

BAB II

LANDASAN TEORI

2.1 Harmonisa

Gelombang sinusoidal yang murni pada jaringan sistem tenaga didapatkan ketika tidak adanya distorsi pada gelombang. Distorsi gelombang tegangan atau arus pada praktik dilapangannya sering ditemukan dan membuat gelombang AC tidak memiliki bentuk yang murni. Ada lima jenis utama distorsi bentuk gelombang yang ditemukan diantaranya adalah DC offset, harmonisa, interharmonik, notching, dan derau listrik (Fuchs & Masoum, 2008).

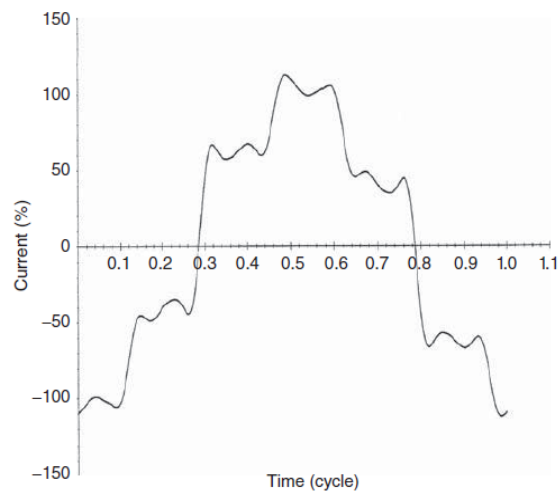
Harmonisa adalah gejala terdistorsinya gelombang sinusoidal arus maupun tegangan pada sistem tenaga listrik (Koerniawan & Hasanah, 2019). Distorsi gelombang arus dan tegangan ini disebabkan adanya penggabungan antara gelombang fundamental dengan harmonisa yang menghasilkan gelombang nonsinusoidal periodik. Bentuk gelombang nonsinusoidal periodik ini dapat didekomposisi kembali dengan menggunakan deret Fourier sehingga menghasilkan jumlah komponen fundamental dan harmonik. Sedangkan komponen-komponen dalam deret Fourier yang bukan merupakan kelipatan integral dari frekuensi daya disebut harmonik noninteger (J. C. Das, 2015).

Fenomena yang paling umum dari harmonisa adalah bentuk gelombang arus dan tegangan terdistorsi, menciptakan resonansi, meningkatkan rugi-rugi daya, dan mengurangi masa pemanfaatan peralatan listrik (J. C. Das, 2015). Harmonisa dalam sistem tenaga muncul karena adanya operasi yang bervariasi, misalnya, feroresonansi, saturasi magnetik, resonansi subsinkron, dan beban nonlinier atau

saklar elektronik (J. C. Das, 2015). Perangkat penghasil harmonik nonlinier dapat dimodelkan secara umum sebagai sumber arus yang menyuntikkan arus harmonik ke dalam sistem tenaga (Sarma & Vedam, 2008). Bila dibagi berdasarkan pengguna listrik maka sumber harmonisa dalam sistem tenaga terbagi dalam dua bagian yaitu beban non-linier industri dan beban perumahan. Beban nonlinier industri meliputi peralatan elektronika daya, misalnya, penggerak (drives), penyearah, inverter, atau beban yang menghasilkan busur listrik (electric arcs), misalnya, tungku busur (arc furnace), mesin las, dan penerangan. Sedangkan beban perumahan meliputi catu daya mode saklar seperti televisi, komputer, dan lampu neon dan lampu hemat energi (Fuchs & Masoum, 2008).

Distorsi gelombang baik itu arus dan tegangan karena adanya harmonisa dapat menyebabkan kerugian, diantaranya masalah kualitas daya seperti penurunan dan pembengkakan tegangan, transien, undervoltages dan overvoltages, variasi frekuensi, kesalahan pengoperasian perangkat kontrol, kerugian tambahan pada kapasitor, transformator, dan motor, gangguan telepon yaitu noise pada salurannya, dan menyebabkan frekuensi resonansi paralel dan seri (karena kapasitor koreksi faktor daya dan kapasitansi kabel), menghasilkan penguatan tegangan bahkan di lokasi yang jauh dari beban distorsi (Fuchs & Masoum, 2008).

Kasus yang paling umum dalam studi harmonisa adalah bentuk gelombang terdistorsi periodik yang memiliki deret fourier dengan frekuensi dasar sama dengan frekuensi sistem tenaga. Bentuk gelombang pada Gambar 2.1 disintesis dari harmonisa yang ditunjukkan pada Tabel 2. 1. Gambar 2.1 simetris terhadap sumbu x dan dapat dijelaskan dengan Persamaan 2.1.



Gambar 2.1 Bentuk Gelombang Terdistorsi Harmonisa

Tabel 2. 1 Kandungan Harmonisa Pada Gambar 2.1

Orde (h)	Persen (%)
5	17
7	12
11	11
13	5
17	2.8
19	1.5
23	0.5

$$I = \sin(\omega t - 30^\circ) + 0.17 \sin(5\omega t + 174^\circ) + 0.12 \sin(7\omega t + 101^\circ) + \dots \quad (2.1)$$

Bentuk gelombang pada Gambar 2.1 biasanya dari konverter sumber arus enam pulsa. Harmonisa terbatas pada orde 23 meskipun harmonisa pada orde yang lebih tinggi akan ada namun dengan amplitudo yang lebih rendah. Ini adalah situasi yang paling umum dalam praktik, dan bentuk gelombang yang terdistorsi dapat diuraikan menjadi sejumlah harmonisa.

Dalam sistem seimbang tiga fasa di bawah kondisi nonsinusoidal, tegangan atau arus harmonisa orde- h dapat dinyatakan sebagai berikut,

$$V_{ah} = \sum_{h \neq 1} V_h (h\omega_0 t - \theta_h) \quad (2.2)$$

$$Vbh = \sum_{h \neq 1} V_h \left(h\omega_0 t - \left(\frac{h\pi}{3} \right) \theta_h \right) \quad (2.3)$$

$$Vch = \sum_{h \neq 1} V_h \left(h\omega_0 t - \left(\frac{2h\pi}{3} \right) \theta_h \right) \quad (2.4)$$

Keterangan :

Vah = Tegangan harmonisa total fasa a (V)

Vbh = Tegangan harmonisa total fasa b (V)

Vch = Tegangan harmonisa total fasa c (V)

Berdasarkan persamaan 2.2 – 2.4 dan rotasi berlawanan dengan arah jarum jam dari fasor fundamental, kita dapat menulis

$$V_a = V_1 \sin \omega t + V_2 \sin 2\omega t + V_3 \sin 3\omega t + V_4 \sin 4\omega t + V_5 \sin 5\omega t + \dots \quad (2.5)$$

$$V_b = V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t - 240^\circ) + V_3 \sin(3\omega t - 360^\circ) + V_4 \sin(4\omega t - 480^\circ) + V_5 \sin(5\omega t - 600^\circ) + \dots$$

$$V_b = V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t + 120^\circ) + V_3 \sin 3\omega t + V_4 \sin(4\omega t - 120^\circ) + V_5 \sin(5\omega t + 120^\circ) + \dots \quad (2.6)$$

$$V_c = V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t + 240^\circ) + V_3 \sin(3\omega t + 360^\circ) + V_4 \sin(4\omega t + 480^\circ) + V_5 \sin(5\omega t + 600^\circ) + \dots$$

$$V_c = V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t - 120^\circ) + V_3 \sin 3\omega t + V_4 \sin(4\omega t + 120^\circ) + V_5 \sin(5\omega t - 120^\circ) + \dots \quad (2.7)$$

Keterangan :

Va = Total tegangan fasa a (V)

Vb = Total tegangan fasa b (V)

Vc = Total tegangan fasa c (V)

Dalam kondisi seimbang, harmonisa ke- h (frekuensi harmonisa = h dikali frekuensi dasar) fase b tertinggal h kali 120° di belakang harmonisa yang sama di fase a. Harmonisa ke- h fase c tertinggal h kali 240° di belakang harmonisa yang sama di fase a. Dalam kasus harmonisa kelipatan tiga, pergeseran sudut fasa tiga kali 120° atau tiga kali 240° menghasilkan vektor kofasial (J. C. Das, 2015).

Tabel 2.2 Orde Harmonisa dan Rotasi

Orde Harmonisa	<i>Forward</i>	<i>Reverse</i>
Fundamental	X	
2		X
4	X	
5		X
7	X	
8		X
10	X	
11		X
13	X	
14		X
16	X	
17		X
19	X	
20		X
22	X	
23		X
25	X	
26		X
28	X	
29		X
31	X	

Tabel 2. 1 menunjukkan urutan harmonisa dan polanya dengan jelas yaitu positif-negatif-nol. Kita dapat menuliskannya sebagai berikut,

- Harmonisa orde $3h + 1$ memiliki urutan/barisan positif,
- Harmonisa orde $3h + 2$ memiliki urutan/barisan negatif,
- Harmonisa orde $3h$ memiliki urutan/barisan nol.

Semua harmonisa kelipatan tiga yang dihasilkan oleh beban nonlinier adalah fasor urutan nol. Ini menambahkan di netral. Dalam sistem tenaga tiga fasa hubungan Y, dengan beban fase tunggal seimbang sempurna antara fasa dan netral, semua harmonisa urutan positif dan negatif akan saling membatalkan dan menyisakan harmonisa urutan nol. Dalam sistem tenaga tiga fasa tidak seimbang, melayani beban fasa tunggal, netral membawa urutan nol dan ketidakseimbangan sisa arus urutan positif dan negatif (J. C. Das, 2015).

