 2015)	CSRR	1 - 3	2.65	97.71	5.38	1	2	Tidak
(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2018a)	SRR	1 - 10.7	2.10	98.24	3.11	1	2	Tidak

(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2018b)	LC Resonator	1 – 10.2	2.41	99.0	3.28	2	2	Tidak
(Behdani et al., 2020)	Aperture coupling	1 – 12.85	9.54 12.3 0	92.3	0.64	1	1	Tidak
(Abdolrazz aghi and Daneshmand, 2017)	Dual Active SRR	1 – 20	1.03 1.49	-	-	2	2	Tidak
Pekerjaan ini	Dual U-Shaped Resonator	1 – 4.3	1.21 2.10	99.02 96.6 4	0.76 1.15	2	1	Ya



BAB IV

SENSOR GELOMBANG MIKRO TERINTEGRASI DENGAN ANTENA UNTUK DETEKSI MATERIAL SECARA KONTAK DAN NON-KONTAK

4.1. Pendahuluan

Bab ini menjelaskan tentang pengintegrasian deteksi kontak dan non-kontak untuk karakterisasi material padat berdasarkan *Microwave Sensor* (MS) dan *Antenna Sensor* (AS). Sensor diusulkan menggunakan resonator berbentuk T ganda dengan satu port yang

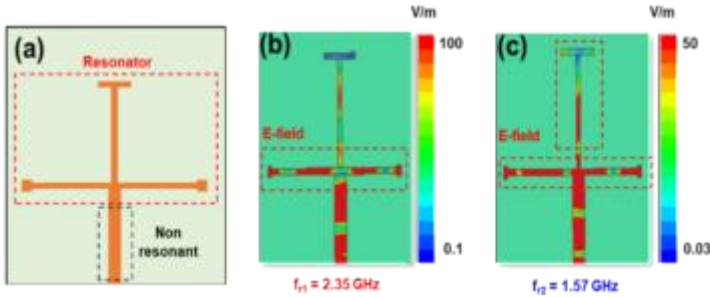
beroperasi pada dua frekuensi resonansi berbeda pada $f_{r1} = 1,81$ GHz dan $f_{r2} = 2,35$ GHz untuk MS dan AS, berturut-turut. Lebih lanjut, sensor yang diusulkan memiliki karakteristik independen dan lokasi area penginderaan yang berbeda untuk deteksi kontak dan non-kontak sehingga karakterisasi MUT dapat dilakukan secara terpisah di mana frekuensi rendah (f_{r1}) digunakan sebagai MS untuk deteksi non-kontak sementara frekuensi tinggi (f_{r2}) digunakan sebagai AS.

Sensor yang diusulkan telah berhasil disimulasikan, dimodelkan menggunakan simulasi EM, dan divalidasi oleh proses pengukuran. Rentang permitivitas yang terdeteksi adalah 1 - 6,15 untuk MS dan AS, berturut-turut. Lebih lanjut, sensitivitas AS dengan deteksi non-kontak dapat dievaluasi berdasarkan celah udara (d) 0,5 - 1,5 mm.

4.2. Desain Dan Perancangan Resonator Berbasis Satu Port Berbentuk T

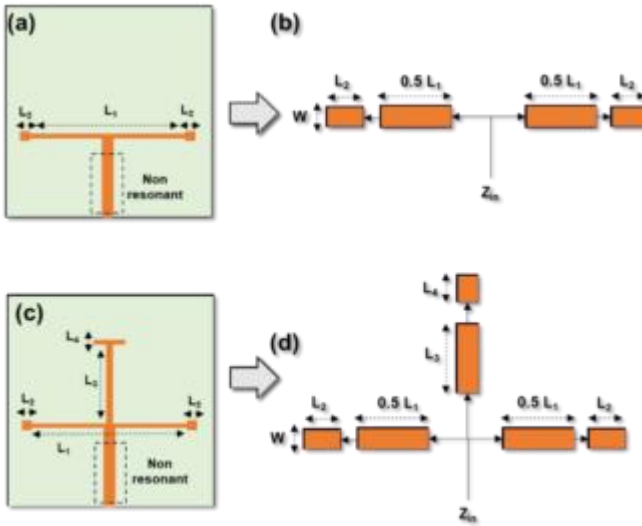
Resonator yang diusulkan terdiri dari dua resonator berbentuk T yang terhubung langsung ke saluran mikrostrip dengan impedansi 50Ω . Resonator ganda berbentuk T dirancang untuk beroperasi pada $f_{r1} = 2,35$ GHz dan $f_{r2} = 1,57$ GHz. Pengembangan terdiri dari dua tahap yang menunjukkan frekuensi resonansi masing-masing resonator. Perlu dicatat, frekuensi resonansi masing-masing resonator ditentukan berdasarkan panjang lengan resonator berbentuk T. Lebih lanjut, frekuensi resonansi masing-masing resonator dapat ditentukan berdasarkan model saluran transmisi.

Berdasarkan pendekatan yang sama seperti resonator ganda berbentuk U yang dijelaskan di bab 3, frekuensi resonansi dapat ditentukan berdasarkan panjang lengan resonator yang memiliki konsentrasi medan listrik yang tinggi. Hasil simulasi medan-E resonator bentuk-T ganda pada $f_{r1} = 2,35$ GHz dan $f_{r2} = 1,57$ GHz ditunjukkan pada Gambar 4.1 (a) dan Gambar 4.1 (b).



Gambar 4.1 Struktur dan simulasi medan-E resonator berbentuk T ganda; (a) struktur resonator berbentuk T ganda, (b) medan-E pada $f_{r1} = 2,35$ GHz, (c) medan-E pada $f_{r2} = 1,57$ GHz

Gambar 4.1 (a) menunjukkan struktur resonator ganda berbentuk T yang terdiri dari resonator ke-1 dan ke-2 yang dihubungkan oleh saluran mikrostrip dengan impedansi 50Ω . Konsentrasi medan listrik resonator tertinggi pada $f_{r1} = 2,35$ GHz berada di sekitar lengan resonator ke-1 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1 (b) sedangkan untuk $f_{r2} = 1,57$ GHz berada di sekitar kedua lengan resonator ke-1 dan ke-2 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1 (c). Temuan ini menunjukkan bahwa kedua resonator bekerja sama untuk menghasilkan frekuensi resonansi kedua. Oleh karena itu, frekuensi resonansi resonator dapat ditentukan menggunakan model saluran transmisi berdasarkan lengan resonator yang memiliki konsentrasi medan listrik tinggi pada setiap frekuensi resonansi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 Tahap pengembangan resonator T; (a) struktur tahap 1, (b) saluran mikrostrip tahap 1, (c) struktur tahap 1, (d) saluran mikrostrip tahap 2

Gambar 4.2 (a) dan Gambar 4.2 (c) menunjukkan struktur resonator pada tingkat pertama dan kedua, yang diwakili oleh L_1 , L_2 , L_3 , dan L_4 yang terhubung ke Z_{in} . Resonator ganda berbentuk T ini terhubung ke saluran mikrostrip non-resonansi dengan impedansi 50Ω . Model saluran transmisi tingkat pertama dan kedua ditunjukkan pada Gambar 4.2 (b) dan Gambar 4.2 (d).

Berdasarkan persamaan saluran mikrostrip, lebar saluran mikrostrip (W_z) dengan impedansi 50Ω dapat ditentukan sebagai berikut:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{(377)(3.14)}{2(50)\sqrt{4.3}} = 5.72$$

$$W = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right]$$

$$W = \frac{2}{3.14} \left[(5.72) - 1 - \ln(10.44 - 1) + \frac{4.3 - 1}{2(4.3)} \left\{ \ln(5.72 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.3} \right\} \right] = 3.1 \text{ mm}$$

Berdasarkan perhitungan, lebar saluran mikrostrip (W) adalah 3,1 mm dengan impedansi (Z_0) sebesar 50 Ω . Panjang lengan resonator diperoleh dari proses optimasi menggunakan perangkat lunak simulasi EM yang merepresentasikan frekuensi resonansi resonator seperti yang ditunjukkan pada Tabel 4.1.

Tabel 4.1 Optimalisasi dimensi lengan resonator yang diusulkan

Parameter	Dimensi (mm)
L_1	32
L_2	1
L_3	18
L_4	1
w	1

Selanjutnya frekuensi resonansi masing-masing resonator dapat ditentukan berdasarkan persamaan sebagai berikut:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.1)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{1.6}{3.1} \right]^{-\frac{1}{2}} = 3.017$$

$$f_{r1} = \frac{nc}{2(L_1 + 2L_2)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (4.2)$$

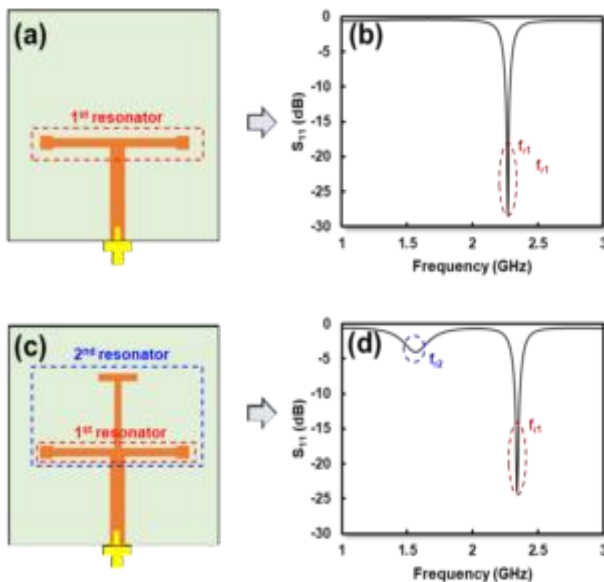
$$f_{r1} = \frac{(1)(3 \times 10^8)}{2(32 + 2)\sqrt{3.017}} = 2.54 \text{ GHz}$$

$$f_{r2} = \frac{nc}{2(L_1 + 2L_2 + L_3 + L_4)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (4.3)$$

$$f_{r2} = \frac{(1)(3 \times 10^8)}{2(32 + 2 + 18 + 1)\sqrt{3.017}} = 1.62 \text{ GHz}$$

Untuk memvalidasi perhitungan, simulasi dengan perangkat lunak simulasi EM diusulkan untuk mengamati frekuensi resonansi dan kinerja resonator. Frekuensi resonansi setiap resonator dapat

dimodelkan dan disimulasikan menggunakan simulasi elektromagnetik berdasarkan lengan resonator dengan konsentrasi medan listrik tertinggi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.3 (a) dan Gambar 4.3 (c). Lebih lanjut, Gambar 4.3 (b) menunjukkan hasil simulasi resonator pertama dengan L_1 dan L_2 yang beroperasi pada frekuensi resonansi 2,44 GHz, sementara resonator kedua dengan L_1 , L_2 , L_3 , dan L_4 yang beroperasi pada frekuensi resonansi 1,57 GHz seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.3 (d).

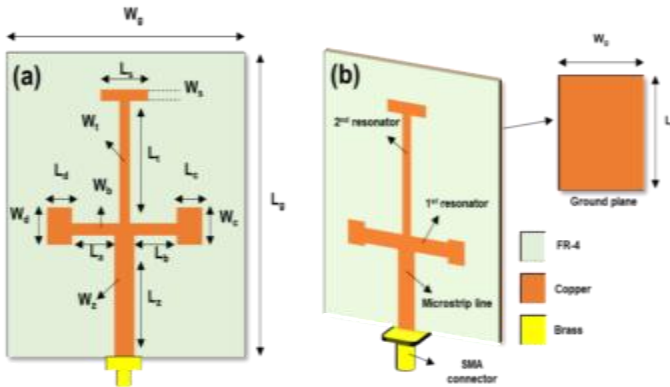


Gambar 4.3 Hasil simulasi S_{11} menggunakan model saluran transmisi; (a) resonator 1, (b) resonator 2

Hasil ini menunjukkan bahwa hasil simulasi menggunakan perangkat lunak simulasi EM sejalan dengan perhitungan di mana resonator beroperasi pada frekuensi ganda sekitar 1,6 GHz dan 2,5 GHz. Temuan ini menunjukkan bahwa pendekatan saluran transmisi dapat digunakan untuk menentukan frekuensi resonansi resonator bentuk-T ganda.

4.3. Struktur Resonator Berbentuk T Ganda Dengan Port Tunggal

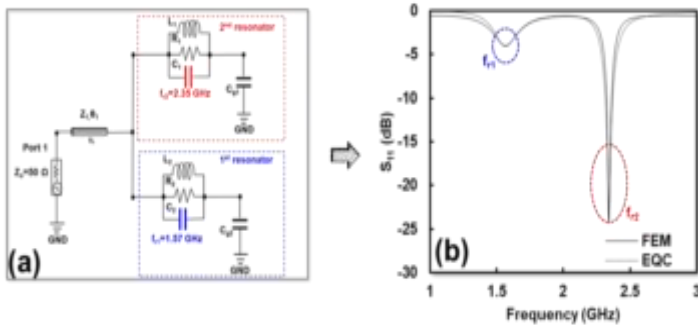
Sensor yang diusulkan dirancang menggunakan substrat FR-4 dengan permitivitas 4,3, loss tan 0,0265, dan ketebalan (h) 1,6 mm. Resonator terdiri dari dua resonator berbentuk T yang mewakili frekuensi resonansinya masing-masing sebagaimana dijelaskan dalam sub-bab 4.2. Struktur dan dimensi sensor yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 4.4(a) dan Gambar 4.4(b) menggunakan resonator ganda berbentuk T yang terhubung langsung ke konektor SMA melalui saluran mikrostrip dengan impedansi 50Ω . Dalam studi ini, resonator dirancang untuk beroperasi pada $f_{r1} = 2,35$ GHz dan $f_{r2} = 1,57$ GHz. Dimensi keseluruhan sensor yang diusulkan ditunjukkan pada Tabel 4.2.



Gambar 4.4 Struktur resonator berbentuk T ganda; (a) dari tampilan depan (b) dari tampilan perspektif

Tabel 4.2 Dimensi resonator berbentuk T ganda

Parameter	Dimensi (mm)	Parameter	Dimensi (mm)
W_z	3 mm	W_d	2 mm
L_z	15 mm	W_t	1 mm
L_a	16 mm	L_t	18 mm
L_b	3 mm	W_s	1 mm
L_c	15 mm	L_s	8 mm
L_d	16 mm	W_g	50 mm
W_c	13 mm	L_g	50 mm
W_z	3 mm	W_b	1 mm



Gambar 4.5 (a) Model rangkaian ekivalen resonator berbentuk T ganda, (b) hasil simulasi EQC vs FEM

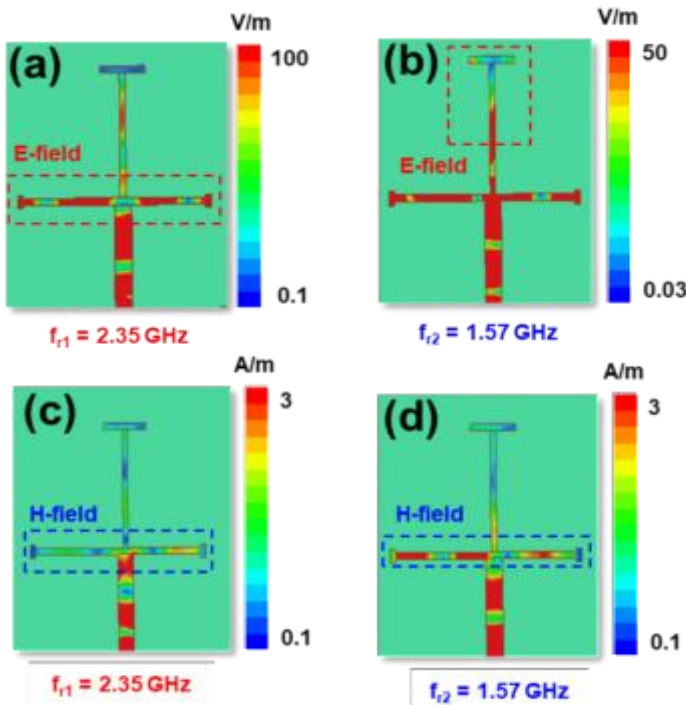
Lebih lanjut, model rangkaian ekivalen menggunakan R sebagai resistor, L sebagai induktor, dan C sebagai kapasitor dari resonator yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 4.5 (a) di mana resonator pertama direpresentasikan oleh $R_1 = 1,341 \text{ k}\Omega$, $L_1 = 3,010 \text{ nH}$ dan $C_1 = 1,260 \text{ pF}$ sedangkan resonator kedua direpresentasikan oleh $R_2 = 0,379 \text{ k}\Omega$, $L_2 = 5,530 \text{ nH}$ dan $C_2 = 1,530 \text{ pF}$. Untuk mengendalikan impedansi resonator, saluran transmisi dimodelkan dan direpresentasikan oleh $Z_1 = 50 \text{ }\Omega$ dengan $\theta = 55,40$ yang terhubung ke port 1 dengan impedansi $50 \text{ }\Omega$. Lebih lanjut, $C_{g1} = 0,299 \text{ pF}$ dan $C_{g2} = 0,378 \text{ pF}$ diusulkan untuk mencegah hubungan pendek antara resonator dan konektor.

Berdasarkan perhitungan menggunakan model rangkaian ekivalen, resonator beroperasi pada frekuensi $f_{r1} = 2,32 \text{ GHz}$ dan $f_{r2} = 1,55 \text{ GHz}$. Temuan ini menunjukkan bahwa rangkaian ekivalen dapat digunakan untuk merepresentasikan resonator yang diusulkan dan beroperasi pada frekuensi sekitar 1,2 dan 2 GHz. Lebih lanjut, Gambar 4.5 (b) menunjukkan perbandingan simulasi berdasarkan Model Elemen Hingga (FEM) dan model rangkaian ekivalen. Terlihat jelas bahwa hasil eksperimen yang diperoleh menunjukkan kesesuaian yang baik antara model elemen dan simulasi EM gelombang penuh.

4.4. Area Penginderaan Lokasi Potential Resonator Berbentuk T Ganda

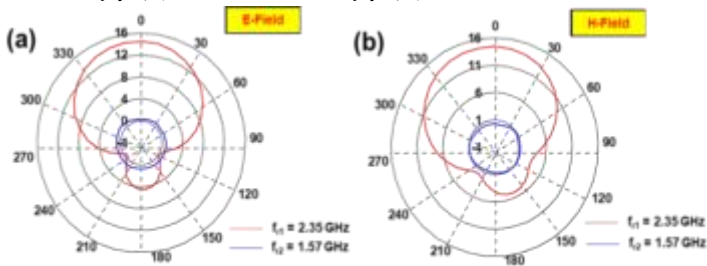
Area penginderaan ditentukan berdasarkan konsentrasi medan E dan H pada masing-masing resonator. Dalam percobaan ini, konsentrasi medan E dan H pada resonator yang diusulkan disimulasikan menggunakan HFSS 15.0 berdasarkan frekuensi resonansi $f_{r1} = 2,35$ GHz dan $f_{r2} = 1,57$ GHz.

Kedua resonator memiliki konsentrasi medan E dan H yang berbeda berdasarkan frekuensi resonansinya masing-masing. Permittivitas MUT dideteksi dengan menempatkan material pada lokasi area penginderaan. Hasil simulasi konsentrasi medan E dan H ditunjukkan pada Gambar 4.6(a), Gambar 4.6(b), Gambar 4.6(c), dan Gambar 4.6(d).



Gambar 4.6 Hasil simulasi konsentrasi medan E dan H; (a) Medan E pada $f_{r1} = 1,57$ GHz, (b) Medan E pada $f_{r2} = 2,35$ GHz, (c) Medan H pada $f_{r1} = 1,57$ GHz, (d) Medan H pada $f_{r2} = 2,35$ GHz

Berdasarkan hasil simulasi menggunakan HFSS 15.0, konsentrasi medan-E resonator ke-1 dengan $f_{r1} = 1,57$ GHz berada di stub terbuka sementara medan-H berada di lengan tengah resonator ke-2 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.6 (a) dan Gambar 4.6 (c). Hasil-hasil ini menunjukkan bahwa resonator ke-1 dapat berfungsi sebagai MS dengan area penginderaan terletak pada stub terbuka. Di sisi lain, konsentrasi medan-E dan medan-H resonator ke-2 dengan $f_{r2} = 2,35$ GHz berada di lokasi yang sama di lengan tengah sensor yang diusulkan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.6(b) dan Gambar 4.6 (d). Hasil-hasil ini menunjukkan bahwa resonator ke-2 dapat berfungsi sebagai AS dengan lokasi area penginderaan di lengan tengah perangkat yang diusulkan di mana konsentrasi medan-E dan medan-H maksimum diperoleh. Untuk memvalidasi fungsi kedua resonator, simulasi pola radiasi diusulkan untuk mengamati kinerja masing-masing seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.7 (a) dan Gambar 4.7 (b).

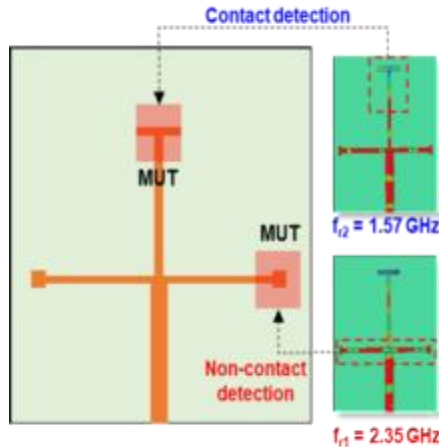


Gambar 4.7 Pola radiasi resonator yang diusulkan; (a) Bidang E pada $f_{r1} = 2,35$ GHz dan $f_{r2} = 1,57$ GHz, (b) Bidang H pada $f_{r1} = 2,35$ GHz dan $f_{r2} = 1,57$ GHz

Berdasarkan hasil simulasi, radiasi dari medan E dan H pada $f_{r1} = 2,45$ GHz berada di atas 10 dB, sementara untuk $f_{r2} = 1,57$ GHz berada di sekitar 1 dB. Simulasi pola radiasi medan E dan medan H kedua resonator menunjukkan bahwa resonator pertama memiliki radiasi maksimum dibandingkan dengan resonator kedua. Hasil ini menegaskan bahwa resonator pertama dapat diusulkan sebagai AS, sementara resonator kedua dapat diusulkan sebagai MS.

4.5. Skenario Deteksi Kontak Dan Non-Kontak

Sensor yang diusulkan terdiri dari dua resonator berbentuk T dengan satu port yang beroperasi pada dua frekuensi resonansi. Resonator pertama adalah $f_{r1} = 2,35$ GHz, dan resonator kedua adalah $f_{r2} = 1,57$ GHz sebagaimana dijelaskan pada Gambar 5.6. Frekuensi rendah diusulkan sebagai MS, sedangkan frekuensi tinggi diusulkan sebagai AS berdasarkan koefisien refleksi dan pola radiasi berdasarkan frekuensi resonansi. Resonator yang diusulkan memiliki karakteristik independen dengan area penginderaan yang berbeda sehingga deteksi kontak dan non-kontak dapat dilakukan secara terpisah. Penempatan MUT berdasarkan lokasi area penginderaan resonator yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 4.8.



Gambar 4.8 Penempatan MUT berdasarkan area penginderaan sensor yang diusulkan

MS dan AS ditentukan berdasarkan pergeseran frekuensi pada koefisien refleksi (S_{11}) di mana $S_{11} \geq -10$ dB diusulkan sebagai MS dan $S_{11} \leq -10$ dB diusulkan sebagai AS. Area penginderaan ditentukan berdasarkan konsentrasi medan listrik E dan H pada masing-masing resonator. Selanjutnya, permukaan resonator yang memiliki konsentrasi medan E tinggi dan konsentrasi medan H rendah digunakan sebagai MS untuk deteksi kontak. Di sisi lain, deteksi non-kontak memanfaatkan permukaan resonator yang memiliki lokasi yang sama dengan medan E dan H. Umumnya, resonator yang

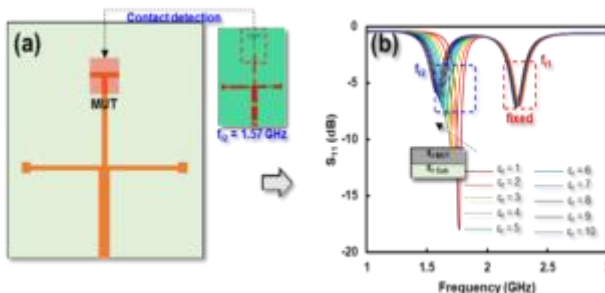
berfungsi sebagai antenna memancarkan gelombang elektromagnetik di mana medan E dan H berada di lokasi yang sama, oleh karena itu dapat dimanfaatkan untuk AS. Permittivitas MUT diamati berdasarkan pergeseran frekuensi resonansi resonator ketika MUT ditempatkan di setiap area penginderaan. Skenario deteksi kontak dan non-kontak menggunakan MS dan AS telah dijelaskan dalam Gambar 4.8 di mana permittivitas MUT adalah ϵ_r MUT, celah udara adalah ϵ_r gap (vakum = 1), dan substrat resonator adalah ϵ_r sub.

4.6. Simulasi Resonator Berbentuk T Ganda Untuk Deteksi Kontak Dan Non-Kontak

Proses simulasi dilakukan dengan menggunakan HFSS 15.0 dimana dua skenario diusulkan untuk mendeteksi permittivitas MUT baik dalam kontak maupun non-kontak:

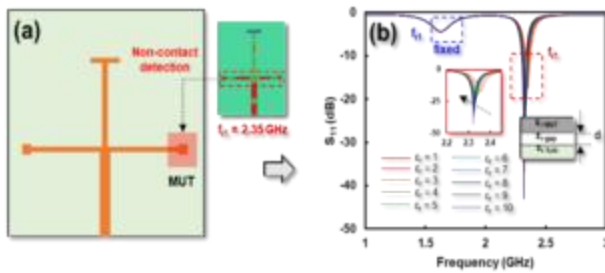
1. MUT ditempatkan langsung pada area penginderaan resonator ke-1 tanpa celah udara sebagai MS untuk deteksi kontak, sementara resonator ke-2 berada dalam ruang hampa.
2. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-2 dengan celah udara sebagai AS untuk deteksi non-kontak, sementara resonator ke-1 berada dalam ruang hampa.

Penempatan MUT dan hasil simulasi deteksi kontak menggunakan MS pada skenario (1) dengan rentang permittivitas 1 – 10 ditunjukkan masing-masing pada Gambar 4.9 (a) dan Gambar 4.9 (b).



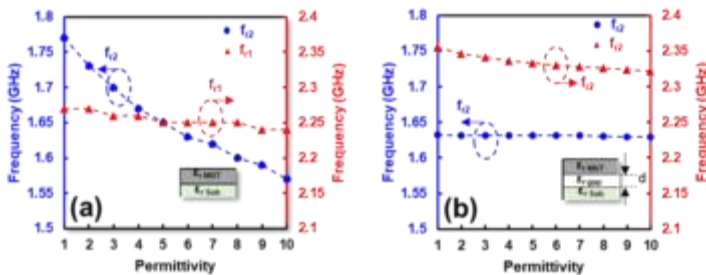
Gambar 4.9 (a) Penempatan MUT berdasarkan skenario (1), (b) hasil simulasi selama skenario (1)

Frekuensi resonansi MS (f_{r2}) untuk deteksi kontak bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dari 1,770 GHz ke 1,570 GHz, sementara f_{r1} tidak bergeser secara signifikan selama skenario (1) diterapkan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.9 (b). Penempatan MUT dan hasil simulasi selama skenario (2) ditunjukkan pada Gambar 4.10 (a) dan Gambar 4.10 (b).



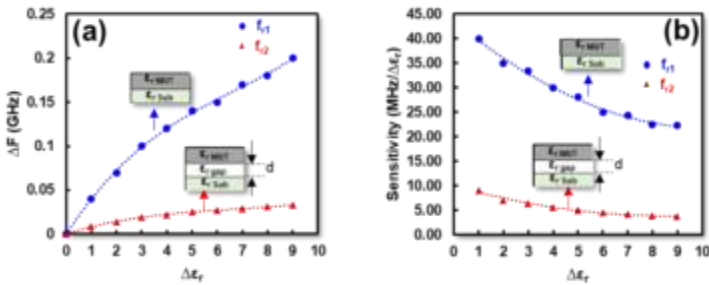
Gambar 5.10 (a) Penempatan MUT berdasarkan skenario (2), (b) hasil simulasi pada skenario (2)

Lebih lanjut, karakteristik yang sama juga diperoleh untuk deteksi non-kontak menggunakan AS, di mana f_{r2} bergerak ke frekuensi yang lebih rendah dari 2,355 GHz ke 2,322 GHz ketika MUT ditempatkan dalam kondisi non-kontak dengan celah udara (d) 0,5 mm seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.10 (b), sementara f_{r1} tidak bergeser secara signifikan ketika skenario (2) diterapkan. Hal ini menunjukkan bahwa kedua resonator memiliki karakteristik independen, baik dalam deteksi kontak maupun non-kontak. Korelasi antara f_{r1} dan f_{r2} ketika MUT dimuat selama skenario (1) dan skenario (2) ditunjukkan pada Gambar 4.11 (a) dan Gambar 4.11 (b).



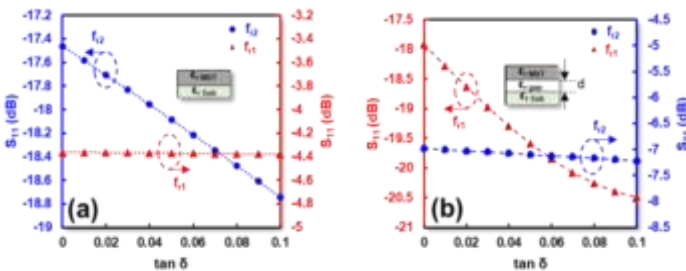
Gambar 4.11 Korelasi f_{r1} dan f_{r2} ; (a) pada skenario (1), (b) pada skenario (2)

Δf dan sensitivitas resonator dapat ditentukan dengan membandingkan selisih frekuensi resonansi permitivitas MUT terendah dan tertinggi berdasarkan persamaan 3.48. Δf dan sensitivitas sensor yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 4.12 (a) dan Gambar 4.12 (b). MS memiliki sensitivitas maksimum 40 MHz/ $\Delta\epsilon_r$ dan Δf 0,2 GHz/ $\Delta\epsilon_r$, sementara AS 9 MHz/ $\Delta\epsilon_r$ dan Δf 0,033 GHz/ $\Delta\epsilon_r$. Hasil ini menunjukkan bahwa MS lebih sensitif daripada AS.



Gambar 4.12 Nilai Δf dan sensitivitas sensor yang diusulkan berdasarkan hasil simulasi; (a) Δf , (b) sensitivitas

Dalam percobaan ini, efek perubahan $\tan \delta$ pada kedua resonator disimulasikan dan diamati baik untuk deteksi kontak maupun non-kontak seperti ditunjukkan pada Gambar 4.13 (a) dan Gambar 4.13 (b) dengan rentang 0 – 0,1.

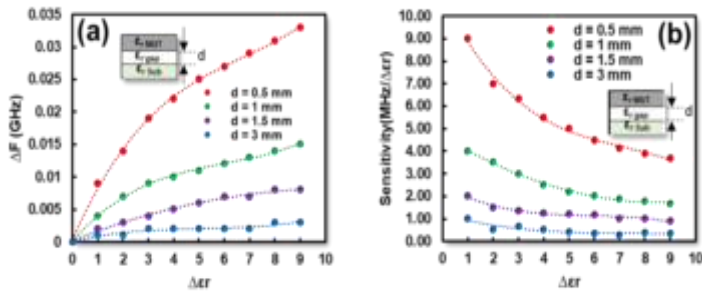


Gambar 4.13 (a) Pengaruh $\tan \delta$ untuk MS, (b) Pengaruh $\tan \delta$ untuk AS dengan celah udara

Berdasarkan simulasi, MS memiliki sensitivitas yang lebih baik untuk mendeteksi perubahan $\tan \delta$ dibandingkan dengan AS seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.13 (a) dan Gambar 4.13 (b) dengan

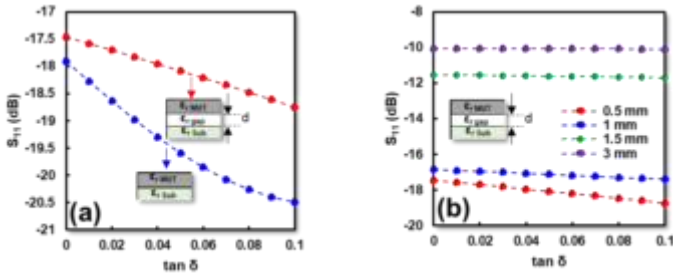
pergeseran S_{11} dari $-17,91$ dB menjadi $-20,49$ dB untuk deteksi kontak sedangkan deteksi non-kontak adalah $-17,46$ dB hingga $-18,74$ dB. Temuan ini menunjukkan bahwa sensor yang diusulkan memiliki karakteristik independen baik dengan MS maupun AS.

Untuk mengamati pengaruh celah udara terhadap deteksi non-kontak, beberapa percobaan dilakukan dengan mengubah jarak antara MUT dan sensor yang dipisahkan oleh celah udara (d). Dalam percobaan ini, jarak dari celah udara (d) yang diamati berada pada kisaran $0,5 - 3$ mm sedangkan parameter yang diamati adalah Δf dan sensitivitas. Gambar 4.14 (a) dan Gambar 4.14 (b) menunjukkan hasil simulasi Δf dan sensitivitas untuk celah udara $0,5 - 3$ mm.



Gambar 4.14 Pengaruh celah udara terhadap deteksi non-kontak; (a) pengaruh celah udara terhadap Δf , (b) pengaruh celah udara terhadap sensitivitas

Berdasarkan hasil simulasi dengan celah udara $0,5$ mm - 3 mm, rentang sensitivitasnya adalah $3,67 - 9$ MHz / $\Delta \epsilon_r$, sementara untuk Δf adalah $0 - 0,033$ GHz / $\Delta \epsilon_r$, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.14 (a) dan Gambar 4.14 (b). Temuan ini menunjukkan bahwa Δf dan sensitivitas AS untuk deteksi non-kontak sangat dipengaruhi oleh jarak dari celah udara (d). Dengan kata lain, AS lebih sensitif untuk deteksi non-kontak dengan celah udara kecil. Lebih lanjut, pengaruh celah udara terhadap deteksi tan delta ditunjukkan pada Gambar 4.15 (a) dan Gambar 4.15 (b).

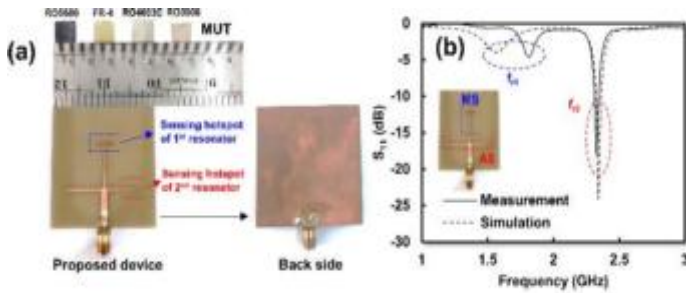


Gambar 4.15 (a) Pengaruh $\tan \delta$ untuk AS dan MS, (b) Pengaruh $\tan \delta$ untuk AS dengan celah udara 0,5 – 3 mm

Temuan lain menunjukkan bahwa celah antara sensor dan MUT AS sangat memengaruhi nilai S_{11} , seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.15 (a) dan Gambar 4.15 (b), di mana S_{11} meningkat untuk jarak celah yang kecil. Lebih lanjut, S_{11} dari AS bergeser dari -17,46 dB menjadi -10,06 dB seiring dengan perubahan jarak celah udara antara sensor dan MUT dalam rentang 0,5 mm - 3 mm. Performa AS terbaik diperoleh dengan celah udara 0,5 mm.

