

© Jurnal Nasional Teknik Elektro dan Teknologi Informasi
Karya ini berada di bawah Lisensi Creative Commons Atribusi-BerbagiSerupa 4.0 Internasional
Terjemahan dari 10.22146/jnteti.v13i1.6876

Modulasi *Single-Phase Shift* Untuk Konverter DAB Pada Simulasi Typhoon HIL

Yohan Fajar Sidik¹, F. Danang Wijaya¹, Roni Irnawan¹, Muhammad Ridwan², Kevin Gausultan², and Sriyono²

¹ Departemen Teknik Elektro dan Teknologi Informasi, Fakultas Teknik, Universitas Gadjah Mada, Yogyakarta, Indonesia

² Pusat Penelitian dan Pengembangan Ketenagalistrikan, Jakarta, Indonesia

[Diserahkan: 5 Februari 2023, Direvisi: 27 Juli 2023, Diterima: 5 Desember 2023]

Penulis Korespondensi: Yohan Fajar Sidik (email: yohanfajarsidik@ugm.ac.id)

INTISARI — *Solid-state transformer* (SST) dapat menjadi sebuah solusi untuk sistem distribusi masa depan yang mampu mengintegrasikan berbagai macam sumber energi terbarukan. SST terdiri atas konverter *dual-active bridge* (DAB) satu fase yang berfungsi untuk menurunkan level tegangan dc. Tujuan sistem kendali pada konverter DAB yang digunakan pada SST ini adalah untuk mengendalikan tegangan pada sisi keluaran. Strategi kendali pada konverter DAB terdiri atas kendali proporsional integral (PI) dan modulasi *single-phase shift* (SPS). Banyak literatur menyebutkan tentang modulasi SPS untuk konverter DAB. Namun, literatur-literatur tersebut tidak memberikan prosedur dalam mengimplementasikan modulasi SPS pada pengendali riil. Paper ini bertujuan untuk mengembangkan modulasi SPS pada pengendali riil yang berupa mikrokontroler STM32F446RE. Modulasi SPS yang diusulkan berdasarkan fitur *master-slave timer* yang tersedia pada mikrokontroler STM32. Proses pengembangan dan pengujian untuk strategi kendali dari konverter DAB dilakukan dengan menggunakan simulasi *hardware in the loop* (HIL) pada Typhoon HIL. Skema ini dapat mengurangi waktu dan biaya pengembangan. Eksperimen pada lingkungan HIL menunjukkan bahwa strategi kendali untuk konverter DAB yang diusulkan, yang terdiri atas kendali PI dan modulasi SPS, telah sukses diimplementasikan pada mikrokontroler STM32F446RE. Strategi kendali yang diusulkan ini mampu mengalirkan daya dalam dua arah yang berguna untuk mengintegrasikan pembangkit tersebar pada sisi beban. Selain itu, sistem kendali ini mampu mengatasi gangguan yang disebabkan oleh beban.

KATA KUNCI — Konverter DAB, Typhoon HIL, Kendali PI, Modulasi SPS.

I. PENDAHULUAN

Sistem distribusi masa depan akan mengalami perubahan konfigurasi dengan kehadiran *solid-state transformer* (SST) [1], [2]. SST muncul disebabkan oleh perkembangan pada bidang elektronika daya, khususnya komponen semikonduktor daya yang merupakan komponen utama penyusun konverter daya [3]. SST dapat menggantikan transformator konvensional yang beroperasi pada frekuensi rendah sebesar 50 Hz. Transformator konvensional ini tidak dapat mengompensasi secara fleksibel gangguan-gangguan pada sistem distribusi [4]. Contoh gangguan-gangguan tersebut adalah distorsi harmonik, tegangan *sag*, dan tegangan *swell* [5], [6]. SST juga dapat digunakan sebagai konverter *fast charging* untuk kendaraan listrik [7]. Fitur aliran daya dua arah pada SST memungkinkan aplikasi *vehicle-to-grid* (V2G) atau *grid-to-vehicle* (G2V) [8]. Selain itu, makin banyak sumber energi terbarukan seperti matahari dan angin dapat diintegrasikan dengan mudah ke dalam sistem SST [9].

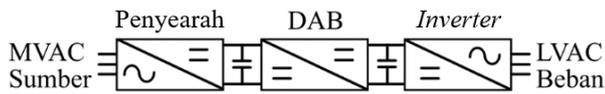
SST memiliki banyak kelebihan dibandingkan dengan transformator konvensional. Pertama, SST dapat mengatasi permasalahan pada jaringan listrik karena tegangan dan arus SST dapat dikendalikan secara fleksibel. Ini bertolak belakang dengan transformator frekuensi rendah (50 Hz) yang merespons secara pasif gangguan-gangguan, sehingga tegangan *sag/swell* dapat terjadi pada jaringan. Kedua, integrasi sumber energi terbarukan pada SST dapat dengan mudah dilakukan karena tersedianya *medium-voltage dc* (MVDC) atau *low-voltage dc* (LVDC) [10]. Ketiga, aliran daya dua arah pada SST dapat terjadi dengan menggunakan strategi kendali. Keempat, dibandingkan dengan transformator

konvensional (50 Hz), dimensi keseluruhan SST dapat jauh lebih kecil [11].