2.1.1 Faktor Harmonisa

Faktor harmonisa atau DF (*Distortion Factor*) adalah rasio akar rata-rata kuadrat (*root mean square*) kandungan harmonisa dengan nilai akar rata-rata kuadrat fundamental, yang dinyatakan sebagai persentase dari fundamental,

$$DF = \sqrt{\frac{\sum \text{Kuadrat amplitudo semua harmonisa}}{\text{Kuadrat amplitude fundamental}}} \times 100\% \quad (2.7)$$

Total harmonic distortion (THD) adalah yang paling sering digunakan sebagai index, yang mana penggunaannya sama seperti DF (J. C. Das, 2015).

2.1.2 Persamaan untuk Indeks Harmonisa Umum

Kita dapat menulis persamaan berikut,

Tegangan RMS dengan adanya harmonik dapat ditulis sebagai:

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h=\infty} V_{h,rms}^2} \quad (2.8)$$

Arus RMS dengan adanya harmonik dapat ditulis sebagai:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h=\infty} I_{h,rms}^2} \quad (2.9)$$

Faktor distorsi total untuk tegangan adalah

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} V_{h,rms}^2}}{V_{f,rms}} \quad (2.10)$$

dimana $V_{f,rms}$ adalah tegangan frekuensi dasar. Ini dapat ditulis sebagai

$$THD_v = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{f,rms}}\right)^2 - 1} \quad (2.11)$$

$$V_{rms} = V_{f,rms} \sqrt{1 + THD_v^2} \quad (2.12)$$

Demikian pula,

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} I_{h,rms}^2}}{I_{f,rms}} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{f,rms}}\right)^2 - 1} \quad (2.13)$$

$$I_{rms} = I_{f,rms} \sqrt{1 + THD_I^2} \quad (2.14)$$

dimana $I_{f,rms}$ adalah arus frekuensi dasar.

Total Demand Distortion (TDD) didefinisikan sebagai,

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (2.15)$$

dimana I_L adalah arus permintaan beban.

Partial Weighted Harmonic Distortion (PWHD) arus didefinisikan sebagai,

$$PWHD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=14}^{h=40} h I_h^2}}{I_{f,rms}} \quad (2.16)$$

Ekspresi serupa berlaku untuk tegangan. PWhd mengevaluasi pengaruh harmonisa arus atau tegangan pada orde yang lebih tinggi. Parameter penjumlahan dihitung dengan komponen arus harmonisa tunggal I_h (J. C. Das, 2015).

2.1.3 Faktor Daya, Faktor Distorsi dan Faktor Daya Total

Untuk tegangan dan arus Sinusoidal, faktor daya didefinisikan sebagai kW/kVA dan sudut faktor daya ϕ adalah

$$\phi = \cos^{-1} \frac{kW}{kVA} = \tan^{-1} \frac{kVAR}{kW} \quad (2.17)$$

Faktor daya dengan adanya harmonisa terdiri dari dari dua komponen, perpindahan (*displacement*) dan distorsi. Pengaruh keduanya digabungkan dalam faktor daya total. Komponen perpindahan adalah rasio daya aktif gelombang fundamental dalam watt dengan daya nyata gelombang fundamental dalam volt-ampere. Ini adalah faktor daya seperti yang terlihat oleh watt-jam meter dan var-jam meter. Komponen distorsi adalah bagian yang berhubungan dengan tegangan dan arus harmonisa (J. C. Das, 2015).

$$PF_t = PF_f \times PF_{distortion} \quad (2.18)$$

Keterangan :

PF_t = Faktor daya total

PF_f = Faktor daya fundamental

$PF_{distortion}$ = Faktor daya distorsi harmonisa

Pada frekuensi dasar faktor daya perpindahan akan sama dengan faktor daya total, karena faktor daya perpindahan tidak termasuk kVA karena harmonisa, sedangkan faktor daya total tidak termasuk itu. Untuk beban pembangkit

harmonisa, faktor daya total akan selalu lebih kecil dari faktor daya perpindahan (J. C. Das, 2015).

Dalam kasus tegangan dan arus Sinusoidal, hubungan berikut berlaku

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.19)$$

dimana P adalah daya aktif, Q adalah volt-ampere reaktif, dan S adalah volt-ampere.

Hubungan ini telah banyak dieksplorasi dalam program aliran beban,

$$S = V_f I_f, Q = V_f I_f \sin(\theta_f - \delta_f), P = V_f I_f \cos(\theta_f - \delta_f), \quad (2.20)$$

$$PF = \frac{P}{S}$$

Dimana f yang menjadi tika bawah sebagai penanda fundamental dan $(\theta_f - \delta_f)$ adalah sudut fasa antara tegangan dasar dengan arus dasar.

Dalam kasus beban nonlinier atau ketika sumber memiliki bentuk gelombang nonsinusoidal, daya aktif P dapat didefinisikan sebagai,

$$P = \sum_{h=1}^{h=\infty} V_h I_h \cos(\theta_h - \delta_h) \quad (2.21)$$

Q dapat ditulis sebagai,

$$Q = \sum_{h=1}^{h=\infty} V_h I_h \sin(\theta_h - \delta_h) \quad (2.22)$$

V_h dan I_h berada dalam nilai rms, dan daya semu dapat didefinisikan sebagai,

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.23)$$

dimana h yang menjadi tika bawah sebagai penanda harmonik dan D adalah daya distorsi. Pertimbangkan D^2 hingga harmonisa ketiga,

$$\begin{aligned}
D^2 = & (V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2)(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2) \\
& - (V_0I_0 + V_1I_1 \cos \theta_1 + V_2I_2 \cos \theta_2 + V_3I_3 \cos \theta_3)^2 \\
& - (V_1I_1 \sin \theta_1 + V_2I_2 \sin \theta_2 + V_3I_3 \sin \theta_3)^2
\end{aligned} \quad (2.24)$$

Ekspresi faktor daya distorsi dapat diperoleh dari faktor distorsi harmonisa arus dan tegangan. Dari definisi faktor-faktor tersebut, tegangan dan arus harmonisa rms dapat ditulis sebagai,

$$V_{rms(h)} = V_f \sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \quad (2.25)$$

$$I_{rms(h)} = I_f \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (2.26)$$

Oleh karena itu, faktor daya totalnya adalah

$$PF_{tot} = \frac{P}{V_f I_f \sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (2.27)$$

Mengabaikan daya yang disumbangkan oleh harmonisa dan juga distorsi tegangan, karena umumnya kecil yaitu,

$$THD_v \cong 0 \quad (2.28)$$

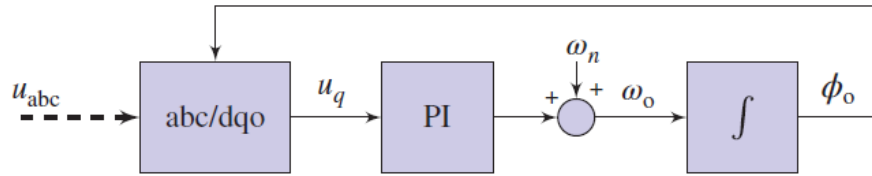
$$\begin{aligned}
PF_{tot} &= \cos(\theta_f - \delta_f) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \\
&= PF_{displacement} PF_{distortion}
\end{aligned} \quad (2.29)$$

Faktor daya total adalah produk dari faktor daya perpindahan (yang sama dengan faktor daya dasar) dan dikalikan dengan faktor daya distorsi seperti yang telah didefinisikan sebelumnya.

2.2 Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop (SRF-PLL)

Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop (SRF-PLL) merupakan konsep yang paling terkenal dan banyak digunakan secara umum dalam sistem tenaga. Adapun panggilan lain seperti dqz-PLL atau dq0-PLL (berasal dari kata direct, quadratur dan zero) atau hanya DQPLL dan QPLL. Metode ini memiliki struktur yang relatif sederhana yang menawarkan kemudahan penyetelan parameter dan fitur yang kuat untuk implementasi digital (Karimi-Ghartema, 2014).

2.2.1 Struktur dari SRF-PLL



Gambar 2.2 SRF-PLL Tiga Fasa.

Struktural blok diagram dari SRF-PLL dapat dilihat pada Gambar 2.2.

Sedangkan transformasi Park didefinisikan dengan $u_{dq0} = P u_{abc}$ dimana

$$P = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin \phi_0 & \sin \left(\phi_0 - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\phi_0 + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \phi_0 & \cos \left(\phi_0 - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\phi_0 + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

dengan satu set sinyal input seimbang tiga fase,

$$u_{abc}^T = \left(U \sin \phi_i, U \sin \left(\phi_i - \frac{2\pi}{3} \right), U \sin \left(\phi_i + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (2.31)$$

sehingga ditransformasikan menjadi satu set sinyal berikut,

$$u_{dq0}^T = (U \cos(\phi_i - \phi_0) \ U \sin(\phi_i - \phi_0), 0) \quad (2.32)$$

Keterangan :

ϕ_i = sudut fasa input

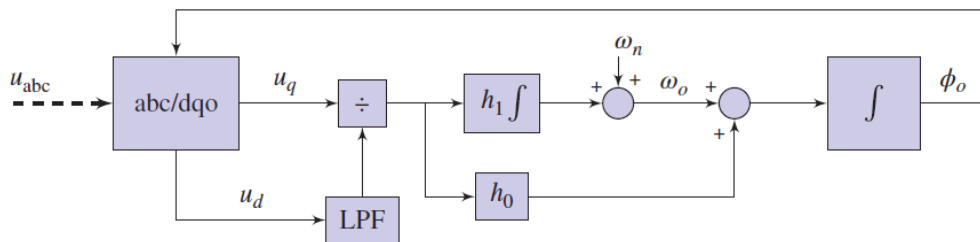
ϕ_o = sudut fasa output

u_{abc} = sinyal tiga fasa

u_{dq0} = sinyal dq

Dengan asumsi bahwa frekuensi keluaran sama dengan frekuensi masukan, u_{dq0} konstan tanpa osilasi frekuensi ganda. Dengan mengatur u_q ke 0, SRF-PLL mengatur ϕ_o ke ϕ_i dan tidak akan ada riak dalam loop. Dengan mengatur u_q ke 0, u_d diatur ke U (Karimi-Ghartema, 2014).