4.7. Pembuatan Dan Pengukuran Resonator Berbentuk T Ganda

Verifikasi kinerja resonator dilakukan di laboratorium menggunakan Vector Network Analyzer dengan suhu sekitar 25°C. Pembuatan perangkat dan MUT yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 4.16 (a). MUT yang digunakan adalah RO5880 ($\epsilon_r = 2,2$, $\tan \delta = 0,009$), RO4003C ($\epsilon_r = 3,65$, $\tan \delta = 0,0027$), FR-4 ($\epsilon_r = 4,3$, $\tan \delta = 0,0265$), dan RO3006 ($\epsilon_r = 6,15$, $\tan \delta = 0,0025$) dengan dimensi 10 mm x 10 mm x 1,6 mm. Perbandingan simulasi dan pengukuran resonator yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 4.16 (b). Kedua resonator tersebut memiliki karakteristik yang identik sebagai resonator pita ganda. Namun, masih terdapat kesalahan dan pergeseran frekuensi, di mana f_{r1} bergeser dari 2,35 GHz ke 2,34 GHz, sementara f_{r2} bergeser dari 1,57 GHz ke 1,81 GHz. Hal ini disebabkan oleh variasi permitivitas substrat, yaitu rentang ϵ_r dari 4,25 – 4,35, dan kesalahan selama proses fabrikasi.

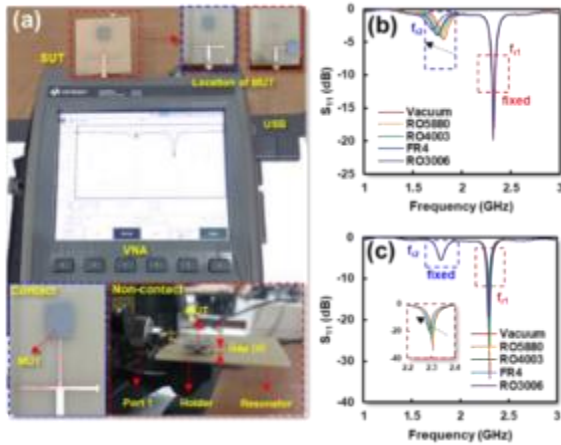


Gambar 4.16 (a) Pembuatan resonator yang diusulkan, (b) simulasi vs pengukuran

Proses pengukuran dilakukan menggunakan VNA yang terhubung langsung ke sensor yang diusulkan menggunakan konektor SMA melalui port 1 dengan impedansi 50Ω seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.17 (a). Rentang frekuensi yang digunakan adalah 1,00-3,00 GHz dengan frekuensi sapuan 0,001 GHz dan suhu sekitar 25°C . Data pengukuran disimpan menggunakan perangkat USB yang terhubung ke VNA dan diproses menggunakan komputer pribadi (PC).

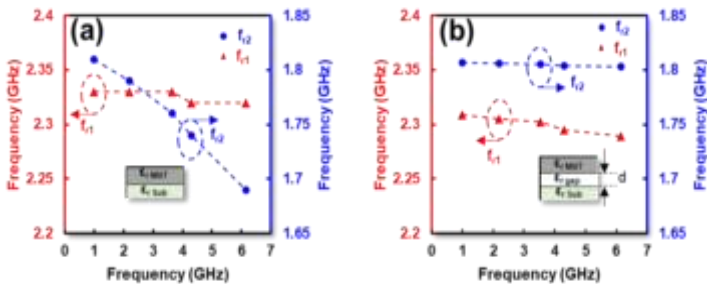
Untuk memvalidasi dan mengukur kinerja MS dan AS untuk deteksi kontak dan non-kontak, dua skenario seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.17 (a) diusulkan:

1. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-1 tanpa celah udara sebagai MS untuk deteksi kontak sementara resonator ke-2 berada dalam ruang hampa.
2. MUT ditempatkan pada area penginderaan resonator ke-2 dengan celah udara sebagai AS untuk deteksi non-kontak sementara resonator ke-1 berada dalam ruang hampa.



Gambar 5.17 (a) Skenario penempatan MUT, (b) hasil pengukuran deteksi kontak menggunakan MS, (c) hasil pengukuran deteksi non-kontak menggunakan AS dengan celah udara 0,5 mm

Berdasarkan pengukuran, untuk skenario (1), f_{r2} bergeser ke frekuensi yang lebih rendah ketika permitivitas MUT meningkat, sementara f_{r1} tetap. Karakteristik yang sama diperoleh untuk skenario (2), di mana f_{r1} bergeser ke frekuensi yang lebih rendah sementara f_{r2} tetap pada rentang permitivitas 1 - 6,15 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.17 (b) dan Gambar 4.17 (c). Kinerja independen resonator ditunjukkan pada Gambar 4.18 (a) dan Gambar 4.18 (b), di mana frekuensi resonansi masing-masing resonator tidak mengalami pergeseran yang signifikan ketika digunakan sebagai MS dan AS untuk deteksi kontak dan non-kontak dengan rentang permitivitas 1 - 6,15.

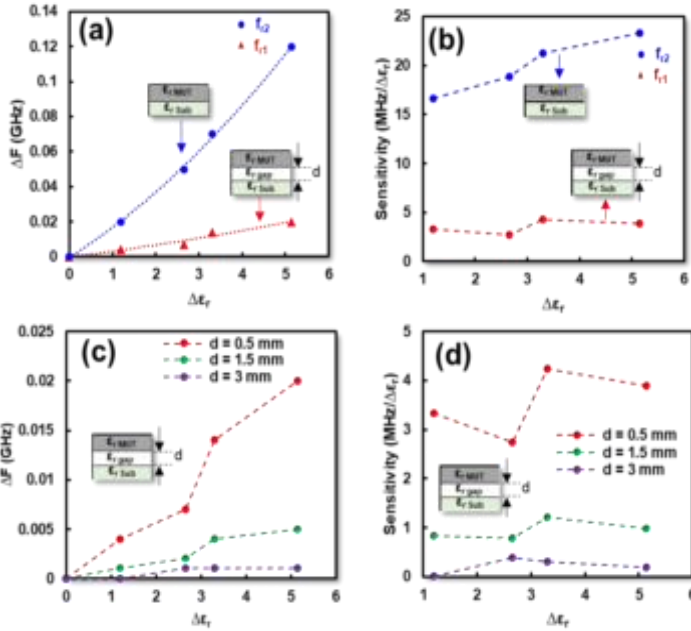


Gambar 4.18 (a) Kinerja independen MS untuk deteksi kontak, (b) kinerja independen AS untuk deteksi non-kontak dengan celah udara 0,5 mm

Untuk deteksi kontak menggunakan MS, f_{r2} bergeser dari 1,810 GHz ke 1,690 GHz, sementara f_{r1} bergeser sedikit dari 2,340 GHz ke 2,320 GHz. Selanjutnya, untuk AS, f_{r1} bergeser dari 2,309 GHz ke 2,289 GHz, sementara f_{r2} bergeser sedikit dari 1,807 GHz ke 1,804 GHz. Hasil ini juga membuktikan bahwa MS lebih sensitif daripada AS. Temuan menarik lainnya adalah kedua resonator memiliki karakteristik yang independen, dan hasil ini sejalan dengan proses simulasi.

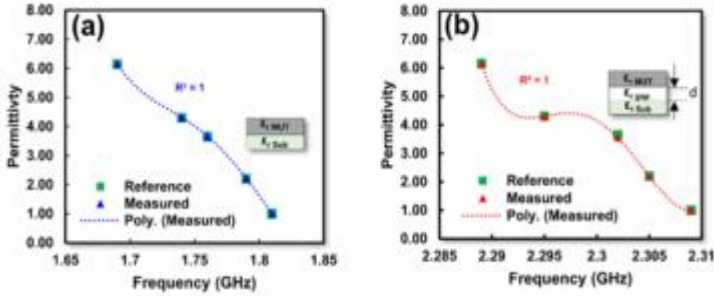
4.8. Sensitivitas Dan Akurasi MS Dan AS Untuk Deteksi Kontak Dan Non-Kontak

Pengaruh celah udara terhadap Δf dan sensitivitas juga dibahas dalam sub-bab ini. Sensitivitas maksimum MS adalah $23,30 \text{ MHz}/\Delta\epsilon_r$ dengan Δf $0,12 \text{ GHz}/\Delta\epsilon_r$, sementara sensitivitas maksimum AS adalah $4,24 \text{ MHz}/\Delta\epsilon_r$ dan $0,02 \text{ GHz}/\Delta\epsilon_r$ dengan celah udara 0,5 mm seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.19 (a) dan Gambar 4.19 (b). Jarak celah udara (d) sangat memengaruhi sensitivitas dan Δf AS seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.19 (c) dan Gambar 4.19 (d). Sensitivitas dan Δf maksimum AS dengan celah 0,5 mm - 1,5 mm berada pada rentang $0,001 \text{ GHz}/\Delta\epsilon_r$ - $0,02 \text{ GHz}/\Delta\epsilon_r$ dan $0,39 \text{ MHz}/\Delta\epsilon_r$ - $4,24 \text{ MHz}/\Delta\epsilon_r$. Temuan ini sejalan dengan hasil simulasi di mana AS lebih sensitif dengan celah udara yang lebih kecil.



Gambar 4.19 (a) Perbandingan sensitivitas MS dan AS, (b) korelasi antara celah udara dan sensitivitas dari AS, (c) perbandingan ΔF MS dan AS, (d) korelasi antara celah udara dan ΔF dari AS

Lebih lanjut, perbedaan antara permitivitas MUT dan referensi dinyatakan sebagai $\Delta\epsilon_r$. Umumnya, permitivitas referensi yang digunakan adalah vakum dengan $\epsilon_r = 1$. Sensitivitas ternormalisasi (NS) dihitung berdasarkan persamaan 3.7 dan persamaan 3.8. Sensitivitas ternormalisasi (NS) dari sensor MS dan AS yang diusulkan adalah 1,15% dan 0,16% dengan rentang permitivitas 1 - 6,15. Lebih lanjut, akurasi MS dan AS untuk deteksi kontak dan non-kontak diperoleh dengan menggunakan persamaan polinomial. Permitivitas dari lembar data digunakan sebagai referensi dan dibandingkan dengan permitivitas yang dihitung berdasarkan persamaan polinomial. Perbandingan nilai permitivitas dari lembar data dan perhitungan dari MS dan AS ditunjukkan pada Gambar 4.20 (a) dan Gambar 4.20 (b).



Gambar 4.20 (a) Akurasi MS dibandingkan dengan permitivitas referensi, (b) akurasi AS dibandingkan dengan permitivitas referensi

Berdasarkan pengukuran dan perhitungan, permitivitas MUT ditentukan untuk MS (ϵ_{r1}) dan AS (ϵ_{r2}) dengan persamaan berikut:

$$\epsilon_{r1} = a_1 f_{ms}^4 - a_2 f_{ms}^3 + a_3 f_{ms}^2 - a_4 f_{ms} + a_5 \quad (4.4)$$

$$\epsilon_{r2} = b_1 f_{as}^4 - b_2 f_{as}^3 + b_3 f_{as}^2 - b_4 f_{as} + b_5 \quad (4.5)$$

Selanjutnya, f_{ms} adalah frekuensi resonansi MS dengan $a_1 = 41667$, $a_2 = 294643$, $a_3 = 780982$, $a_4 = 919666$, dan $a_5 = 405977$ seperti yang ditunjukkan pada Persamaan (4.4). Di sisi lain, f_{as} mewakili frekuensi resonansi AS dengan $b_1 = 4 \times 10^8$, $b_2 = 3 \times 10^9$, $b_3 = 1 \times 10^{10}$, $b_4 = 2 \times 10^{10}$ dan $b_5 = 1 \times 10^{10}$ seperti yang ditunjukkan pada Persamaan (4.5). Tabel 4.3 menunjukkan akurasi deteksi permitivitas untuk MS dan AS untuk permitivitas dari 1 - 6,15. Dari hasil pengukuran, akurasi rata-rata MS dan AS dengan celah udara 0,5 mm masing-masing adalah 99,30% dan 99,31%.

Hasil ini menunjukkan bahwa kedua sensor memiliki akurasi yang tinggi dalam mendeteksi permitivitas MUT. Kinerja MS dan AS secara keseluruhan, termasuk sensitivitas, ΔF , dan akurasi, ditunjukkan pada Tabel 4.3.

Tabel 4.3 Kinerja MS dan AS yang diusulkan dengan celah udara 0,5 mm

MUT	MS			AS		
	ΔF (GHz/ $\Delta \epsilon_r$)	S (MHz/ $\Delta \epsilon_r$)	Acc (%)	ΔF (GHz/ $\Delta \epsilon_r$)	S (MHz/ $\Delta \epsilon_r$)	Acc (%)
Vacuum	-	-	98.00 1	-	-	99.64 1
RO5880	0.020	16.161	99.0 91	0.004	3.330	99.84 2
RO4003C	0.050	18.862	99.73 2	0.007	2.741	97.17 0
FR-4	0.070	21.213	99.77 2	0.014	4.240	99.93 2
RO-3006	0.120	23.301	99.84 3	0.020	3.882	99.95 3

Tabel 4.3 menunjukkan bahwa kinerja MS lebih sensitif dibandingkan AS dengan celah udara 0,5 mm. Lebih lanjut, kedua sensor memiliki akurasi tinggi dan karakteristik independen untuk MS maupun AS dalam hal deteksi kontak dan non-kontak.

4.9. Validasi Eksperimental Dengan Karya Yang Ada

Dalam studi ini, MS dan AS terintegrasi berdasarkan resonator ganda berbentuk T disajikan. MS dan AS diusulkan untuk deteksi permitivitas MUT untuk deteksi kontak dan non-kontak, masing-masing. Selain itu, makalah ini memperkenalkan struktur resonator ganda berbentuk T yang memiliki karakteristik independen menggunakan satu port. Sensor yang diusulkan juga memiliki dua area penginderaan yang berbeda sehingga dapat diusulkan untuk pengukuran kontak dan non-kontak secara independen. Tabel 4.4 menunjukkan perbandingan antara karya yang diusulkan dan sensor yang ada.

Tabel 4.4 menyajikan bahwa perangkat yang diusulkan memiliki kebaruan dengan mengusulkan integrasi MS dan AS. Kebaruan lainnya, resonator ganda berbentuk T memiliki karakteristik independen sehingga dapat digunakan untuk deteksi kontak dan non-kontak secara independen. Lebih lanjut, studi ini

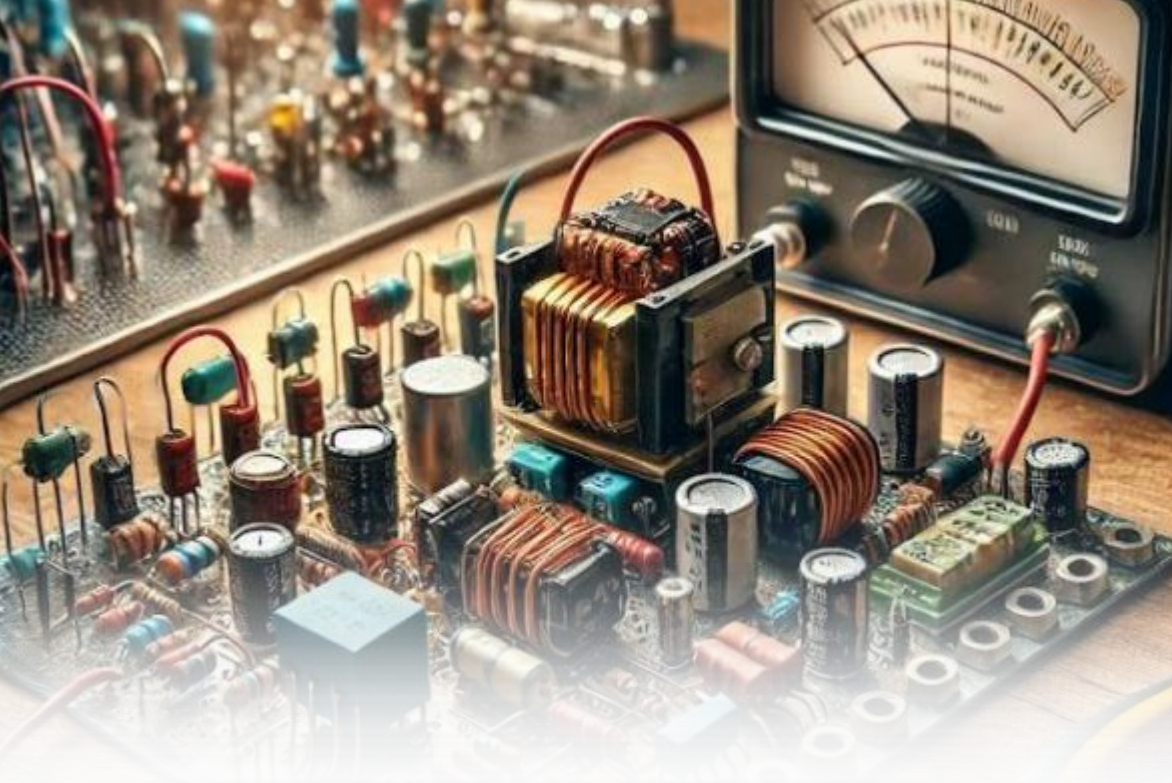
juga menyajikan korelasi antara jarak dari celah udara dengan akurasi dan sensitivitas AS untuk deteksi non-kontak. Berdasarkan pengukuran, celah udara (d) 0,5 - 1,5 mm diusulkan untuk memisahkan sensor dan MUT untuk deteksi non-kontak sedangkan kinerja terbaik untuk AS diperoleh dengan celah udara 0,5 mm.

Dalam bab ini, kami telah berhasil mengintegrasikan MS dan AS untuk karakterisasi kontak dan non-kontak bahan padat dengan rentang permitivitas 1 - 6,15. Sensor yang diusulkan didasarkan pada resonator berbentuk T ganda dengan port tunggal yang beroperasi pada $f_{r1} = 2,34$ GHz dan $f_{r2} = 1,81$ GHz. Selain itu, perangkat yang diusulkan memiliki karakteristik independen sehingga dapat digunakan untuk pengukuran kontak dan non-kontak secara terpisah. Dari pengukuran, akurasi rata-rata adalah 99,30% dan 99,31% untuk MS dan AS dengan celah udara (d) masing-masing 0,5 mm. Sensitivitas ternormalisasi dari kedua sensor adalah 1,16% dan 0,16% sedangkan rentang celah udara (d) untuk AS adalah 0,5 - 1 mm. Integrasi MS dan AS ini dapat direkomendasikan sebagai solusi yang sangat baik untuk karakterisasi bahan kontak dan non-kontak dalam industri biomedis, kendali mutu, dan ilmu material.

Tabel 4.4 Kinerja sensor yang diusulkan dengan pekerjaan yang ada

Referensi	Model	Rentang Permittivitas	Frekuensi (GHz)	Performansi Independen	Rentang celah (mm)	Kapabilitas kontak dan non-kontak
(Piekarz et al., 2017)	Couple line section	1 - 10.2	1.50	Tidak	-	Tidak
(Ansari, Jha and Akhtar, 2015)	SRR	1 - 3	2.65	Tidak	-	Tidak
(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2018b)	LC resonators	1 - 10.2	2.00	Tidak	-	Tidak
(Lim, Kim and Hong, 2018)	Microstrip line ring resonator	1 - 3.48	4.89 9.81	Tidak	-	Tidak

(Behdani et al., 2020)	Aperture Coupling	1 - 12.85	9.50 12.30	Tidak	-	Tidak
(Haq et al., 2019)	CSRR resonator	1 - 11.90	5.35 7.99	Tidak	-	Tidak
(Yeo and Lee, 2019b)	Slot loaded	1 - 10.2	2.50	Tidak	-	Tidak
(Yang et al., 2016)	SC-TCSRR	1 - 4.4	1.42 2.65 4.40	Tidak	0.10 - 0.50	Tidak
(Ali et al., 2021)	IDC	3 - 6	1.38	Tidak	0.02 - 0.30	Tidak
Pekerjaan ini	Dual T-Shaped	1 - 6.15	1.52 2.35	Yes	0.50 - 1.50	Ya



BAB V

SENSOR GELOMBANG MIKRO MULTIFUNGSI DENGAN ANTENA UNTUK KARAKTERISASI MATERIAL DAN APLIKASI DATA TRANSFER

5.1. Pendahuluan

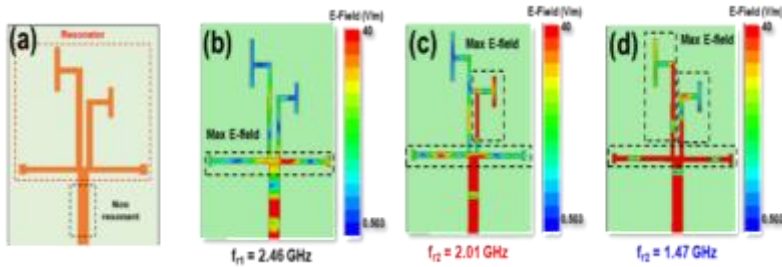
Dalam bab ini, pengembangan perangkat multifungsi sebagai antena dan sensor permitivitas dalam resonator port tunggal telah disajikan. Sensor tersebut terdiri dari tiga resonator berbentuk T yang beroperasi pada tiga frekuensi resonansi yang berbeda pada 2,45

GHz, 2,00 GHz, dan 1,50 GHz, secara berurutan. Sensor yang diusulkan memiliki karakteristik independen sehingga perubahan yang terjadi pada satu resonator tidak akan memengaruhi yang lain. Bab ini menjelaskan secara rinci mulai dari prinsip kerja resonator T, pengembangan model sensor, rangkaian ekivalen, simulasi, dan pengukuran sensor yang diusulkan.

Selanjutnya, model matematika menggunakan polinomial orde 2 diusulkan untuk menentukan permitivitas MUT. Akurasi rata-rata dan sensitivitas yang dinormalisasi dijelaskan dalam makalah ini secara komprehensif untuk mengevaluasi kinerja sensor yang diusulkan dibandingkan dengan sensor yang diusulkan sebelumnya. Pola radiasi antena pada frekuensi resonansi 2,45 GHz juga dijelaskan untuk melihat kinerja resonator yang diusulkan.

5.2. Desain Dan Simulasi Resonator Berbentuk T Multicascade

Perancangan dan simulasi resonator multicascade berbentuk T dilakukan dengan menggunakan HFSS 15.0 sedangkan rangkaian ekivalennya menggunakan AWR 2009. Resonator yang diusulkan terdiri dari tiga resonator berbentuk T yang terhubung langsung ke saluran mikrostrip dengan impedansi 50Ω . Resonator berbentuk T multikaskode ini dirancang untuk beroperasi pada frekuensi $f_{r1} = 2,46$ GHz, $f_{r2} = 2,01$ GHz, dan $f_{r3} = 1,47$ GHz. Tahapan pengembangan resonator berbentuk T multikaskode. Pengembangan terdiri dari tiga tahap yang menunjukkan frekuensi resonansi masing-masing resonator. Perlu dicatat, frekuensi resonansi masing-masing resonator ditentukan berdasarkan panjang lengan resonator berbentuk T. Lebih lanjut, frekuensi resonansi masing-masing resonator dapat ditentukan berdasarkan model saluran transmisi.



Gambar 6.1 Struktur dan simulasi medan-E resonator berbentuk T ganda; (a) struktur resonator berbentuk T multikaskoda, (b) medan-E pada $f_{r1} = 2,46$ GHz, (c) medan-E pada $f_{r2} = 2,01$ GHz, (d) $f_{r3} = 1,47$ GHz

Berdasarkan pendekatan serupa dengan resonator ganda berbentuk T yang dijelaskan pada bab 4, frekuensi resonansi dapat ditentukan berdasarkan panjang lengan resonator yang memiliki konsentrasi medan listrik tinggi berdasarkan setiap frekuensi resonansi. Hasil simulasi struktur dan medan-E resonator multikaskoda berbentuk T pada $f_{r1} = 2,46$ GHz, $f_{r2} = 2,01$ GHz, dan $f_{r3} = 1,47$ GHz ditunjukkan pada Gambar 5.1 (a), Gambar 5.1 (b), Gambar 5.1 (c), dan Gambar 5.1 (d).

Gambar 5.1 (a) menunjukkan struktur resonator multikaskoda berbentuk T yang terdiri dari resonator ke-1, ke-2, dan ke-3 yang dihubungkan oleh saluran mikrostrip dengan impedansi 50Ω . Konsentrasi medan listrik resonator tertinggi pada $f_{r1} = 2,46$ GHz berada di sekitar lengan resonator ke-1 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.1 (b), sementara pada $f_{r2} = 2,01$ GHz, medan listrik berada di sekitar kedua lengan resonator ke-1 dan ke-2 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.1 (c), dan pada $f_{r3} = 1,54$ GHz, medan listrik berada di sekitar lengan resonator ke-1, ke-2, dan ke-3 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.1 (d).

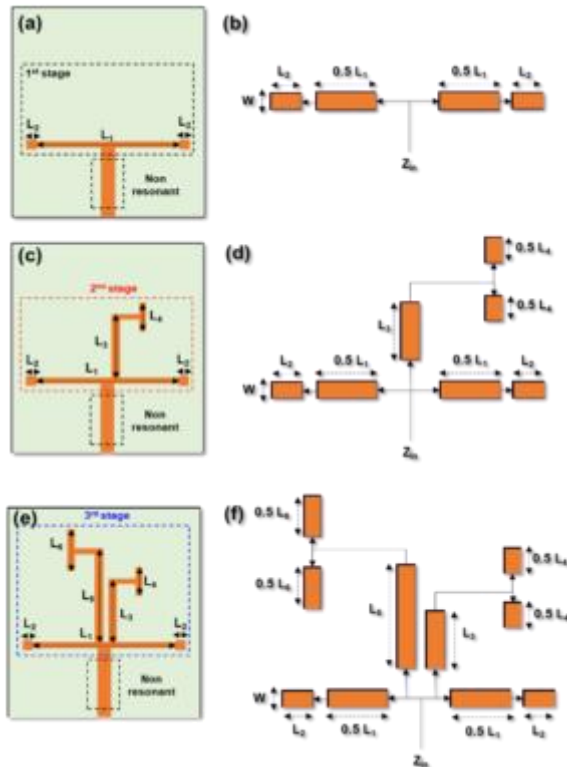
Temuan ini menunjukkan bahwa resonator ke-1 dan ke-2 bekerja sama untuk menghasilkan $f_{r2} = 2,01$ GHz, dan pada $f_{r3} = 1,47$ GHz, semua resonator bekerja sama. Berdasarkan persamaan saluran transmisi, lebar (W_z) feedline resonator yang diusulkan dapat ditentukan sebagai berikut:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{(377)(3.14)}{2(50)\sqrt{4.3}} = 5.72$$

$$W_z = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right]$$

$$W_z = \frac{2}{3.14} \left[(5.72) - 1 - \ln(10.44 - 1) + \frac{4.3 - 1}{2(4.3)} \left\{ \ln(5.72 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.3} \right\} \right] = 3.1 \text{ mm}$$

Berdasarkan perhitungan, lebar saluran mikrostrip (W_z) adalah 3,1 mm dengan impedansi 50Ω . Selanjutnya, panjang dan lebar lengan resonator diperoleh dari proses optimasi menggunakan perangkat lunak simulasi EM yang merepresentasikan frekuensi resonansi resonator seperti yang ditunjukkan pada Tabel 5.1.



Gambar 5.2 Struktur dan model saluran transmisi resonator berbentuk T multicascoded; (a) struktur tahap 1, (b) saluran transmisi tahap 1, (c) struktur

tahap 2, (d) model saluran transmisi tahap 2, (e) struktur tahap 3, (f) model saluran transmisi tahap 3

Perlu dicatat, ketiga resonator memiliki dimensi yang berbeda dan bekerja sama untuk menghasilkan frekuensi resonansinya masing-masing. Pada tahap pertama, resonator pertama beroperasi pada $f_{r1} = 2,46$ GHz sedangkan pada tahap kedua penambahan resonator kedua menghasilkan $f_{r2} = 2,02$ GHz dan pada tahap terakhir penambahan resonator ketiga menghasilkan $f_{r3} = 1,47$ GHz. Selanjutnya, frekuensi resonansi resonator dapat ditentukan menggunakan model saluran transmisi berdasarkan lengan resonator yang memiliki konsentrasi medan listrik yang tinggi pada setiap frekuensi resonansi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.2.

Gambar 5.2 (a), Gambar 5.2 (c), dan Gambar 5.2 (e) menunjukkan struktur resonator pada tingkat ke-1, ke-2, dan ke-3 yang direpresentasikan oleh L_1 , L_2 , L_3 , L_5 , L_6 , L_7 , dan L_8 yang terhubung ke Zin. Model saluran transmisi tingkat ke-1, ke-2, dan ke-3 ditunjukkan pada Gambar 5.1 (b), Gambar 5.1 (d), dan Gambar 5.1 (f). Panjang (L) dan lebar (w) lengan resonator diperoleh dari proses optimasi menggunakan perangkat lunak simulasi elektromagnetik yang merepresentasikan frekuensi resonansi resonator seperti ditunjukkan pada Tabel 5.1.

Tabel 5.1 Dimensi lengan resonator yang diusulkan yang dioptimalkan

Parameter	Dimensi (mm)
L_1	32
L_2	1
L_3	12.5
L_4	1
L_5	6
L_6	19
L_7	1
L_8	9
w	1

Selanjutnya frekuensi resonansi masing-masing resonator dapat ditentukan berdasarkan persamaan 5.1 dan 5.2 sebagai berikut:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{4.3+1}{2} + \frac{4.3-1}{2} \left[1 + 12 \frac{1.6}{1}\right]^{-\frac{1}{2}} = 3.017$$

Oleh karena itu, frekuensi resonansi resonator yang diusulkan dapat ditentukan sebagai berikut:

$$f_{r1} = \frac{nc}{2(L_1+2L_2)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (5.2)$$

$$f_{r1} = \frac{(1)(3 \times 10^8)}{2(32+2)\sqrt{3.017}} = 2.54 \text{ GHz}$$

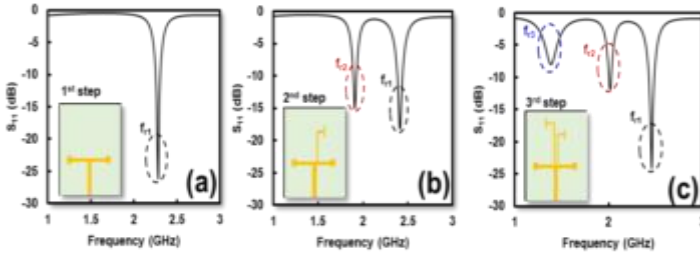
$$f_{r2} = \frac{nc}{2(L_1+2L_2+L_3+L_4+L_5)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (5.3)$$

$$f_{r2} = \frac{(1)(3 \times 10^8)}{2(32+2+12.5+1+6)\sqrt{3.017}} = 1.62 \text{ GHz}$$

$$f_{r3} = \frac{nc}{2(L_1+2L_2+L_6+L_7+L_8)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (5.4)$$

$$f_{r3} = \frac{nc}{2(32+2+19+1+9)\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = 1.37 \text{ GHz}$$

Untuk memvalidasi perhitungan, simulasi dengan perangkat lunak simulasi EM diusulkan untuk mengamati frekuensi resonansi dan kinerja resonator. Frekuensi resonansi setiap resonator dapat dimodelkan dan disimulasikan menggunakan simulasi EM berdasarkan lengan resonator dengan konsentrasi medan listrik tertinggi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.3 (a), Gambar 5.3 (b), dan Gambar 5.3 (c).

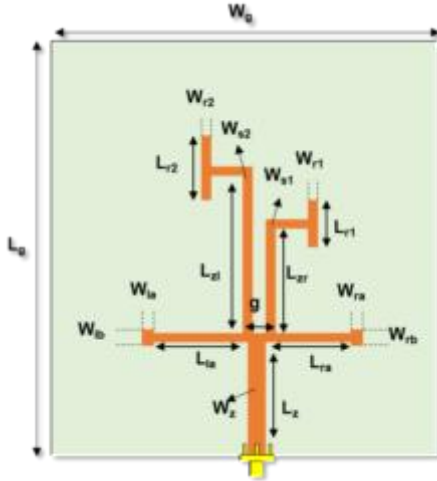


Gambar 5.3 (a) Desain langkah pertama resonator yang diusulkan dengan pita tunggal (b) Desain langkah kedua resonator yang diusulkan dengan pita ganda, (c) Desain langkah ketiga resonator yang diusulkan dengan pita tiga

Model tahap pertama menunjukkan desain resonator berbentuk T yang terhubung langsung ke saluran mikrostrip dan konektor dengan impedansi 50Ω dan beroperasi hanya pada satu frekuensi resonansi, yaitu 2,46 GHz. Pada tahap kedua, sebuah resonator dengan bentuk yang identik dengan resonator pertama ditambahkan untuk menghasilkan frekuensi resonansi baru sebesar 2,01 GHz. Terakhir, pada tahap ketiga, resonator terakhir ditambahkan yang berfungsi untuk menghasilkan frekuensi resonansi baru sebesar 1,47 GHz.

5.3. Struktur Resonator Berbentuk T Multicascade Dengan Port Tunggal

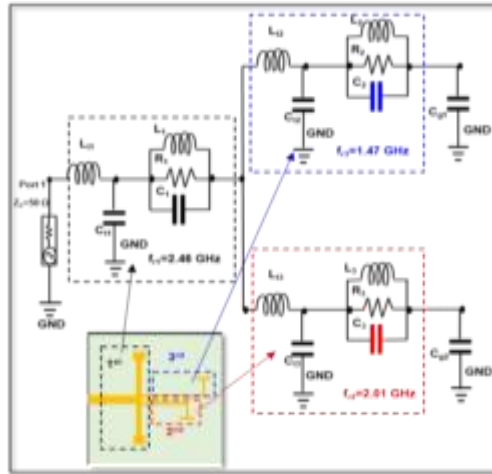
Sensor yang diusulkan terdiri dari tiga resonator berbentuk T dengan konfigurasi multikaskode. Setiap resonator beroperasi pada frekuensi resonansi yang berbeda dan terhubung ke port 1 menggunakan konektor SMA dengan impedansi 50Ω . Substrat yang digunakan adalah FR-4 Epoxy dengan konstanta dielektrik (ϵ_r) 4,3, ketebalan (h) 1,6 mm, dan $\tan \delta$ 0,0265. Struktur resonator berbentuk T multikaskode ditunjukkan pada Gambar 5.4, sedangkan dimensi keseluruhannya ditunjukkan pada Tabel 5.2.



Gambar 5.4 Struktur resonator berbentuk T multicascocode

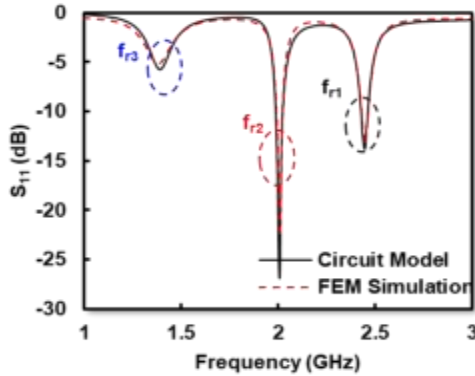
Tabel 5.2 Dimensi resonator berbentuk T multicascocode yang diusulkan

Parameter	Dimensi (mm)	Parameter	Dimensi (mm)
L_z	15	W_{lb}	2
W_{r1}	1	W_{rb}	2
L_{r1}	6	L_{zr}	11.5
W_{s1}	1	L_{zl}	18
W_{r2}	1	L_{ra}	13
L_{la}	15.5	g	0.5
L_{r2}	9.5	W_g	50
W_{s2}	1	L_g	50
W_{la}	1	W_{ra}	1



Gambar 5.5 Model rangkaian ekivalen resonator berbentuk T multikaskode

Model rangkaian ekivalen pengembangan resonator yang diusulkan telah dijelaskan sub-bab sebelumnya. Gambar 5.5 terdiri dari kombinasi resistor, kapasitor, dan induktor. Resonator pertama yang ditampilkan beroperasi pada frekuensi resonansi 2,46 GHz dengan $R_1 = 1,47 \text{ k}\Omega$, $L_1 = 2,65 \text{ nH}$, dan $C_1 = 3,16 \text{ pF}$, sementara $C_{t1} = 1,06 \text{ pF}$ dan $L_{t1} = 1,705 \text{ nH}$ berfungsi sebagai rangkaian pencocokan impedansi untuk frekuensi tinggi. Lebih lanjut, resonator ke-2 dan ke-3 yang beroperasi pada frekuensi resonansi 2,01 GHz dan 1,47 GHz direpresentasikan oleh $R_3 = 0,64 \text{ k}\Omega$, $C_3 = 2,59 \text{ pF}$, $L_3 = 1,88 \text{ nH}$, dan $R_2 = 0,21 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 2,68 \text{ pF}$, $L_2 = 4,07 \text{ nH}$, sementara $C_{t3} = 0,68 \text{ pF}$, $L_{t3} = 2,62 \text{ nH}$, $C_{t2} = 2,42 \text{ pF}$, dan $L_{t2} = 4,4 \text{ nH}$ masing-masing berfungsi sebagai rangkaian pencocokan impedansi untuk frekuensi rendah. Selanjutnya, $C_{g1} = 1,11 \text{ pF}$ dan $C_{g2} = 0,38 \text{ pF}$ ditambahkan untuk menunjukkan bahwa resonator yang diusulkan merupakan rangkaian terbuka di mana C_{g1} dan C_{g2} menunjukkan celah antara resonator dan bidang arde.