2.2.2 Model Dan Desain Linear



Gambar 2.3 SRF-PLL tiga fase dengan normalisasi magnitudo.

Berikut ini merupakan persamaan karakteristik loop terlinearisasi,

$$1 + U \frac{H(s)}{s} = 0 \rightarrow s^2 + h_0 U s + h_1 U = 0 \quad (2.33)$$

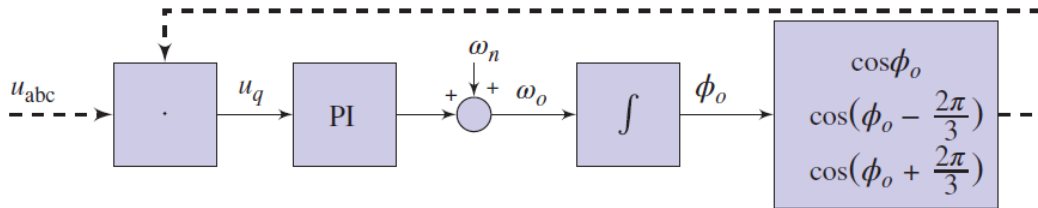
dimana $H(s) = h_0 \frac{h_1}{s}$ adalah *transfer function* PI. Dari analisis linear ini dapat kita

simpulkan :

- Model SRF-PLL linear adalah loop tipe dua yang memungkinkan *tracking* fungsi *ramp* (dalam sudut fasa) dengan *zero steady state error*. Ini berarti variasi step frekuensi dilacak oleh loop tanpa (atau hanya sedikit) *steady state error* (Karimi-Ghartema, 2014).

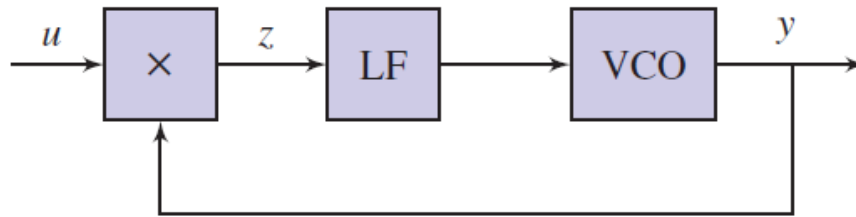
- b. Performa *loop* tergantung pada magnitudo sinyal input. Nilai parameter *controlling* h_0 dan h_1 bisa didapatkan berdasarkan nilai nominal magnitudo sinyal input. Ini memungkinkan parameter tersebut secara adaptif berdasarkan nilai perkiraan besarnya sinyal input. Perkiraan magnitudo sinyal input bisa didapatkan menggunakan $\hat{U} = \sqrt{u_d^2 u_q^2}$ atau hanya menggunakan $\hat{U} = U_d$. LPF dapat digunakan untuk memfilter sinyal dan kemudian pembagian sinyal ini akan membuat loop independen dari magnitudonya. Seperti struktur yang ditunjukkan pada Gambar 2.3.
- c. Nilai h_0 dan h_1 didapatkan berdasarkan lokasi kutub *close loop* yang diinginkan. Sistem yang nyata mungkin tidak berperilaku sama persis dengan sistem linear orde kedua standar karena nonlinearitas dan PI nol. Bagaimanapun, desain *trade-off* dasar adalah yang harus dibuat antara kecepatan respon dan akurasi respon dalam kondisi *steady state*. Untuk sinyal input yang memiliki noise atau terdistorsi, penguatan atau *gain* perlu dibuat lebih kecil untuk membuat respon lebih halus dengan mengorbankan respon transien yang lebih lambat.
- d. Untuk meningkatkan akurasi estimasi frekuensi untuk sinyal input yang memiliki noise atau terdistorsi, sebaiknya *tap out* frekuensi dari titik yang mengecualikan jalur proporsional dari pengontrol *proportional-integrating* (PI). Strategi ini ditunjukkan pada Gambar 2.3.

2.2.3 Representasi Alternatif SRF-PLL



Gambar 2.4 Representasi Alternatif SRF-PLL.

Gambar 2.4 menunjukkan sebuah representasi alternatif dari SRF-PLL pada Gambar 2.2 ketika transformasi digunakan untuk menghitung u_q . Ini sangat mudah untuk mengamati persamaan diagram pada Gambar 2.4 dengan Gambar 2.4. Hal yang menarik dari diagram ini kemiripan secara lengkap dengan struktur PLL fase tunggal standar seperti pada Gambar 2.5.



Gambar 2.5 Struktur Standar PLL

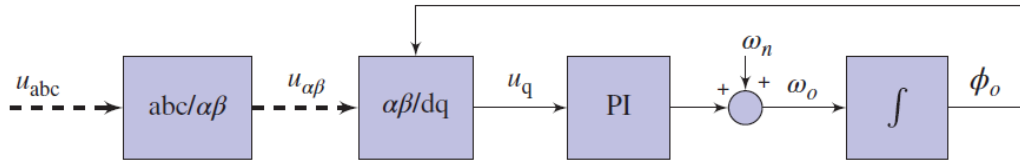
Perkalian fasa tunggal pada Gambar 2.5 digantikan dengan perkalian dot tiga fasa dalam Gambar 2.4. *Phase detector* (PD) yang merupakan perkalian dalam PLL standar, diperluas ke perkalian dot dua buah vektor yang didefinisikan sebagai $v_1 \cdot v_2 = v_{1a}v_{2a} + v_{1b}v_{2b} + v_{1c}v_{2c}$. *Voltage Controlled Oscillator* (VCO) dalam PLL standar pada Gambar 2.5 ditingkatkan menjadi VCO tiga fasa pada Gambar 2.4 yang membangkitkan tiga sinusoidal pada frekuensi tunggal dan pergeseran fasa 120° .

2.2.4 Operasi SRF-PLL pada *Stationary Frame*

Sinyal *stationary frame* $u_{\alpha\beta}$ didefinisikan sebagai,

$$u_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} u_{abc} \quad (2.34)$$

Sebenarnya struktur pada Gambar 2.2 dan Gambar 2.4 berbeda dalam faktor $\frac{2}{3}$ pada PI gain.



Gambar 2.6 SRF-PLL Tiga Fasa

Untuk sinusoidal murni dan sinyal input seimbang $u_{abc}^T = (U \sin \phi_i, U \sin(\phi_i - \frac{2\pi}{3}), U \sin(\phi_i + \frac{2\pi}{3}))$ menghasilkan $u_{\alpha\beta}^T = (U \sin \phi_i, -U \cos \phi_i)$. Dengan kata lain, sinyal komponen α sama dengan sinyal fasa a dan sinyal komponen β bergeser 90° dari sinyal komponen α . Sekarang, sinyal dq $u_{dq0}^T = (U \cos(\phi_i - \phi_o), U \sin(\phi_i - \phi_o))$ dapat dihitung dari sinyal $\alpha\beta$ menggunakan matriks rotasi sebagai berikut :

$$u_{dq} = \begin{pmatrix} \sin \phi_o & -\cos \phi_o \\ \cos \phi_o & \sin \phi_o \end{pmatrix} u_{\alpha\beta} \quad (2.35)$$

Struktur SRF-PLL pada $\alpha\beta$ stationary frame ditunjukkan pada Gambar 2.6.

2.2.5 Dampak Ketidakseimbangan, DC dan Harmonisa di SRF-PLL

Himpunan sinyal sinusoidal tidak seimbang dapat direpresentasikan sebagai penjumlahan dari komponen *positive-sequence*, *negative-sequence*, dan *zero-sequence* $u = u^p + u^n + u^z$ (Karimi-Ghartema, 2014). Komponen tersebut disebut sebagai urutan atau *sequence* komponen simetris dan dapat dituliskan sebagai berikut,

$$u_{abc}^p = \left(U_p \sin(\phi_p), U_p \sin\left(\phi_p - \frac{2\pi}{3}\right), U_p \sin\left(\phi_p + \frac{2\pi}{3}\right) \right)^T \quad (2.36)$$

$$u_{abc}^n = \left(U_n \sin(\phi_n), U_n \sin\left(\phi_n + \frac{2\pi}{3}\right), U_n \sin\left(\phi_n - \frac{2\pi}{3}\right) \right)^T \quad (2.37)$$

$$u_{abc}^z = (U_z \sin(\phi_z), U_z \sin(\phi_z), U_z \sin(\phi_z))^T \quad (2.38)$$

Keterangan :

u_{abc}^p = sinyal tiga fasa urutan positif

u_{abc}^n = sinyal tiga fasa urutan negatif

u_{abc}^z = sinyal tiga fasa urutan nol

U_p = nilai amplitudo tegangan / arus urutan positif

U_n = nilai amplitudo tegangan / arus urutan negatif

U_z = nilai amplitudo tegangan / arus urutan nol

Sangat mudah untuk memverifikasi bahwa urutan nol atau *zero-sequence* dari sinyal input ke SRF-PLL tidak merubah u_q karena simetrinya. Selanjutnya SRF-PLL tidak sensitif terhadap komponen urutan nol. Disisi lain adanya urutan negatif (*negative sequence*) menghasilkan komponen baru pada u_q sama dengan $U_n \sin(\phi_n + \phi_o)$ (Karimi-Ghartema, 2014). Dengan kata lain, osilasi frekuensi ganda ada di loop ketika sinyal input tidak seimbang. Riak seperti itu muncul dalam frekuensi dan sudut fase yang diperkirakan.