Gambar 5.6 Simulasi dari model rangkaian ekuivalen dan FEM

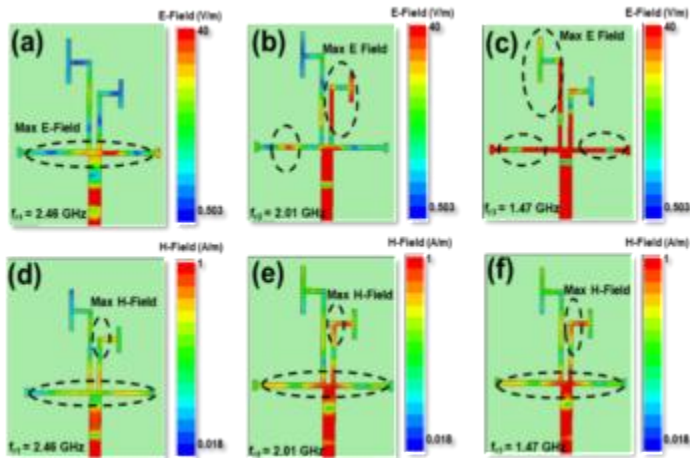
Gambar 5.6 menunjukkan bahwa hasil simulasi FEM sejalan dengan model rangkaian ekuivalen yang diusulkan. Resonator yang diusulkan antara simulasi FEM dan model rangkaian ekuivalen memiliki karakteristik yang identik dengan tiga frekuensi resonansi yang berbeda.

5.4. Area Penginderaan Lokasi Potensial Resonator Berbentuk T Multikaskode

Distribusi arus permukaan mengacu pada aliran arus listrik yang terjadi pada permukaan material konduktif. Dalam konteks sensor gelombang mikro, distribusi arus permukaan pada pita resonansi mengacu pada distribusi arus yang terjadi pada permukaan sensor pada frekuensi resonansi sensor. Pada frekuensi resonansi, medan elektromagnetik yang dihasilkan oleh sensor menjadi sangat terkonsentrasi, yang menyebabkan akumulasi muatan pada permukaan sensor. Akumulasi muatan ini menghasilkan aliran arus listrik di sepanjang permukaan sensor, yang dapat divisualisasikan sebagai distribusi kerapatan arus.

Dalam penelitian ini, lokasi penempatan MUT bergantung pada konsentrasi medan-E resonator. Umumnya, area penginderaan ditentukan dari medan-E tertinggi struktur resonator. Lebih lanjut, konsentrasi medan-H menunjukkan karakteristik resonator sebagai antenna. Untuk menentukan medan E dan medan H maksimum,

dilakukan proses simulasi pada tiga frekuensi resonansi resonator yang diusulkan menggunakan HFSS 15.0 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.7 (a), Gambar 5.7 (b), Gambar 5.7 (c) dan Gambar 5.7 (d).

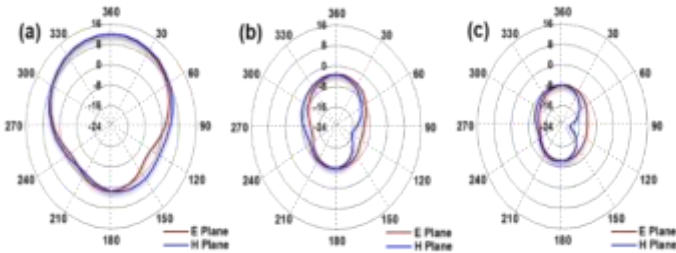


Gambar 5.7 Konsentrasi medan-E dan medan-H dari resonator yang diusulkan (a) Medan-E pada $f_{r1} = 2,46$ GHz (b) Medan-E pada $f_{r2} = 2,01$ GHz, (c) Medan-E pada $f_{r3} = 1,39$ GHz, (d) Medan-H pada $f_{r1} = 2,46$ GHz, (e) Medan-H pada $f_{r2} = 2,01$ GHz, (f) Medan-H pada $f_{r3} = 1,47$ GHz

Gambar 5.7 (a) dan Gambar 5.7 (d) menunjukkan medan-E dan medan-H maksimum pada $f_{r2} = 2,46$ GHz di lokasi yang sama pada lengan resonator pertama. Hal ini menunjukkan bahwa resonator pertama dapat digunakan sebagai antena karena medan-E dan medan-H terkonsentrasi di lokasi yang sama. Lebih lanjut, Gambar 5.7 (b) dan Gambar 5.7 (e) menunjukkan bahwa lokasi medan-E maksimum pada $f_{r2} = 2,01$ GHz berada di stub ujung terbuka resonator kedua, sementara medan-H maksimum berada di lengan resonator pertama dan kedua. Di sisi lain, lokasi medan-E maksimum pada $f_{r3} = 1,47$ GHz ada di lengan dan stub terbuka resonator ke-3 sedangkan medan-H maksimum ada di lengan resonator ke-1 dan resonator ke-2 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.7 (c) dan Gambar 5.7 (f).

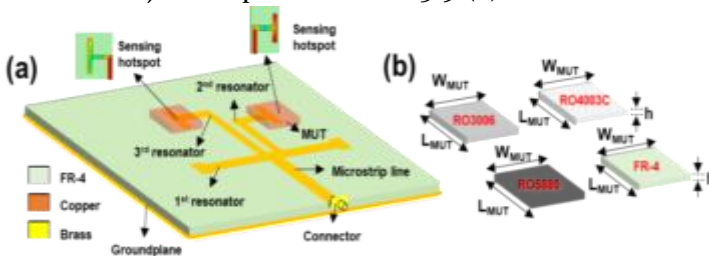
Selanjutnya, untuk mengamati kinerja resonator yang diusulkan, pola radiasi dari tiga frekuensi resonansi disimulasikan menggunakan HFSS 15.0 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.8

(a), Gambar 5.8 (b), dan Gambar 5.8 (c) di mana bidang E ditunjukkan dengan penanda biru dan bidang H dengan penanda merah.



Gambar 5.8 Pola radiasi resonator yang diusulkan (a) E-plane dan H-Plane pada $f_{r1} = 2,46$ GHz (b) E-plane dan H-Plane pada $f_{r2} = 2,01$ GHz, (c) E-plane dan H-Plane pada $f_{r3} = 1,47$ GHz

Hasil simulasi menunjukkan bahwa resonator memancarkan gelombang elektromagnetik pada ketiga frekuensi resonansi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.8. Namun, radiasi gelombang elektromagnetik maksimum hanya dihasilkan dari resonator ke-1 yang beroperasi pada frekuensi resonansi $f_{r1} = 2,46$ GHz dengan radiasi maksimum sebesar 12,09 dB, sedangkan untuk $f_{r2} = 2,02$ GHz dan $f_{r3} = 1,47$ GHz masing-masing adalah -3,81 dB dan -7,83 dB. Hal ini menunjukkan bahwa resonator ke-1 dapat digunakan sebagai antenna berdasarkan kinerja pola radiasi yang diperoleh dari hasil simulasi, sedangkan resonator ke-2 dan ke-3 dapat digunakan sebagai sensor permitivitas. Berdasarkan proses simulasi dan pengamatan konsentrasi medan-E dan medan-H dari resonator yang diusulkan, lokasi MUT ditunjukkan pada Gambar 5.9 (a).



Gambar 5.9 (a) Penempatan MUT resonator yang diusulkan pada resonator ke-2 dan ke-3, (b) dimensi MUT

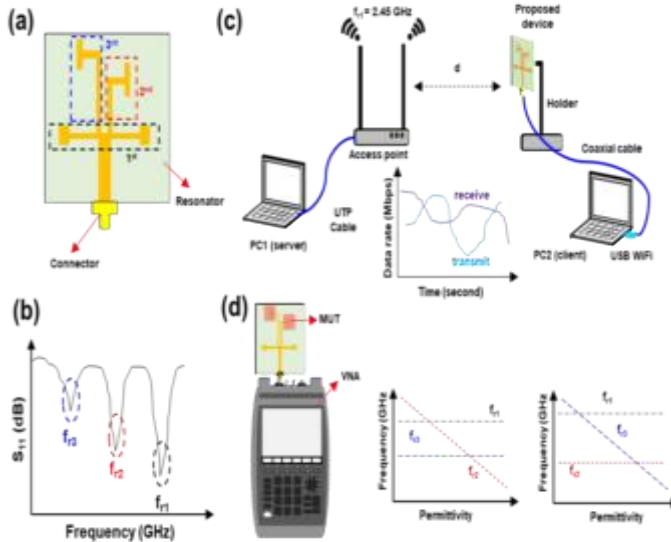
Gambar 5.9 (a) menunjukkan bahwa lokasi penempatan MUT berada di stub terbuka resonator ke-2 dan ke-3, sementara resonator ke-1 digunakan sebagai antena yang berfungsi memancarkan gelombang elektromagnetik. MUT yang digunakan diwakili oleh W_{MUT} , L_{MUT} , dan h dengan dimensi keseluruhan ($10 \times 10 \times 1,6$) mm³ dan ditempatkan pada permukaan stub terbuka resonator ke-2 dan ke-3 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.9 (b).

5.5. Prinsip Kerja Sensor Gelombang Mikro Multifungsi Dengan Antena

Sensor gelombang mikro yang diusulkan beroperasi pada tiga frekuensi resonansi yang berbeda. Frekuensi tinggi yang direpresentasikan sebagai $f_{r1} = 2,45$ GHz digunakan sebagai antena, sementara frekuensi rendah yang direpresentasikan sebagai $f_{r2} = 2,00$ GHz dan $f_{r3} = 1,50$ GHz digunakan sebagai sensor permitivitas seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.10 (a) dan Gambar 5.10 (b). Ketiga frekuensi resonansi perangkat yang diusulkan bersifat independen sehingga tidak saling memengaruhi ketika terganggu. Sensor permitivitas digunakan untuk mengkarakterisasi material padat secara simultan di dua area penginderaan yang berbeda, sementara antena digunakan untuk mentransfer data pengukuran menggunakan jaringan nirkabel seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.10 (c) dan Gambar 5.10 (d).

Kinerja kedua fungsi perangkat yang diusulkan diamati melalui beberapa pengukuran di laboratorium menggunakan peralatan pendukung seperti penganalisis jaringan vektor (VNA), titik akses, USB nirkabel, dan komputer. Kontribusi utama dari makalah ini adalah menghasilkan sensor gelombang mikro multifungsi sebagai sensor permitivitas dan antena yang berfungsi untuk karakterisasi material padat dan kemampuan transfer data.

Selain itu, sensor permitivitas memiliki dua area penginderaan yang berbeda sehingga dapat digunakan untuk menentukan permitivitas dua jenis MUT yang berbeda secara bersamaan. Prinsip kerja perangkat yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 5.11.



Gambar 5.11 (a) Struktur perangkat yang diusulkan, (b) frekuensi resonansi perangkat yang diusulkan, (c) perangkat yang diusulkan sebagai antena (d) perangkat yang diusulkan sebagai sensor permitivitas

Sensor gelombang mikro memanfaatkan medan listrik untuk menentukan area penginderaan sensor dari perangkat yang diusulkan, dan kinerjanya diamati dari korelasi frekuensi resonansi dengan permitivitas MUT yang diperoleh selama proses pengukuran. Lebih lanjut, perangkat yang diusulkan berfungsi sebagai antena dengan memanfaatkan konsentrasi medan magnet dari resonator, dan kinerjanya diamati dari laju data dalam mengirim dan menerima data melalui jaringan nirkabel untuk mengirimkan data pengukuran.

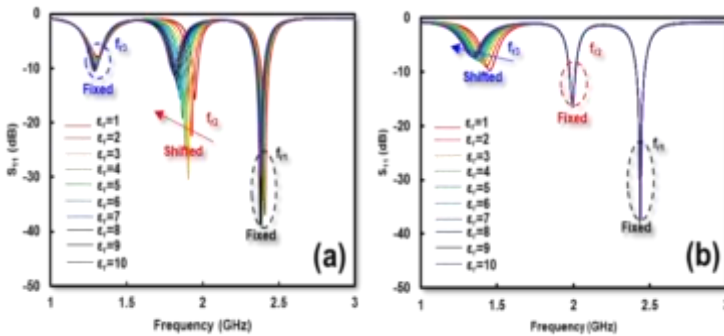
5.6. Simulasi Dan Pengukuran Sensor Dan Antena Gelombang Mikro Multifungsi

Untuk menentukan permitivitas MUT, proses simulasi dilakukan dengan menempatkan MUT pada permukaan resonator ke-2 dan ke-3. Simulasi menggunakan dua skenario berikut:

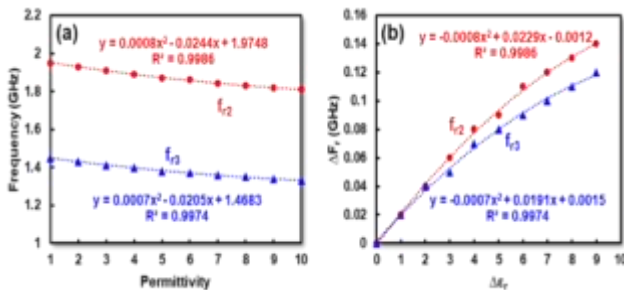
1. MUT ditempatkan pada permukaan resonator ke-2 saat resonator ke-3 kosong (vakum).

- MUT ditempatkan pada permukaan resonator ke-3 saat resonator ke-2 kosong (vakum).

Hasil simulasi ditunjukkan pada Gambar 5.11 (a) dan Gambar 5.11 (b). Rentang permitivitas yang digunakan dalam proses simulasi adalah $\epsilon_r = 1 - 10$ dengan $\tan \delta = 0$. Gambar 5.11 (a) menunjukkan bahwa pada skenario (1), frekuensi resonansi resonator ke-1 dan ke-3 tetap, sementara frekuensi resonansi resonator ke-2 bergeser ke frekuensi rendah seiring dengan perubahan permitivitas MUT. Lebih lanjut, Gambar 5.11 (b) menunjukkan bahwa pada skenario (2), frekuensi resonator ke-1 dan ke-2 tetap, sementara frekuensi resonator ke-3 bergeser ke frekuensi yang lebih rendah seiring dengan perubahan permitivitas MUT.

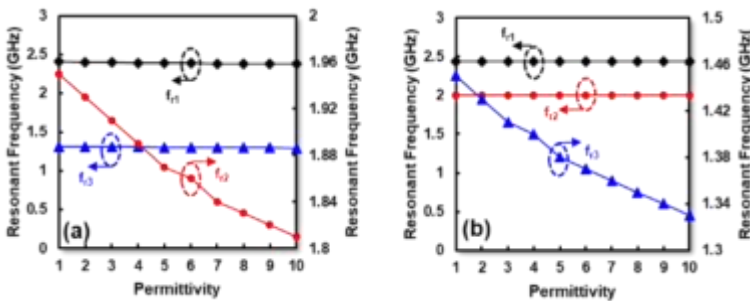


Gambar 5.11 Simulasi resonator yang diusulkan saat MUT dimuat di resonator ke-2 dan ke-3; (a) selama skenario 1, (b) selama skenario



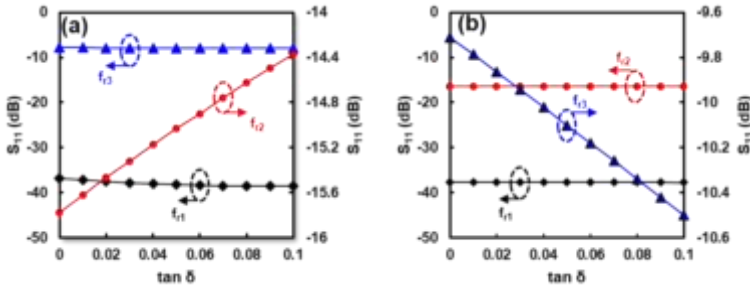
Gambar 5.12 (a) Pengaruh perubahan permitivitas terhadap frekuensi resonansi resonator; (b) pergeseran frekuensi maksimum (Δf_r) dari sensor yang diusulkan

Pengaruh perubahan permitivitas MUT terhadap frekuensi resonansi resonator ke-2 dan ke-3 selama skenario 1 dan 2 ditunjukkan pada Gambar 5.12 (a), sementara pergeseran frekuensi ditunjukkan pada Gambar 5.12 (b). Lebih lanjut, Gambar 5.12 (a) menunjukkan bahwa frekuensi resonansi resonator ke-2 bergeser dari 1,95 GHz menjadi 1,81 GHz, sementara frekuensi resonator ke-3 bergeser dari 1,45 GHz menjadi 1,33 GHz seiring dengan perubahan permitivitas MUT dari rentang 1-10. Lebih lanjut, pergeseran frekuensi maksimum (Δf_i) resonator ke-2 dan ke-3 adalah 0,12 GHz dan 0,14 GHz, sebagaimana ditunjukkan pada Gambar 5.12 (b).



Gambar 5.13 Kinerja independen resonator ketika permitivitas berubah; (a) selama skenario 1, (b) selama skenario 2

Hasil simulasi dari skenario (1) dan (2) menunjukkan bahwa resonator ke-2 dan ke-3 yang diusulkan memiliki karakteristik independen di mana perubahan permitivitas hanya terjadi ketika resonator dibebani MUT di lokasi area penginderaan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.13 (a) dan Gambar 5.13 (b). Selain itu, sensor yang diusulkan menghasilkan lokasi area penginderaan yang berbeda untuk resonator ke-2 dan ke-3 dan karakteristik koefisien refleksi yang independen ketika $\tan \delta$ berubah dari 0-0,01 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.14 (a) dan Gambar 5.14 (b).



Gambar 5.14 Pengaruh perubahan $\tan \delta$ terhadap frekuensi resonansi resonator; (a) pada skenario 1, (b) pada skenario 2

Hasil simulasi dari skenario (1) dan (2) menunjukkan bahwa resonator ke-2 dan ke-3 yang diusulkan memiliki karakteristik independen di mana perubahan permitivitas hanya terjadi ketika resonator dibebani MUT di lokasi area penginderaan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.9 (a) dan Gambar 5.9 (b). Selain itu, sensor yang diusulkan menghasilkan lokasi area penginderaan yang berbeda untuk resonator ke-2 dan ke-3 dan karakteristik koefisien refleksi yang independen ketika $\tan \delta$ berubah dari 0–0,01 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.14 (a) dan Gambar 5.14 (b).

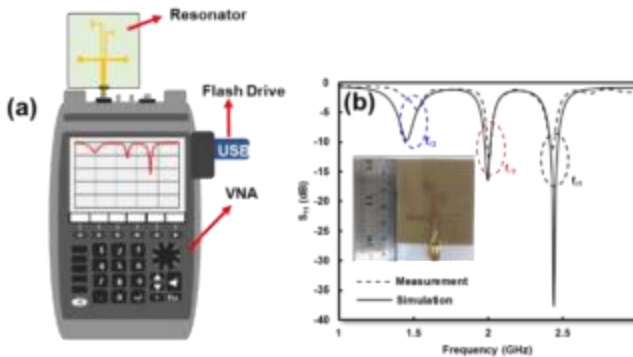
Gambar 5.14 (a) menunjukkan bahwa koefisien refleksi pergeseran f_{r2} sejalan dengan perubahan $\tan \delta$ dari -15,77 dB menjadi -14,56 dB sementara f_{r1} dan f_{r3} tetap pada -36,90 dB dan -7,98 dB. Demikian pula, koefisien refleksi f_{r3} bergeser dari -9,71 dB menjadi -10,50 dB, sementara f_{r1} dan f_{r2} tetap pada -37,70 dB dan 16,43 dB seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.14 (b). Hal ini membuktikan bahwa sensor yang diusulkan memiliki karakteristik independen berdasarkan skenario (1) dan (2). Oleh karena itu, sensor ini dapat digunakan untuk mendeteksi permitivitas dua jenis MUT secara bersamaan.

5.7. Pembuatan Dan Pengukuran Resonator Berbentuk T Multicascode

Proses pengukuran dilakukan menggunakan Vector Network Analyzer (VNA) yang terhubung langsung ke sensor yang diusulkan

menggunakan konektor SMA melalui port 1 dengan impedansi 50Ω seperti ditunjukkan pada Gambar 5.15(a). Rentang frekuensi yang digunakan adalah 1,00-3,00 GHz dengan frekuensi sapuan 0,01 GHz dan suhu sekitar 25°C . Data pengukuran disimpan menggunakan perangkat USB yang terhubung ke VNA dan diproses menggunakan komputer pribadi (PC).

Perbandingan frekuensi resonansi dan koefisien refleksi resonator yang diusulkan dari proses simulasi dan pengukuran ditunjukkan pada Gambar 5.15 (b). Namun, masih terdapat sedikit perbedaan antara simulasi dan pengukuran, di mana f_{r1} bergeser dari 2,46 GHz menjadi 2,45 GHz, f_{r2} dari 2,01 GHz menjadi 2 GHz, dan f_{r3} dari 1,47 GHz menjadi 1,5 GHz. Hal ini disebabkan oleh variasi permitivitas substrat, yaitu rentang ϵ_r sebesar 4,25 – 4,35, dan juga kesalahan selama proses fabrikasi. Secara keseluruhan, kesalahan dalam proses pengukuran dan simulasi masing-masing sebesar 0,41%, 0,50%, dan 2,04%.

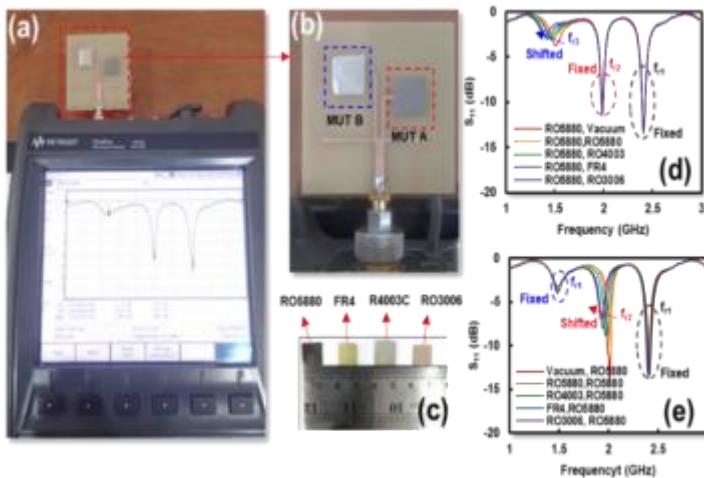


Gambar 5.15 (a) Pengaturan pengukuran resonator yang diusulkan, (b) Hasil simulasi dan pengukuran resonator yang diusulkan

Skenario proses pengukuran yang digunakan untuk mengamati kinerja sensor yang diusulkan adalah sebagai berikut:

1. MUT A yang dipasang pada resonator ke-2 bersifat tetap (RO5880) sedangkan MUT B diubah secara acak.
2. MUT B yang dipasang pada resonator ke-3 bersifat tetap (RO5880) sedangkan MUT A diubah secara acak.

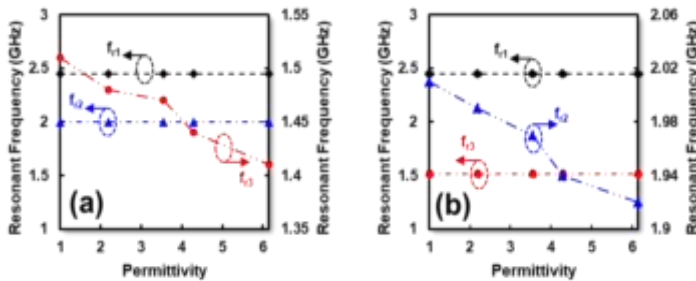
Selanjutnya, untuk mengamati kinerja sensor yang diusulkan, proses pengukuran dilakukan dengan menempatkan MUT secara bersamaan di setiap area penginderaan. MUT yang ditempatkan pada resonator ke-2 direpresentasikan sebagai MUT A sementara MUT B ditempatkan pada resonator ke-3 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.16 (a) dan Gambar 5.16 (b). Dimensi MUT yang digunakan ditunjukkan pada Gambar 5.16 (c) yaitu $10 \times 10 \times 1,6 \text{ mm}^3$. Selanjutnya, Gambar 5.16 (d) menunjukkan bahwa dalam skenario (1), f_{r3} bergeser ke frekuensi rendah sejalan dengan perubahan permitivitas MUT sementara f_{r1} dan f_{r2} tetap. Demikian pula, koefisien refleksi f_{r1} dan f_{r2} juga tetap karena MUT yang ditempatkan pada resonator ke-3 tetap (RO5880). Sementara itu, pada (2), f_{r2} bergeser ke frekuensi rendah sejalan dengan perubahan permitivitas MUT, sedangkan f_{r1} dan f_{r3} tetap sejalan dengan koefisien refleksi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.16 (e).



Gambar 5.16 (a) Pengaturan pengukuran MUT simultan yang dimuat di resonator ke-2 dan resonator ke-3, (b) hasil pengukuran resonator yang diusulkan selama skenario 1, (c) hasil pengukuran resonator yang diusulkan selama skenario 2

Korelasi antara setiap frekuensi resonansi resonator terhadap perubahan permitivitas MUT ditunjukkan pada Gambar 5.17 (a) dan Gambar 5.17 (b). Selanjutnya, Gambar 5.17 (a) menunjukkan bahwa

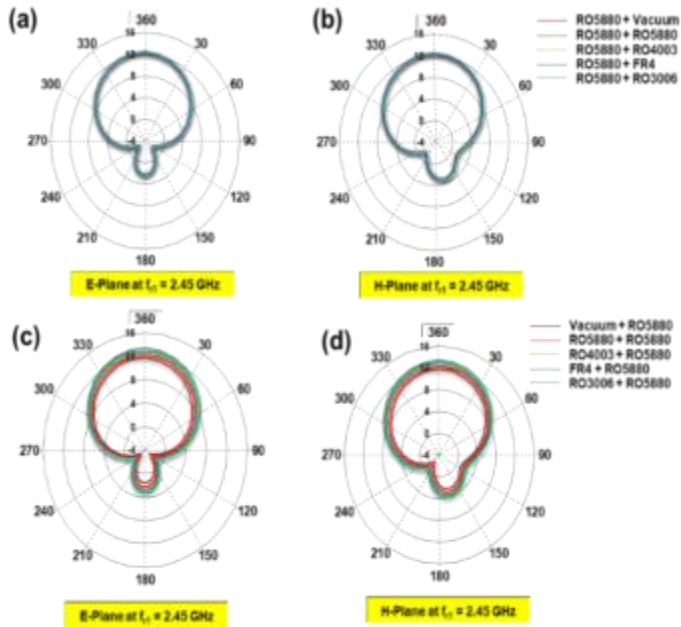
f_{r3} bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dari 1,5 GHz menjadi 1,41 GHz, sementara f_{r2} dan f_{r1} tetap pada 2 GHz dan 2,45 GHz dalam skenario (1). Lebih lanjut, Gambar 5.17 (b) menunjukkan bahwa f_{r2} bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dari 2 GHz menjadi 1,92 GHz, sementara f_{r1} dan f_{r3} tetap pada 2,45 GHz dan 1,5 GHz dalam skenario (2). Hal ini membuktikan bahwa sensor yang diusulkan memiliki karakteristik independen dan tidak terpengaruh ketika MUT dimuat secara bersamaan.



Gambar 5.17 (a) Korelasi f_{r1} , f_{r2} dan f_{r3} pada skenario 1, (b) Korelasi f_{r1} , f_{r2} dan f_{r3} pada skenario 2

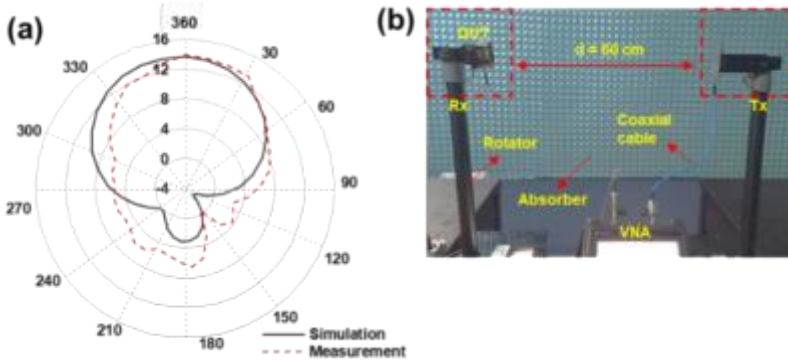
Selanjutnya untuk mengamati kinerja resonator 1 yang berfungsi sebagai antena, pola radiasi ketika MUT diletakkan secara bersamaan di kedua daerah penginderaan sesuai skenario (1) dan (2) ditunjukkan pada Gambar 5.18 (a), Gambar 5.18 (b), Gambar 5.18 (c), dan Gambar 5.18 (d).

Pola radiasi antena pada skenario 1 tetap seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.19 (a) dan Gambar 6.17 (b), sementara Gambar 5.19 (c) dan Gambar 5.19 (d) menunjukkan bahwa pola radiasi antena sedikit berubah pada skenario (2). Namun, karakteristik pola radiasi yang diperoleh dari skenario 1 dan skenario (2) masih identik dan tidak terjadi perubahan signifikan ketika MUT ditempatkan secara bersamaan di area penginderaan sensor yang diusulkan.



Gambar 5.18 (a) Pola radiasi resonator yang diusulkan; (a) Bidang E pada $f_{r1}=2,45$ selama skenario 1, (b) Bidang H resonator yang diusulkan pada $f_{r1}=2,45$ GHz selama skenario 1, (c) Bidang E resonator yang diusulkan pada $f_{r1}=2,45$ GHz selama skenario 2, (d) Bidang H resonator yang diusulkan pada $f_{r1}=2,45$ GHz selama skenario 2

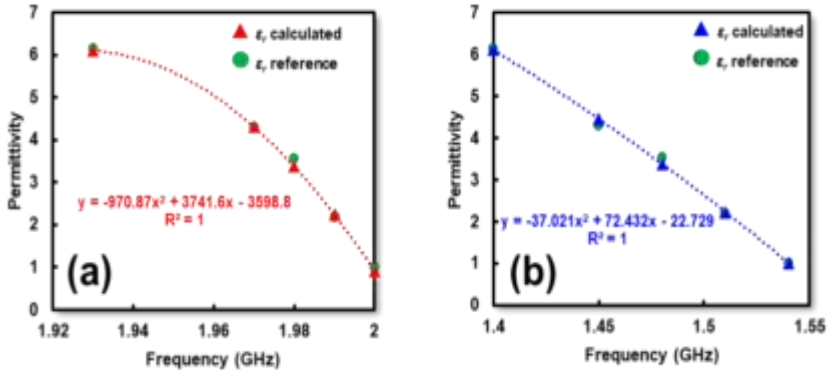
Perbandingan pola radiasi dari hasil simulasi dan proses pengukuran pada $f_{r1} = 2,45$ GHz ditunjukkan pada Gambar 5.18 (a) sementara Gambar 5.18 (b) menunjukkan pengaturan pengukuran pola radiasi di ruang *anechoic*. Lebih lanjut, Gambar 5.19 (a) menunjukkan bahwa ada kesepakatan yang baik antara pola radiasi dari hasil pengukuran dan simulasi. Proses pengukuran dilakukan di ruang *anechoic* di mana *Device Under Test* (DUT) diposisikan sebagai penerima (Rx) sementara antenna referensi diposisikan sebagai pemancar (Tx) yang dipisahkan oleh jarak $d = 60$ cm seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.19 (b). Resonator yang diusulkan menghasilkan pola radiasi terarah dengan radiasi maksimum 13 dB pada frekuensi resonansi 2,45 GHz.



Gambar 5.19 (a) Pola radiasi antenna pada $f_n = 2,45$ GHz, (b) pengaturan pengukuran pola radiasi di ruang anechoic

5.8. Validasi Dan Kinerja Resonator Berbentuk T Multicascode

Verifikasi bentuk resonator dilakukan di laboratorium menggunakan *Vector Network Analyzer* dengan suhu sekitar 25°C . Tahapan dan proses pengukuran dijelaskan pada sub-bab berikutnya. Permittivitas dari MUT ditentukan menggunakan persamaan polinomial orde ke-2 yang menyatakan hubungan antara permitivitas dan frekuensi resonansi sensor yang diusulkan ketika MUT ditempatkan di area penginderaan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.20 (a) dan Gambar 5.20 (b). Selanjutnya, akurasi sensor diperoleh dengan membandingkan permitivitas yang dihitung menggunakan polinomial orde ke-2 dengan permitivitas referensi dari lembar data.



Gambar 5.20 (a) akurasi resonator ke-2 dibandingkan dengan permitivitas referensi, (b) akurasi resonator ke-3 dibandingkan dengan permitivitas referensi

Berdasarkan Gambar 5.20 (a) dan Gambar 5.20 (b), permitivitas MUT ditentukan dengan menggunakan polinomial orde 2 yang dinyatakan sebagai berikut:

$$\epsilon_{r1} = -970.87 f_{r2}^2 + 3741.6 f_{r2} - 3598.8 \quad (6.1)$$

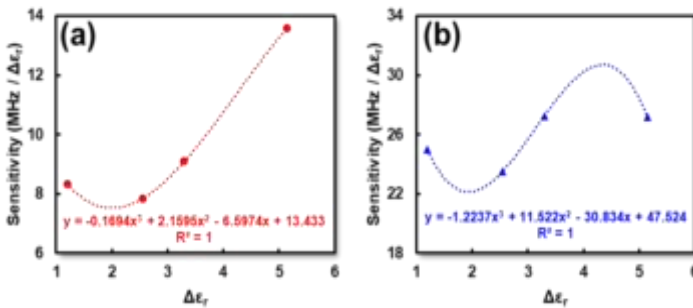
$$\epsilon_{r2} = -37.021 f_{r3}^2 + 72.342 f_{r3} - 22.729 \quad (6.2)$$

Perbandingan keseluruhan permitivitas antara proses pengukuran dan lembar data ditunjukkan pada Tabel 5.3.

Tabel 5.3 Perbandingan nilai permitivitas antara proses pengukuran dan datasheet

MUT	Parameter						
	ϵ_r	Permittivitas pengukuran		Error (%)		Akurasi (%)	
		ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}
Vacuum	1.00	0.92	1.02	8.00	1.73	92.00	98.27
RO5880	2.20	2.24	2.23	1.89	1.44	98.11	98.56
RO4003	3.65	3.37	3.38	5.09	4.80	94.91	95.20
FR4	4.30	4.30	4.46	0.06	3.73	99.94	96.27
RO3006	6.15	6.09	6.11	0.90	0.58	99.10	99.42

Tabel 5.3 menunjukkan bahwa sensor yang diusulkan memiliki akurasi yang tinggi dalam menentukan permitivitas MUT dibandingkan dengan permitivitas pada lembar data. Akurasi rata-rata sensor yang diusulkan adalah 96,81% dan 97,54% dengan rentang permitivitas 1 - 6,15. Selanjutnya, MUT yang ditempatkan di area penginderaan mengganggu medan-E. Interaksi MUT dengan resonator dapat diasumsikan sebagai beban kapasitif yang menyebabkan pergeseran frekuensi resonansi. Lebih lanjut, sensitivitas resonator ke-2 dan ke-3 ditunjukkan pada Gambar 5.21 (a) dan Gambar 5.21 (b). Sensitivitas maksimum resonator ke-2 dan resonator ke-3 adalah 13,59 MHz/ $\Delta\epsilon_r$ dan 27,27 MHz/ $\Delta\epsilon_r$, dan sensitivitas rata-ratanya adalah 9,71 MHz/ $\Delta\epsilon_r$ dan 25,75 MHz/ $\Delta\epsilon_r$.

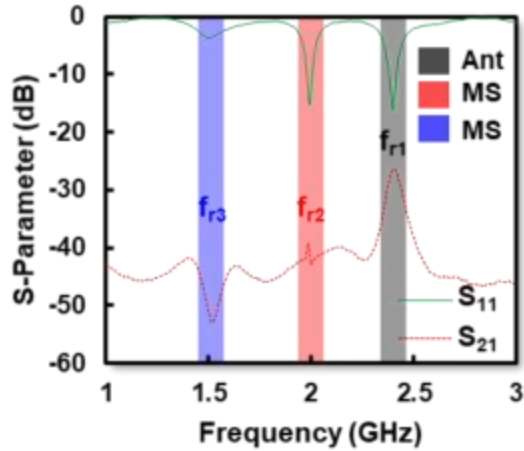


Gambar 5.21 (a) Sensitivitas resonator ke-2 pada $f_{r2} = 2,00$ GHz, (b) sensitivitas resonator ke-3 pada $f_{r3} = 1,50$ GHz

Lebih lanjut, selisih antara permitivitas MUT dan referensi dinyatakan sebagai $\Delta\epsilon_r$. Umumnya, permitivitas referensi yang digunakan adalah vakum dengan $\epsilon_r = 1$. Berdasarkan Persamaan 3.50, sensitivitas ternormalisasi (NS) sensor yang diusulkan adalah 0,68% dan 1,77% dengan rentang permitivitas 1 - 6,15.

5.9. Kemampuan Transfer Data Resonator Berbentuk T Multicascode

Selanjutnya, untuk menunjukkan kinerja antenna saat mengirimkan data, pengukuran S_{11} dan S_{21} diusulkan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.22.



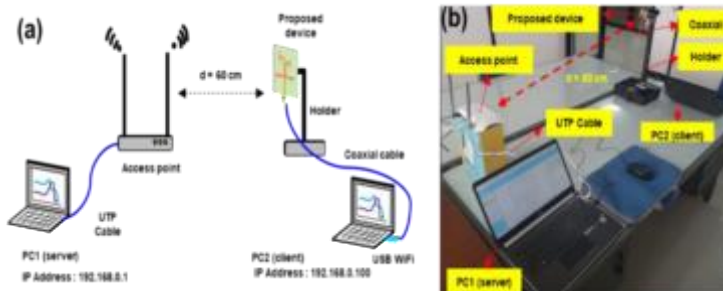
Gambar 5.22 Pengukuran S_{11} dan S_{21} dari resonator yang diusulkan

Gambar 5.22 menunjukkan S_{11} dan S_{21} dari resonator yang diusulkan ketika berfungsi sebagai antenna (Ant) dengan frekuensi resonansi yang sama pada $f_{r1} = 2,45$ GHz. Berdasarkan hasil pengukuran, besarnya kopling mutual (S_{21}) resonator meningkat ketika resonator berfungsi sebagai antenna (Ant) pada $f_{r1} = 2,45$ GHz, sementara pada $f_{r2} = 2,00$ GHz dan $f_{r3} = 1,50$ GHz sebagai sensor gelombang mikro (MS), besarnya lebih rendah. Hal ini menunjukkan bahwa resonator telah berfungsi sebagai antenna pada $f_{r1} = 2,45$ GHz, sementara $f_{r2} = 2$ GHz dan $f_{r3} = 1,50$ GHz dapat digunakan sebagai sensor permitivitas.

Tabel 5.4 Nilai S_{11} dan S_{21} dari resonator yang diusulkan

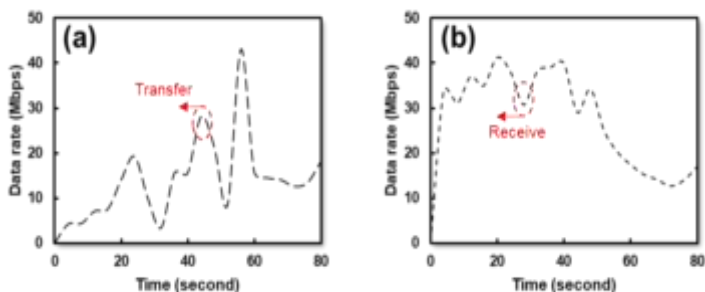
Resonator	Frekuensi (GHz)	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)
Pertama	2.45	-14.68	-26.73
Kedua	2.00	-15.31	-40.65
Ketiga	1.50	-3.69	-52.87

Tabel 5.4 menunjukkan nilai S_{11} dan S_{21} resonator yang diusulkan untuk f_{r1} , f_{r2} , dan f_{r3} , masing-masing. Selanjutnya, untuk mengamati kinerja sensor gelombang mikro yang diusulkan sebagai antenna, proses pengukuran dilakukan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.23 (a) dan Gambar 5.23 (b).



Gambar 5.23 Pengaturan pengukuran dari perangkat yang diusulkan untuk transfer data; (a) ilustrasi konfigurasi dan proses pengukuran, (b) konfigurasi pengukuran nyata

Gambar 5.23 (a) menunjukkan konfigurasi proses pengukuran di mana perangkat yang diusulkan terhubung ke PC₂ (klien) menggunakan USB WLAN sementara server yang terletak di PC₁ terhubung langsung ke titik akses yang beroperasi pada frekuensi resonansi masing-masing 2,45 GHz. Selanjutnya, PC₁ dikonfigurasi sebagai gateway dengan alamat IP 192.168.0.1 sementara PC₂ sebagai klien dengan alamat IP 192.168.0.100. Jarak dari server dan klien direpresentasikan oleh $d = 60$ cm di mana antenna klien ditempatkan di dudukan dan terhubung langsung ke USB WLAN menggunakan kabel koaksial dengan impedansi 50 Ohm. Selain itu, PC₁ sebagai server terhubung ke titik akses menggunakan kabel UTP seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.23 (b). Kinerja perangkat yang diusulkan diamati dengan monitor throughput yang tersedia pada titik akses TP Link - WR840N. Dalam percobaan ini, server akan mengirimkan data pengukuran ke klien dan sebaliknya melalui jaringan nirkabel dengan ukuran berkas 150 MB. Dengan kata lain, perangkat yang diusulkan berfungsi sebagai pengirim dan penerima transfer data. Hasil pengukuran dari perangkat yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 5.24 (a) dan Gambar 5.24 (b).



Gambar 5.24 Kinerja transfer data dari perangkat yang diusulkan; (a) kecepatan transfer data, (b) kecepatan menerima data

Gambar 5.24 (a) menunjukkan kecepatan transfer data maksimum dari perangkat yang diusulkan adalah 43,01 Mbps, sementara kecepatan penerimaan data maksimum adalah 41,32 Mbps, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.24 (b). Lebih lanjut, rata-rata kecepatan transfer dan penerimaan data adalah 13,32 Mbps dan 26,22 Mbps. Hasil ini menunjukkan bahwa perangkat yang diusulkan telah berfungsi sebagai antena untuk mengirim dan menerima data menggunakan jaringan nirkabel dengan kinerja yang baik. Kecepatan transfer dan penerimaan data sangat dipengaruhi oleh kualitas sinyal dan ukuran paket data yang dikirim. Temuan ini membuktikan bahwa sensor gelombang mikro yang diusulkan dapat berfungsi sebagai antena untuk kemampuan transfer data.

5.10. Validasi Dan Perbandingan Sensor Yang Diusulkan Dengan Pekerjaan Sebelumnya

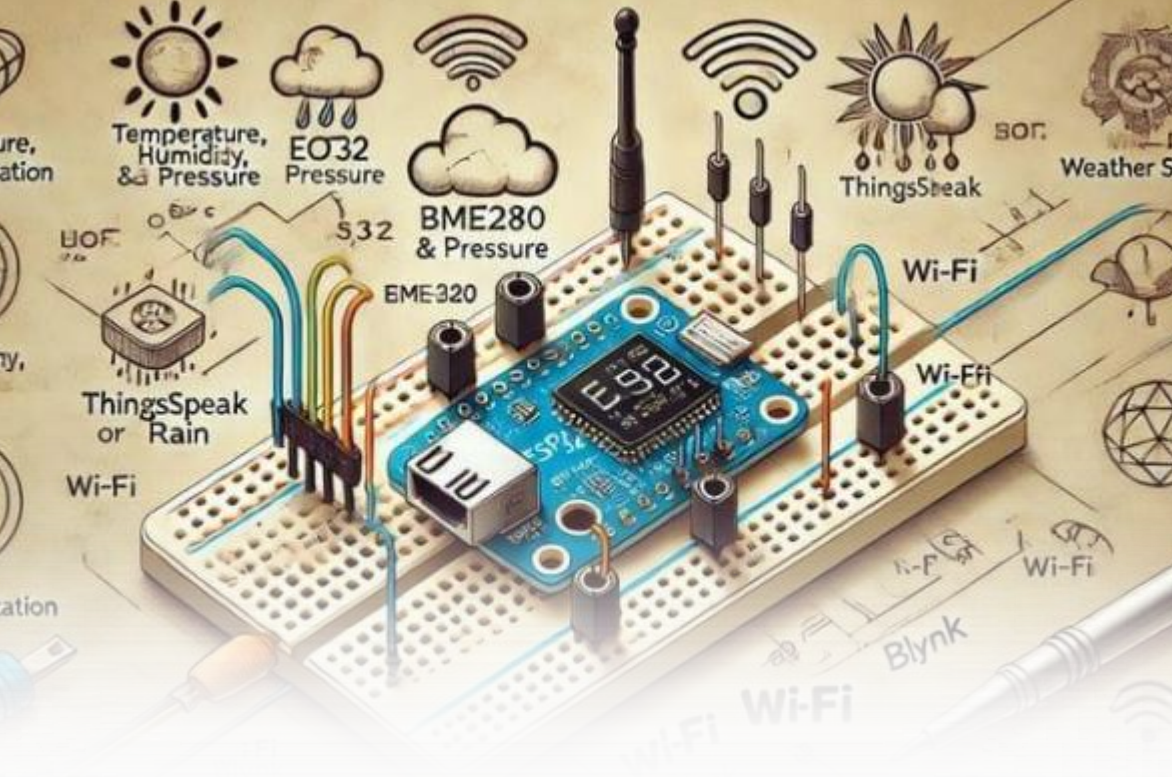
Untuk menunjukkan kebaruan dan kontribusi sensor yang diusulkan, perbandingan dengan sensor yang telah dijelaskan sebelumnya ditunjukkan secara komprehensif pada Tabel 5.5. Berdasarkan perbandingan dengan penelitian sebelumnya, kebaruan dan kontribusi utama penelitian ini ditunjukkan oleh multifungsinya sebagai sensor permitivitas dan antena untuk kemampuan transfer data. Selain itu, sensor ini memiliki karakteristik independen dengan dua area penginderaan yang berbeda. Oleh karena itu, sensor ini dapat digunakan untuk mendeteksi permitivitas dua jenis MUT yang

berbeda secara bersamaan. Sensor yang diusulkan memiliki akurasi tinggi dengan struktur yang ringkas dan sederhana menggunakan satu lapisan sehingga memungkinkan pengukuran yang sederhana dan integrasi yang mudah dengan perangkat lain.

Tabel 5.4 Perbandingan sensor multifungsi yang diusulkan dengan pekerjaan sebelumnya

Ref.	Mode I	Parameter								
		Reant ϵ_r	M UT	Frequ ensi (GHz)	Aku rasi (%)	Sensiti vitas (%)	Integ rasi deng an ante na	Jum lah sens ing area	Perfor mansi indepe nden	Pengu kuran simult an
(Arm ghan et al., 2021)	CSRR resona tor	1 – 11.9	Sol id	5.35 7.99	94.2 4 97.7 6	3.40 3.53	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Wan g et al., 2021)	Interd igital capaci tor	1 – 10.5	Sol id	2.51	99.4 0	3.98	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Lim, Kim and Hong, 2018)	Micro strip line ring resona tor	1 – 3.48	Sol id	4.89 9.81	92.5 0	13.00 26.00	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Yeo and Lee, 2019a)	Interd igital capaci tor	1 – 10.2	Sol id	1.50	95.3 0	4.40	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Lee and Yang, 2014)	CSRR	1 – 10.2	Sol id	2.40	97.7 9	NA	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Ebra himi, Scott and Ghorb ani, 2018b)	LC resona tors	1 – 10.2	Sol id	2.00	99.9 0	3.28	Tidak	2	Tidak	Tidak
(Ansa ri, Jha and Akhta r, 2015)	SRR	1 – 3	Sol id	2.65	97.71	5.38	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Pieka rz et al., 2017)	Coupl e line sectio n	1 – 10.2	Sol id	1.50	97.5 0	NA	Tidak	1	Tidak	Tidak

(Yeo and Lee, 2019b)	Slot loaded	1 – 10.2	Solid	2.50	98.62	5.65	Tidak	1	Tidak	Tidak
(Behdani et al., 2020)	Apperture coupling antenna	1 – 12.85	Solid	9.54 12.30	92.30	0.64	Ya	1	Tidak	Tidak
Pekerjaan ini	Multicasc. T-shaped resonator	1 – 6.15	Solid	2.45 2.00 1.50	96.81 97.54	0.68 1.77	Ya	2	Ya	Ya



BAB VI

PEMODELAN MICROWAVE SENSOR UNTUK DETEKTOR PERMITIVITAS

6.1. Pemodelan Sensor Microwave

Sensor microwave kurang populer dibandingkan teknologi sensing yang sudah mapan seperti sensor spektroskopi massa, sensor inframerah, sensor LSPR dan sensor SH-SAW (Alahnomi *et al.*, 2021). Secara khusus, sensor SH-SAW umumnya bekerja pada frekuensi akustik hingga ratusan MHz (Fu *et al.*, 2017). Oleh karena itu, pengintegrasian sensor tersebut dengan sistem komunikasi nirkabel memerlukan perangkat tambahan seperti modulator sehingga

membuatnya lebih kompleks dan mahal. Akan tetapi, pengintegrasian perangkat sensor dengan jaringan komunikasi nirkabel sangat diperlukan untuk mendukung program *Society 5.0* dan *program MDGs*. Selain itu, komunikasi nirkabel umumnya memiliki frekuensi kerja di atas 500 MHz dan memiliki tren yang meningkat karena permintaan *broadband* (Moon *et al.*, 2010; Qi, Mak and Martins, 2017; Firmansyah *et al.*, 2020a, 2020b).

Oleh karena itu, terdapat peluang yang sangat baik melakukan penelitian tentang sensor pada frekuensi tinggi atau frekuensi microwave. Diharapkan sensor dapat langsung terintegrasi dengan jaringan nirkabel. Berdasarkan teori, sensor microwave menggunakan medan elektromagnetik dan beroperasi pada frekuensi mulai dari sekitar 300 MHz hingga terahertz.

Nilai permitivitas yang berbeda akan menghasilkan respon yang berbeda terhadap gelombang elektromagnetik (EM). Perilaku ini biasanya digunakan untuk mengembangkan aplikasi sensor microwave yang sensitif (Yeo and Lee, 2019). Secara khusus, sensor microwave berdasarkan teknik pengukuran permitivitas dapat dikategorikan sebagai metode non-resonansi atau metode resonansi. Dalam metode non-resonansi, permitivitas material diturunkan dari variasi karakteristik impedansi dan kecepatan gelombang EM, yang diukur dengan nilai karakteristik refleksi dan transmisi (Ansari, Jha and Akhtar, 2015; Velez *et al.*, 2018; Albishi *et al.*, 2020; Alotaibi, Cui and Tentzeris, 2020; Gan *et al.*, 2020).

Kemudian, metode resonansi dapat dibagi menjadi metode peturbasi dan metode resonator. Metode peturbasi dikembangkan berdasarkan respon peturbasi karena adanya sampel. Itu dapat diperoleh dengan menggunakan respon frekuensi *broadband*. Namun, itu memerlukan rongga koaksial dengan sampel besar (Faz and Eibert, 2021; Liu, Zhang and Huang, 2021). Kemudian metode resonator dikembangkan berdasarkan karakteristik pergeseran frekuensi. Frekuensi resonansi akan bergeser karena penambahan material atau dengan perubahan lingkungan (García-Baños *et al.*, 2006; Li, Bowler and Johnson, 2011a; Boybay and Ramahi, 2012; Abduljabar *et al.*, 2014; Naqui and Martín, 2014; Ansari, Jha and

Akhtar, 2015; Farsinezhad *et al.*, 2015; Majidifar and Karimi, 2016; Naqui *et al.*, 2016; Su *et al.*, 2016; Then *et al.*, 2016; Galindo-Romera *et al.*, 2016; Velez *et al.*, 2017, 2018; Abdolrazzaghi, Daneshmand and Iyer, 2018; Arif Hussain Ansari *et al.*, 2018; Carnerero-Cano *et al.*, 2018).

Di sini, disertasi ini akan difokuskan pada metode frekuensi resonansi dalam pengembangan sensor microwave untuk aplikasi cairan. Beberapa metode menarik telah diperkenalkan yaitu ring resonator terpisah (CSRR) (Ansari, Jha and Akhtar, 2015; Velez *et al.*, 2018; Albishi *et al.*, 2020; Alotaibi, Cui and Tentzeris, 2020; Gan *et al.*, 2020), gap pita listrik (García-Baños *et al.*, 2006), kopling metamaterial (Abdolrazzaghi, Daneshmand and Iyer, 2018), dan kapasitor interdigital (Yeo and Lee, 2019).

Ebrahimi *et al.* (Ebrahimi *et al.*, 2021) mengusulkan sensor pengukuran konstanta dielektrik sensitivitas tinggi menggunakan jalur transmisi slow wave. Hasil penelitian menunjukkan bahwa saluran transmisi slow wave dapat digunakan untuk membangun sensor sensitivitas tinggi dengan diameter kecil, tidak seperti saluran transmisi standar di mana fase sensitivitas sebanding dengan panjang saluran. Analisis model Rangkaian dan pendekatan analitis digunakan untuk mengoptimalkan sensitivitas saluran transmisi slow wave yang diusulkan. Dengan menggunakan metode desain yang diusulkan, prototipe sensor konstanta dielektrik variasi fase sensitivitas tinggi dirancang dan kinerjanya dikonfirmasi menggunakan simulasi elektromagnetik dan pengukuran eksperimental. Semua pengukuran mengkonfirmasi peningkatan sensitivitas sensor.

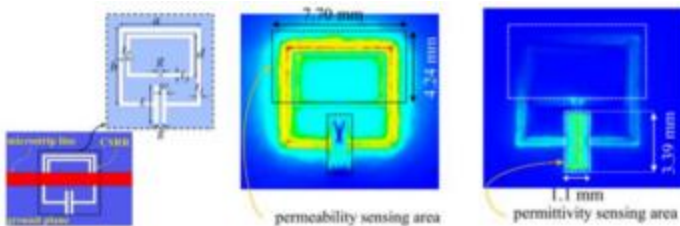
Kemudian, Alahnomi *et al.* memperkenalkan sensor Q tinggi berdasarkan ring resonator split simetris dengan garis taji untuk pendeteksi material padat (Alahnomi *et al.*, 2017). Penelitian ini memperkenalkan sensor microwave planar unik untuk mendeteksi dan mengevaluasi karakteristik dielektrik dalam material padat umum yang menghasilkan faktor Q tinggi dan menekan harmonik. Sensor ini menggunakan ring resonator terpisah simetris planar (SSRR) dengan filter garis taji dengan faktor Q tinggi. Sensor yang

diusulkan mencapai resonansi sempit untuk karakterisasi dan deteksi material.

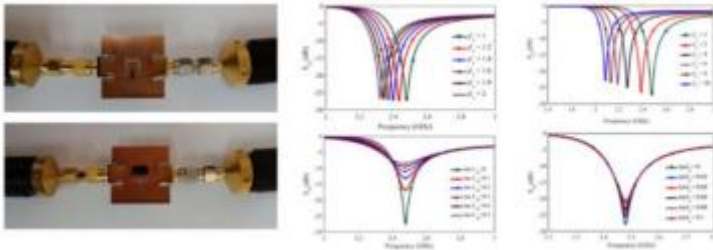
Maryam Saadat-Safa mengusulkan sensor berbasis CSRR untuk bahan magneto-dielektrik (Saadat-Safa *et al.*, 2019), seperti yang ditunjukkan pada **Gambar 6.1 (a)**. Pengoperasian sensor berbasis resonansi microwave bergantung pada pergeseran frekuensi resonansi dan faktor kualitas. Tetapi, efek permitivitas listrik dan permeabilitas magnetik MUT pada respons sensor adalah identik, sehingga sulit untuk mendeteksi keduanya secara simultan.

Untuk mengatasi masalah ini, makalah ini berhasil memisahkan dan membatasi intensitas medan listrik dan magnet maksimum di dua zona, seperti yang diilustrasikan pada **Gambar 6.1 (b-c)**. Kemudian, komponen real dan imajiner dari permitivitas listrik dan permeabilitas magnetik MUT dapat ditentukan dengan menganalisis frekuensi resonansi dan faktor kualitasnya, seperti yang diilustrasikan pada **Gambar 6.1 (e-f)**.

Resonator dual-mode untuk sensor permitivitas dan ketebalan secara simultan diusulkan oleh (Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2020), seperti yang ditunjukkan pada **Gambar 6.2 (a)**. Respon transmisi sensor memiliki dua frekuensi karena resonator LC magnetik dual-mode. **Gambar 6.2.** (b-f) masing-masing menunjukkan struktur sensor dari tampilan depan-belakang, sensor yang dirakit dengan bingkai kaca *plexiglass* dan penjepit.

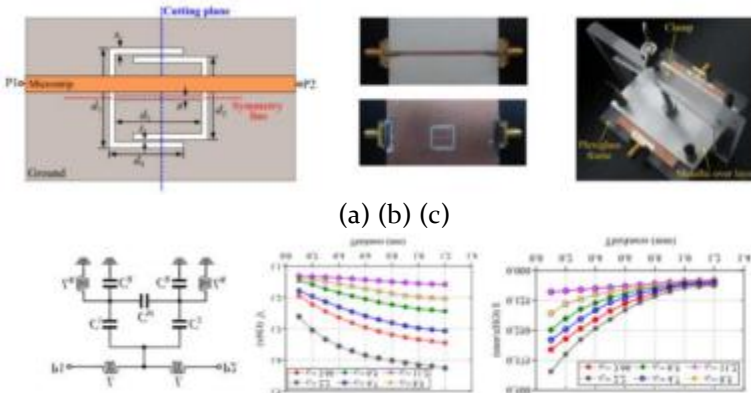


(a) (b) (c)



(d) (e) (f)

Gambar 6.1. (a) Sensor magneto-dielektrik dengan struktur yang ditingkatkan berdasarkan CSRR, (b) area sensing permeabilitas, (c) area sensing permitivitas, (d) sensor yang dirakit, hasil dari (e) sensor permeabilitas, dan (f) sensor permitivitas. Direproduksi dan diadaptasi dengan izin dari referensi (Saadat-Safa *et al.*, 2019), *Copyright* 2019 IEEE.



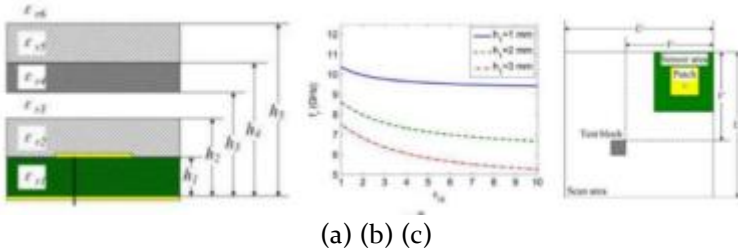
(a) (b) (c)

(d) (e) (f)

Gambar 6.2. (a) Resonator dual-mode untuk sensor permitivitas dan ketebalan simultan, (b) tampilan depan-belakang, (c) sensor rakitan dengan bingkai kaca *plexiglass* dan klem untuk mendorong dan memperbaiki layer atas logam, (d) Rangkaian ekuivalen, (e) pergeseran frekuensi dengan ketebalan dan permitivitas yang berbeda, dan (f) kurva sensitivitas sensor. Direproduksi dan diadaptasi dengan izin dari referensi (Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2020), *Copyright* 2020 IEEE.

Li Yang memperkenalkan sensor microwave yang beroperasi di pita-X (8,2 hingga 12,4 GHz) untuk mendeteksi perubahan ketebalan atau permitivitas dalam satu layer atau struktur dielektrik multi-layer (Li, Bowler and Johnson, 2011b), seperti yang ditunjukkan pada

Gambar 6.3 (a-c). Model analitik yang efektif dari struktur dielektrik multi-layer dan hubungannya dengan parameter geometris dan listrik diperoleh. Sensor resonansi yang diusulkan memiliki sensitivitas tinggi terhadap perubahan permitivitas, kedalaman penetrasi, dan resolusi spasial yang tinggi.

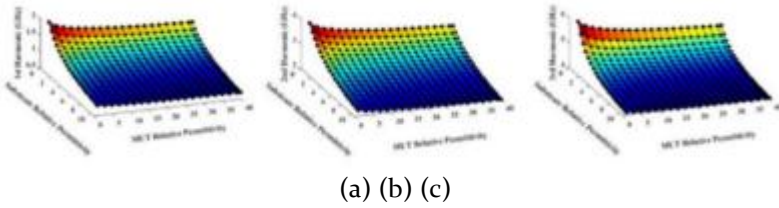


Gambar 6.3. (a) Struktur sensor tambalan microwave, (b) permitivitas, tinggi bahan, dan pergeseran frekuensi, (c) area pemindaian (Li, Bowler and Johnson, 2011b), *Copyright 2020 IEEE*.

Sementara itu, pengembangan sensor microwave untuk cairan relatif lebih rumit jika dibandingkan dengan pengembangan sensor microwave untuk padat. Desain sensor cairan microwave harus memperhitungkan pengaruh konduktivitas dan nilai permitivitas yang tinggi dari bahan seperti air ($\epsilon_r = 80$). Beberapa metode menarik untuk mengembangkan sensor cairan microwave diusulkan oleh P. Velez (Velez *et al.*, 2017). Sensor mikrofluida microwave berdasarkan pembagi/penggabung mikrostrip dengan ring resonator terpisah (SRRs) untuk karakterisasi dielektrik cairan diperkenalkan. Sensor beroperasi dalam mode diferensial dan bergantung pada pemisahan frekuensi untuk sensing. Oleh karena itu, jika struktur dibebani secara simetris/sama, satu transmisi zero akan dihasilkan.

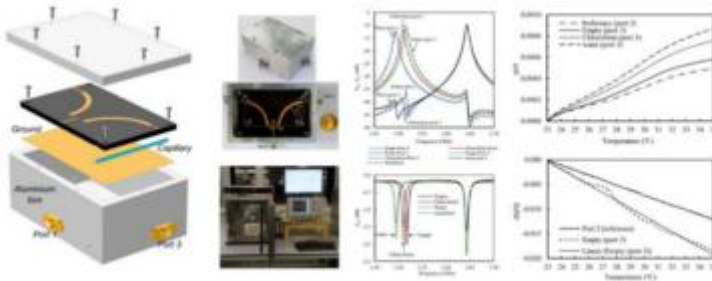
Selanjutnya, Sun *et al.* (Sun, Tang and Du, 2018) mengusulkan sensor planar simetris berdasarkan bagian splitter/combiner microstrip dengan IDCs dan CSRRs. Dengan menempatkan unit IDC di bidang struktur CSRR maka area sensitif dielektrik akan terbentuk. Untuk mendapatkan aplikasi multifungsi, Yang *et al.* mengusulkan teknik pengukuran non-kontak yang memerlukan ring resonator untuk menentukan permitivitas kompleks dan ketebalan bahan yang akan diuji (MUT) (Yang *et al.*, 2016). Selanjutnya, Navid Hosseini *et al.* (Hosseini, Baghelani and Daneshmand, 2020) mengusulkan

sensor microwave untuk pendeteksi fraksi volume dan permitivitas secara bersamaan, seperti yang ditunjukkan pada **Gambar 6.4 (a-c)**.



Gambar 6.4. Sensing fraksi volume dan permitivitas (a) harmonik ke-1, (b) harmonik ke-2, (c) harmonik ke-3, (d) implementasi dan pengukuran sensor (Hosseini, Baghelani and Daneshmand, 2020), *Copyright* 2020 IEEE.

Secara detail, **Gambar 6.4 (a-c)** masing-masing menunjukkan resonansi harmonik ke-1, harmonik ke-2, harmonik ke-3. Metode lain yang menarik diusulkan oleh Ali A. Abduljabar (Abduljabar *et al.*, 2017). Sebuah sensor mikrofluida microwave dual-mode diusulkan. Sensor terdiri dari dua resonator mikrostrip quarter-ring yang disusun paralel. Yang pertama adalah sensor mikrofluida yang memiliki frekuensi resonansi dan Q-factor yang dipengaruhi oleh sifat dielektrik sampel cairan. Yang kedua adalah sensor suhu yang digunakan sebagai acuan untuk memperhitungkan variasi suhu lingkungan.



Gambar 6.5. Sensor mikrofluida microwave dual-mode. (a) struktur sensor, (b) fabrikasi sensor, (c) nilai S_{21} dan nilai S_{11} , dan (d) normalisasi frekuensi dan faktor Q. Direproduksi dan diadaptasi dengan izin dari referensi (Abduljabar *et al.*, 2017), *Copyright* 2016 IEEE.

Akan tetapi, ada parameter penting lain dari cairan yang belum terdeteksi yaitu indeks bias. Oleh karena itu, pada penelitian ini dikembangkan sensor multifungsi berbasis sensor microwave dan

menggabungkannya dengan sensor LSPR untuk mendapatkan permitivitas dan indeks bias dari cairan. Sensor microwave dapat dikembangkan menggunakan ring resonator dengan bahan kaca. Selain itu, sensor LSPR dapat dibuat dengan mendeposisi AuNPs pada bahan kaca. **Tabel 6.1** menunjukkan posisi dan perbandingan penelitian.

Tabel 6.1 Posisi Penelitian dengan Penelitian Sejenis

Ref.	Struktur sensor	Bahan	Sampel	Frek (GHz)	Aplikasi sensor				
					Permea. (μ_r)	Suhu (C)	Tebal/Volume/Posisi	Permitivitas (ϵ_r)	Indeks bias (n)
(Ebrahimi <i>et al.</i> , 2021)	Saluran transmisi slow wave	Roger RO4350 $\epsilon_r = 3,66$	Padat	0,10-2,60	-	-	-	ya	-
(Alahnomi <i>et al.</i> , 2017)	Ring resonator terpisah simetris	Roger RO5880 $\epsilon_r = 2,20$	Padat	2,20	-	-	-	ya	-
(Saadat-Safa <i>et al.</i> , 2019)	Ring resonator terpisah komplemen (CSRR)	Roger RO4003C $\epsilon_r = 3,55$	Padat	2,50	ya	-	-	ya	-
(Ebrahimi, Scott and Ghorbani, 2020)	Resonator magnetik -LC	Rogers RO4350 $\epsilon_r = 3,66$	Padat	1,60	-	-	ya	ya	-
(Li, Bowler and Johnson, 2018)	Tambalan persegi panjang multi-layer	TMM101 $\epsilon_r = 9,80$	Padat	8,2 - 12,4	-	-	ya	ya	-
(Velez <i>et al.</i> , 2017)	Ring resonator terpisah identik (SRR)	Roger RO3010 $\epsilon_r = 10,2$	Cair	0,85 and 1,0	-	-	-	ya	-
(Sun, Tang and Du, 2018)	Kapasitor interdigital (IDC) dan 2 ring resonator terpisah komplemen	Roger RO5880 $\epsilon_r = 2,20$	Cair	5,50	-	-	-	ya	-

	enter (CSRR)								
(Yang <i>et al.</i> , 2016)	Ring resonator terpisah komplemen enter tiga senyawa tunggal (SC-TCSRR)	Roger RO5880 $\epsilon_r = 2,20$	Cair	2,65	-	-	ya	ya	-
(Hossein, Baghelani and Daneshmand, 2020)	Ring resonator dengan harmonik	Roger RO3003 $\epsilon_r = 3,00$	Cair	1,4; 2,8; 4,2	-	-	ya	ya	-
(Rowe <i>et al.</i> , 2013)	Resonator koaksial frekuensi microwave	Resonator koaksial RG401	Cair	2,80	ya	-	-	ya	-
(Abduljabar <i>et al.</i> , 2017)	Ring resonator melingkar seperempat ganda dengan rongga aluminium	Roger RO5870 $\epsilon_r = 2,33$	Cair	2,50	-	ya	-	ya	-
Penelitian ini	Ring resonator dengan struktur multi-layer dan susunan AuNPs	Kaca $\epsilon_r = 7,00$	Cair	1,10	-	-	-	ya	ya

6.2. Investigasi Struktur Sensor Microwave Satu Layer

Investigasi struktur sensor microwave satu layer akan dijelaskan pada subbab ini. Secara rinci, subbab ini membahas coupled ring resonator, dualband coupled ring resonator, independent dualband coupled ring resonator, ring resonator multi-mode dan multi-pita, dan implementasi struktur sensor microwave satu layer.

Ada beberapa pertimbangan dalam perancangan sensor microwave yaitu sebagai berikut, 1) sensor microwave harus memiliki ukuran yang kecil dengan lebar 52,1 mm dan panjang 76,2 mm, nilai insertion loss yang baik (S_{21}), 2) VNA memiliki frekuensi maksimum 3,0 GHz. Kemudian VNA harus digabungkan dengan sensor LSPR, sehingga diperlukan prosedur *annealing* suhu tinggi. Oleh karena itu, diperlukan bahan dengan titik suhu leleh yang tinggi. **Tabel 6.2** menunjukkan perbandingan karakteristik bahan.

Table 6.2. Perbandingan Karakteristik Bahan Substrat

Parameter	FR 4	Duroid 5880	Kaca
Permitivitas	4,4	2,2	7,0
$\tan d$ (<i>loss tangent</i>)	0,00254	0,0009	0,0036
Ketebalan	1,6 mm	1,57 mm	1,3 mm
Biaya	Rendah	Tinggi	Rendah
Transparan	Tidak	Tidak	Ya
Suhu (<i>Melting point</i>)	120 C	260 C - 500 C	1400 C -1600 C
Kemungkinan deposisi dengan AuNPs dan proses anil	Tidak	Ya	Ya

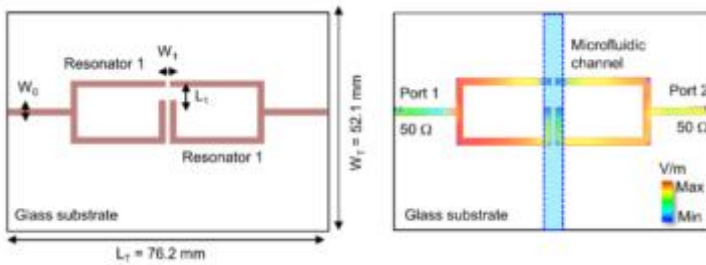
Duroid memiliki nilai *loss tangent* yang sangat baik. Namun, ia memiliki titik suhu leleh yang rendah. Secara khusus, bahan duroid dan FR4 sama seperti bahan plastik. Selain itu, duroid dan FR4 memiliki permitivitas yang rendah. Berdasarkan pengetahuan umum, respon pita frekuensi yang sama membutuhkan area yang lebih besar untuk permitivitas rendah. Oleh karena itu, kaca adalah pilihan yang baik untuk sensor hybrid microwave-plasmonik.

6.2.1. Coupled ring resonator

Struktur yang diinvestigasi pertama adalah coupled ring resonator. Secara terperinci, **Gambar 6.9 (a-b)** masing-masing menunjukkan struktur coupled ring resonator, dan medan listrik 2D dari struktur coupled ring resonator. Kemudian, **Gambar 6.10 (a-f)** masing-masing mengilustrasikan efek variabel L_1 terhadap besarnya nilai magnitudo S_{21} , magnitudo S_{11} , dan fase S_{21} ; efek variabel W_1 terhadap besarnya nilai magnitudo S_{21} , magnitudo S_{11} , dan fase S_{21} .

Coupled ring resonator dikembangkan pada bahan kaca dengan ukuran 52,1 mm dan panjang 76,2 mm. Struktur yang diusulkan proporsional dengan ukuran kaca. Itu terhubung ke terminasi 50 Ω . Terlihat medan listrik yang muncul pada saluran cabang dari saluran transmisi dengan nilai yang rendah pada daerah gap.