Jika sinyal input memiliki komponen arus searah atau DC (d_a, d_b, d_c), kemudian hal ini membangkitkan komponen pada u_q yang sama dengan $\frac{2}{3} \left(d_a \cos \phi_o + d_b \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + d_c \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \right)$. Komponen ini bernilai nol jika komponen DC simetris. Jika tidak itu menyebabkan osilasi dalam loop yang frekuensinya sama dengan frekuensi sinyal input.

Cara perhitungan yang sama mengarah pada kesimpulan bahwa harmonisa orde n pada sinyal input menghasilkan dua komponen baru di u_q . Kedua komponen ini menunjukkan osilasi pada $n - 1$ dan $n + 1$ harmonisa. Tingkat distorsi menurun untuk harmonisa orde tinggi karena karakteristik *low-pass* dari *loop* (Karimi-Ghartema, 2014).

Dampak harmonisa frekuensi tinggi, misalnya yang lebih besar dari harmonisa ke-10, dapat dikurangi secara signifikan dengan menggunakan LPF dalam *loop*. LPF semacam itu dapat dirancang dengan baik untuk menghindari kehilangan *bandwidth* (atau kecepatan) *loop* yang berlebihan. Untuk harmonisa frekuensi rendah, ketidakseimbangan, dan komponen DC, bagaimanapun, LPF seperti itu tidak dapat benar-benar membantu kecuali kecepatan respons bukanlah faktor penting (dan dapat dikorbankan) untuk aplikasi tertentu (Karimi-Ghartema, 2014).

2.3 Fast Fourier Transform (FFT)

Sebagian besar instrumen yang digunakan untuk analisis harmonisa dalam mengumpulkan data berasal dari *potensial transformer* (PT) dan *current transformer* (CT). Data ini kemudian dianalisis menggunakan FFT. Metode ini memiliki keunggulan karena lebih sedikit upaya komputasi yang diperlukan dibandingkan dengan metode lainnya. Metode FFT pertama kali diperkenalkan oleh Cooley dan Tukey pada tahun 1965 (Sarma & Vedam, 2008).

2.3.1 Deret Fourier

Jika $f(\theta)$ adalah fungsi periodik dari θ maka bentuk trigonometri dari deret fourier adalah

$$f(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta) \quad (2.39)$$

dengan

$$a_0 = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta \quad (2.40)$$

$$a_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta, \text{ (kecuali } n = 0) \quad (2.41)$$

$$b_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (2.42)$$

Pada persamaan 2.40 – 2.42 limit dari integral dapat diubah dari 0 ke 2π menjadi $-\pi$ ke π karena keduanya sama sama merepresentasikan satu periode penuh.

Selanjutnya untuk mengetahui magnitudo A_n dan sudut fasa ϕ_n dari harmonisa ke- n (tegangan atau arus) dapat kita peroleh dari persamaan berikut :

$$A_n \angle \phi_n = a_n + jb_n \quad (2.43)$$

dimana

$$A_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \quad (2.44)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}(b_n/a_n) \quad (2.45)$$

Bentuk eksponensial dari deret fourier dapat diperoleh dari identitas trigonometri,

$$\cos(n\theta) = \frac{(e^{jn\theta} + e^{-jn\theta})}{2} \quad (2.46)$$

$$\sin(n\theta) = \frac{(e^{jn\theta} - e^{-jn\theta})}{2j} \quad (2.47)$$

Sehingga jika disubstitusikan ke persamaan 2.39 menjadi,

$$f(\theta) = a_0 + \left(\frac{1}{2}\right) \sum_{n=1}^{\infty} (a_n - jb_n) e^{jn\theta} + \left(\frac{1}{2}\right) \sum_{n=1}^{\infty} (a_n + jb_n) e^{-jn\theta} \quad (2.47)$$

dimana

$$a_{-n} = a_n \text{ karena } \cos(n\theta) = \cos(-n\theta) \quad (2.48)$$

$$b_{-n} = -b_n \text{ karena } \sin(n\theta) = -\sin(-n\theta) \quad (2.49)$$

dan dapat dituliskan

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n e^{-jn\theta} = \sum_{n=-1}^{-\infty} a_n e^{jn\theta} \quad (2.50)$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} j b_n e^{-jn\theta} = \sum_{n=-1}^{-\infty} j b_n e^{jn\theta} \quad (2.51)$$

Substitusikan persamaan 2.50 dan 2.51 pada persamaan 2.47,

$$f(\theta) = a_0 + \left(\frac{1}{2}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n - j b_n) e^{jn\theta}, \text{ (kecuali saat } n = 0) \quad (2.52)$$

dan kecuali saat $n = -0$

$$f(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\theta} \quad (2.53)$$

dimana

$$C_n = \left(\frac{1}{2}\right) (a_n - j b_n), n = \pm 1, \pm 2 + \quad (2.54)$$

dan

$$C_n = C_{-n}$$

$$C_0 = a_0$$

Nilai c_n juga dapat diperoleh dengan integrasi kompleks,

$$c_n = (1/\pi) \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) e^{-jn\theta} d\theta \quad (2.55)$$

$$c_0 = (1/2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) d\theta \quad (2.56)$$

Persamaan deret fourier dalam bentuk eksponensial seperti pada persamaan 2.53 dan koefisien kompleks dalam persamaan 2.55 dan 2.56 banyak digunakan dalam analisis (Sarma & Vedam, 2008).

2.3.2 Sifat Simetris dari Bentuk Gelombang

Jika $f(\theta) = -f(-\theta)$ bentuk gelombang memiliki simetri ganjil dan hanya akan berisi fungsi sinus. Jika $f(\theta) = f(-\theta)$ bentuk gelombang memiliki simetri genap dan hanya akan berisi fungsi kosinus (Sarma & Vedam, 2008).

Sebuah fungsi $f(\theta)$ memiliki simetri setengah gelombang jika $f(\theta) = -f(\theta + \pi)$. Sebuah fungsi yang memiliki bentuk gelombang selama periode dari $(\theta + \pi)$ hingga $(\theta + 2\pi)$ adalah bentuk negatif dari bentuk gelombang selama periode θ hingga $(\theta + \pi)$. Bentuk gelombang yang memiliki simetri setengah gelombang hanya dapat mengandung harmonisa orde ganjil (Sarma & Vedam, 2008).

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.57)$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.58)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (2.59)$$

2.3.3 Fungsi Sinc

Fungsi *rectangular* 2.39 dapat difenisikan sebagai, $x(t) = A$, untuk $|t| \leq \frac{T}{2}$ dan 0 untuk $|t| > \frac{T}{2}$. Artinya, fungsi kontinu pada semua t tetapi 0 di luar batas $(-\frac{T}{2}, \frac{T}{2})$. Transformasi fourier adalah

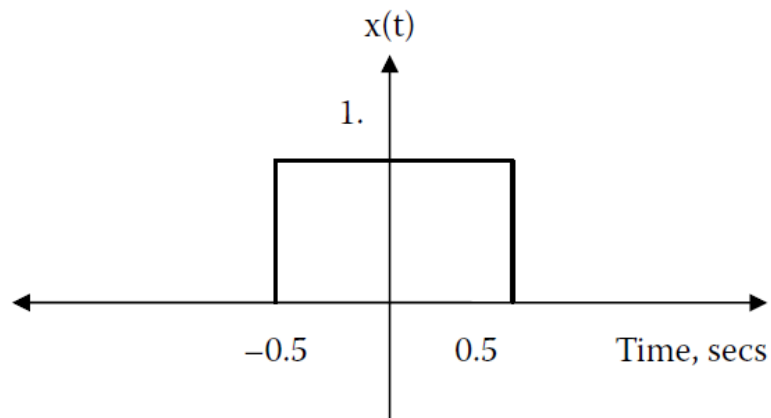
$$\begin{aligned}
 X(f) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \\
 &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} Ae^{-j2\pi ft} dt \\
 &= -\left(\frac{A}{\pi f 2j}\right) [e^{-j\pi ft} - e^{j\pi ft}]
 \end{aligned}
 \tag{2.60}$$

Menggunakan identitas

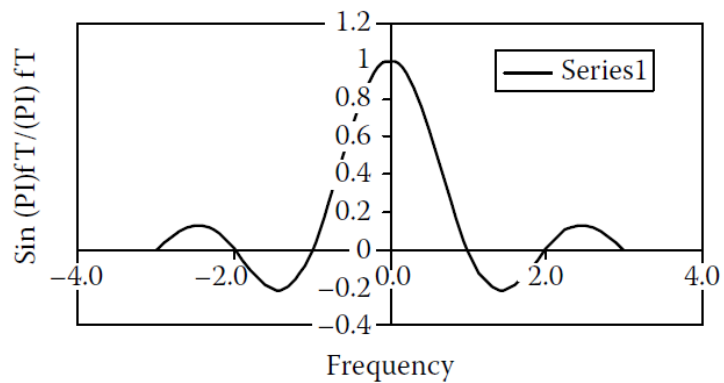
$$\sin(\theta) = \frac{(e^{j\theta} - e^{-j\theta})}{2j}
 \tag{2.61}$$

maka dihasilkan persamaan berikut untuk transformasi fourier:

$$X(f) = \left(\frac{A}{\pi f}\right) \sin(\pi fT) = AT \left[\frac{\sin(\pi ft)}{\pi ft}\right]
 \tag{2.62}$$



Gambar 2.7 Fungsi Rectangular



Gambar 2.8 Fungsi Sinc

Fungsi sinc ditampilkan pada Gambar 2.8. Meskipun fungsinya kontinu namun tetap memiliki nilai nol pada titik-titik $f = \frac{n}{T}$ untuk $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, dan *sidelob* berkurang besarnya ketika $\frac{1}{T}$ meningkat.