Selanjutnya, **Gambar 6.11 (a-f)** masing-masing menunjukkan efek ketebalan bahan h terhadap nilai magnitudo S_{21} , magnitudo S_{11} , dan fase S_{21} ; efek permitivitas bahan terhadap nilai magnitudo S_{21} , magnitudo S_{11} , dan fase S_{21} . Sebuah saluran mikrofluida ditempatkan di daerah gap. Panjang L_1 dan W_1 memiliki efek pada respon awal dari struktur sensor.

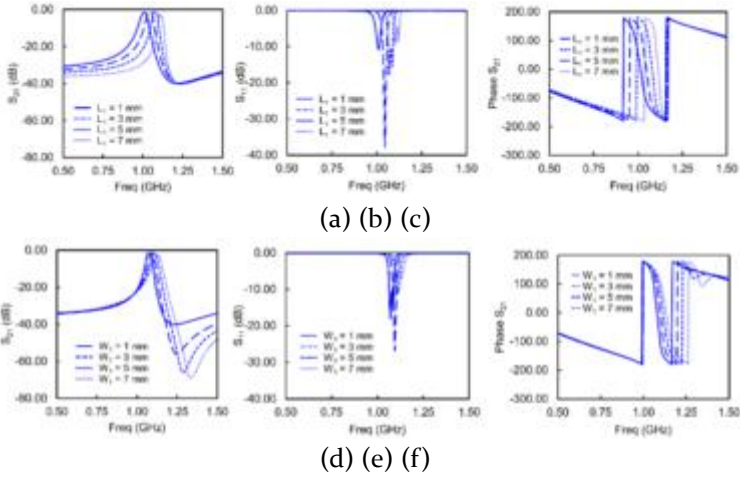


(a) (b)

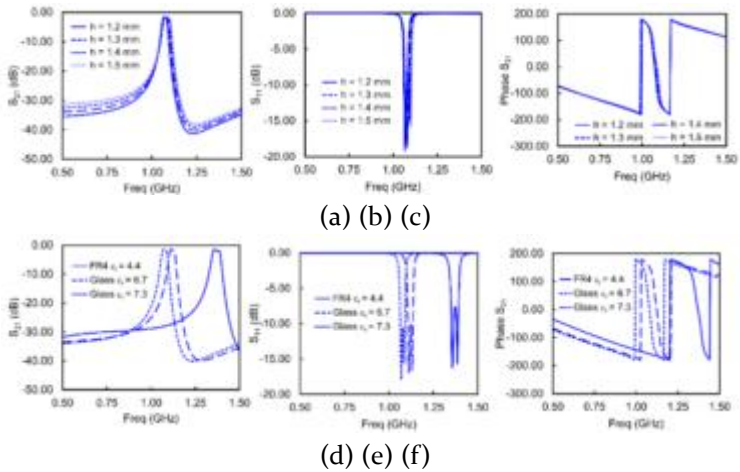
Gambar 6.9. (a) Struktur coupled ring resonator, (b) medan listrik 2D dari struktur coupled ring resonator

Secara keseluruhan, coupled ring resonator memiliki pusat frekuensi 1 GHz dengan nilai maksimum $S_{21} = -1,48 \text{ dB}$. Semakin tinggi permitivitas bahan, semakin rendah pusat frekuensi. Kemudian,

sensor dibuat untuk memverifikasi dan mengevaluasi sensitivitas dari struktur.



Gambar 6.10. Efek pengaruh variabel L_1 terhadap nilai (a) magnitudo S_{21} , (b) magnitudo S_{11} , (c) fase S_{21} . Efek variabel W_1 terhadap nilai (d) magnitudo S_{21} , (e) magnitudo S_{11} , (f) fase S_{21}



Gambar 6.11. Efek ketebalan bahan h terhadap nilai (a) magnitudo S_{21} , (b) magnitudo S_{11} , (c) fase S_{21} . Efek permitivitas bahan terhadap nilai (d) magnitudo S_{21} , (e) magnitudo S_{11} , (f) fase S_{22} .

6.2.2. Pemodelan konformal

Nilai koefisien eliptik untuk pendekatan konformal digunakan (Hilberg, 1969);

Untuk $0 < k < 0,707$

$$\frac{K(k_n')}{K(k_n)} = \frac{\pi}{\ln 2 + \ln \left(\frac{1 + \sqrt{k'}}{1 + \sqrt{k}} \right)} \quad (6.25)$$

Untuk $0,707 < k < 1,00$

$$\frac{K(k_n')}{K(k_n)} = \frac{\ln 2 + \ln \left(\frac{1 + \sqrt{k}}{1 + \sqrt{k'}} \right)}{\pi} \quad (6.26)$$

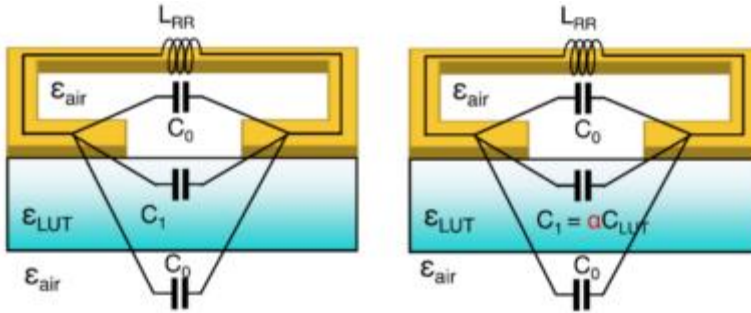
Kemudian, untuk mengurangi kesalahan perhitungan, diusulkan perhitungan empiris dan digabungkan dengan perhitungan konformal. Di sini, faktor α dimunculkan. Faktor α digunakan untuk mendekati kondisi non-linier karena nilai permitivitas yang tinggi (Ghione and Goano, 2003; Blume, Ben-Mrad and Sullivan, 2015; Bao *et al.*, 2019). Oleh karena itu, Persamaan (6.21) dimodifikasi menjadi;

$$C_T = C_0 + C_1 + \alpha C_2 + C_3 \quad (6.27)$$

Persamaan yang diusulkan diterapkan untuk struktur multi-layer. Di mana αC_2 adalah nilai kapasitansi untuk cairan yang diuji (LUT). Jika Persamaan (6.27) diterapkan untuk struktur berlapis tunggal, Persamaan (6.27) dapat diturunkan sebagai berikut;

$$C_T = C_0 + \alpha C_1 + C_0 \quad (6.28)$$

Where αC_1 adalah nilai kapasitansi untuk LUT. Rangkaian ekuivalen single-layer dan multi-layer berdasarkan pemodelan konformal dengan dan tanpa faktor α dapat diilustrasikan pada **Gambar 6.12**.



(a) (b)

Gambar 6.12. Rangkaian ekuivalen berdasarkan (a) pemodelan konformal, dan (b) pemodelan konformal dengan kurva *fitting* polinomial.

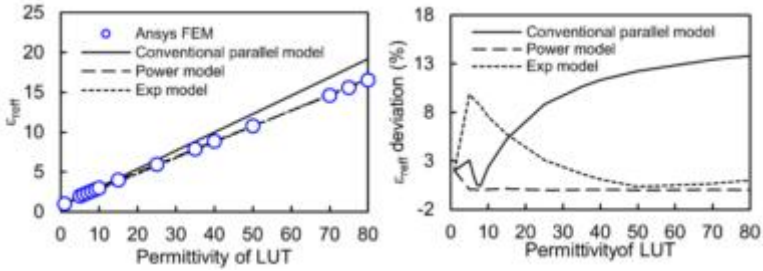
Kemudian, untuk memverifikasi persamaan tersebut, beberapa perhitungan dibandingkan seperti metode konformal, metode konformal dengan faktor α , dan metode elemen *finite*. Perhitungan diimplementasikan pada parameter bahan Al_2O_3 dengan lebar $W = 1:0,5:10$, gap $S_1 = 5$, permitivitas $\epsilon_{ra} = 9,8$, dan ketinggian $h_a = 7$ mm. Selain itu, sampel dengan ϵ_r dari 1 sampai 80 digunakan. Kemudian, faktor α dapat dibagi menjadi dua model yaitu model power dan model eksponensial. Faktor α untuk model power dapat diturunkan sebagai berikut;

$$\alpha = 0,7961 \left(\frac{\epsilon_{r=lut}}{\epsilon_{r=air}} \right)^{-0,7504} + 0,8247 \quad (6.29)$$

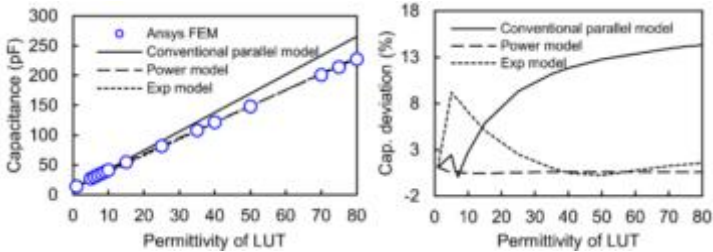
Selanjutnya faktot α untuk model eksponensial dapat diturunkan sebagai berikut:

$$\alpha = 0,3238 e^{0,1097 \left(\frac{\epsilon_{r=lut}}{\epsilon_{r=air}} \right)} + 0,8635 \quad (6.30)$$

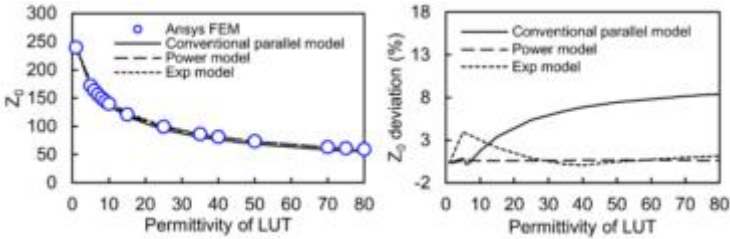
Dengan $R_1^2 = 0,999$ dan $R_1^2 = 0,988$ masing-masing untuk model power dan model eksponensial.



(a) (b)



(c) (d)



(e) (f)

Gambar 6.13. Perbandingan metode konformal, metode konformal dengan faktor α , dan metode elemen *finite*. (a) ϵ_{eff} , (b) deviasi ϵ_{eff} , (c) kapasitansi, (d) deviasi kapasitansi, (e) karakteristik impedansi, dan (d) deviasi karakteristik impedansi

Gambar 6.13 (a-f) masing - masing menunjukkan perbandingan metode konformal, metode konformal dengan faktor α , dan metode elemen *finite* terhadap ϵ_{eff} , deviasi ϵ_{eff} , kapasitansi, deviasi kapasitansi, karakteristik impedansi, dan deviasi karakteristik impedansi. Perhitungan menunjukkan hasil yang sangat baik. Itu memiliki penyimpangan rata-rata di bawah 2% untuk model power dan model exponential, seperti yang dijelaskan dalam **Tabel 6.3**.

Tabel 6.3. Hasil Perbandingan Antara Metode Konformal, Metode Konformal Dengan Faktor α , dan FEM

Parameter	ϵ_r MUT	Deviasi (%)		
		Model paralel konvensional	Model power	Model eksponensial
ϵ_{reff}	1 -80	6,70	0,17	4,60
	20 -80	10,64	0,04	2,11
C	1 -80	6,92	0,62	4,25
	20 -80	11,14	0,59	1,99
Z_0	1 -80	4,01	0,61	1,88
	20 -80	6,49	0,63	0,98

6.2.3. Pemodelan konformal kapasitansi parsial

Beberapa hal yang harus menjadi perhatian ketika menggunakan pendekatan kapasitansi parsial untuk menganalisis elektroda *coplanar* dalam multi-layer bahan dielektrik. (Ghione and Goano, 2003; Blume, Ben-Mrad and Sullivan, 2015; Bao *et al.*, 2019). Diantaranya, Pertama nilai konstanta dielektrik dari layer ke layer ketika bergerak dari bidang elektrodamemiliki penurunan monoton. Kemudian, dinding magnetik magnetik terjadi pada material, sehingga teknik yang disebut kapasitansi parsial paralel dapat diadopsi. Permittivitas efektif dan kapasitansi struktur paralel dapat dihitung melalui (Ghione and Goano, 2003; Blume, Ben-Mrad and Sullivan, 2015; Bao *et al.*, 2019)

$$\epsilon_{\text{eff}p} = (\epsilon_{eq,i-1} - \epsilon_{i+1}) \frac{k(\eta, r_i)}{k(\eta, r_{i+1})} + \epsilon_{i+1} \quad (6.31)$$

$$C_p = l \left[\sum_{i=1}^{n-1} (\epsilon_i - \epsilon_{i+1}) k(\eta, r_i) + \epsilon_n k(\eta, r_n) \right] \quad (6.32)$$

Dimana $k(\eta, r_i) = \frac{K(k')}{K(k)}$, dan k adalah paralel parsial;

$$k_p = \sqrt{\frac{t_A(t_B - 1)}{t_B(t_A - 1)}} \quad (6.33)$$

Kedua, konstanta dielektrik bahan meningkat secara monoton, saat kita menjauhkannya dari bidang elektroda. Dengan kata lain, medan listrik lebih kuat diarahkan menjauh dari bidang elektroda. Dalam hal ini, kita asumsikan bahwa electric-wall yang konstan terdapat pada interface. Teknik ini disebut kapasitansi parsial-seri. Permittivitas dan kapasitansi struktur seri dapat dihitung sebagai berikut (Ghione and Goano, 2003; Blume, Ben-Mrad and Sullivan, 2015; Bao *et al.*, 2019)

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{l} \left[\sum_{i=1}^{n-1} \left(\frac{1}{\varepsilon_i} - \frac{1}{\varepsilon_{i+1}} \right) \frac{1}{k(\eta, r_i)} + \frac{1}{\varepsilon_n} \frac{1}{k(\eta, r_n)} \right] \quad (6.34)$$

$$\varepsilon_{effs} = \frac{\varepsilon_{eq,i-1} \varepsilon_{i+1} k(\eta, r_i)}{k(\eta, r_{i+1}) (\varepsilon_{i+1} - \varepsilon_{eq,i-1}) \varepsilon_{eq,i-1} k(\eta, r_i)} \quad (6.35)$$

Dimana $k(\eta, r_i) = \frac{K(k')}{K(k)}$, dan k adalah seri parsial;

$$k = \sqrt{\frac{t_B - 1}{t_A - 1}} \quad (6.36)$$

Dimana;

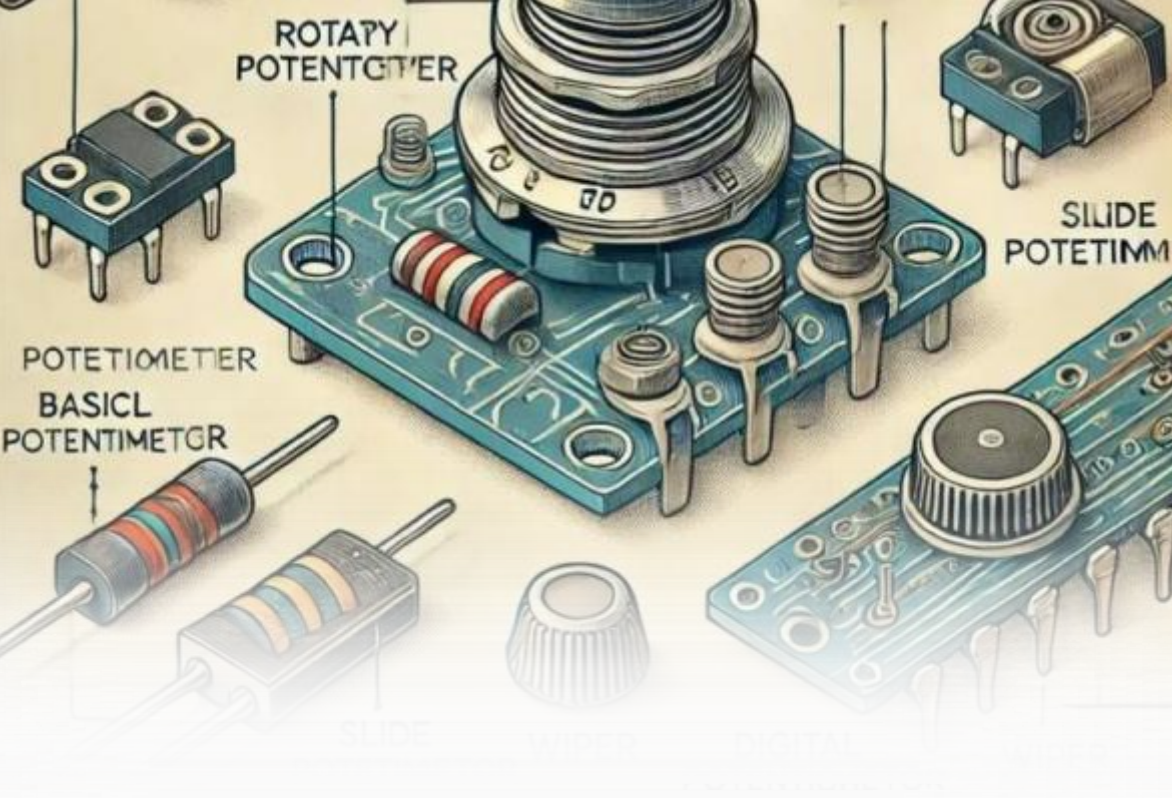
$$t_A = \cosh^2 \left(\frac{\pi(\eta + 1)}{2r} \right) \quad (6.37)$$

$$t_B = \cosh^2 \left(\frac{\pi(\eta - 1)}{2r} \right) \quad (6.38)$$

$$\eta = \frac{w}{w + g} \quad (6.39)$$

$$r = \frac{2h}{w + g} \quad (6.40)$$

Dimana w adalah lebar resonator, h adalah ketinggian bahan, dan g adalah gap pada struktur. Untuk $i = 1$, $\varepsilon_{eq,i-1} = \varepsilon_{eq,0} = \varepsilon_1$. Kasus terakhir adalah bahwa tidak ada perilaku monoton untuk konstanta dielektrik dari layer bahan.



BAB VII

INVESTIGASI KARAKTERISTIK MATERIAL MENGGUNAKAN PEMANDU GELOMBANG MIKRO DAN MILLIMETER

7.1. Pendahuluan

Pengukuran sifat dielektrika material pada frekuensi gelombang mikro memiliki peranan yang sangat penting dalam bidang ilmu pengetahuan dan rekayasa. Konstanta dielektrik dan faktor rugi dielektrik menentukan bagaimana suatu material berinteraksi dengan gelombang elektromagnetik, khususnya dalam hal penyimpanan energi listrik serta disipasi energi akibat rugi-rugi

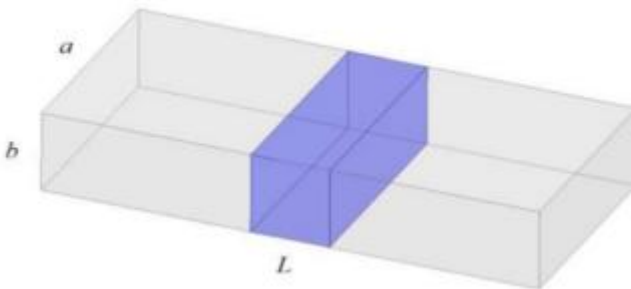
dielektrik. Informasi ini menjadi dasar untuk karakterisasi material dan sangat dibutuhkan dalam proses perancangan serta optimasi perangkat gelombang mikro, seperti antena, resonator, filter, sensor, maupun substrat sirkuit. Ketepatan data dielektrik memungkinkan simulasi yang lebih akurat sehingga performa perangkat dapat sesuai dengan kebutuhan. Selain itu, pengukuran dielektrika juga berperan dalam mengendalikan rugi-rugi daya yang menjadi semakin signifikan pada frekuensi tinggi, sehingga pemilihan material dapat disesuaikan untuk memperoleh kinerja optimal atau bahkan dimanfaatkan dalam aplikasi peredaman gelombang. Dalam bidang industri dan medis, pengukuran ini memiliki kegunaan luas, misalnya dalam penentuan kadar air bahan pangan dan kayu, pemilihan material untuk radome dan absorber pada sistem radar, serta pengembangan metode pencitraan berbasis gelombang mikro untuk deteksi jaringan abnormal pada tubuh manusia. Lebih jauh, penelitian terhadap material baru seperti keramik frekuensi tinggi, polimer, dan metamaterial juga sangat bergantung pada data dielektrik untuk menilai kelayakan aplikasinya. Dengan demikian, pengukuran dielektrika material di gelombang mikro merupakan langkah fundamental yang menjembatani pemahaman sifat intrinsik material dengan pemanfaatannya pada berbagai aplikasi teknologi modern.

Pada wilayah gelombang millimeter, pengukuran sifat dielektrika material menjadi semakin penting karena panjang gelombang yang lebih pendek membuat interaksi gelombang elektromagnetik dengan material jauh lebih sensitif terhadap perubahan struktur dan komposisi. Pada frekuensi ini, konstanta dielektrik dan rugi dielektrik berperan krusial dalam menentukan transparansi, rugi transmisi, serta reflektivitas suatu bahan. Aplikasi teknologi modern seperti komunikasi nirkabel generasi kelima (5G), radar otomotif, pencitraan keamanan, serta sistem sensor berfrekuensi tinggi memerlukan data dielektrik yang akurat untuk menjamin kinerja perangkat. Selain itu, rugi-rugi dielektrik pada gelombang millimeter umumnya lebih dominan dibandingkan pada frekuensi gelombang mikro, sehingga pemilihan material harus mempertimbangkan disipasi energi yang dapat menurunkan efisiensi

sistem. Pengukuran pada wilayah ini juga mendukung pengembangan material baru, termasuk metamaterial dan bahan komposit berpresisi tinggi, yang dirancang khusus untuk memanipulasi gelombang pada skala submilimeter. Dengan demikian, karakterisasi dielektrika pada gelombang millimeter tidak hanya memberikan pemahaman mendasar tentang interaksi elektromagnetik, tetapi juga menjadi kunci dalam mewujudkan teknologi komunikasi, pencitraan, dan deteksi generasi berikutnya.

7.2. Pemandu Gelombang

Waveguide atau pemandu gelombang merupakan struktur fisik yang berfungsi untuk menyalurkan energi elektromagnetik dari satu posisi ke posisi lain dengan rugi-rugi yang relatif rendah (gambar 7.1). Pada frekuensi gelombang mikro dan gelombang millimeter, penggunaan waveguide menjadi sangat penting karena kabel transmisi konvensional seperti coaxial cenderung memiliki rugi transmisi yang cukup besar. Waveguide biasanya berbentuk tabung berongga dengan penampang persegi panjang atau silinder yang dindingnya terbuat dari material konduktor. Prinsip kerjanya didasarkan pada pantulan berulang dari gelombang elektromagnetik di dalam saluran, sehingga hanya mode tertentu yang dapat merambat, tergantung pada frekuensi operasi dan dimensi fisik waveguide.



Gambar 7.1 Pemandu gelombang segiempat berukuran $a \times b$ dan sisipan material dengan tebal L .

Setiap waveguide memiliki frekuensi cutoff, yaitu frekuensi minimum agar mode tertentu dapat merambat. Di bawah frekuensi ini, gelombang akan mengalami atenuasi yang sangat besar dan tidak dapat ditransmisikan secara efektif. Mode dasar yang paling umum digunakan pada waveguide persegi panjang adalah mode TE_{10} (atau sering disebut H_{10}), karena memiliki frekuensi cutoff terendah, yaitu

$$f_{c,10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}} \quad (7.1)$$

Dengan meningkatnya frekuensi menuju wilayah gelombang millimeter, ukuran waveguide yang dibutuhkan menjadi semakin kecil, sehingga presisi fabrikasi sangat menentukan kinerja. Hal ini menjadikan waveguide tidak hanya sebagai media transmisi, tetapi juga sebagai elemen penting dalam resonator, filter, dan antena aperture.

Di bagian yang terisi udara, gelombang H_{10} merambat dengan konstanta propagasi

$$\gamma_o = 2\pi f \sqrt{\mu_o\varepsilon_o} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,10}}{f}\right)^2} \quad (7.2)$$

Sedangkan di dalam material berlaku

$$\gamma = 2\pi f \sqrt{\mu_o\varepsilon_o} \sqrt{\underline{\varepsilon}_r \underline{\mu}_r - \left(\frac{f_{c,10}}{f}\right)^2} \quad (7.3)$$

Dengan konstanta permitivitas kompleks $\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r$ dan permeabilitas kompleks $\underline{\mu}_r = \mu'_r - j\mu''_r$.

Parameter hamburan (scattering parameter),

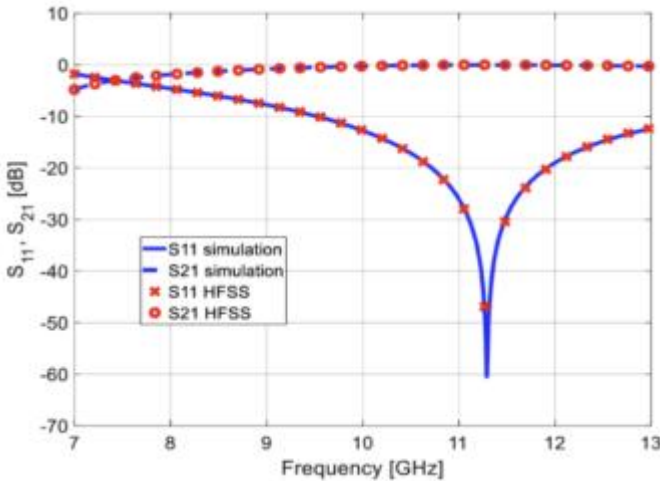
$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (7.4a)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (7.4b)$$

Yang mana

$$T = e^{-\gamma L}; \quad \Gamma = \frac{\frac{\mu}{\gamma} - \frac{\mu_0}{\gamma_0}}{\frac{\mu}{\gamma} + \frac{\mu_0}{\gamma_0}} \quad (7.5)$$

Gambar 7.2 menampilkan perbandingan pendekatan analitis untuk kasus 10 mm teflon ($\epsilon'_r = 2.1$, $\tan \delta = 0.001$ dan $\underline{\mu}_r = 1$). Lempengan teflon memiliki dimensi 22.86 mm x 10.16 mm x 10 mm di dalam pemandu gelombang WR90. Perbandingan menunjukkan kesamaan hasil yang sangat baik.



Gambar 7.2. Sisipan teflon L = 10 mm, analitis (garis), HFSS (simbol).

7.3. Metoda NRW

Metoda Nicolson–Ross–Weir (NRW) merupakan salah satu teknik yang paling banyak digunakan untuk karakterisasi material dielektrik maupun magnetik pada frekuensi gelombang mikro. Prinsip dasar metode ini adalah memanfaatkan parameter hamburan (S-parameter), yaitu koefisien refleksi gelombang 1, S_{11} dan gelombang 2,

S_{22} , serta koefisien transmisi S_{21} dan S_{12} , yang diukur ketika material ditempatkan di dalam waveguide atau sel transmisi koaksial. Dengan menganalisis kedua parameter tersebut, sifat elektromagnetik material seperti konstanta permitivitas kompleks $\underline{\epsilon}_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$ dan permeabilitas kompleks $\underline{\mu}_r = \mu'_r - j\mu''_r$ dapat ditentukan secara simultan.

Proses pengukuran dimulai dengan menyiapkan sampel material dalam bentuk slab yang ukurannya sesuai dengan dimensi waveguide atau fixture koaksial. Gelombang elektromagnetik kemudian dipropagasikan melalui material, dan vektor network analyzer (VNA) digunakan untuk merekam semua parameter hamburan di atas. Dengan persamaan (7.4) bisa dihitung

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (7.6)$$

Yang mana

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (7.7)$$

Untuk persamaan (7.6) dipilih solusi yang memenuhi kaidah fisika, yaitu $|\Gamma| < 1$.

Sedangkan koefisien transmisi didapatkan melalui

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (7.8)$$

Permeabilitas bisa dihitung dengan

$$\underline{\mu}_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_o^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (7.9)$$

λ_o adalah panjang gelombang di ruang bebas dan λ_c panjang gelombang cut-off, dan

$$\frac{1}{\Lambda^2} = -\left(\frac{1}{2\pi L} \ln\left(\frac{1}{T}\right)\right)^2 \quad (7.10)$$

Sedangkan permitivitas didefinisikan dengan

$$\underline{\varepsilon}_r = \frac{\lambda_o^2}{\underline{\mu}_r} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\Lambda^2} \right) \quad (7.11)$$

Keunggulan utama metode NRW adalah kemampuannya memberikan hasil yang relatif akurat tanpa memerlukan proses kalibrasi yang sangat kompleks, serta dapat diterapkan pada berbagai jenis material termasuk dielektrik, ferit, maupun komposit. Selain itu, metode ini memungkinkan pengukuran parameter material dalam rentang frekuensi yang luas. Namun, beberapa keterbatasan juga ada, seperti sensitivitas terhadap ketebalan sampel, efek resonansi pada ketebalan tertentu, serta potensi munculnya solusi ganda dalam perhitungan sehingga diperlukan prosedur pemilihan akar yang tepat. Meskipun demikian, metode NRW tetap menjadi standar penting dalam laboratorium gelombang mikro, karena kesederhanaan implementasi dan relevansinya untuk mendukung desain perangkat frekuensi tinggi yang memerlukan data material yang akurat.

7.4. Observasi Karakter Material Daun Pisang yang dikeringkan pada X-Band

Perkembangan berkelanjutan perangkat elektronik selama bertahun-tahun telah menghasilkan emisi radiasi elektromagnetik yang berdampak negatif secara signifikan terhadap organisme hidup. Oleh karena itu, pengembangan material penyerap gelombang mikro (microwave absorbing material) saat ini menjadi topik yang menarik bagi para peneliti. Ekosistem dan kesehatan masyarakat terancam oleh penyerap limbah pertanian yang terbuat dari material seperti poliuretan dan polistirena yang mahal dan berbahaya bagi

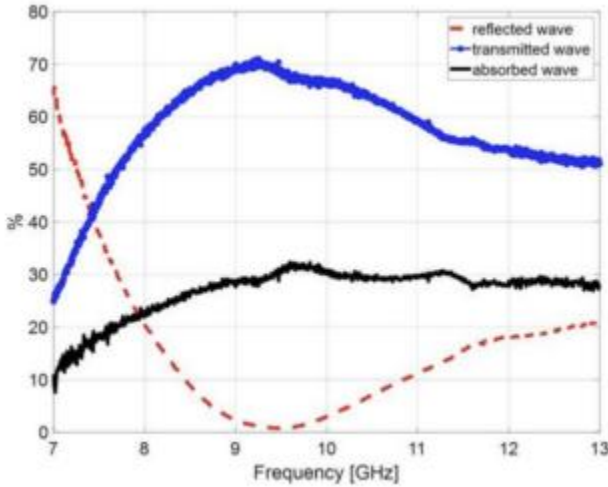
lingkungan Sirait dkk. (2024). Dalam pembahasan di bagian ini, penggunaan biomaterial dari daun pisang memberikan alternatif material penyerap karena kemampuannya untuk meredam gelombang elektromagnetik. Daun pisang dengan arang yang diusulkan dirancang berbentuk persegi panjang dengan ukuran 22.86 mm \times 10.16 mm dan tebal 7.91 mm yang beroperasi pada rentang frekuensi 7 sampai 13 GHz. Daun pisang yang dikeringkan ini disiapkan dengan bantuan resin dan dimasukkan ke dalam pegangan sample (waveguide shim) seperti ditampilkan di gambar 7.3(a).



(a) (b)

Gambar 7.3 (a) (kiri) sampel material dengan dimensi 22.86mm \times 10.16 mm \times 7.91 mm, dan (kanan): Waveguide shim WR-90 dengan ketebalan 7.91 mm, (b) Pengukuran dengan VNA RS ZVA 67.

Proses pengukuran dilakukan menggunakan Vector network analyzer (VNA) RS ZVA 67 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 7.3(b). Di pengukuran, digunakan dua adaptor pandu gelombang koaksial. Sebelum pengukuran, kalibrasi through-reflect-line (TRL) dilakukan dengan bidang referensi pada flange adaptor. Setelah kalibrasi, waveguide shim yang berisi sampel material diletakkan di antara adaptor. Dengan cara ini, dilakukan pengukuran secara otomatis langsung pada sisi material yang diuji.



Gambar 7.4 Pengukuran gelombang refleksi dan transmisi dan perhitungan gelombang yang terserap di material.

Gambar 7.4 menampilkan dua data hasil pengukuran dengan VNA. Gelombang yang dipantulkan ditunjukkan sebagai garis merah putus-putus. Pada frekuensi sekitar 9,5 GHz, gelombang yang dipantulkan sekitar 8% dari energi yang masuk. Gelombang yang ditransmisikan (kurva biru garis putus-putus) sekitar 68%. Dari keduanya bisa dihitung gelombang yang diserap (kurva hitam pekat), yaitu sekitar 34% dari gelombang datang. Dari hasil pengamatan ini terlihat pada wilayah frekuensi yang sangat luas dari 9 GHz hingga 13 GHz sekitar 30% energi yang masuk diserap dalam material.

Berbasiskan pada data pengukuran ini S_{mn}^m , ditentukan data material $\underline{\epsilon}_r$ dan $\underline{\mu}_r$, yaitu dengan meminimalkan fungsional

$$F(\underline{\epsilon}_r, \underline{\mu}_r) = \sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^2 \beta_{mn} |S_{mn} - S_{mn}^m|^2 \quad (7.12)$$

S_{mn} didapatkan dari persamaan (7.4) melalui variasi $\underline{\epsilon}_r$ dan $\underline{\mu}_r$.

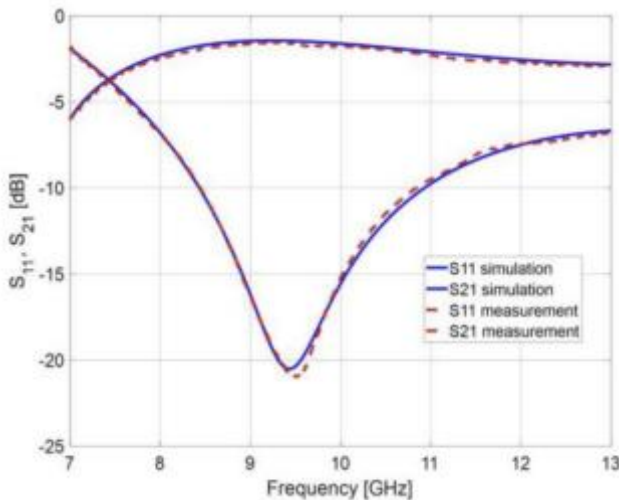
Optimalisasi galat fungsional menghasilkan nilai permitivitas relatif $\underline{\epsilon}_r = 3.5 - j0.24$ dan permeabilitas relatif $\underline{\mu}_r = 1.3 - j0.007$. Tabel 7.1 menampilkan hasil yang didapat dari pembahasan ini

dibandingkan dengan beberapa hasil dari literatur Pattanayak dkk. (2019), Pattanayak dkk. (2021).

Tabel 7.1. Perbandingan Karakteristik Bahan Substrat

Referensi	ϵ_r	μ_r	RL [dB]
Pattanayak (2019)	2.33 - 2.78	-	25.7
Pattanayak (2021)	3.38..5.23-j0.31 ..0.7	-	16 .. 25.9
Sirait (2024)	3.5 - j0.24	1.3-j0.007	21

Dengan nilai-nilai ini, diperoleh koefisien refleksi dan transmisi yang bisa direkonstruksi seperti yang ditunjukkan pada kurva biru Gambar 7.5. Terlihat bahwa kurva yang direkonstruksi sangat mendekati kurva yang diukur.



Gambar 7.5. Perbandingan koefisien refleksi dan transmisi dari pengukuran dan data hasil rekonstruksi persamaan (7.4).

7.5. Observasi Karakteristik Teflon pada V-Band

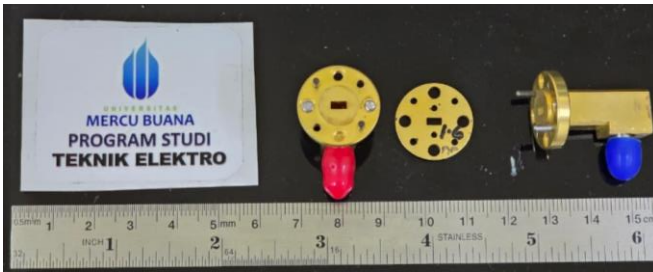
Gelombang millimeter (millimeter wave) adalah bagian dari spektrum elektromagnetik dengan panjang gelombang 1–10 mm dan frekuensi 30–300 GHz. Gelombang ini sangat penting dalam aplikasi modern, seperti radar, komunikasi generasi kelima (5G), pencitraan keamanan, otomotif, serta berbagai sistem sensor. Karakteristik

propagasinya berbeda dari gelombang frekuensi lebih rendah karena daya jangkauan terbatas dan penetrasi ke material padat yang rendah. Oleh karena itu, material penyerap gelombang (*absorber*) menjadi krusial untuk mengurangi pantulan tidak diinginkan, meningkatkan efisiensi sistem, serta menstabilkan performa perangkat.