2.3.4 Discrete Fourier Transform (DFT)

FFT merupakan penggabungan beberapa teknik komputasi termasuk DFT didalamnya, pembahasan DFT diperlukan dalam mempelajari FFT. Dalam kebanyakan pengukuran misalnya tegangan atau arus sampel diambil pada interval waktu yang sama dan kemudian direkam. Dalam menganalisa sinyal tersebut DFT digunakan sangat luas. Sedangkan FFT merupakan prosedur yang sangat efisien dalam menghitung DFT dari deret waktu (Sarma & Vedam, 2008).

Persamaan 2.57 dan 2.58 dapat didefinisikan dalam DFT sebagai berikut,

$$X(k) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (2.67)$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (2.68)$$

untuk $n = 0, 1, \dots (N - 1)$ dan $k = 0, 1, \dots (N - 1)$. Baik $X(k)$ dan $x(n)$ secara umum merupakan deret kompleks. Dalam beberapa situasi $x(n)$ hanya berisi bilangan real (Sarma & Vedam, 2008).

Penjabaran DFT tidak seragam dalam beberapa literatur. Jika $X(k) = a1 \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N}$ dan $x(n) = a2 \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N}$ kemudian $(a1)(a2) = 1/N$. Oleh karena itu, beberapa penulis menggunakan $a1$ atau $a2$ untuk menjadi $1/N$, sedangkan yang lain menggunakan $a1 = a2 = \frac{1}{\sqrt{N}}$ (Sarma & Vedam, 2008). Yang lain lagi menggunakan eksponen positif seperti pada persamaan 2.67 atau eksponen negatif seperti pada persamaan 2.68.

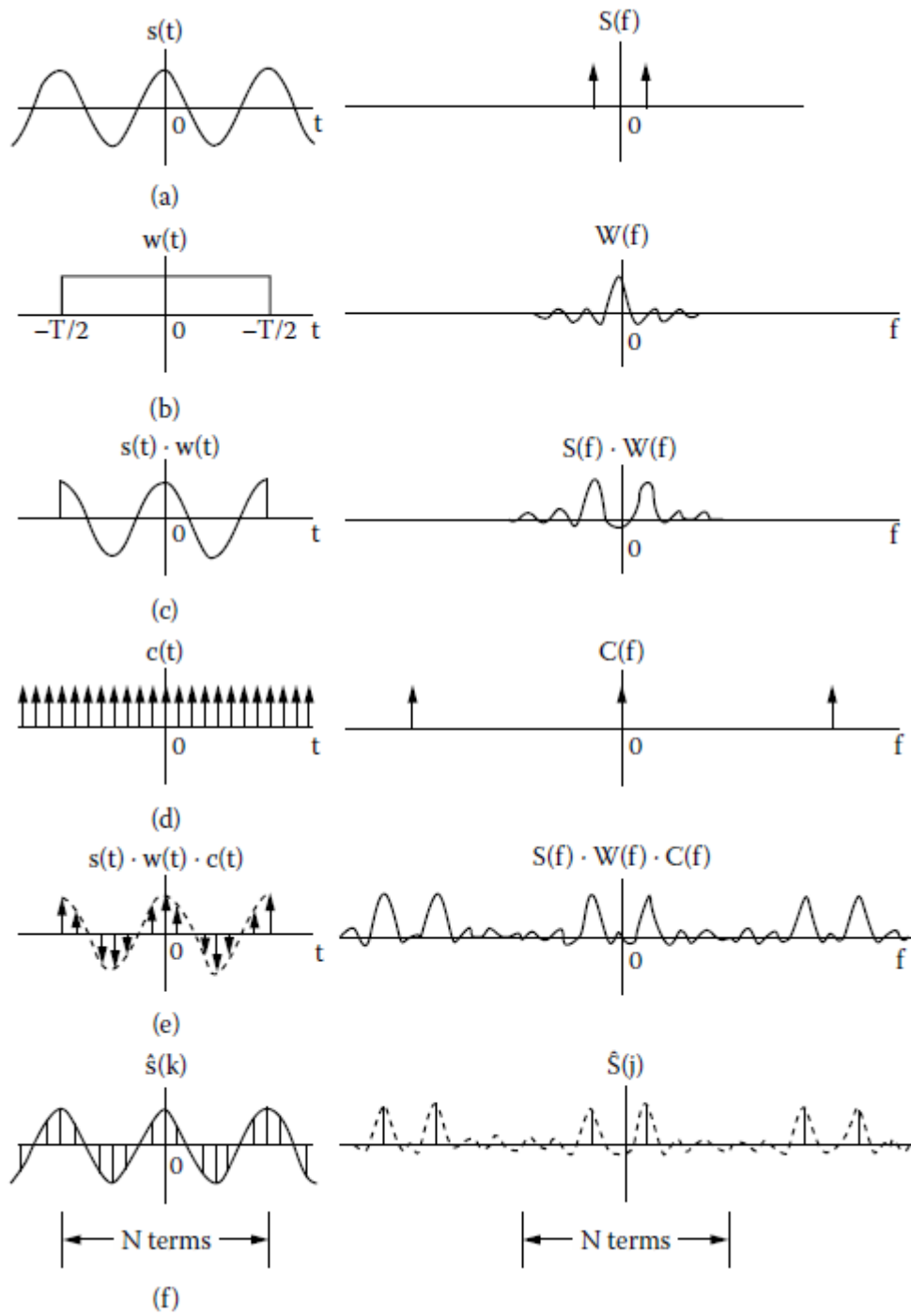
Ketika $e^{-2\pi j/N}$ diganti dengan W maka persamaan DFT akan sebagai berikut,

$$X(k) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{nk} \quad (2.69)$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W^{-nk} \quad (2.70)$$

DFT dari beberapa sinyal, yang merupakan fungsi waktu, ditunjukkan pada

Gambar 2.9.



Gambar 2.9 Koefisien Fourier dari transformasi Fourier diskrit dilihat sebagai perkiraan rusak transformasi Fourier kontinyu.

2.3.5 Decimation In Time (DIT)

Dua bentuk konvensional dari algoritma FFT dikenal sebagai *decimation in time* and *decimation in frequency*. Persamaan deret untuk koefisien deret DFT $X(k)$ dapat dipisahkan menjadi dua deret yaitu $B(r)$ yang berisi nomor sampel genap dan $C(r)$ yang berisi nomor sampel ganjil. Kemudian $N = 2^m$ dimana $m > 0$ dan merupakan bilangan bulat.

$$X(k) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{nk} \quad (2.71)$$

Misalkan $x(2r)$ dan $x(2r + 1)$ yang masing-masing mewakili nomor sampel genap dan ganjil, dalam deret waktu asli dimana r memiliki nilai $0, 1, 2, \dots, \{(N/2) - 1\}$. Kemudian dapat dituliskan,

$$\begin{aligned} X(k) &= (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{nk} \quad (2.72) \\ &= \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{(N/2)}\right) \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r)W^{2rk} \\ &\quad + W^k \left[\left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{(N/2)}\right) \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r + 1)W^{2rk} \right] \quad (2.73) \end{aligned}$$

dimana k memiliki nilai $0, 1, 2, \dots, (N - 1)$ dan r memiliki nilai $0, 1, 2, \dots, \{(N/2) - 1\}$

$$X(k) = \left(\frac{1}{2}\right) B(r) + W^k \left(\frac{1}{2}\right) C(r) \quad (2.74)$$

dimana $B(r)$ dan $C(r)$ masing-masing adalah DFT dari sampel genap dan ganjil, masing-masing terdiri dari bilangan kompleks $\frac{N}{2}$, yaitu,

$$B(r) = \left(\frac{1}{(N/2)}\right) \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r)W^{2rk}$$

$$C(r) = \left(\frac{1}{(N/2)}\right) \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r + 1)W^{2rk}$$

Karena $B(r)$ dan $C(r)$ adalah DFT dari $\frac{N}{2}$ sampel, mereka memenuhi sifat periodik DFT. Maka,

$$B\left(r + \frac{N}{2}\right) = B(r) \text{ dan } C\left(r + \frac{N}{2}\right) = C(r) \quad (2.75)$$

Jika kita mengetahui nilai $B(r)$ dan $C(r)$, semua koefisien DFT dari barisan asli dapat dihitung menggunakan persamaan 2.74 dan memberikan nilai k dari 0 hingga $(N - 1)$. Sehingga menghasilkan algoritma DIT (*decimation in time*) sebagai berikut :

$$W^{r+\frac{N}{2}} = e^{-\frac{j2\pi(r+\frac{N}{2})}{N}} = e^{-\frac{j2\pi r}{N}} e^{j\pi} = -e^{-\frac{j2\pi r}{N}} = -W^r \quad (2.76)$$