Beberapa penelitian sebelumnya menunjukkan bahwa material seperti barium heksaferrit, polimer, dan komposit keramik memiliki kemampuan penyerapan signifikan pada frekuensi gelombang millimeter. Misalnya, keramik $\text{BaFe}_{12-x}\text{Al}_x\text{O}_{19}$ menunjukkan koefisien refleksi -30 dB pada frekuensi 39 GHz sampai 42 GHz, sementara komposit $\text{BaTiO}_3/\text{Co}_3\text{O}_4$ mencapai -50 dB pada ketebalan tertentu. Dalam penelitian ini, fokus diarahkan pada material teflon, yang dikenal sebagai polimer dengan konstanta dielektrik rendah, kestabilan kimia baik, dan isolasi listrik unggul. Tujuan penelitian adalah mengkarakterisasi sifat dielektrik, magnetik, dan kemampuan penyerapan teflon di frekuensi 50 GHz sampai 67 GHz **Handoko dkk. (2021)**.

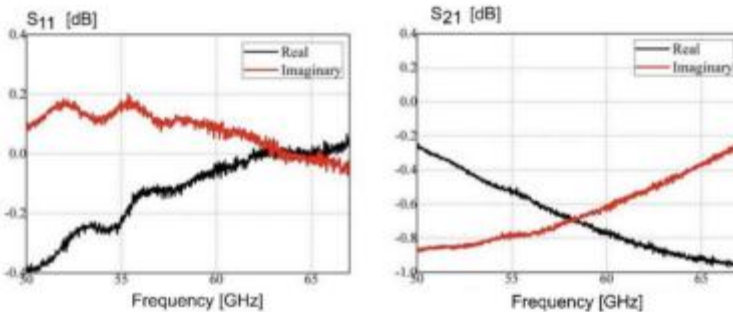
Sebagai sampel, digunakan teflon dengan ukuran $3,76\text{mm} \times 1,88\text{mm} \times 1,6\text{mm}$ diperoleh dari pasar material di Indonesia. Pengukuran dilakukan dengan *vector network analyzer* (VNA) Rohde Schwarz ZVA 67 menggunakan *sample holder* berupa waveguide shim WR₁₅, seperti ditampilkan di gambar 8.6. Parameter hamburan S_{11} dan S_{21} diukur untuk kemudian dianalisis dengan metode Nicolson–Ross–Weir (NRW).

Metoda NRW, seperti diterangkan di bagian 8.3, memungkinkan perhitungan permitivitas $\underline{\epsilon}_r$ dan permeabilitas $\underline{\mu}_r$ kompleks dari data hamburan ini. Nilai riil (ϵ'_r dan μ'_r) merepresentasikan penyimpanan energi listrik dan magnetik, sedangkan nilai imajiner (ϵ''_r dan μ''_r) menunjukkan rugi dielektrik atau disipasi energi.



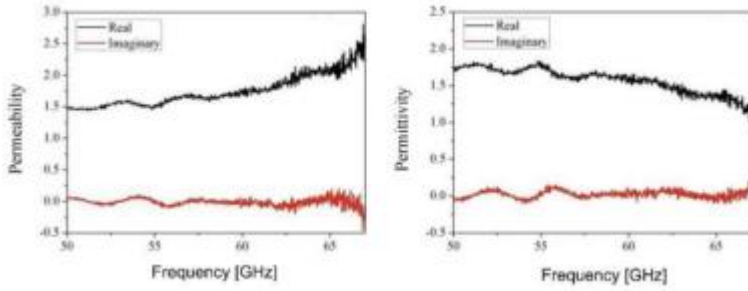
Gambar 7.6. Dua adaptor koaxial 1.85mm ke waveguide WR15 dan waveguide shim.

Hasil pengukuran koefisien refleksi (S_{11}) dan transmisi (S_{21}) yang bernilai kompleks didapat dengan VNA pada rentang frekuensi 50–67 GHz seperti ditunjukkan pada Gambar 7.7. Data S_{11} dan S_{21} digunakan untuk menemukan permeabilitas kompleks dan permitivitas teflon dengan ketebalan 1,6 mm melalui metode NRW.

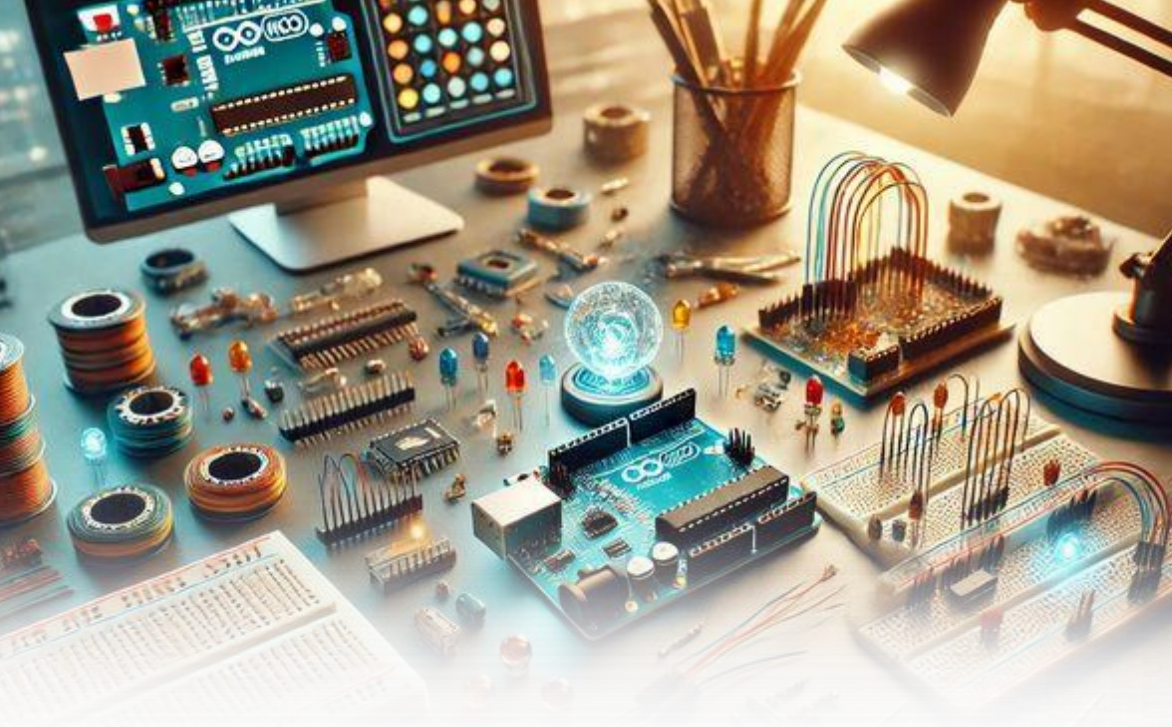


Gambar 7.7. Parameter hamburan dari teflon.

Permeabilitas μ_r dan permitivitas ϵ_r pada rentang 50 GHz hingga 67 GHz ditunjukkan pada Gambar 7.8. Nilai riil permeabilitas (μ'_r) sedikit meningkat pada seluruh rentang frekuensi (Gambar 7.8 kiri). Nilai riil permeabilitas (ϵ'_r) tetap menurun pada rentang frekuensi 55 – 67 GHz (Gambar 7.8 kanan). Sementara itu, nilai imajiner permeabilitas (μ''_r) dan permitivitas (ϵ''_r) cenderung berfluktuasi pada rentang frekuensi 50 – 57,5 GHz. Lebih lanjut, nilai rentang untuk μ'_r dan ϵ'_r sampel berada di antara 1,0 dan 2,5. Nilai ϵ''_r dan μ''_r yang terukur kecil dan mendekati konstan pada rentang 57 - 67 GHz.



Gambar 7.8. Permeabilitas dan permitivitas kompleks sebagai fungsi frekuensi untuk bahan teflon.



BAB VIII

PERANCANGAN SENSOR GELOMBANG MIKRO UNTUK PENGUKURAN KADAR GULA DARAH

8.1. Pendahuluan

Pada bab ini menyajikan pemodelan sensor gelombang mikro yang berbentuk *cylinder* untuk pengukuran kadar gula darah secara non-invasif. Sensor gelombang mikro yang dimodelkan dapat bekerja pada frekuensi 2,4 GHz menggunakan bahan lentur/fleksibel *Dupont Pyralux*.

Pembahasan pada bab ini akan dimulai dengan menyajikan penelitian-penelitian terdahulu yang melatar belakangi perancangan sensor gelombang mikro ini, kemudian dilanjutkan dengan pemaparan pemodelan phantom jari yang menjadi dasar pengujian simulasi pemodelan sensor gelombang mikro. Pembahasan selanjutnya adalah pemodelan sensor *cylinder* dan pengujian secara nyata menggunakan sampel jari serta perbandingan dengan alat ukur invasif yang tersedia di pasaran. Kemudian pada bab ini akan dibandingkan hasil pengamatan kinerja sensor yang dirancang dengan penelitian terdahulu untuk menentukan kontribusi penulis.

Sensor gelombang mikro yang dimodelkan berbentuk planar dengan pencatuan *coplanar waveguide* (CPW).

8.2. Penelitian Pendukung

Untuk memperkuat dasar pada penelitian sensor ini maka dapat dilihat pada penelitian-penelitian terkait dimana, pada hasil penelitian yang dibuat oleh Yu pada tahun 2018 dirancang sebuah *Microstrip Line* (MLIN) yang dapat diterapkan untuk pengukuran glukosa non invasif. Teknologi ini adalah hasil dari titik-silang teknik transdermal dan teknik gelombang mikro/ RF MLIN dibuat dengan bentuk substrat seperti jari. Untuk struktur yang diusulkan ini, *patch* nya berbentuk-T dengan substrat yang digunakan *natrium klorida* (NaCl) dengan Mikrostrip line ini bekerja masing-masing pada frekuensi 0,95 dan 2,99 GHz. MLIN yang diusulkan menunjukkan sensitivitas yang jauh lebih tinggi, sekitar 10x lebih banyak pada konsentrasi glukosa rendah dan 3x lebih tinggi pada konsentrasi tinggi. Sensitivitas ini jauh lebih tinggi daripada sensor MLIN canggih untuk konsentrasi yang sama dan dapat dibandingkan dengan sensor *Microstrip* berbasis resonansi dengan ketahanan yang lebih baik.

Pada tahun 2021 Kiani, S., et al., mengusulkan *Dual-Frequency Microwave Resonant Sensor to Detect Non-invasive Glucose-Level Changes Through the Fingertip* melalui Teknik SIW cavity dan pencatuan CPW. Sensor ini bekerja pada frekuensi 5,5 dan 8,5 GHz. Kemudian ditahun 2023, penelitian Hannachi, et al., membahas

tentang jari sebagai sampel dalam pengujian sensor kadar gula darah teknik *Non-invasive*. Penelitian ini berfokus pada pengembangan sensor berbasis CSRR (*Complementary Split Ring Resonator*) untuk pemantauan glukosa darah *Non-invasive*. Sensor ini dirancang untuk memanfaatkan perubahan dalam parameter sebaran resonator pada jari yang mengandung darah dengan konsentrasi glukosa yang berbeda. Namun, satu aspek kunci yang diperhatikan dalam penelitian ini adalah efek lemak pada jari terhadap parameter sebaran sensor. Hasil dari penelitian ini mengungkapkan bahwa lemak pada jari memiliki dampak yang signifikan pada parameter sebaran sensor, yang dapat memengaruhi akurasi pengukuran tingkat glukosa darah. Pergeseran frekuensi juga terjadi apabila gula darah tinggi maka frekuensi juga akan meningkat.

8.3. Pemodelan Phantom Jari

Dari beberapa literatur, bahan yang dibutuhkan sebagai pembuatan phantom jari antara lain air, minyak natrium klorida (NaCl), dan gelatin. Dari semua komposisi, air memiliki konstanta nilai dielektrik relatif tertinggi, penambahan *natrium klorida* (NaCl) dalam campuran akan meningkatkan konduktivitas, penambahan minyak akan menurunkan konstanta dielektrik relatif serta konduktivitas dan gelatin dapat digunakan sebagai bahan pematat atau gel. Untuk bahan darah tiruan dibagi menjadi lima wadah berukuran 200ml, setiap wadah berisi sekitar 200 gram darah tiruan. Selanjutnya, 0 g, 0,14 g, 0,24 g, 0,34 g, 0,44 g bubuk dekstrosa (glukosa) ditambahkan ke setiap wadah pada suhu 28°C (Yilmaz, 2014).

Karacolak, Moreland, and Topsakal (2013) mengasumsikan bahwa perubahan mineral lain dalam plasma darah seperti kalsium, klorida, kalium, dan magnesium akan memiliki pengaruh yang sangat kecil atau tidak sama sekali pada sifat listrik. Misalnya, konsentrasi glukosa dalam darah pasien diabetes dapat bervariasi antara 30 mg / dl dan 400 mg/dl . Mineral lain ada dalam jumlah yang sangat rendah di dalam darah (misalnya magnesium: 1,8–3,4 mg/dl,

kalsium: 8,5–10,5 mg/dl, kalium: 13,6–21,4 mg/dl). Jaringan tubuh yang digunakan untuk menganalisis kadar glukosa memiliki kuantitas dielektrik tertentu yang besarnya berubah pada setiap frekuensi tertentu. Secara keseluruhan, untuk beberapa jaringan tubuh, karakteristik perubahan tersebut telah dipelajari dan dimodelkan dalam bentuk persamaan Cole-Cole. Persamaan cole-cole adalah sebagai berikut:

$$\hat{\epsilon} = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0} \quad (8.1)$$

Keterangan:

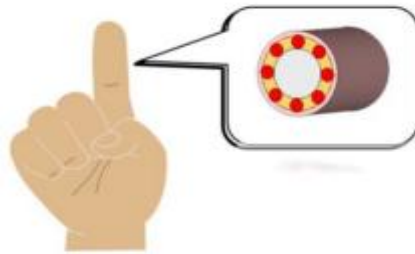
- $\epsilon(\omega)$ = Frekuensi Sudut
- ϵ_{∞} = Permittivitas frekuensi tertinggi
- ϵ_s = Konstanta dielektrik yang bergantung pada frekuensi parameternya
- α = Parameter yang memungkinkan perluasan dispersi
- σ_i = Konduktivitas ionik statis
- τ = Waktu relaksasi konstan

Tabel 8.1 Parameter untuk memprediksi sifat dielektrik jaringan

Jaringan	ϵ_{∞}	$\Delta\epsilon$	$\tau(\text{ps})$	Σ_i
Skin	4	32	7.23	0.0002
Fat	2.5	3	7.96	0.01
Bone	2.5	10	1.32	0.02
Blood 60 mg/dl	2.303	70.985	8.72	1.99989
Blood 120 mg/dl	2.306	70.973	8.73	1.99996
Blood 180 mg/dl	2.308	70.966	8.74	2.00003
Blood 240 mg/dl	2.311	70.954	8.75	2.00015

Model bahan uji yang dibuat berupa jaringan yang merepresentasikan ujung jari manusia. Ujung jari merupakan bagian yang sering digunakan untuk mengukur kadar gula invasif karena memiliki jumlah darah yang cukup dan memiliki lapisan jaringan biologis yang homogen. Dalam aplikasinya untuk pengukuran non-invasif, ujung jari dipasang pada permukaan sensor. Untuk mendapatkan hasil yang mendekati nilai sebenarnya dibuat desain jaringan yang menyerupai jari sebenarnya, baik dari segi ukuran

maupun dari struktur jaringannya. Sehingga jaringan ini terbuat dari 4 lapisan yang terdiri dari kulit, lemak, darah, dan tulang. Pada penelitian ini dibuat model jari dengan ukuran panjang 30 mm, dan diameter 20 mm serta dimodifikasi ketebalan lapisan kulit, lemak, darah, dan tulang dengan cara melihat ujung jari secara proporsional. Ilustrasi bentuk model jaringan bahan uji dapat dilihat pada gambar 8.1. Phantom jari dibuat seperti *cylinder* dengan diameter yang sesuai jari telunjuk manusia.



Gambar 8.1 Ilustrasi Phantom Jari

8.4. Pemodelan Sensor Gelombang Mikro

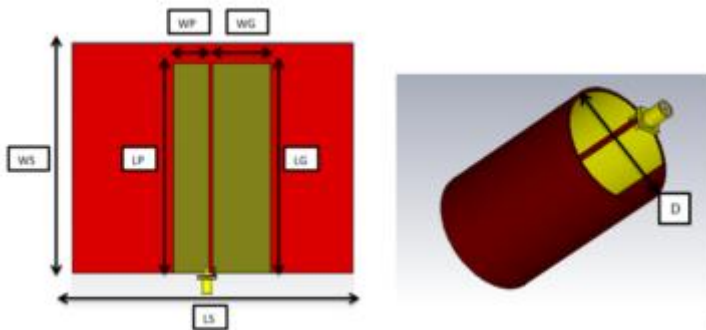
Sebelum melakukan simulasi perancangan sensor gelombang mikro menggunakan perangkat lunak, dimensi sensor gelombang mikro dihitung menggunakan rumus dasar yang sudah umum diketahui. Untuk mendapatkan sensor yang bekerja pada rentang frekuensi 2,4 GHz dengan pencatuan CPW, maka beberapa studi parametrik dilakukan dengan tujuan memaksimalkan hasil kinerja sensor.

Gambar 8.2 menunjukkan geometri rancangan sensor *cylinder* yang diusulkan dengan dimensi yang tertera pada Tabel 8.2. Desain sensor tersebut kemudian dibulatkan membentuk *cylinder* yang dapat dengan mudah disarungkan ke jari telunjuk.

Tabel 8.2 Dimensi Sensor Jari

Parameter	Dimensi (mm)
W_s	50,66
L_s	60,31
W_p	18,28

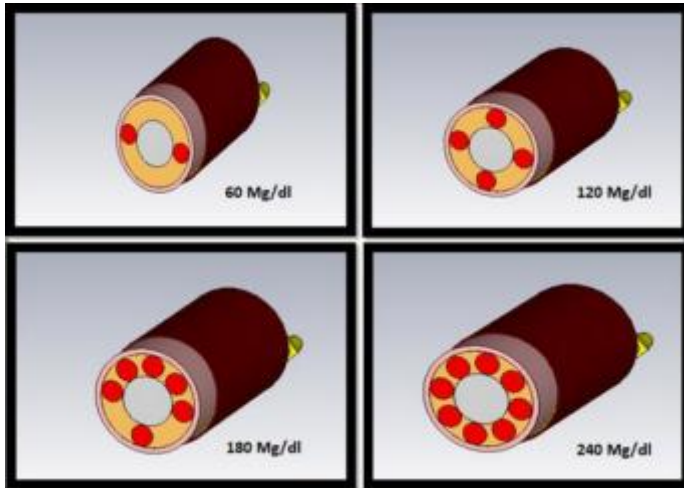
Lp	38,82
Wg	20,56
Lg	39,32
D	20



Gambar 8.2 Geometri Rancangan Akhir antenna Cylinder Menggunakan Dupont Pyralux dengan Pencatuan Coplanar Waveguide (CPW)

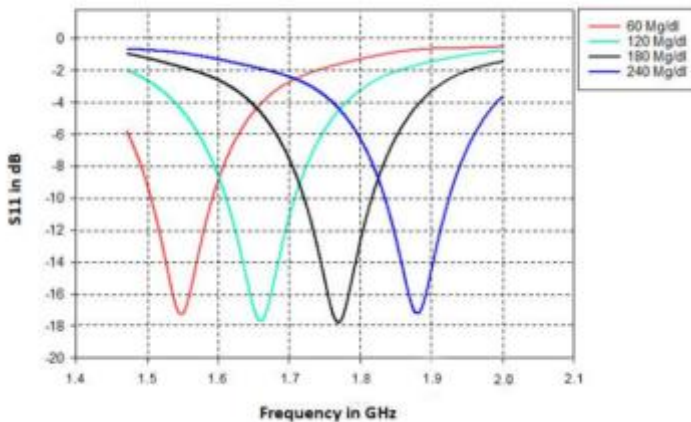
8.5. Simulasi Sensor Cylinder dengan Phantom

Seperti yang terlihat pada gambar 8.3, pendeteksian kadar gula akan dilakukan pada pemodelan phantom *cylinder* sebagai jari yang akan digunakan sebagai media pengujian keandalan sensor. Dalam pemodelan phantom terdiri dari unsur penyusun jari dimana terdapat kulit (skin) dengan dimensi 20 mm, lemak (fat) 17,5 mm, darah (blood) 5,2 mm, dan tulang (bone) 13,8 mm. Struktur homogen dari multilayer phantom adalah model dielektrik dispersif silinder slot jaringan yang berbeda, dimana 2 slot silinder blood merepresentasikan 60 mg/dl kadar gula dalam darah. Penambahan setiap slot silinder darah bertujuan untuk melihat seberapa besar respon/sensitif yang diberikan oleh sensor terhadap peningkatan kadar gula dalam darah. Terdapat total 8 slot darah yang merepresentasikan kadar gula darah 240 mg/dl atau dikategorikan darah penderita diabetes.



Gambar 8.3 Sensor Cylinder dengan Phantom Jari

Respons sensor terhadap perubahan kadar gula darah terlihat pada gambar 8.4. Pada gambar terlihat jelas pergeseran respon frekuensi setiap kenaikan kadar gula darah, semakin tinggi kadar gula darah maka semakin tinggi juga respon frekuensi.



Gambar 8.4 Respon Sensor Cylinder terhadap Peningkatan Kadar Gula Darah Menggunakan Phantom Jari

Gambar 8.4 menunjukkan kombinasi slot phantom darah yang di simulasikan dan di tempatkan pada sensor *cylinder* dengan

kombinasi penempatan berbeda untuk setiap slot darah, hasil pengukuran yang di dapatkan terjadi perubahan frekuensi sesuai dengan penambahan slot phantom darah dimana kombinasi 2 buah slot yang disimulasikan mendapatkan frekuensi 1,552 GHz dengan *bandwidth* 86,3 MHz, kombinasi 4 slot phantom mendapatkan frekuensi 1,663 GHz dengan *bandwidth* 91,2 MHz, kombinasi 6 slot darah menunjukkan perubahan S_{11} pada frekuensi 1,772 GHz dengan *bandwidth* 94,5 MHz, dan kombinasi 8 slot phantom darah memperoleh hasil 1,879 GHz, *bandwidth* 89,4 MHz. Dari hasil simulasi dapat di simpulkan bahwa selalu terjadi pergeseran frekuensi kearah lebih besar dan variasi nilai S_{11} dan *bandwidth* untuk setiap slot darah pada phantom dalam kondisi dan kombinasi apapun.

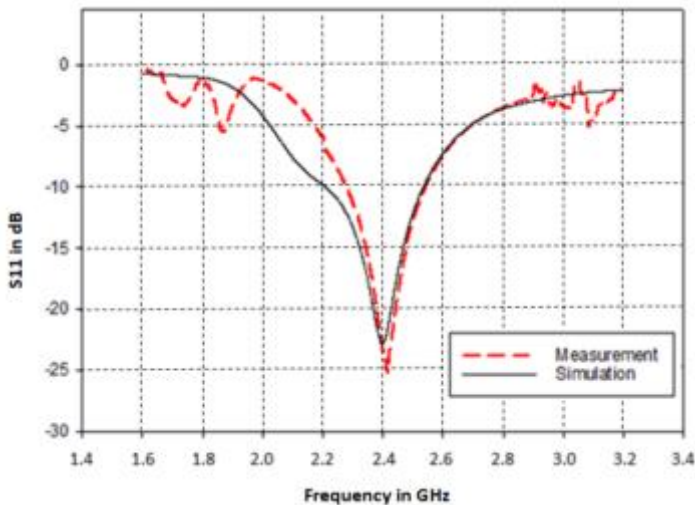
8.6. Pengujian Sensor Gelombang Mikro

Fabrikasi dan pengukuran sensor *cylinder* diperlukan untuk mengetahui hasil rill dan karakteristik kinerja sensor yang telah didesain menggunakan perangkat lunak. Fabrikasi sensor *cylinder* dengan substrat *Dupont Ppyralux* akan digunakan untuk pendeteksian kadar gula dalam darah menggunakan beberapa volunteer. Pengukuran yang dilakukan memperhatikan beberapa parameter kinerja sensor, seperti: frekuensi kerja, *parameter S_{11}* dan *bandwidth*. Berikut pada gambar 8.5 merupakan hasil fabrikasi sensor *cylinder*.



Gambar 8.5 Hasil Fabrikasi Sensor Cylinder dengan Substrat Dupont Ppyralux

Gambar 8.5 menunjukkan prototipe sensor cylinder dengan substrat Dupont Pyralux, fabrikasi dilakukan dengan menggunakan printer Brother DCP-T310 dengan tinta (Durabrite). Fabrikasi dimulai dengan memasukkan hasil simulasi antena ke software corel draw kemudian dilakukan printing dengan substrat Dupont Pyralux. Tahap selanjutnya adalah Etsa (Etching) yang merupakan proses pelarutan logam menggunakan asam yang kuat (strong acid) pada bagian yang tidak terlindungi pada permukaan logam untuk membuat desain yang direncanakan menggunakan ferric chloride (FeCl_3). Kemudian pemasangan konektor SMA pada sensor. Pemasangan konektor menggunakan timah solder (solder tin), proses terakhir dari fabrikasi yaitu *folding* sensor menjadi *cylinder* dengan isolator tape. Perbandingan hasil simulasi dan pengukuran sensor *cylinder* ditunjukkan pada gambar 8.6.



Gambar 8.6 Grafik Perbandingan S_{11} Sensor Pengukuran dan Simulasi

Pada gambar 8.6 dapat dilihat bahwa hasil simulasi yang dilakukan menghasilkan nilai S_{11} sebesar -22,623 dB pada frekuensi 2,4 GHz yang ditunjukkan dengan grafik berwarna hitam, sedangkan hasil pengukuran prototype sensor didapatkan nilai sensor sebesar -25,02 dB pada frekuensi 2,411 GHz yang ditunjukkan dengan garis grafik berwarna merah. Dari hasil pengukuran yang dilakukan dapat

diketahui bahwa terdapat pergeseran frekuensi tengah sensor dibandingkan dengan hasil simulasi yang semula pada fekuensi 2,4 GHz menjadi 2,411 GHz.

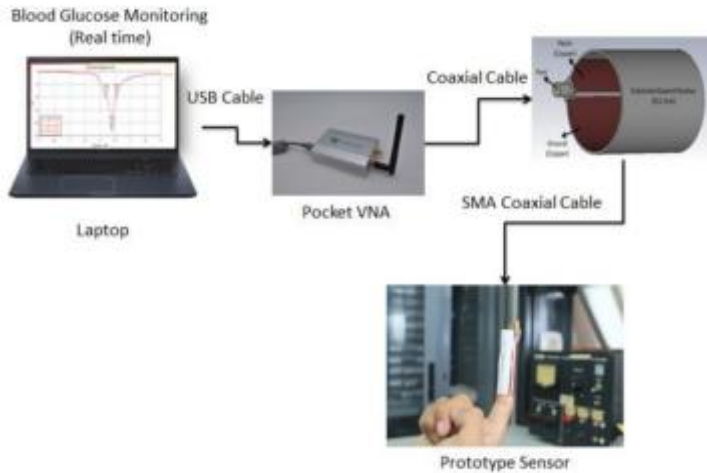
Nilai error antara hasil pengukuran fabrikasi sensor dengan hasil simulasi memiliki nilai 1.41 %, nilai error ini masih dapat ditoleransi, juga dikarenakan nilai error tersebut masih dalam rentang band yang direncanakan, sehingga hasil pengukuran dinyatakan mendekati hasil pada simulasi. Pergeseran frekuensi dapat disebabkan akibat dari ketidaksamaan dimensi sensor hasil fabrikasi dengan dimensi sensor pada simulasi.

Dari hasil perbandingan nilai S-parameter pada gambar 8.6, nilai bandwidth yang dihasilkan pada simulasi adalah sebesar 323 MHz pada rentang frekuensi 2,210 GHz sampai 2,533 GHz, sedangkan pada hasil pengukuran nilai S-parameter yang ≤ -10 dB berada pada rentang frekuensi 2,264 GHz sampai 2,541 GHz, maka bandwidth yang dihasilkan pada pengukuran sensor sebesar 277 MHz. Perbedaan nilai S_{11} dan bandwidth dapat disebabkan oleh besarnya reflection yang muncul saat pengukuran sensor, selain itu dapat disebabkan oleh loss dari port konektor maupun peralatan pengukuran yang digunakan.

8.7. Pendeteksian Kadar Gula dalam Darah dengan Sensor dan Perangkat Medis Komersial

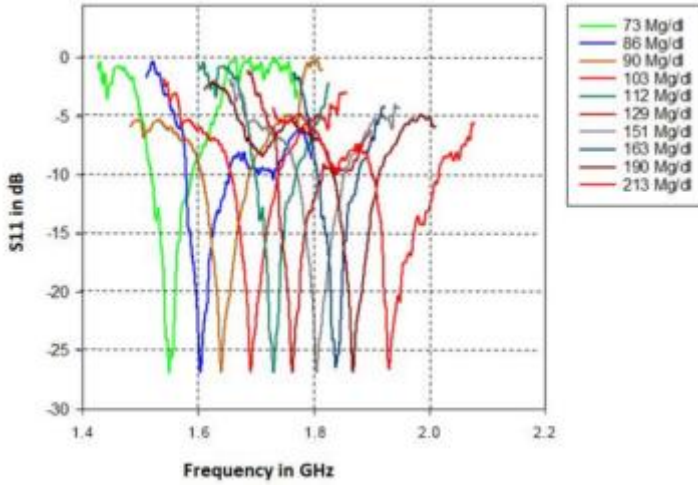
Pendeteksian kadar gula dalam darah dengan sensor cylinder akan menggunakan Pocket VNA (Vector Network Analyzer) yang terhubung dengan laptop. Proses diawali dengan mengambil darah dari 25 volunter menggunakan *Invasive Device Nova Care*. Hasil pengukuran yang didapatkan dijadikan acuan kadar gula dalam darah setiap volunter, selanjutnya setiap volunter kemudian menggunakan sensor cylinder pada jari telunjuk masing-masing untuk melihat hasil pengukuran kadar gula darah tanpa sampel darah yang dilakukan menggunakan VNA yang beroperasi pada 1-4 GHz. Gambar 8.7 menunjukkan sensor cylinder yang telah terpasang pada jari telunjuk volunter beserta proses pengukurannya. Sebelum dilakukan pengujian dengan sensor cylinder, pertama-tama

dilakukan kalibrasi pada VNA yang akan digunakan dengan setting frekuensi 1-4 GHz, lalu memasukan jari pada sensor dan diukur menggunakan VNA. Hasil pengujian sensor cylinder secara non invasif akan di tampilkan pada layar monitor.



Gambar 8.7 Proses Pengukuran Sensor Pada Jari Sebagai Objek Pengujian

Gambar 8.7 menunjukkan respon sensor terhadap peningkatan kadar gula darah untuk 10 orang volunter dari 25 volunter tersedia. Dapat dilihat pada gambar, bahwa sensor memiliki sensitivitas yang tinggi terhadap perubahan kadar gula darah yang terjadi. Pergeseran frekuensi sebesar 7,5 MHz untuk setiap mg/dl kadar gula dalam darah.

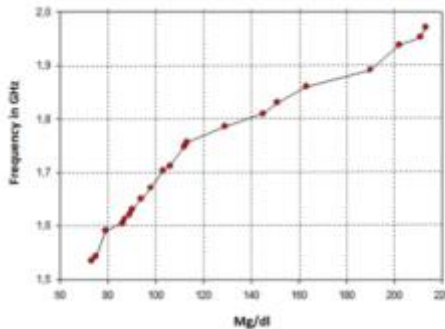


Gambar 8.8 Hasil Pengukuran Kadar Gula Darah Menggunakan Sensor Pada Jari 10 Orang Volunter

Dari hasil pengujian menggunakan sensor cylinder terhadap 25 volunter didapatkan nilai S_{11} yang berkisar antara -25,62 dB hingga -26,32 dB, sementara bandwidth yang diperoleh berkisar antara 92,47 MHz - 100,1 MHz. Dari tabel 8.3 diperoleh perbandingan pengujian menggunakan alat invasive dan sensor cylinder, pengujian untuk kadar gula darah 73 mg/dl - 98 mg/dl atau termasuk dalam kategori non diabetes, yang dilakukan dengan sensor cylinder, akan menampilkan hasil di frekuensi 1,5343 GHz - 1,6712 GHz, untuk 100 mg/dl - 123 mg/dl atau kategori pra diabetes akan menampilkan hasil pengujian di rentang frekuensi 1,7031 GHz - 1,7857 GHz, dan 129 mg/dl - 213 mg/dl atau kategori diabetes diperoleh hasil pengujian pada frekuensi 1,7857 GHz - 1,9712 GHz. Gambar 8.9 menunjukkan hubungan antara kadar gula darah dengan frekuensi yang mendekati linear.

Tabel 8.3 Perbandingan Hasil Pengukuran Kadar Gula Darah 10 Volunter dengan Alat Medis dan Sensor

No	Blood Glucose (mg/dl) (Invasive)	Non-Invasive (proposed sensor)			
		Blood Glucose (mg/dl)	\bar{f} (GHz)	S ₁₁ (dB)	BW(MHz)
1	73	73	1.5343	-26.32	93.61
2	86	86	1.6045	-26.05	98.65
3	90	90	1.6301	-26.12	95.65
4	103	103	1.7031	-26.04	96.72
5	112	112	1.7478	-25.71	98.32
6	129	129	1.7857	-25.92	100.1
7	151	151	1.8320	-26.34	97.29
8	163	163	1.8605	-26.71	99.54
9	190	190	1.8921	-25.92	96.48
10	213	213	1.9712	-25.90	97.54



Gambar 8.9 Perbandingan Kadar Gula Darah Terhadap Frekuensi

Tabel 8.4 merupakan perbandingan antara sensor yang diusulkan dengan penelitian terdahulu dalam hal substrate fleksibel yang digunakan, frekuensi, bandwidth, tensile strength, compactness dan kompleksitas.

Tabel 8.4 Perbandingan dengan Penelitian Terdahulu

Characteristic	Proposed cylindrical sensor	Flexible polyester antenna [Wang, F, 2018]	Wearable antenna [Costanzo, S., & Cioffi, V., 2019]	MLIN[Omkar, Wenwei Yu, 2018]
Size (mm)	50.66 x 60.31	19.2 x 17.8	4 X 4	11 x 20
Thickness (mm)	0.02	3	0.01	1.5
Band /F ₀ (GHz)	Single/2.4	Dual/ 5.76 and 10.1	Single/2.4	Dual/ 0.95 and 2.99
Substrate	Pyralux $\epsilon_r = 3.5$	flexible polyester $\epsilon_r = 2.8$	Denim Material $\epsilon_r = 1.6$	NaCl $\epsilon_r = 4.4$
Tensile Strength (MPA)	High 165	High 860	-	-
Flexural strength (p.s.i)	High 50000	High 11117	-	-
Deformability	Low	Low	Low	Low
Thermal Stability	High	low	High	High
Fabrication Complexity	Simple/Printable	Complex/Non-printable	Complex/Non-printable	Complex/Non-printable



BAB IX

PENGEMBANGAN SENSOR PERGESERAN KECIL STRUKTUR DENGAN WEARABLE ANTENA

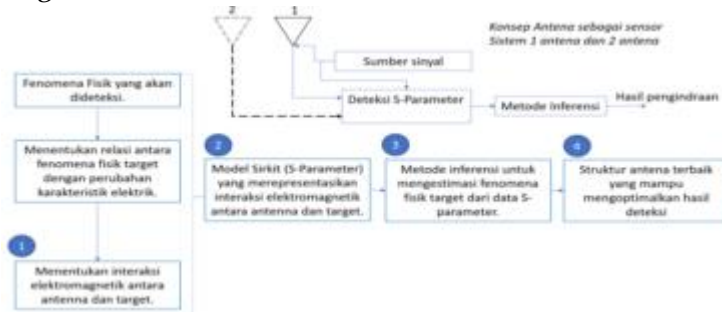
9.1. Pendahuluan

Pergeseran kecil merupakan fenomena yang ditemukan di berbagai bidang dan diamati secara intensif untuk berbagai tujuan seperti pengamatan getaran mesin/struktur, deteksi tanda vital manusia, perpindahan kecil jembatan, dan deformasi lapisan tanah

pada daerah lereng. Beberapa sensor telah dipelajari dan diusulkan menggunakan berbagai pendekatan, seperti transformator diferensial variabel linier dan pengukur regangan Ajaonkar **dkk.** (2020), laser Kim dan Jung (2022), dan sistem radar Diaferio **dkk.** (2017). Antena sebagai sensor menjadi topik penelitian yang menarik, yang kemudian berkembang untuk merespons berbagai fenomena. Antena terintegrasi sebagai sensor dan komunikasi juga akan memainkan peran kunci dalam meningkatkan pemanfaatan sistem komunikasi nirkabel untuk mendeteksi beberapa fenomena yang perlu diukur Pasierb **dkk.** (2019). Antena yang dapat dikenakan (wearable antenna) yang dipasang pada sistem atau struktur yang mengalami perpindahan kecil akan menunjukkan perubahan parameter sebagai respons terhadap perpindahan tersebut. Teknologi antena yang dapat dikenakan memiliki potensi untuk dikembangkan menjadi konsep sensor perpindahan kecil.

Bab ini menjelaskan contoh pengembangan antena yang dapat dikenakan untuk deteksi perpindahan kecil. Konsep wearable antena sebagai sensor pergeseran kecil dikembangkan berdasarkan perubahan *S-parameter* dari antena yang berkorelasi terhadap kejadian pergeseran kecil saat antena diletakkan pada target. Pergeseran kecil akan menyebabkan orientasi atau bentuk permukaan antena berubah sehingga hal ini akan mempengaruhi *S-parameter* pada antena. Gambaran umum konsep antena sebagai sensor dan metodologi pengembangannya ditunjukkan pada **Gambar 9.1**. Penerapan antena sebagai sensor dapat menggunakan pendekatan sistem antena tunggal atau sistem antena ganda. Pendekatan sistem antena tunggal mengacu pada relasi elektromagnetik antena dengan target yang dikorelasikan dengan perubahan koefisien refleksi antena. Pendekatan sistem antena ganda mengacu pada relasi elektromagnetik antar dua antena yang dikorelasikan dengan pengaruh perubahan dari target. Perubahan pada relasi antena ganda dapat diamati pada koefisien transmisi. Metodologi pengembangan antena sebagai sensor diawali dengan menentukan relasi antara antena dan target yang menggambarkan interaksi elektromagnetik antara antena dan target. Kemudian dilanjutkan dengan mengembangkan model sirkuit yang

mengakomodasi fenomena gelombang elektromagnetik yang digambarkan dengan *S-parameter*. Langkah selanjutnya adalah pengembangan metode inferensinya. Metode inferensi digunakan untuk memetakan hasil pengukuran *S-parameter* kepada nilai fenomena fisik yang diukur. Pemilihan struktur antenna juga perlu menjadi pertimbangan untuk memperoleh hasil yang optimal. Antena perlu dirancang sehingga sensitif dapat merespon perubahan pada target.



Gambar 9.1. Konsep antenna sebagai sensor dan metodologi pengembangannya.

Bab ini menjelaskan pengembangan wearable antenna sebagai sensor pergeseran kecil. Pada bab ini dibahas studi kasus pada wearable antenna yang dikembangkan untuk sensor pergeseran kecil sebagai sensor lendutan pada suatu struktur jembatan.

9.2. Pengembangan Wearable Antena Untuk Sensor Lendutan pada Struktur Jembatan

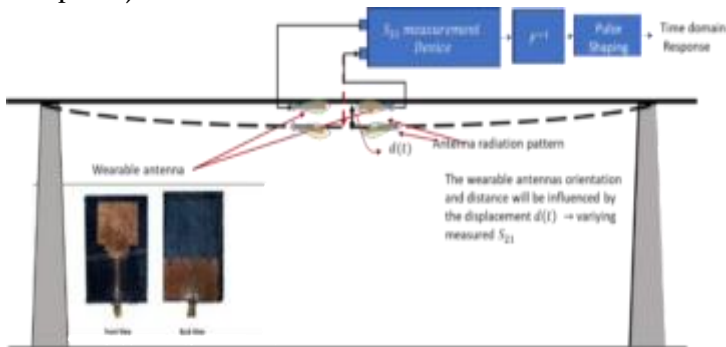
Inspeksi terhadap tingkat lendutan jembatan merupakan bagian pemantauan kesehatan struktur (SHM) pada jembatan [1, 2, 3, 4]. Lendutan pada jembatan berupa pergerakan kecil, yang sering kali tidak dapat diamati melalui pendeteksian visual. Teknik pendeteksian pergerakan kecil yang konvensional mencakup sensor mekanis seperti strain gauge Liu dan Mrad (2013), laser optic deteksi pergerakan Kim dan Jung (2022), dan metode radar seperti radar jarak jauh untuk pemantauan jarak jauh Pramudita **dkk.** (2023). Meskipun efektif, pendekatan-pendekatan tersebut biasanya

memiliki konsiderasi terkait biaya, kompleksitas, dan keterbatasan lingkungan. Oleh karena itu, ketertarikan terhadap penggunaan antena yang berfungsi sebagai sensor semakin meningkat sebagai alternatif Solusi. Benda-benda disekitar antenna dapat mempengaruhi karakteristik antenna. Perubahan pada benda-benda disekitar antenna dapat mengakibatkan perubahan pada karakteristik antenna. Sebagai contoh, ketika antena diletakkan dekat dengan objek yang mengalami vibrasi maka, pergeseran kecil pada vibrasi akan memberikan pengaruh pada medan dekat antenna dan dapat terukur pada koefisien refleksi pada port inputnya. Konsep tersebut kemudian digunakan sebagai dasar dalam membangun sensor non-kontak untuk vibrasi dengan basis antena Pramudita **dkk.** (2024).

Wearable antenna sangat cocok untuk dipilih sebagai struktur antena sebagai sensor. Wearable antenna dapat dengan mudah dilekatkan pada objek dan perubahan objek kemudian akan memberikan pengaruh pada bentuk dan karakteristik antenna. Antena dengan bahan textile potensial dielaborasi sebagai realisasi wearable antenna yang difungsikan sebagai sensor tersebut. Sub bab ini membahas pengembangan wearable antenna berbahan textile yang kemudian digunakan sebagai sensor pergeseran kecil pada struktur jembatan. Pendeteksi pergerakan kecil pada skala milimeter pada memerlukan resolusi yang tinggi. Pemilihan struktur antenna *ultrawideband* (UWB) digunakan untuk merespon kebutuhan resolusi deteksi. karena memiliki rentang frekuensi yang luas dan resolusi yang tinggi. Pengembangan antena textile dengan struktur UWB kemudian relevan untuk aplikasi sensor lendutan yang dapat dimplementasikan pada proses pemantauan Kesehatan struktur.

Pada penelitian ini antena UWB dirancang menggunakan bahan tekstil kain denim sebagai substratnya. Antena tekstil memiliki keunggulan unik karena fleksibel dan ringan Ashyap **dkk.** (2025). Karakteristik ini membuatnya cocok untuk aplikasi yang dikenakan pada tubuh maupun integrasi pada permukaan yang tidak rata atau bergerak, seperti struktur mekanis atau jembatan. Dalam konteks SHM, antena tekstil yang ditempatkan pada atau di dekat komponen yang diamati dapat berfungsi sebagai elemen yang peka

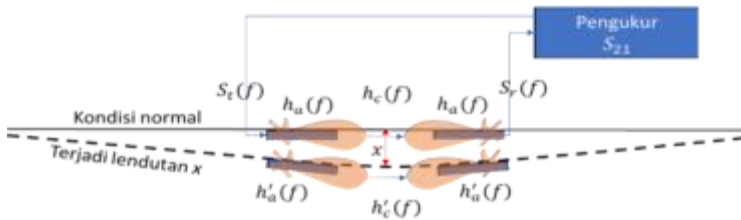
terhadap pergerakan. Lentutan jembatan akan menyebabkan orientasi dan atau bentuk permukaan antenna berubah, hal ini akan menghasilkan respons elektromagnetiknya. **Gambar 9.2** menunjukkan konsep penerapan antenna textile UWB sebagai sensor lentutan pada jembatan.



Gambar 9.2. Konsep penerapan Antena textile UWB untuk pendeteksian lentutan jembatan.

9.2.1. Konsep Deteksi Lentutan dengan Sensor Antena

Metode deteksi lentutan dengan menggunakan antena yang diusulkan pada bab ini menerapkan pendekatan sistem dua antena wearable yang diletakan pada permukaan objek. Satu antena sebagai pemancar dan yang lain sebagai penerima. Lentutan akan dikorelasikan dengan perubahan fungsi alih antara port antena pemancar dan port antena penerima. Jika objek observasi adalah fungsi alih antara antena pemancar dan penerima, maka hubungan antara sinyal terima dan sinyal kirim dapat dituliskan sebagai (1). Relasi antara lentutan dengan perubahan fungsi alih dapat diilustrasikan pada **Gambar 9.3** dimana $h_a(f)$ dan $h_c(f)$ adalah fungsi alih antena dan fungsi alih kanal. Fungsi alih antena ditentukan oleh karakteristik antena seperti tingkat kesesuaian impedansi, pola radiasi dan polarisasi antena. Fungsi alih kanal bergantung dari mekanisme propagasi gelombang yang dapat terbentuk dari antena pemancar ke antena penerima.



Gambar 9.3. Ilustrasi konsep pendeteksian lendutan berdasarkan perubahan fungsi alih antenna pemancar-penerima.

Merujuk pada ilustrasi pada **Gambar 9.3**, maka dapat fungsi alih antara antenna pemancar dan antenna penerima kemudian dapat direpresentasikan dengan data koefisien transmisi (S_{21}) yang diukur dari port antenna pemancar ke antenna penerima. Fungsi alih sebagai perbandingan sinyal terima dengan sinyal pancar dapat dituliskan menjadi (2). Berdasarkan relasi (2) maka sinyal terima dapat diperoleh dengan melakukan perhitungan dengan (3), dimana sinyal pancar dapat didefinisikan terlebih dahulu. Selanjutnya level lendutan dapat dikorelasikan dengan sinyal terima yang dapat direkonstruksi dari hasil perubahan koefisien transmisi.

$$S_r(f) = h_a(f) h_c(f) h_a(f) S_t(f) \quad (9.1)$$

$$\frac{S_r(f)}{S_t(f)} \approx S_{21}(f) \quad (9.2)$$

$$S_r(f) = S_{21}(f) S_t(f) \quad (9.3)$$

9.2.2. Desain antenna textile UWB sebagai sensor lendutan

Struktur antenna UWB monopole dipilih sebagai struktur dasar dari antenna textile UWB yang akan dikembangkan sebagai sensor lendutan pada jembatan. Antenna yang diusulkan menggunakan konfigurasi monopole dengan empat microstrip, terdiri dari patch yang ditempatkan pada lapisan atas substrat dielektrik dan ground plane parsial pada lapisan bawah. Eksitasi sinyal diberikan pada patch peradiasi melalui saluran transmisi microstrip, sehingga menghasilkan radiasi yang efektif. Desain antenna tekstil UWB yang diusulkan didasari oleh tujuan untuk mendeteksi pergerakan kecil

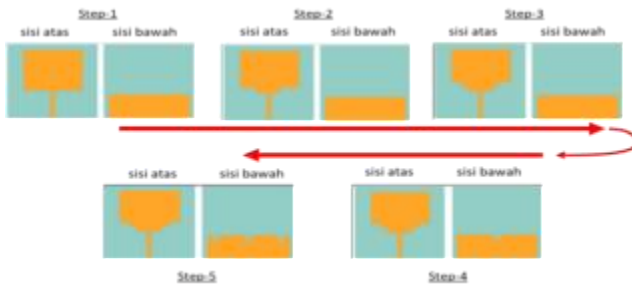
pada suatu struktur dimana pergeseran kecil dapat ditangkap oleh antenna sebagai perubahan karakteristik sehingga antenna wearable dielaborasi dalam desain antenna usulan. Antenna ini dibuat pada substrat denim dengan permitivitas relatif 1,3 dan ketebalan 2 mm.

Antenna dirancang dengan memodifikasi struktur monopole yang secara natural telah memiliki sifat UWB. Modifikasi kemudian dilakukan pada bentuk patch dan bagian groundplane. Tahapan modifikasi terhadap struktur monopole persegi diilustrasikan pada **Gambar 9.4**. Tahapan modifikasi bentuk patch dilakukan dengan menambahkan bentuk step pada bagian pencatu. Kemudian, modifikasi pada struktur groundplane dilakukan dengan menambahkan sejumlah slot. Modifikasi pada bentuk patch memicu mode resonansi tambahan dan menggabungkan beberapa respons frekuensi menjadi pita UWB yang kontinu. Pendekatan slot-loading pada patch berperan penting dalam memperluas bandwidth dan menstabilkan karakteristik radiasi. Selain itu, modifikasi geometrik tersebut berkontribusi pada distribusi arus yang lebih seragam, dimana hal ini penting untuk memperoleh pola radiasi yang konsisten di seluruh pita operasi Borchardt dan Lapointe (2019), Bhunia (2012).

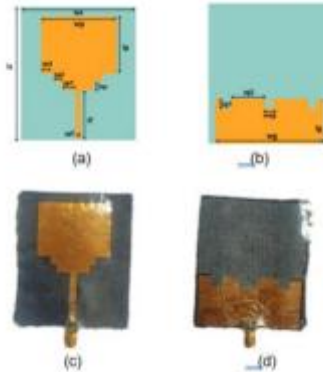
Modifikasi bertahap groundplane dilakukan dengan menambahkan slot. Celah kecil di bagian tengah pada area saluran pencatu ditambahkan pada tahap pertama. Hasilnya meningkatkan kopling kapasitif dan pencocokan impedansi. Pada tahap akhir, dua slot tambahan yang simetris ditempatkan di sisi celah tengah, membentuk tiga *notches* yang semakin mengganggu distribusi arus permukaan. Struktur ground dengan *notches* ini mengurangi energi yang terperangkap dalam substrat dan menurunkan faktor-Q, sehingga secara efektif memperluas bandwidth impedansi serta meningkatkan efisiensi dan stabilitas radiasi Ud Din **dkk.** (2023). Struktur ini juga membantu menekan propagasi gelombang permukaan, yang jika tidak dikendalikan dapat menurunkan efisiensi dan meningkatkan mutual coupling ketika antenna digunakan dalam array sensor.

Penggunaan gabungan antara patch berslot dan ground plane parsial *notches* memungkinkan kontrol yang lebih baik terhadap distribusi arus dan eksitasi mode resonansi. Modifikasi struktural yang diterapkan secara bertahap pada *patch* dan *ground* ini menjadi hal penting untuk mencapai performa UWB yang diinginkan sekaligus mempertahankan ukuran yang *compact* dan proses fabrikasi yang sederhana. Slot meningkatkan bandwidth dengan menggabungkan berbagai resonansi menjadi respons pita lebar. Ground parsial dengan *notches* akan menekan arus permukaan, sehingga meningkatkan efisiensi dan stabilitas. Pendekatan ini menunjukkan efektivitas optimasi geometrik dalam perancangan antenna UWB berkinerja tinggi Choi **dkk.** (2024) menghasilkan bentuk pulsa yang ideal, rekonstruksi sinyal ke domain waktu menjadi hal yang penting.

Pemrosesan dan interpretasi data menjadi lebih mudah karena sinyal domain waktu yang diterima memiliki kejernihan dan koherensi yang lebih baik Samal **dkk.** (2023). Penelitian ini menyajikan pengembangan dan pengujian antenna tekstil UWB yang dirancang khusus untuk mendeteksi pergerakan kecil. Antena tersebut diintegrasikan ke dalam setup eksperimen skala laboratorium yang mensimulasikan defleksi jembatan pada skala milimeter.



Gambar 9.4. Tahapan modifikasi struktur monopole pada bagian radiator dan ground plane.



Gambar 9.5. Desain dari antenna usulan. (a) Tampak depan, (b) Tampak belakang, (c) Tampak depan purwarupa antenna. (d) Tampak belakang purwarupa antenna.

Tabel 9.1. Dimensi Antena usulan

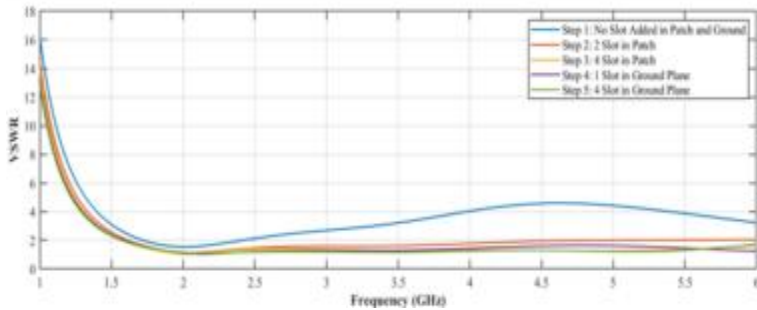
Parameter	Description	Value (mm)
Ws	Width of Substrate	56
Ls	Length of Substrate	65
Wp	Width of Patch	46
Lp	Length of Patch	26
Wf	Width of Feedline	3
Lf	Length of Feedline	26
Wg	Width of Ground	25
Lg	Length of Ground	13
sp1	Slot Patch 1	6.5
sp2	Slot Patch 2	3
sp3	Slot Patch 3	7
Lsp	Length of Slot Patch	4
sg1	Slot Ground 1	5
sg2	Slot Ground 1	12
Wsp	Width Slot Ground	4

9.3. Eksperimen Laboratorium Pengujian Antena Usulan

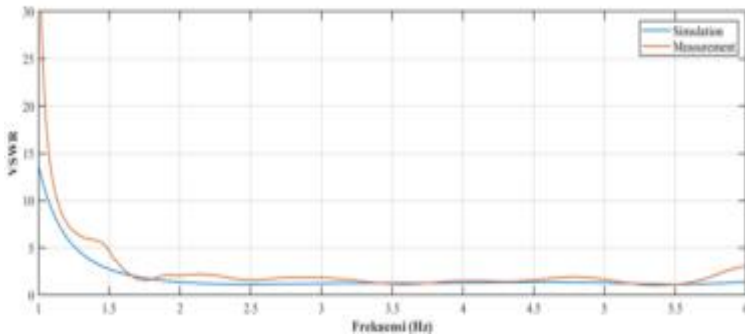
Penelitian ini mengusulkan metode untuk deteksi pergerakan kecil menggunakan antenna tekstil UWB, yang meliputi tiga tahapan utama: perancangan antenna, pengujian eksperimen, dan pemrosesan

sinyal. Antena yang diusulkan dibuat pada substrat denim, telah dioptimalkan untuk frekuensi UWB dan fleksibilitas. Dua antena identik ditempatkan di bawah sebuah balok kayu yang diberi beban, dan parameter S_{21} diukur menggunakan Vector Network Analyzer (VNA). Data yang diperoleh kemudian diproses melalui dua pendekatan. Pada analisis domain frekuensi, S_{21} direkonstruksi untuk memperoleh informasi magnitude dan fasa, sedangkan analisis domain waktu dilakukan dengan mentransformasikan S_{21} menggunakan Fast Fourier Transform (FFT). Sinyal selanjutnya direkonstruksi dengan pulsa Gaussian monocycle untuk meningkatkan kejernihan sinyal dan menunjukkan pergeseran waktu yang disebabkan oleh pergerakan kecil.

Desain antena tekstil UWB yang diusulkan didasari oleh tujuan untuk mendeteksi pergerakan struktural kecil, khususnya yang berkaitan dengan defleksi halus. Antena ini dibuat pada substrat denim dengan permitivitas relatif 1,3 dan ketebalan 2 mm. Patch dibuat menggunakan *copper tape* dengan ketebalan 0,035 mm, menghasilkan konfigurasi berprofil rendah dan ringan yang mudah mengikuti permukaan fleksibel atau melengkung. Pada sisi belakang, ditambahkan *ground plane* parsial dengan slot tambahan untuk meningkatkan *matching impedance* dan pola radiasi, serta memberikan ketahanan struktur saat mengalami pembengkokan atau gerakan. **Gambar 9.6** menunjukkan hasil simulasi yang menggambarkan karakteristik VSWR yang diperoleh pada setiap tahapan modifikasi struktur monopole pada bagian radiator dan *ground plane* yang telah ditunjukkan pada **Gambar 9.4**. **Gambar 9.7** menunjukkan perbandingan hasil simulasi yang dilakukan dengan teknik finite integral technique menggunakan CTS Studio, dengan hasil pengukuran laboratorium untuk nilai VSWR. Hasil menunjukkan bahwa antena memiliki bersifat ultra-wideband dengan bandwidth lebih dari 4 GHz dari rentang 1.5 GHz hingga 5.7 GHz.



Gambar 9.6. Perbandingan hasil simulasi pada setiap tahapan modifikasi struktur antenna monopole UWB.



Gambar 9.7. Perbandingan hasil simulasi dan pengukuran VSWR dari antenna usulan.

Sebuah setup eksperimen skala laboratorium dikembangkan untuk menyelidiki secara sistematis kemampuan sistem antenna tekstil UWB yang diusulkan dalam mendeteksi pergerakan kecil pada model struktur yang dikendalikan. Setup ini dirancang untuk mereplikasi perilaku defleksi vertikal yang biasanya diamati pada struktur menyerupai jembatan ketika menerima beban eksternal. VNA dengan konfigurasi dua port digunakan untuk mengukur koefisien transmisi S_{21} antara dua antenna tekstil identik untuk menangkap respons elektromagnetik. Kedua antenna dihubungkan langsung ke port VNA menggunakan kabel koaksial dan dipasang pada bagian bawah papan kayu, seperti yang disusun dengan setup eksperimen skala laboratorium pada **Gambar 9.8**.



Gambar 9.8 Ilustrasi skema eksperimen laboratorium untuk pengujian kemampuan sensor dalam mendeteksi lendutan pada struktur.

Konsep struktur yang digunakan dalam eksperimen ini berupa papan kayu dengan panjang 240 cm dan ketebalan 1,5 cm. Papan tersebut ditopang secara horizontal oleh dua tripod setinggi 135 cm, sehingga memungkinkan pergerakan vertikal bebas pada bagian tengah (midspan). Untuk mensimulasikan kondisi dengan adanya beban, sebuah wadah berisi pasir ditempatkan di tengah papan untuk menghasilkan perubahan simetris maksimum.

Beban ditambahkan secara bertahap dengan menambahkan pasir hingga diperoleh perubahan vertikal sekitar 1 mm pada bagian tengah. Target pergerakan ini dipilih untuk merepresentasikan perubahan skala milimeter yang relevan dalam SHM. Seluruh prosedur diulang tiga kali dengan kondisi batas yang sama untuk menilai repeatabilitas dan stabilitas.

Selama eksperimen, magnitudo dan fasa dari koefisien transmisi S_{21} dicatat pada rentang frekuensi UWB 2–5 GHz. Respons magnitudo digunakan untuk mengamati variasi perubahan pada kopling, sedangkan respons fasa dipantau secara khusus karena sensitivitasnya yang lebih tinggi terhadap pergerakan kecil. Pengukuran baseline dilakukan pada kondisi tanpa beban yang digunakan sebagai acuan untuk mendeteksi perubahan pada step pembebanan struktur berikutnya. Data pada setiap tahap pembebanan struktur direkam dan dikirim melalui software VNA,

dengan setiap kondisi diukur sebanyak tiga kali untuk memastikan konsistensi.

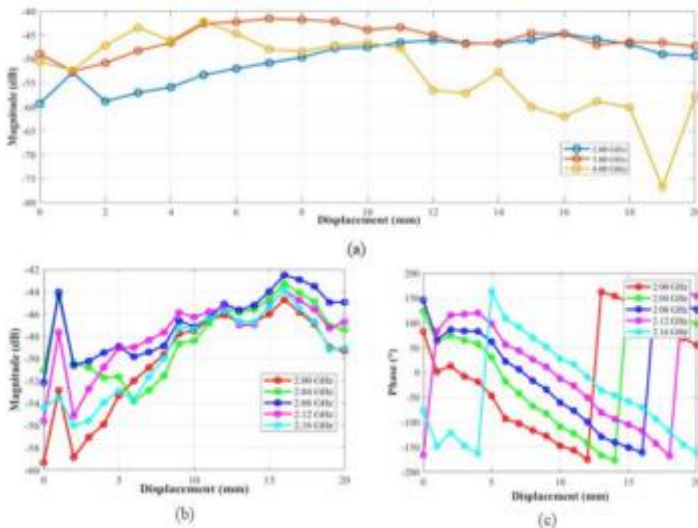


Gambar 9.9. Tahapan pengolahan data S_{21} pada proses deteksi lendutan struktur dengan antenna uwb tekstile sebagai sensornya.

Mekanisme pengolahan data S_{21} pada sistem deteksi lendutan struktur dengan antenna tekstile UWB sebagai sensor dilakukan dengan melakukan perubahan hasil pengukuran UWB pada kawasan frekuensi ke kawasan waktu. Diawali dengan penyusunan runtun FFT dari data S_{21} , kemudian dilakukan pembentukan pulsa melalui konvolusi dengan sinyal monocycle uji. Pengamatan dilakukan pada pergeseran puncak sinyal rekonstruksi yang kemudian dikorelasikan dengan nilai pergeseran kecil yang terjadi dengan mengkonversi waktu pergeseran puncak gelombang menjadi nilai pergeseran kecil. **Gambar 9.9** menunjukkan mekanisme pengolahan data S_{21} , hingga mendapatkan hasil estimasi lendutan struktur.

Sebelumnya telah dilakukan analisis kawasan-frekuensi dari respons antenna terhadap pergerakan kecil dan hasilnya ditampilkan pada **Gambar 9.10**. Respons magnitudo di seluruh rentang frekuensi tidak memberikan pola yang jelas atau representatif, sehingga relatif sulit untuk mengekstrak interpretasi yang bermakna. Untuk mengatasi keterbatasan ini, pendekatan sampling frekuensi diterapkan pada frekuensi spesifik 2, 3, dan 4 GHz, seperti yang ditunjukkan pada **Gambar 9.10(a)**. Dari analisis ini, dapat diamati bahwa hanya respons pada 2 GHz yang menunjukkan korelasi yang konsisten terhadap pergerakan kecil. Sebaliknya, respons pada 3 dan 4 GHz tidak menunjukkan pola yang stabil atau koheren yang dapat diasosiasikan dengan variasi pergerakan kecil. Analisis lebih lanjut dilakukan pada 2 GHz, dengan fokus pada respons magnitudo dan fasa, seperti yang ditunjukkan pada **Gambar 9.10(b)** dan **Gambar**

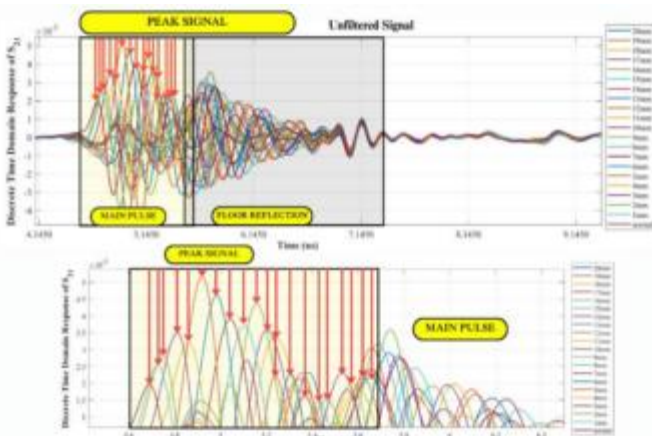
9.10(c), secara berurutan. Respons magnitudo memperlihatkan korelasi yang relatif representatif antara pergerakan kecil dan magnitudo, meskipun titik-titik pergerakan kecil tertentu menyimpang dari tren yang diharapkan. Demikian pula, respons fasa menunjukkan variasi yang secara umum mengikuti pola yang diharapkan, tetapi beberapa anomali teramati, yang mengindikasikan inkonsistensi pola fasa pada posisi pergerakan kecil tertentu. Hasil ini menunjukkan bahwa informasi terkait pergerakan kecil yang paling andal dapat diperoleh pada 2 GHz, sedangkan frekuensi yang lebih tinggi pada 3 dan 4 GHz tidak menunjukkan pola yang stabil yang cocok untuk analisis pergerakan. Hasil ini menjadi dasar pemilihan pengolahan sinyal pada kawasan waktu yang hasilnya menunjukkan korelasi yang koheren antara pergeseran letak puncak gelombang dengan tingkat lendutan atau pergeseran kecil yang terjadi.



Gambar 9.10. Analisis pada kawasan frekuensi respon antenna terhadap pergeseran kecil pada struktur. (a). Respon magnitudo pada beberapa frekuensi yang berbeda. (b) Respon mangitudo di sekitar frekuensi 2 GHz. (c). Respon fasa di sekitar frekuensi 2 GHz.

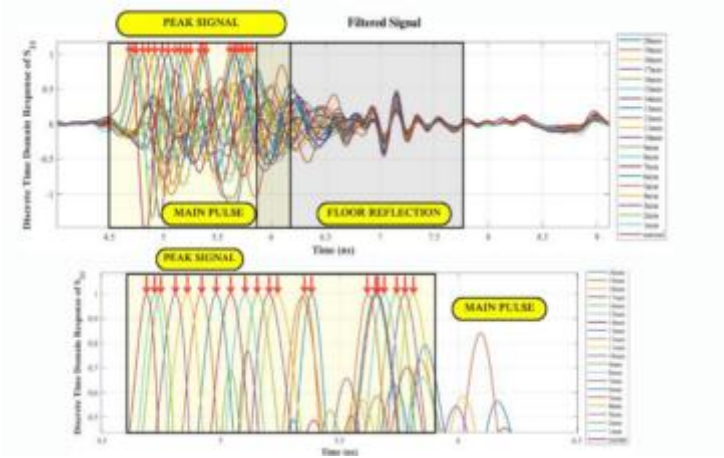
Analisis domain-waktu dari koefisien transmisi yang terukur memberikan representasi yang lebih intuitif terhadap variasi akibat pergerakan kecil dibandingkan respons domain-frekuensi. Pada

Gambar 9.11 disajikan respons impuls hasil rekonstruksi yang diperoleh dengan menerapkan IFFT (Inverse Fourier Transform) pada data S21. Pada tahap ini, tidak ada filter tambahan yang diterapkan, dan akibatnya, sinyal menunjukkan banyak osilasi dan lobe yang tumpang tindih, yang mengaburkan identifikasi jelas dari puncak propagasi utama. Respons tanpa filter ini tetap menunjukkan adanya perubahan akibat pergerakan kecil, meskipun dengan kejelasan terbatas karena interferensi side-lobe dan kebocoran spektral residual [23].



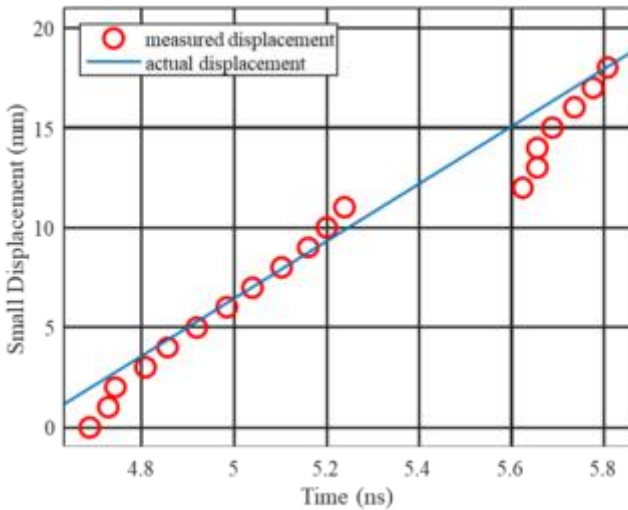
Gambar 9.11. Respon impuls dari antenna pemancar ke penerima.

Untuk meningkatkan interpretabilitas respons impuls, sinyal yang direkonstruksi dikonvolusi dengan fungsi Gaussian monocycle, yang bertindak sebagai filter sampling untuk mempertajam penerimaan sinyal. Sinyal domain-waktu yang dihasilkan ditunjukkan pada Gambar 12, di mana puncak yang sesuai dengan jalur propagasi utama menjadi dapat dibedakan dengan jelas di berbagai tingkat pergerakan kecil. Dalam representasi ini, pergeseran tundaan waktu yang progresif teramati pada pulsa utama sinyal radar seiring peningkatan pergerakan kecil dari 0 mm (normal) menjadi 20 mm. Peningkatan kejelasan sinyal yang dicapai melalui pemfilteran menyoroti keunggulan penggunaan pendekatan pasca-pemrosesan berbasis monocycle, yang telah terbukti meningkatkan deteksi pergerakan kecil dalam aplikasi penginderaan UWB Xue **dkk.** (2019).



Gambar 9.12. Hasil pemfilteran dengan melakukan konvolusi dengan sinyal monocycle dan representasi ternormalisasi

Hubungan kuantitatif antara pergerakan kecil dan waktu didasarkan pada persamaan (2), (3), dan (4), sehingga sinyal yang diterima akan mengalami tunda waktu seiring pergeseran jarak dan arah radiasi yang dipancarkan dari antenna ketika terjadi pergerakan kecil. Hasil korelasi tundaan waktu dengan pergerakan kecil dianalisis lebih lanjut pada **Gambar 9.13**, yang menunjukkan analisis pencocokan kurva (curve fitting) antara pergerakan kecil pada sumbu-x dan nilai puncak pulsa utama pada domain-waktu pada sumbu-y, yang direpresentasikan sebagai posisi sinyal tundaan waktu. Titik data eksperimen diplot sebagai lingkaran merah, sedangkan fungsi pencocokan polinomial (polynomial fitting) direpresentasikan oleh garis biru.



Gambar 9.13. Pencocokan kurva antara kondisi lendutan actual dan hasil deteksi menggunakan metode usulan.

Secara keseluruhan pencocokan kurva menunjukkan tren yang relatif linier, yang mengindikasikan bahwa tundaan waktu pulsa utama meningkat seiring dengan pergerakan kecil. Perilaku ini mengonfirmasi hubungan fisik yang diharapkan antara pergerakan kecil dan tundaan propagasi. Namun, beberapa deviasi antara data terukur dan kurva yang dicocokkan dapat diamati, terutama pada nilai pergerakan kecil di atas 15 mm, di mana data eksperimental menyimpang dari tren polinomial. *Root Mean Square Error* (RMSE) dari pencocokan ini dihitung sekitar 17%. Tingkat kesalahan ini menunjukkan bahwa meskipun fungsi polinomial berhasil menangkap korelasi umum antara pergerakan kecil dan tundaan waktu, penyimpangan ini utamanya dapat diatribusikan pada akurasi dan sensitivitas antena yang terbatas ketika pergerakan kecil menjadi lebih besar, yang mengurangi presisi pengukuran tundaan waktu.

Secara keseluruhan, hasil menunjukkan tren yang hampir linier, mengonfirmasi bahwa sistem antena UWB tekstil yang diusulkan dapat melacak defleksi struktural dengan andal melalui pergeseran sinyal domain-waktu. Proporsionalitas antara defleksi dan tundaan waktu ini sejalan dengan penelitian-penelitian

sebelumnya tentang pemantauan pergerakan kecil berbasis UWB, di mana variasi fasa atau tundaan berhasil dikorelasikan dengan deformasi struktural.

Meskipun demikian, anomali teramati pada titik pergerakan kecil 19 mm dan 20 mm, di mana tundaan waktu yang terukur tampak lebih pendek dibandingkan pada pergerakan kecil menengah (12–18 mm), menyimpang dari tren yang seharusnya meningkat. Kejanggalan ini dapat dijelaskan oleh beberapa faktor. Pertama, keterbatasan dalam akurasi pengukuran pada pergerakan kecil yang lebih besar, seperti sensitivitas antena, kesalahan penyejajaran (alignment), atau getaran kecil pada penyiapan, dapat menimbulkan inkonsistensi pada sinyal yang direkam. Kedua, interferensi *multipath* di dalam lingkungan pengukuran mungkin telah memengaruhi estimasi tundaan pada posisi-posisi spesifik ini, yang menyebabkan penyimpangan dari korelasi linier yang diharapkan.