Oleh karena itu,

$$X(r) = \left(\frac{1}{2}\right)B(r) + W^r \left(\frac{1}{2}\right)C(r), 0 \leq r < N/2 \quad (2.77)$$

$$X\left(r + \frac{N}{2}\right) = \left(\frac{1}{2}\right)B(r) - W^r \left(\frac{1}{2}\right)C(r), 0 \leq r < N/2 \quad (2.78)$$

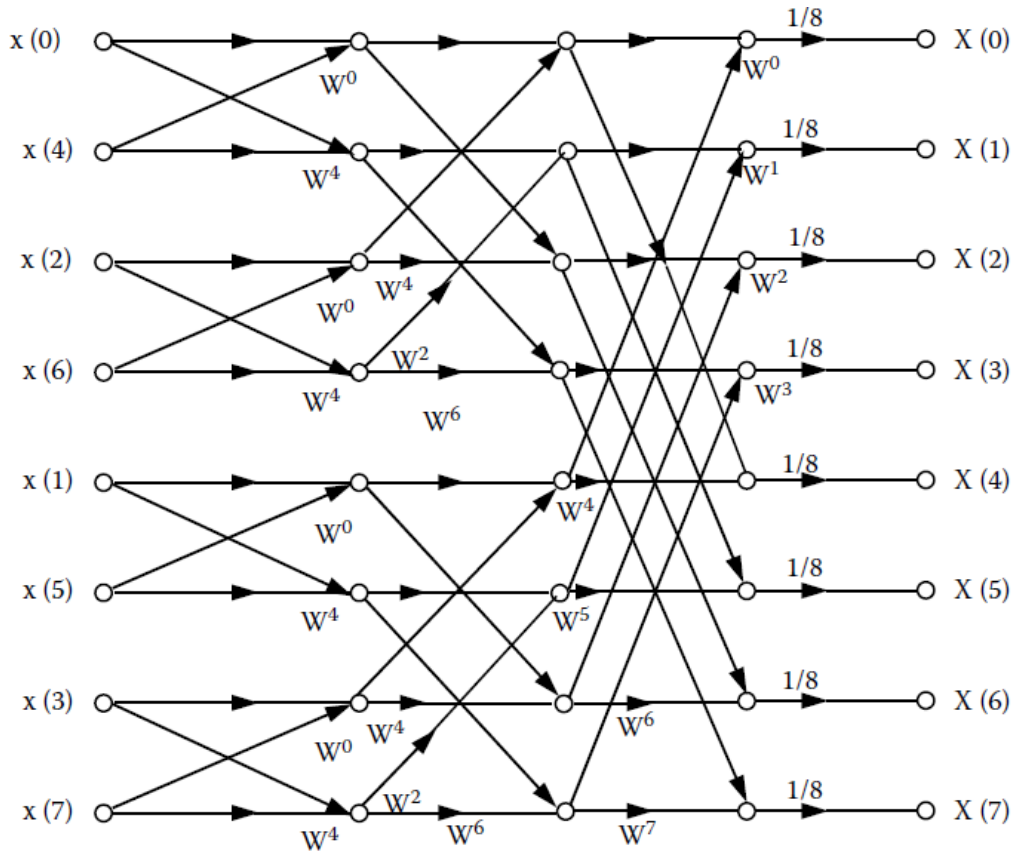
2.3.6 Decimation In Frequency (DIF)

Formulir ini ditemukan secara independen oleh Sande, dan oleh Cooley dan Stockham. Dalam algoritma ini, peran sampel waktu dan frekuensi dipertukarkan. Sampel waktu dibagi menjadi dua urutan, terdiri dari $N/2$ titik pertama, dan urutan kedua terdiri dari $N/2$ titik terakhir (Sarma & Vedam, 2008).

$$\begin{aligned}
X(k) &= \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W^{nk} \\
&= \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) W^{nk} + x\left(n + \frac{N}{2}\right) W^{k\left(n + \frac{N}{2}\right)} \right] \\
&= \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) W^{kN/2} j W^{kn} \right]
\end{aligned} \tag{2.79}$$

Ekspansi $W^{kN/2}$ hanya dapat mengambil dua nilai, tergantung pada apakah k genap atau ganjil. Jika k genap, katakanlah $2r$, di mana r adalah bilangan bulat, $W^{rN} = 1$, karena $W^N = 1$. Jika k ganjil dan sama dengan $(2r + 1)$, maka $W^{(2r+1)N/2} = W^{rn} W^{N/2} = e^{-\left(\frac{2\pi j}{N}\right) \cdot \frac{N}{2}} = e^{-\pi j} = -1$. Jika k genap, yaitu $k = 2r$,

$$y(n) = x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \tag{2.80}$$



Gambar 2.10 Diagram Alur untuk delapan point DIT FFT.

Saat k adalah ganjil, $k = 2r + 1$,

$$z(n) = x(n) - x(n + N/2) \tag{2.81}$$

Sehingga,

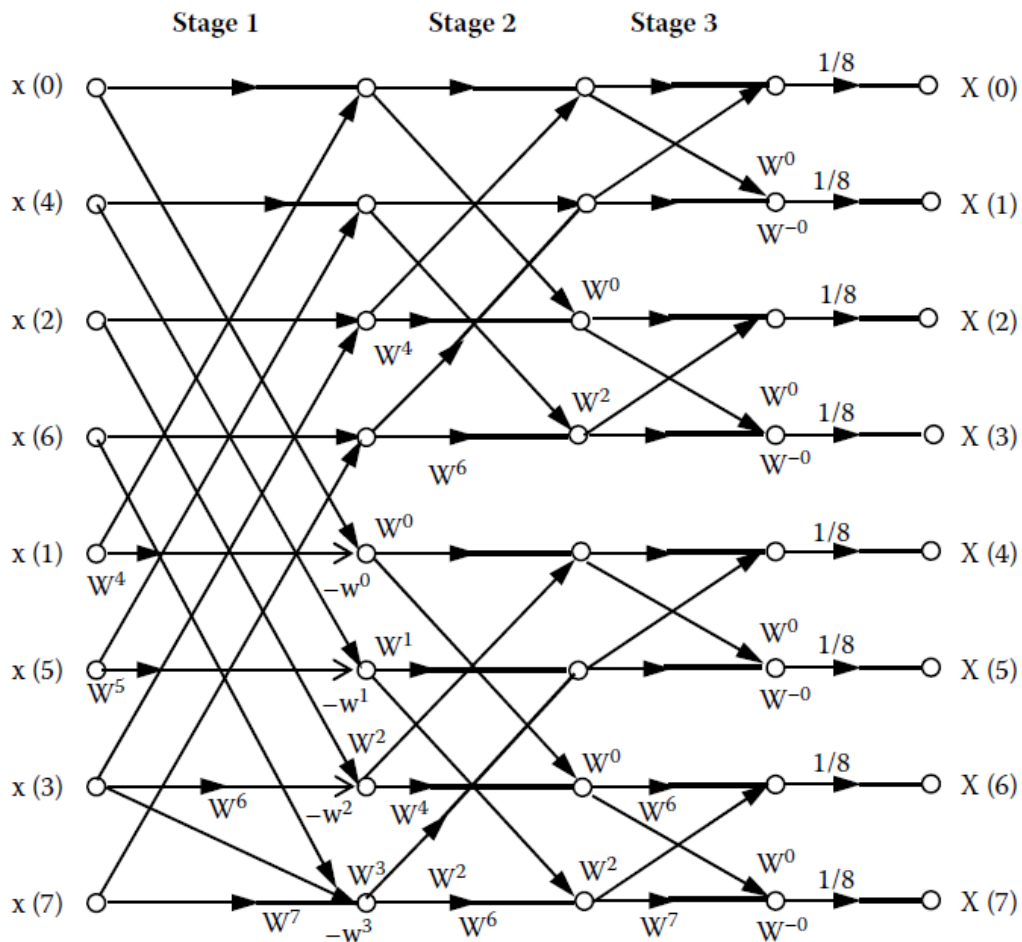
$$X(2r) = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [y(n)]W^{2rn} = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{\frac{N}{2}}\right) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [y(n)]W^{2rn} \tag{2.82}$$

Ruas kanan persamaan 2.82 adalah setengah kali $N/2$ titik DFT dari $y(n) = x(n) + x(n + N/2)$ karena $W^2 = \exp[-2\pi j/(N/2)]$ dan urutan inputnya adalah $\{y(0), y(1), \text{ dan } y(N/2 - 1)\}$.

Saat k ganjil dan $k = 2r + 1$,

$$\begin{aligned}
 X(2r + 1) &= (1/N) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [Z(n)]W^{(2r+1)n} = (1/N) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [Z(n)W^n]W^{2rn} \\
 &= \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{\left(\frac{N}{2}\right)}\right) \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [Z(n)W^n]W^{2rn} \tag{2.83}
 \end{aligned}$$

Ruas kanan persamaan adalah setengah kali $N/2$ titik DFT dari $z(n)W^n$, yaitu, $[x(n) - x(n + N/2)]W^n$. Parameter W^n kadang-kadang disebut faktor *twiddle*.



Gambar 2.11 Diagram Alur untuk delapan point DIT FFT.

Seperti yang dapat dilihat pada persamaan 2.82 dan 2.83, dapat diperoleh semua koefisien N dari DFT deret asli yang memiliki suku N dari dua DFT yang

memiliki suku $N/2$. Oleh karena itu semua faktor mengenai pengurangan waktu komputer berlaku untuk algoritma DIF juga. Oleh karena itu kedua metode memerlukan perkalian kompleks $(N/2) \log_2 N$ dan penambahan kompleks $N \log_2 N$ untuk perhitungan DFT dari urutan titik N , ketika N memiliki pangkat dua.

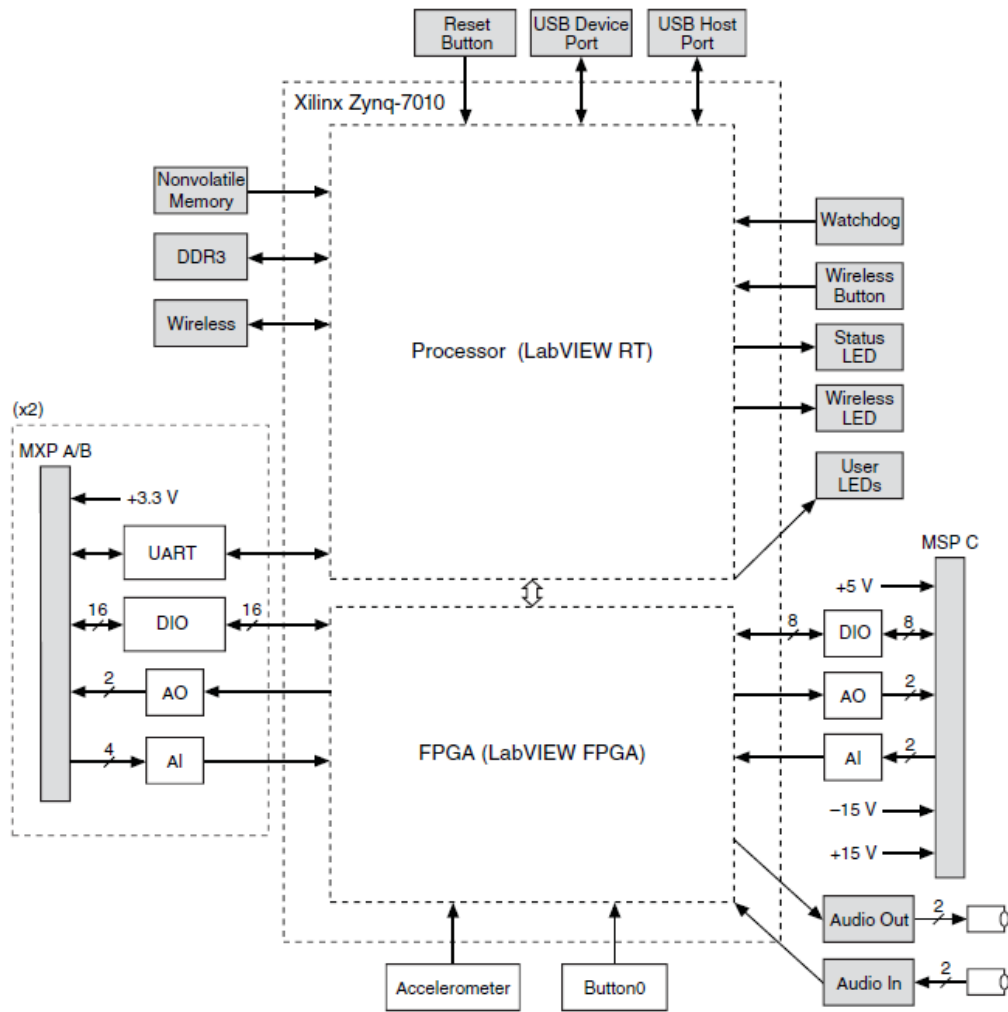
Untuk $N = 8$, grafik alur sinyal dari salah satu versi DIF dari algoritma FFT ditunjukkan pada Gambar 2.11.

2.4 MyRio

National Instrument myRIO-1900 adalah perangkat I/O (RIO) rekonfigurasi portabel yang dapat digunakan pada penelitian ini. Platform myRIO ditargetkan untuk lingkungan akademik yang tertarik dengan perangkat IO yang sangat portabel untuk digunakan dalam proyek akademik (Rafiq et al., 2018).



Gambar 2.12 Hardware NI myRio-1900.



Gambar 2.13 Diagram Blok Hardware NI myRio-1900.

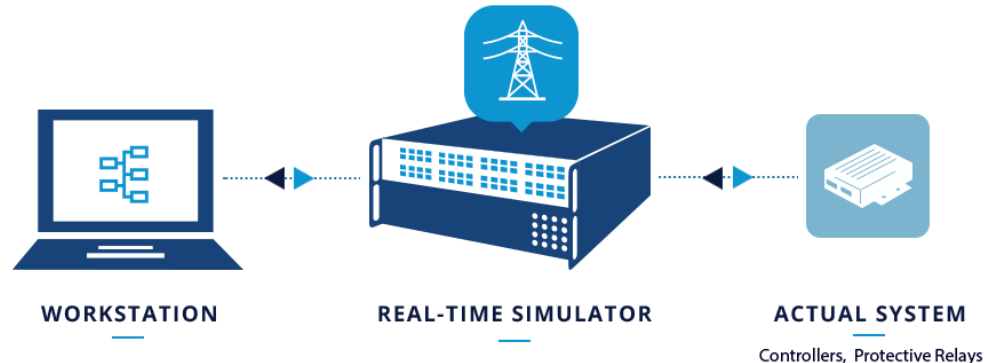
MyRIO terdiri dari modul nirkabel built-in, konektor USB, jack audio, LED, pin konektor input dan output dan akselerometer tiga sumbu. Untuk menyalakan perangkat ini dibutuhkan 6 hingga 16 VDC (Ng et al., 2019). Dengan spesifikasi lengkap sebagai berikut :

- a. Prosesor : Xilinx Z-7010 667 MHz *dual core* ARM Cortex-A9.
- b. Memori : *Nonvolatile*, 256 MB, DDR3 512MB, 533 MHz, 16 bits.
- c. FPGA : Xilinx Z-7010.
- d. Wireless: IEEE 802.11 b,g,n ISM 2.4 GHz 20 MHz.
- e. USB 2.0 Hi-Speed.
- f. Akselerometer 3 sumbu.
- g. Konsumsi daya maksimum : 14 W.
- h. Kondisi *idle*: 2.6 W.

2.5 *Hardware In Loop (HIL)*

Hardware In Loop merupakan sebuah metode dalam menggabungkan perangkat lunak dan perangkat keras dalam satu loop simulasi sebuah sistem. Dimana kerangka kerja dari HIL memungkinkan bagian fisik aktual dimasukkan ke dalam kerangka kerja simulasi non fisik (perangkat lunak). Simulasi HIL ini membantu dalam pengembangan sistem yang rumit dan memerlukan biaya yang besar. Dengan begitu maka simulasi HIL memiliki keuntungan biaya dan resiko yang diminimalisir (Aditya et al., 2019).

Dengan HIL kita dapat merancang sebuah kontroler dari sebuah *plant* tanpa membuat *plant* nya. *Plant* disimulasikan dalam perangkat lunak dan kontroler dalam bentuk fisik dapat bekerja didalam *loop* selayaknya memiliki *plant* bentuk fisik dengan kondisi ideal.



Gambar 2.14 Diagram Blok Hardware In Loop

2.6 Penelitian Terkait

Metode *synchronous reference frame* (SRF) telah banyak digunakan dalam berbagai penelitian dengan berbagai macam pemodelan yang dipublikasikan pada sebuah jurnal. Beberapa penelitian tersebut penulis jadikan sebagai perbandingan pada Tabel 2.3 sehingga dapat memperkuat pemahaman penulis yang menggunakan metode SRF pada penelitian ini.

Tabel 2.3 Jurnal Terkait Penelitian

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
1	Desain Dan Implementasi Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop (SRF-PLL) Untuk Tegangan Satu Fase Menggunakan DSPIC30F4011	Muhammad Hanif Abdurrahman, Iwan Setiawan, dan Susatyo Handoko	Universitas Diponegoro, 2018	Penelitian ini membuat sebuah desain untuk pengaplikasian SRF-PLL untuk tegangan satu fase dengan menggunakan mikrokontroler 16-bit dsPIC30f401 dengan kontroler PI, dimana kontroler PI diharapkan akan membuat sistem memiliki respon yang cepat terhadap perubahan yang terjadi, dikarenakan tujuan dari kebutuhan PLL itu sendiri, sehingga akan didapatkan hasil data tegangan jaringan berupa, magnitude, frekuensi dan fase yang akan dibandingkan dengan hasil dari simulasi SRF-PLL pada Simulink matlab (Abdurrahman et al., 2018).
2	A Modified SRF-PLL for Phase and Frequency Measurement of Single-Phase Systems	Md. Rasheduzzaman, Sami Khorbotly dan Jonathan W. Kimball	Milwaukee, WI, USA, 2016	Penelitian ini membahas modifikasi SRF-PLL untuk deteksi fase yang lebih baik dan pengukuran frekuensi dari