9.4. Kesimpulan

Penelitian ini berhasil mendemonstrasikan penggunaan antena UWB tekstil untuk mendeteksi pergerakan struktural kecil melalui kombinasi desain antena, penyiapan eksperimental, dan pemrosesan sinyal domain-waktu. Antena yang diusulkan, yang difabrikasi pada substrat denim fleksibel, mempertahankan kinerja yang stabil saat mengalami deformasi mekanis dan memungkinkan penginderaan yang presisi ketika diintegrasikan ke struktur yang mengalami defleksi. Hasil eksperimental menunjukkan korelasi yang jelas dan hampir linier antara besaran pergerakan kecil (0–20 mm) dan tundaan waktu pulsa utama, dengan sensitivitas rata-rata sekitar 0,03 ns/mm. Meskipun hasil perhitungan regresi menunjukkan RMSE (Root Mean Square Error) sebesar 17%, tren keseluruhan memvalidasi ketangguhan pendekatan ini dan menyoroti kesesuaian antena tekstil UWB sebagai sensor pergerakan kecil yang andal. Utamanya, pendekatan pemrosesan domain-waktu terbukti lebih unggul dibandingkan analisis domain-frekuensi, karena variasi kecil akibat pergerakan kecil yang tidak mudah teramati pada sinyal magnitudo dan fasa menjadi lebih jelas setelah transformasi. Hal ini

menegaskan keunggulan rekonstruksi sinyal domain-waktu dalam menangkap respons struktural yang subtil.

Dibandingkan dengan sensor pergerakan kecil konvensional, metode ini menawarkan keunggulan yang jelas seperti fleksibilitas, faktor bentuk yang ringkas, kemampuan nirkabel, dan implementasi berbiaya rendah. Fitur-fitur ini membuatnya sangat sesuai untuk aplikasi di SHM (Structural Health Monitoring), penginderaan tekstil, atau integrasi permukaan pintar. Penelitian selanjutnya dapat mengintegrasikan antena sebagai sensor ke sistem pemantauan dan dapat diimplementasikan pada pengukuran multi-titik.

REFERENSI

- Abdolrazzaghi, M., Katchinskiy, N., Elezzabi, A.Y., Light, P.E. and Daneshmand, M., 2021. *Noninvasive glucose sensing in aqueous solutions using an active split-ring resonator. IEEE Sensors Journal*, 21(17), pp.18742-18755.
- Abdolrazzaghi, M. and Daneshmand, M., 2017. *Dual active resonator for dispersion coefficient measurement of asphaltene nanoparticles. IEEE Sensors Journal*, 17(22), pp.7248-7256.
- Abduljabar, A.A., Hamzah, H. and Porch, A., 2018. *Double microstrip microfluidic sensor for temperature correction of liquid characterization. IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(8), pp.735-737.
- Abduljabar, A.A., Hamzah, H. and Porch, A., 2021. *Multi-resonators, microwave microfluidic sensor for liquid characterization. Microwave and optical technology letters*, 63(4), pp.1042-1047.
- Acevedo-Osorio, G., Reyes-Vera, E. and Lobato-Morales, H., 2020. *Dual-band microstrip resonant sensor for dielectric measurement of liquid materials. IEEE Sensors Journal*, 20(22), pp.13371-13378.
- Aghoutane, B., Das, S., Ghzaoui, M.E., Madhav, B.T.P. and El Faylali, H., 2022. *A novel dual band high gain 4-port millimeter wave MIMO antenna array for 28/37 GHz 5G applications. AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 145, p.154071.
- Al-Behadili, A.A., Mocanu, I.A., Codreanu, N. and Pantazica, M., 2020. *Modified split ring resonators sensor for accurate complex permittivity measurements of solid dielectrics. Sensors*, 20(23), p.6855.
- Alahnomi, R.A., Zakaria, Z., Ruslan, E., Mohd Bahar, A.A. and Ab Rashid, S.R., 2016. *High sensitive microwave sensor based on symmetrical split ring resonator for material characterization.*

- Microwave and Optical Technology Letters*, 58(9), pp.2106-2110.
- Alahnomi, R.A., Zakaria, Z., Ruslan, E., Ab Rashid, S.R. and Bahar, A.A.M., 2017. *High-Q sensor based on symmetrical split ring resonator with spurlines for solids material detection. IEEE Sensors Journal*, 17(9), pp.2766-2775.
- A Alahnomi, R.A., Zakaria, Z., Ruslan, E., Ab Rashid, S.R., Mohd Bahar, A.A. and Shaaban, A., 2017. *Microwave bio-sensor based on symmetrical split ring resonator with spurline filters for therapeutic goods detection. PloS one*, 12(9), p.e0185122.
- Alahnomi, R.A., Zakaria, Z., Yussof, Z.M., Althuwayb, A.A., Alhegazi, A., Alsariera, H. and Rahman, N.A., 2021. *Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions. Sensors*, 21(7), p.2267.
- A Alam, T. and Cheffena, M., 2022. *Integrated microwave antenna/sensor for sensing and communication applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 70(11), pp.5289-5300.
- Alam, T., Cheffena, M. and Rajo-Iglesias, E., 2022. *Dual-functional communication and sensing antenna system. Scientific Reports*, 12(1), p.20387.
- Ali, L., Wang, C., Ullah, I., Yousaf, A., Khan, W.U., Ullah, S., Khan, R., Alassery, F., Hamam, H. and Shafiq, M., 2021. *Design and optimization of microwave sensor for the non-contact measurement of pure dielectric materials. Electronics*, 10(24), p.3057.
- Amar, H., Ghodbane, H., Amir, M., Zidane, M.A., Hamouda, C. and Rouane, A., 2020. *Microstrip sensor for product quality monitoring. Journal of Computational Electronics*, 19, pp.1329-1336.
- Ansari, M.A.H., Jha, A.K. and Akhtar, M.J., 2015. *Design and application of the CSRR-based planar sensor for noninvasive measurement of complex permittivity. IEEE Sensors Journal*, 15(12), pp.7181-7189.

- Armghan, A., Alanazi, T.M., Altaf, A. and Haq, T., 2021. *Characterization of dielectric substrates using dual band microwave sensor. IEEE Access*, 9, pp.62779-62787.
- Bagci, F., Gulsu, M.S. and Akaoglu, B., 2022. *Dual-band measurement of complex permittivity in a microwave waveguide with a flexible, thin and sensitive metamaterial-based sensor. Sensors and Actuators A: Physical*, 338, p.113480.
- Behdani, M., Kalateh, M.M.H., Saghlatoon, H., Melzer, J. and Mirzavand, R., 2020. *High-resolution dielectric constant measurement using a sensor antenna with an allocated link for data transmission. IEEE Sensors Journal*, 20(24), pp.14827-14835.
- Boutejdar, A., 2011. *New method to transform band-pass to low-pass filter using multilayer-and U-slotted ground structure-technique. Microwave and Optical Technology Letters*, 53(10), pp.2427-2433.
- Boybay, M.S. and Ramahi, O.M., 2012. *Material characterization using complementary split-ring resonators. IEEE Transactions on instrumentation and Measurement*, 61(11), pp.3039-3046.
- Caleffo, R.C. and Correra, F.S., 2018. *Liquids electrical characterization sensor using a hybrid SIW resonant cavity. Microwave and Optical Technology Letters*, 60(2), pp.445-449.
- Chakyar, S.P., K Simon, S., Bindu, C., Andrews, J. and Joseph, V.P., 2017. *Complex permittivity measurement using metamaterial split ring resonators. Journal of Applied Physics*, 121(5).
- Chen, C.M., Xu, J. and Yao, Y., 2018. *Fabrication of miniaturized CSRR-loaded HMSIW humidity sensors with high sensitivity and ultra-low humidity hysteresis. Sensors and Actuators B: Chemical*, 256, pp.1100-1106.
- Ebrahimi, A., Tovar-Lopez, F.J., Scott, J. and Ghorbani, K., 2020. *Differential microwave sensor for characterization of glycerol-water solutions. Sensors and Actuators B: Chemical*, 321, p.128561.
- Ebrahimi, A., Scott, J. and Ghorbani, K., 2018. *Differential sensors using microstrip lines loaded with two split-ring resonators. IEEE Sensors Journal*, 18(14), pp.5786-5793.

- Ebrahimi, A., Scott, J. and Ghorbani, K., 2018. *Transmission lines terminated with LC resonators for differential permittivity sensing. IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(12), pp.1149-1151.
- Ebrahimi, A., Scott, J. and Ghorbani, K., 2020. *Dual-mode resonator for simultaneous permittivity and thickness measurement of dielectrics. IEEE Sensors Journal*, 20(1), pp.185-192.
- Ebrahimi, A., Scott, J. and Ghorbani, K., 2020. *Microwave reflective biosensor for glucose level detection in aqueous solutions. Sensors and Actuators A: Physical*, 301, p.11662.
- Erdem, O., Ceyhan, E. and Varli, Y., 2014. *A new correlation coefficient for bivariate time-series data. Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 414, pp.274-284.
- Ghione, G. and Pirola, M. (2017) *Microwave electronics, Microwave Electronics*. Available at: <https://doi.org/10.1017/9781316756171>.
- Gugliandolo, G., Naishadham, K., Neri, G., Fericola, V.C. and Donato, N., 2021. *A novel sensor-integrated aperture coupled microwave patch resonator for humidity detection. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 70, pp.1-11.
- Gulsu, M.S., Bagci, F., Can, S., Yilmaz, A.E. and Akaoglu, B., 2021. *Minkowski-like fractal resonator-based dielectric sensor for estimating the complex permittivity of binary mixtures of ethanol, methanol and water. Sensors and Actuators A: Physical*, 330, p.112841.
- Haq, T., Ruan, C., Ullah, S. and Fahad, A.K., 2019. *Dual notch microwave sensors based on complementary metamaterial resonators. IEEE Access*, 7, pp.153489-153498.
- Huang, H., Farahanipad, F. and Singh, A.K., 2017. *A Stacked Dual-Frequency Microstrip Patch Antenna for Simultaneous Shear and Pressure Displacement Sensing', IEEE Sensors Journal*, 17(24), pp. 8314-8323.
- Jabbar, W.A., Kian, T.K., Ramli, R.M., Zubir, S.N., Zamrizaman, N.S., Balfaqih, M., Shepelev, V. and Alharbi, S., 2019. *Design and fabrication of smart home with internet of things enabled automation system. IEEE access*, 7, pp.144059-144074.

- Jahangiri, P., Naser-Moghadasi, M., Ghalamkari, B. and Dousti, M., 2022. *A new planar microwave sensor for fat-measuring of meat based on SRR and periodic EBG structures. Sensors and Actuators A: Physical*, 346, p.113826.
- Kapranov, S.V. and Kouzaev, G.A., 2019. *Study of microwave heating of reference liquids in a coaxial waveguide reactor using the experimental, semi-analytical and numerical means. International Journal of Thermal Sciences*, 140, pp.505-520.
- Karimi, M.A., Arsalan, M. and Shamim, A., 2019. *Multi-channel, microwave-based, compact printed sensor for simultaneous and independent level measurement of eight liquids. IEEE Sensors Journal*, 19(14), pp.5611-5620.
- Kiani, S., Rezaei, P., Navaei, M. and Abrishamian, M.S., 2018. *Microwave sensor for detection of solid material permittivity in single/multilayer samples with high quality factor. IEEE Sensors Journal*, 18(24), pp.9971-9977.
- Kiani, S., Rezaei, P. and Navaei, M., 2020. *Dual-sensing and dual-frequency microwave SRR sensor for liquid samples permittivity detection. Measurement*, 160, p.107805.
- Lee, C.S., Bai, B., Song, Q.R., Wang, Z.Q. and Li, G.F., 2019. *Open complementary split-ring resonator sensor for drooping-based liquid dielectric characterization. IEEE Sensors Journal*, 19(24), pp.11880-11890.
- Lee, C.S. and Yang, C.L., 2013. *Thickness and permittivity measurement in multi-layered dielectric structures using complementary split-ring resonators. IEEE Sensors Journal*, 14(3), pp.695-700.
- Li, C., Djerafi, T., Villeneuve, E. and Wu, K., 2022. *Planar antenna sensor with thermal stability for detection of ice formation. Sensors and Actuators A: Physical*, 341, p.113576.
- Lim, S., Kim, C.Y. and Hong, S., 2018. *Simultaneous measurement of thickness and permittivity by means of the resonant frequency fitting of a microstrip line ring resonator. IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(6), pp.539-541.
- Liu, W., Zhang, J. and Huang, K., 2021. *Dual-band microwave sensor based on planar rectangular cavity loaded with pairs of improved resonator for differential sensing applications. IEEE*

- Transactions on Instrumentation and Measurement*, 70, pp.1-8.
- Lobato-Morales, H., Corona-Chávez, A., Olvera-Cervantes, J.L., Chávez-Pérez, R.A. and Medina-Monroy, J.L., 2014. *Wireless sensing of complex dielectric permittivity of liquids based on the RFID. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(9), pp.2160-2167.
- Martin, F., Velez, P., Munoz-Enano, J. and Su, L., 2022. *Planar Microwave Sensors*. John Wiley & Sons.
- Mohammadi, S., Narang, R., Mohammadi Ashani, M., Sadabadi, H., Sanati-Nezhad, A. and Zarifi, M.H., 2019. *Real-time monitoring of Escherichia coli concentration with planar microwave resonator sensor. Microwave and Optical Technology Letters*, 61(11), pp.2534-2539.
- Mohd Bahar, A.A., Zakaria, Z., Md Arshad, M.K., Alahnomi, R.A., Abu-Khadrah, A.I. and Sam, W.Y., 2019. *Microfluidic biochemical sensor based on circular SIW-DMS approach for dielectric characterization application. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(9), p.e21801.
- Mohd Bahar, A.A., Zakaria, Z., Md. Arshad, M.K., Isa, A.A.M., Dasril, Y. and Alahnomi, R.A., 2019. *Real time microwave biochemical sensor based on circular SIW approach for aqueous dielectric detection. Scientific reports*, 9(1), p.5467.
- Muñoz-Enano, J., Vélez, P., Gil, M. and Martín, F., 2020. *Planar microwave resonant sensors: A review and recent developments. Applied Sciences*, 10(7), p.2615.
- Najumunnisa, M., Sastry, A.S.C., Madhav, B.T.P., Das, S., Hussain, N., Ali, S.S. and Aslam, M., 2022. *A metamaterial inspired AMC backed dual band antenna for ISM and RFID applications. Sensors*, 22(20), p.8065.
- Ndoye, M., Kerroum, I., Deslandes, D. and Domingue, F., 2017. *Air-filled substrate integrated cavity resonator for humidity sensing. Sensors and Actuators B: Chemical*, 252, pp.951-955.
- Morales-Lovera, H.N., Olvera-Cervantes, J.L., Perez-Ramos, A.E., Corona-Chavez, A. and Saavedra, C.E., 2022. *Microstrip sensor*

- and methodology for the determination of complex anisotropic permittivity using perturbation techniques. Scientific Reports, 12(1), p.2205.*
- Omer, A.E., Shaker, G., Safavi-Naeini, S., Ngo, K., Shubair, R.M., Alquié, G., Deshours, F. and Kokabi, H., 2020. *Multiple-cell microfluidic dielectric resonator for liquid sensing applications. IEEE Sensors Journal, 21(5), pp.6094-6104.*
- Piekarz, I., Sorocki, J., Wincza, K. and Gruszczynski, S., 2017. *Microwave sensors for dielectric sample measurement based on coupled-line section. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 65(5), pp.1615-1631.*
- Abd Rahman, N., Zakaria, Z., Rahim, R.A., Said, M.A.M., Bahar, A.A.M., Alahnomi, R.A. and Alhegazi, A., 2020. *High Quality Factor using Nested Complementary Split Ring Resonator for Dielectric Properties of Solids Sample. Applied Computational Electromagnetics Society Journal, 35(10).*
- Rajab, H. and Cinkelr, T., 2018, June. *IoT based smart cities. In 2018 international symposium on networks, computers and communications (ISNCC) (pp. 1-4). IEEE.*
- Saadat-Safa, M., Nayyeri, V., Khanjarian, M., Soleimani, M. and Ramahi, O.M., 2019. *A CSRR-based sensor for full characterization of magneto-dielectric materials. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 67(2), pp.806-814.*
- S Sanders, J.W., Yao, J. and Huang, H., 2015. *Microstrip patch antenna temperature sensor. IEEE sensors journal, 15(9), pp.5312-5319.*
- Soltan, A., Sadeghzadeh, R.A. and Mohammad-Ali-Nezhad, S., 2022. *Microwave sensor for liquid classification and permittivity estimation of dielectric materials. Sensors and Actuators A: Physical, 336, p.113397.*
- Solyom, K., López, P.R., Esquivel, P. and Vásquez-Caicedo, A.L., 2020. *Correction: Effect of temperature and moisture contents on dielectric properties at 2.45 GHz of fruit and vegetable processing by-products. RSC advances, 10(32), pp.19088-19088.*
- Tu, H., Hong, H., Zhang, Y., Zhou, L. and Li, X., 2022. *Influence of Dielectric Loss on RF Performance of Microstrip Multi-*

- Resonant Circuits. Journal of Sensors*, 2022.
- Wang, C., Ali, L., Meng, F.Y., Adhikari, K.K., Zhou, Z.L., Wei, Y.C., Zou, D.Q. and Yu, H., 2020. *High-accuracy complex permittivity characterization of solid materials using parallel interdigital capacitor-based planar microwave sensor. IEEE Sensors Journal*, 21(5), pp.6083-6093.
- Wu, C.L. and Tu, W.H., 2022. *Design of microstrip quint-band lowpass-bandpass filters with flexible passband allocation. IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 16(6), pp.378-390.
- Wu, W.J. and Wang, G., 2023. *A modified AMC-based antenna sensor for contactless measurement of complex permittivity. Measurement*, 206, p.112261.
- Xu, K., Liu, Y., Chen, S., Zhao, P., Peng, L., Dong, L. and Wang, G., 2018. *Novel microwave sensors based on split ring resonators for measuring permittivity. IEEE Access*, 6, pp.26111-26120.
- Yang, C.L., Lee, C.S., Chen, K.W. and Chen, K.Z., 2015. *Noncontact measurement of complex permittivity and thickness by using planar resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(1), pp.247-257.
- Yao, X., Tong, L. and Cui, Y., 2020. *A planar inverted-F antenna-based chemical sensor for ion concentrations. Sensors and Actuators Reports*, 2(1), p.100006.
- Yeo, J. and Lee, J.I., 2019. *High-sensitivity microwave sensor based on an interdigital-capacitor-shaped defected ground structure for permittivity characterization. Sensors*, 19(3), p.498.
- Yeo, J. and Lee, J.I., 2019. *Slot-loaded microstrip patch sensor antenna for high-sensitivity permittivity characterization. Electronics*, 8(5), p.502.
- Zarifi, M.H. and Daneshmand, M., 2016. *Wide dynamic range microwave planar coupled ring resonator for sensing applications. Applied Physics Letters*, 108(23).
- Zhang, G., Basit, A., Khan, M.I., Daraz, A., Saqib, N. and Zubir, F., 2023. *Multi Frequency Controllable In-BandSuppressions in a Broad Bandwidth Microstrip Filter Design for 5G Wi-Fi and Satellite Communication Systems Utilizing a Quad-Mode Stub-Loaded Resonator. Micromachines*, 14(4), p.866.

- Zhang, X., Ruan, C. and Cao, Y., 2022. *A dual-mode microwave sensor for edible oil characterization using magnetic-LC Resonators. Sensors and Actuators A: Physical*, 333, p.113275.
- Zidane, M.A., Rouane, A., Hamouda, C. and Amar, H., 2021. *Hyper-sensitive microwave sensor based on split ring resonator (SRR) for glucose measurement in water. Sensors and Actuators A: Physical*, 321, p.11260b1.
- Ajgaonkar, A., Vichare, S., Badgujar, R., Bansode, M., Karia, D. and Bambole, A. (2020) 'Remote structural health monitoring', *Proceedings of the International Conference on Convergence to Digital World (ICCDW 2020)*. doi:10.1109/ICCDW45521.2020.9318730.
- Kim, K.H. and Jung, H.K. (2022) 'Development of a remote displacement measuring laser system for bridge inspection', *Sensors*, 22(5). doi:10.3390/s22051963.
- Diaferio, M. et al. (2017) *Interferometry*.
- Roghaei, M. and Zabihollah, A. (2014) 'An efficient and reliable structural health monitoring system for buildings after earthquake', *APCBEE Procedia*, 9, pp. 309–316. doi:10.1016/j.apcbee.2014.01.055.
- Pasierb, B., Grodecki, M. and Gwózdź, R. (2019) 'Geophysical and geotechnical approach to a landslide stability assessment: a case study', *Acta Geophysica*, 67(6), pp. 1823–1834. doi:10.1007/s11600-019-00338-7.
- Wang, D. et al. (2015) 'Large deformation finite element analyses in geotechnical engineering', *Computers and Geotechnics*, 65, pp. 104–114. doi:10.1016/j.compgeo.2014.12.005.
- Zhang, D., Kurata, M. and Inaba, T. (2013) 'FMCW radar for small displacement detection of vital signal using projection matrix method', *International Journal of Antennas and Propagation*, 2013, pp. 1–5. doi:10.1155/2013/571986.
- Liu, J., Tong, F. and Gu, C. (2025) 'Non-contact vital sign detection with high noise and clutter immunity based on coherent low-IF CW radar', *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, 9(1), pp. 90–100. doi:10.1109/JERM.2024.3454332.

- Quaiyum, F., Tran, N., Phan, T., Theilmann, P., Fathy, A.E. and Kilic, O. (2018) '*Electromagnetic modeling of vital sign detection and human motion sensing validated by noncontact radar measurements*', *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, 2(1), pp. 40–47. doi:10.1109/JERM.2018.2807978.
- Ren, L., Tran, N., Wang, H., Fathy, A.E. and Kilic, O. (2016) '*Analysis of micro-Doppler signatures for vital sign detection using UWB impulse Doppler radar*', *Proceedings of IEEE BioWireless 2016*, pp. 18–21. doi:10.1109/BIOWIRELESS.2016.7445550.
- Liu, Z. and Mrad, N. (2013) '*Validation of strain gauges for structural health monitoring with Bayesian belief networks*', *IEEE Sensors Journal*, 13(1), pp. 400–407. doi:10.1109/JSEN.2012.2217954.
- Pramudita, A.A., Lin, D.B., Dhiyani, A.A., Ryanu, H.H., Adiprabowo, T. and Yudha, E.A. (2023) '*FMCW radar for noncontact bridge structure displacement estimation*', *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 72, pp. 1–14. doi:10.1109/TIM.2023.3292960.
- Sindhu, B., Gandhi, Y.C., Sahatiya, P. and Nandi, S. (2023) '*A study on contactless flexible antenna-based motion sensor for smart wireless communication*', *Proceedings of IEEE MAPCON 2023*, pp. 1–4. doi:10.1109/MAPCON58678.2023.10506222.
- Rajan, S.P., Sripathi, R., Suryaraj, D.R. and Thirumal, G. (2023) '*Body area wireless sensor network communication with high data rate using defected ground plane antennas*', *Proceedings of the 7th International Conference on Computational Methodology and Communication (ICCMC)*, pp. 1016–1020. doi:10.1109/ICCMC56507.2023.10084258.
- Pramudita, A.A., Dwinanda, A.R. and Ryanu, H.H. (2024) '*Time and frequency domain reflection coefficient response of planar bowtie antenna in hidden cracks detection*', *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 1039–1041. doi:10.1109/APMC60911.2024.10867288.
- Büyükhan, C., Karamzadeh, S., Orhan, M., Çalışkan, A. and Cilesiz, I. (2017) '*Experimental study of human respiratory detection using UWB GPR*', *Proceedings of the 4th International*

- Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE)*, pp. 314–317. doi:10.1109/ICEEE2.2017.7935841.
- Shang, X., Liu, J. and Li, J. (2020) 'Multiple object localization and vital sign monitoring using IR-UWB MIMO radar', *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 56(6), pp. 4437–4450. doi:10.1109/TAES.2020.2990817.
- Park, S. and Jung, K.Y. (2022) 'Novel compact UWB planar monopole antenna using a ribbon-shaped slot', *IEEE Access*, 10, pp. 61951–61959. doi:10.1109/ACCESS.2022.3182443.
- Amit, S., Talasila, V. and Shastry, P. (2019) 'A semi-circular slot textile antenna for ultrawideband applications', *Proceedings of IEEE APSURSI 2019*, pp. 249–250. doi:10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889148.
- Ashyap, A., Raad, R., Tubbal, F., Khan, W.A. and Abulgasem, S. (2025) 'Comprehensive review of wearable antennas with flexible periodic structures for body-effect mitigation', *IEEE Access*, 13, pp. 22590–22636. doi:10.1109/ACCESS.2025.3536525.
- Pramudita, A.A., Suratman, F.Y. and Arseno, D. (2021) 'Radar application for small displacement detection', *Proceedings of IEEE APACE 2021*, pp. 6–9. doi:10.1109/APACE53143.2021.9760602.
- Tambun, I.P.T., Bumi, N.P., Ishak, Q.S., Paramesti, S.T., Pramudita, A.A. and Aziz, A.A. (2024) 'Water levels changes detection using millimeter wave FMCW radar', *Proceedings of ISITDI 2024*, pp. 5–10. doi:10.1109/ISITDI62380.2024.10795903.
- Samal, P.B., Chen, S.J. and Fumeaux, C. (2023) 'Time-domain performance of a directional wearable UWB antenna under bending', *Proceedings of the Australian Microwave Symposium (AMS)*, pp. 27–28. doi:10.1109/AMS57822.2023.10062324.
- Borchardt, J.J. and Lapointe, T.C. (2019) 'U-slot patch antenna principle and design methodology using characteristic mode analysis and coupled mode theory', *IEEE Access*, 7, pp. 109375–109385. doi:10.1109/ACCESS.2019.2933175.
- Bhunia, S. (2012) 'Effects of slot loading on microstrip patch antennas', *International Journal of Wired and Wireless Communications*, 1(1), pp. 1–6.

- Ud Din, I. et al. (2023) 'A novel compact ultra-wideband frequency-selective surface-based antenna for gain enhancement applications', *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, 23(2), pp. 188–201. doi:10.26866/jees.2023.2.r.159.
- Choi, J., Oh, Y., Choi, J. and Jung, K.Y. (2024) 'Novel CPW-fed gamma-shaped circularly polarized slot antenna for UWB applications', *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, 24(3), pp. 327–329. doi:10.26866/jees.2024.3.l.22.
- Nguyen, C. and Park, J. (n.d.) *Stepped-frequency radar sensors: theory, analysis and design*. Springer.
- Lazaro, A., Girbau, D. and Villarino, R. (2010) 'Analysis of vital signs monitoring using an IR-UWB radar', *Progress in Electromagnetics Research*, 100, pp. 265–284. doi:10.2528/PIER09120302.
- Xue, S., Yi, Z., Xie, L., Wan, G. and Ding, T. (2019) 'A displacement sensor based on a normal mode helical antenna', *Sensors*, 19(17), pp. 1–18. doi:10.3390/s19173767.
- Sirait, N., Umairah, U., Handoko, E. and Alaydrus, M. (2024) 'Study of the absorbing characteristics of dried banana leaves in the X-Band using optimization', *Proceedings of the 11th International Conference on Information Technology, Computer, and Engineering*. IEEE.
- Handoko, E., Marpaung, M.A., Fahdiran, R., Jalil, Z. and Alaydrus, M. (2021a) 'Permeability and permittivity measurements of Teflon in millimeter wave', *Journal of Physics: Conference Series*, 2019(1), p. 012104. IOP Publishing.
- Handoko, E., Marpaung, M.A., Fahdiran, R., Jalil, Z. and Alaydrus, M. (2021b) 'Millimeter wave absorption properties of Teflon at frequency range from 50 GHz to 67 GHz', *Journal of Physics: Conference Series*, 2019(1), p. 012105. IOP Publishing.
- Pattanayak, S.S., Laskar, S.H. and Sahoo, S. (2019) 'A review on microwave absorber using agricultural residues', *Proceedings of the 7th Indian Young Geotechnical Engineers Conference*, pp. 4–8.

Sirait, N., Umairah, U., Handoko, E. and Alaydrus, M. (2024) '*Study of the absorbing characteristics of dried banana leaves in the X-Band using optimization*', *Proceedings of the 11th International Conference on Information Technology, Computer, and Engineering*. IEEE.

GLOSARIUM

<i>AMC</i>	-	Artificial Magnetic Conductor
<i>AS</i>	-	Antenna sensor
<i>AWR</i>	-	Advanced Wireless Revolution
<i>BPF</i>	-	Band Pass Filter
<i>CSRR</i>	-	Complementary Split Ring Resonator
<i>DUT</i>	-	Device Under Test
<i>GPS</i>	-	Global Positioning System
<i>HFSS</i>	-	High Frequency Structure Simulator
<i>HPF</i>	-	High Pass Filter
<i>IDC</i>	-	Interdigital Capacitor
<i>LPF</i>	-	Low Pass Filter
<i>MUT</i>	-	Material Under Test
<i>MS</i>	-	Microwave Sensor
<i>NS</i>	-	Normalized Sensitivity
<i>RF</i>	-	Radio Frequency
<i>RF ID</i>	-	Radio Frequency Identification
<i>S</i>	-	Sensitivity
<i>SRR</i>	-	Split Ring Resonator
<i>TE</i>	-	Transverse Electric
<i>TEM</i>	-	Transverse Electric Magnetic
<i>TM</i>	-	Transverse Magnetic
<i>VNA</i>	-	Vector Network Analyzer
<i>Wi – Fi</i>	-	Wireless Fidelity

DAFTAR SIMBOL

C	-	Capacitance
L	-	Inductance
R	-	Resistance
D	-	Electric Flux
E	-	Electric Field
H	-	Magnetic Field
ϵ_r	-	Dielectric permittivity
ϵ_0	-	Permittivity of Free Space
μ_r	-	Dielectric permeability
μ_0	-	Permeability of Free Space
ϵ'	-	Real Part of Permittivity
ϵ''	-	Imaginary Part of Permittivity
β	-	Propagation Constant
V_ρ	-	Phase Velocity
λ_g	-	Wavelength
Z_0	-	Characteristic Impedance
n	-	Number of Modes
f_0	-	Resonant Frequency
ω	-	Angular Frequency
h	-	Thickness of substrate
$\tan \delta$	-	Loss Tangent

BIOGRAFI PENULIS



Syah Alam lahir di Jakarta, Indonesia. Ia meraih gelar Sarjana Pendidikan Teknik (S.Pd.) Teknik Elektro dari Universitas Pendidikan Indonesia (UPI) serta gelar Magister Teknik (M.T.) Teknik Elektro dari Universitas Trisakti pada tahun 2010 dan 2012. Sejak 2018, ia menjadi dosen dan peneliti di Departemen Teknik Elektro Universitas Trisakti. Pada tahun 2024, ia menyelesaikan studi doctoral di Universiti Teknikal Melaka Malaysia (UTeM) dengan spesialisasi Radio Frequency (RF) dan Gelombang Mikro. Saat ini, ia merupakan dosen tetap pada Program Studi Sarjana dan Magister Teknik Elektro Universitas Trisakti. Minat penelitiannya meliputi antena mikrostrip, sensor gelombang mikro, serta aplikasi sistem RF untuk komunikasi nirkabel dan karakterisasi material.



Indra Surjati lahir di Bangkok, Thailand. Ia memperoleh gelar Sarjana Teknik (Ir.) di bidang teknik elektro dan gelar Magister Teknik (M.T) di bidang teknik telekomunikasi dari Program Pascasarjana Teknik Elektro Universitas Trisakti pada tahun 1996. Pada tahun 2004, ia menyelesaikan gelar PhD di Departemen

	<p>Teknik Elektro Universitas Indonesia dan pada tahun 2011 ia dikukuhkan sebagai Profesor di Departemen Teknik Elektro di Trisakti. Minat penelitiannya meliputi antena mikrostrip dan rangkaian gelombang mikro untuk berbagai aplikasi.</p>
	<p>Zahriladha Zakaria lahir di Johor, Malaysia. Ia memperoleh gelar B.Eng. dan M.Eng. di bidang Teknik Elektro dan Elektronika dari Universiti Teknologi Malaysia pada tahun 1998 dan 2004, serta gelar PhD dari University of Leeds, Inggris, pada tahun 2010. Saat ini, ia menjabat sebagai Profesor pada Microwave Research Group (MRG), Fakultas Teknik Elektronika dan Komputer, Universiti Teknikal Malaysia Melaka (UTeM). Bidang minat penelitiannya mencakup perangkat gelombang mikro, antena, sensor, dan pemanenan energi.</p>
	<p>Teguh Firmansyah lahir di Subang, Indonesia. Ia memperoleh gelar Sarjana Teknik (B.Eng.) dan Magister Teknik (M. Eng.) di bidang teknik elektro dari Jurusan Teknik Elektro, Universitas Indonesia, masing-masing pada tahun 2010 dan 2012. Pada tahun 2022, ia meraih gelar Doktor Teknik (Dr. Eng.) dari Universitas Shizuoka, Jepang sebagai lulusan terbaik. Pada tahun 2012, ia bergabung dengan Jurusan Teknik Elektro, Universitas Sultan Ageng Tirtayasa, sebagai Peneliti dan Dosen. Ia memiliki dua paten untuk antena pita lebar dan antena multiband. Minat penelitiannya meliputi sirkuit gelombang mikro untuk berbagai</p>

	<p>aplikasi dan pengembangan sensor multifungsi menggunakan resonator akustik, plasmonik, dan gelombang mikro.</p>
	<p>Mudrik Alaydrus lahir di Jakarta, Indonesia. Ia memperoleh gelar Dipl.-Ing. dan Dr.-Ing. di bidang Teknik Elektro dari Universitaet Hannover dan Universitaet Wuppertal, masing-masing pada tahun 1997 dan 2001. Sejak tahun 2003, ia bekerja di Universitas Mercu Buana, Jakarta. Dr. Alaydrus adalah Anggota Senior IEEE dan anggota Verein der Deutschen Elektroingenieure (VDE). Penelitiannya saat ini meliputi komponen gelombang mikro dan gelombang milimeter, transfer daya nirkabel, jaringan sensor nirkabel, interaksi antara elektromagnetik dan material, serta pemodelan matematika dalam pemrosesan sinyal.</p>
	<p>Yusnita Rahayu lahir di Pekanbaru, Indonesia. Ia memperoleh gelar Sarjana Teknik (B.Eng) di bidang Teknik Elektro dari Departemen Teknik Elektro, Institut Sains dan Teknologi Nasional Jakarta, pada tahun 1999. Ia memperoleh gelar Magister Teknik (M.Eng) dan Doktor (Ph.D) dari Universiti Teknologi Malaysia pada tahun 2004 dan 2009. Saat ini, ia menjabat sebagai Dosen Senior di Departemen Teknik Elektro, Universitas Riau. Ia adalah Anggota Senior IEEE. Minat penelitiannya meliputi antena dan propagasi, komponen gelombang mikro dan gelombang milimeter, sensor, dan komunikasi nirkabel.</p>

	<p>Aloysius Adya Pramudita lahir di Klaten, Indonesia. Ia memperoleh gelar Sarjana Teknik Elektro dari Universitas Gadjah Mada pada tahun 2000, serta gelar Magister dan Doktor Teknik Elektro dari Institut Teknologi Bandung masing-masing pada tahun 2005 dan 2009. Ia berpengalaman sebagai dosen dan peneliti di Universitas Katolik Atma Jaya Indonesia hingga tahun 2017. Sejak 2017, ia bergabung dengan Program Studi Teknik Telekomunikasi, Telkom University, Bandung, dan dikukuhkan sebagai Guru Besar pada tahun 2023. Saat ini, ia menjabat sebagai Kepala Laboratorium Komunikasi Satelit dan Radar serta Direktur Center of Excellence Intelligent Sensing-IoT. Bidang minat penelitiannya meliputi teori dan desain antena, elektromagnetika, serta sistem radar dan sensor tanpa kontak.</p>