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
				sistem satu fasa. PLL yang diusulkan menambahkan sedikit kerumitan pada sistem dan hemat biaya untuk diterapkan menggunakan prosesor sinyal digital (Rasheduzzaman et al., 2016).
3	Performance Comparison of Single-Phase SAPF Using PQ Theory and SRF Theory	Sanjan P S, N G Yamini dan Gowtham N	Belgauni, India, 2020	Penelitian ini membuat model beban nonlinear untuk membandingkan kinerja kinerja teknik ekstraksi berbasis teori PQ dan teori SRF untuk filter daya aktif (APF) dengan menggunakan simulink. Untuk membandingkan kinerja dinamis dan steady state dari teknik ekstraksi ini, beban induktif yang tinggi dihubungkan setelah waktu simulasi tertentu (Sanjan et al., 2020).
4	SRF and Real Power Theory based Control of a Nine Switch Converter based UPQC	Sudheer Vinnakoti dan Venkata Reddy Kota	Pattaya, Thailand, 2017	Penelitian ini memodelkan <i>Nine Switch Unified Power Quality Conditioner</i> (NS-UPQC) menggunakan <i>Synchronous</i>

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
				<p><i>Reference Frame (SRF) dan Real Power Theory (P-Theory) dengan skema kontrol berbasis ekstraksi harmonisa. Model NS-UPQC dengan skema kontrol yang diusulkan dikembangkan dalam perangkat lunak Matlab/Simulink dan kinerjanya diperiksa dalam berbagai kondisi seperti tegangan beban dan arus suplai harmonisa, suplai arus tidak seimbang, voltage sag/swell. %THD tegangan dan arus juga dianalisis dalam penelitian ini (Vinnakoti & Kota, 2017).</i></p>
5	<p>An Improved SRF-Theory Based Controller Applied To Three Phase Grid Interfaced PV-System For Power Quality Improvement And Islanding Detection</p>	<p>Kangante Vishal dan Vijayaganesh R</p>	<p>Bangalore, India, 2018</p>	<p>Penelitian ini membuat sistem photovoltaic (PV) terhubung pada grid tiga fase yang menggunakan teknik kontrol berbasis teori SRF yang ditingkatkan. Sistem yang diusulkan terdiri dari PV-Module, DC-DC <i>boost converter</i>, <i>voltage source inverter</i></p>

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
				(VSI), <i>smoothing</i> induktor dan sumber tiga fasa sebagai grid. Arus referensi dihasilkan dengan menggunakan teori <i>modified synchronous reference frame</i> (SRF) untuk mengontrol VSI. Konverter boost DC-DC digunakan untuk mengekstraksi Daya Maksimum dari array PV dan tegangan tautan DC diatur dengan menggunakan pengontrol Proporsional Integral (PI) (Vishal, 2018).
6	Design and Test of a SRF-PLL Based Algorithm for Positive-Sequence Synchrophasor Measurements	Gabriel Ubirajara de Carvalho, Gustavo Weber Denardin, Rafael Cardoso dan Cassiano Ferro Moraes	Brazil, 2021	Penelitian ini membahas desain, analisis, dan pengujian eksperimental algoritma berbasis SRF-PLL untuk pengukuran fasor urutan positif sesuai dengan standar IEEE C37.118.1-2011 dan C37.118.1a-2014. Pendekatan yang diusulkan terdiri dari algoritma tiga tahap, yang pertama adalah demodulasi tiga

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
				<p>fase, yang melepaskan urutan positif dari sinyal urutan negatif dalam domain frekuensi, serta menghilangkan urutan nol. Tahap kedua adalah filter <i>finite impulse response</i> (FIR) yang diterapkan untuk meningkatkan penolakan terhadap noise dan interferensi. Tahap terakhir dilakukan oleh <i>synchronous reference frame phase-locked loop</i> yang menampilkan normalisasi magnitudo dan pengontrol <i>proportional-integral</i>, yang memperkirakan amplitudo, fase, frekuensi dan laju perubahan frekuensi. Hasil eksperimen yang diperoleh dengan platform uji menunjukkan bahwa kriteria <i>steady state</i> terpenuhi (de Carvalho et al., 2021).</p>
7	Implementation of Single-phase Modified SRF-PLL using Model	K. Sonam, P. Nikhil, B. Sudeep, dan G. Atul	India, 2017	Penelitian ini membahas pendekatan <i>model based development</i>

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
	Based Development Approach			<p>(MBD) pada algoritma SRF-PLL yang lebih baik, untuk menghasilkan kode kualitas produksi secara otomatis, meningkatkan produktivitas dan mempersingkat waktu pengembangan modul sinkronisasi grid pada inverter yang terintegrasi pada grid. Efisiensi pendekatan pengembangan yang diusulkan diverifikasi, diuji dan divalidasi menggunakan simulasi MATLAB/Simulink off-line, simulasi hardware-in-loop (HIL), simulasi software-in-loop (SIL). Implementasi perangkat keras dan hasil simulasi menunjukkan potensi penerapan MBD yang diterapkan pada SRF-PLL yang ditingkatkan pada inverter tersambung grid untuk sinkronisasi (Sonam et al., 2017).</p>
8	Error Compensation	MAHRAN QURAAN	Palestine, 2020	Penelitian ini membahas

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
	Algorithm for SRF-PLL in Three-Phase Grid-Connected Converters			<p>algoritma kompensasi kesalahan berdasarkan <i>synchronous reference frame phase-locked loop</i> untuk estimasi fase yang akurat dari tegangan tiga fase yang terdistorsi termasuk tegangan fase asimetris, harmonisa, dan offset dc. Dalam makalah ini, efek dari kesalahan dianalisis secara komprehensif dalam <i>stationary</i> dan <i>synchronous reference frames</i>. Secara khusus, kesalahan diperkirakan dan dikompensasi dengan mengontrol komponen sumbu alfa dan sumbu beta dalam PLL agar seimbang. Kinerja kompensasi yang diusulkan diselidiki di bawah kondisi jaringan terdistorsi. Teknik yang diusulkan diverifikasi secara numerik dan eksperimental menggunakan Matlab/Simulink dan platform board</p>

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
				Dspace1202 (Quraan, 2020).
9	Design of a Synchronous Reference Frame Controller for Single Phase Standalone Photovoltaic Inverter	A. Hema Chander dan Lalit Kumar	India, 2017	<p>Penelitian ini membahas strategi kontrol inverter untuk sistem standalone photovoltaic (PV). Synchronous reference frame (SRF) dengan pengontrol proportional integral (PI) dirancang untuk mengatur tegangan keluaran sesaat dari inverter. Kontroler yang disajikan menggunakan arus beban sebagai umpan balik untuk arus dalam loop dan tegangan output sebagai umpan balik untuk tegangan luar loop . Kedua loop ini bersama-sama meningkatkan kinerja transien dan steady state. Bersamaan dengan ini, loop feedforward decoupling tegangan digunakan untuk meningkatkan ketahanan sistem. Metode pole zero cancelling digunakan untuk mendapatkan nilai gain dari kontroler</p>

No	Judul Jurnal	Nama Peneliti	Tempat dan Tahun Penelitian	Pembahasan Jurnal
				<p>PI. Sistem PV mandiri dengan kontrol inverter dipelajari dan disimulasikan secara analitis menggunakan MATLAB/Simulink (Chander & Kumar, 2018).</p>
10	<p>Improved Synchronous Reference Frame based controller method for multifunctional compensation</p>	<p>Mustafa Inci, Kamil Cagatay Bayındır dan Mehmet Tümay</p>	<p>Turkey, 2016</p>	<p>Penelitian ini membahas <i>Improved Synchronous Reference Frame (ISRF)</i> untuk <i>Dynamic Voltage Restorer (DVR)</i>. ISRF diusulkan dalam penelitian ini untuk kompensasi tegangan <i>sag/swell</i> dan harmonisa yang tidak seimbang. Hasil kinerja dari metode yang diusulkan menunjukkan ketahanan yang baik dan deteksi yang lebih cepat untuk tegangan <i>sag/tidak seimbang/swell/harmonisa</i> dibandingkan dengan <i>Symmetrical components based SRF (SCSRF)</i> (İnci et al., 2016).</p>

Dari Tabel 2.3 yang membahas beberapa penelitian sebelumnya dapat disimpulkan masing-masing dari penelitian memiliki kelebihan dan kekurangannya sehingga menjadi referensi untuk penelitian ini. Diharapkan penelitian ini dapat lebih baik dari penelitian-penelitian sebelumnya. Maka dari itu penulis membuat penelitian yang berjudul “EKSTRAKSI HARMONISA TIGA FASA DENGAN NI MYRIO BERBASIS SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME THEORY”. Disini penulis merancang pengekstrak harmonisa pada sistem tiga fasa dengan menggunakan platform hardware NI myRio. Dalam penelitian ini penulis mengekstraksi arus harmonisa saja meskipun ekstraksi arus maupun tegangan memiliki cara kerja yang sama. Hal ini dilandasi distorsi harmonisa pada praktik lapangannya banyak ditemukan pada arus. Penelitian ini memiliki metode yang serupa dengan penelitian sebelumnya pada tabel Tabel 2.3, namun ada dua perbedaan dalam output ekstraksi yang dihasilkan dan penerapannya. Hasil ekstraksi harmonisa pada penelitian ini ditampilkan dalam bentuk gelombang dan analisis FFT dengan penerapannya pada hardware NI myRio. Selain karena memiliki *sampling rate* sebesar 500 kS/s secara keseluruhan analognya, NI myRio juga memiliki dukungan perangkat lunak Labview. Gelombang arus terukur yang telah diekstraksi berdasarkan teori SRF ditampilkan informasinya dalam bentuk GUI (*Graphic User Interface*) pada aplikasi labview.