SST terdiri atas tiga buah konverter, yaitu penyearah, konverter dc-dc, dan *inverter* [12], [13], seperti ditunjukkan pada Gambar 1. Struktur konverter ini disebut dengan *three-stage SST*, yang menyediakan MVDC dan LVDC [10]. Setiap konverter pada SST memiliki fungsi yang spesifik. Penyearah berfungsi untuk mengubah *medium-voltage ac* (MVAC) menjadi MVDC. Level tegangan MVDC kemudian diturunkan ke level LVDC oleh konverter dc-dc. LVDC kemudian diubah ke *low-voltage ac* (LVAC) menggunakan *inverter*. Sebagai sebuah kesatuan, SST mengonversi tegangan ac ke ac yang secara fleksibel dikendalikan [14].

Pada makalah ini, topologi konverter dc-dc yang digunakan adalah konverter *dual-active bridge* (DAB) satu fase. Konversi tegangan menggunakan konverter DAB dapat lebih tinggi atau lebih rendah, bergantung pada kebutuhan aplikasi. Konverter DAB memiliki beberapa kelebihan, yaitu efisiensinya tinggi, memiliki isolasi galvanis, dan aliran dayanya dua arah [15]. Fitur-fitur ini membuat konverter DAB merupakan pilihan yang tepat untuk SST.

Arsitektur konverter DAB yang dipertimbangkan untuk SST adalah struktur modular. Pada struktur modular, konverter dc-dc disusun oleh beberapa konverter DAB yang disebut dengan submodul [16]. Arsitektur ini cocok digunakan untuk menyesuaikan level tegangan. Pada aplikasi SST, konverter DAB menurunkan tegangan masukan. Oleh karenanya, konverter DAB disusun secara seri paralel [17]. Dengan menggunakan arsitektur modular, rasio tegangan masukan dan keluaran dari setiap konverter DAB dapat dipilih 1:1. Rasio ini dapat disebut juga *unity transformation*. Pada kondisi *unity*



Gambar 1. Solid-state transformer disusun oleh tiga buah konverter.

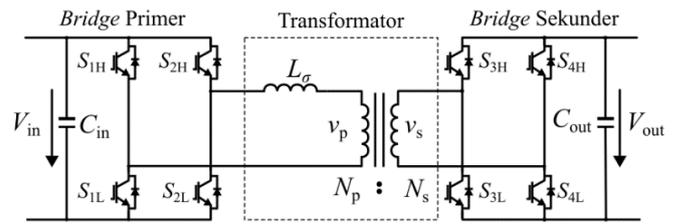
transformation, konverter DAB dapat bekerja lebih efisien karena terjadi *soft-switching* secara natural, baik pada beban rendah maupun pada beban tinggi [18].

Ukuran dan berat komponen-komponen pasif pada sebuah konverter DAB, seperti kapasitor dan transformator, dapat diperkecil dengan meningkatkan frekuensi *switching* komponen semikonduktor. Dengan demikian, ukuran total dari konverter DAB menjadi lebih kecil. Namun, efisiensi konverter DAB menjadi lebih rendah jika dioperasikan pada frekuensi yang tinggi [19]. Untuk *silicon insulated-gate bipolar transistors* (Si IGBT) dengan kelas 1.700 V, frekuensi *switching* tidak dapat lebih tinggi dari 5 kHz karena rugi-rugi menjadi besar yang menyebabkan suhu *junction* tinggi pada Si IGBT [20]. Penelitian ini menggunakan Si IGBT dengan kelas 1.700 V.

Kendali dari konverter DAB pada SST digunakan untuk mengendalikan tegangan pada sisi keluaran konverter DAB [21], [22], sedangkan tegangan masukan dikendalikan oleh penyearah [23]. Strategi kendali yang umum digunakan pada konverter DAB terdiri atas sebuah kendali proporsional integral (PI) dan modulasi *single-phase shift* (SPS). Modulasi SPS adalah teknik modulasi dasar untuk mengoperasikan komponen semikonduktor pada konverter DAB [24], [25]. Modulasi SPS ini bekerja dengan baik ketika rasio transformasinya adalah *unity transformation* [26]. Pengoperasian di luar *unity transformation* dapat menggunakan teknik modulasi lain [27]-[31]. Pada penelitian ini, konverter DAB yang diaplikasikan pada SST bekerja dengan *unity transformation*, sehingga teknik modulasi yang dipilih adalah modulasi SPS.

Konsep dari modulasi SPS dapat ditemukan pada banyak literatur. Pada sebuah penelitian, modulasi SPS dibandingkan dengan teknik modulasi yang lain dalam hal efisiensi dan kemampuan aliran daya dua arah [25]. Evaluasi modulasi SPS ini dilakukan secara penuh dalam lingkungan simulasi menggunakan perangkat lunak PLECS. Selanjutnya, kinerja modulasi SPS ditingkatkan dengan menambahkan pergeseran fase antara *leg-leg* pada konverter DAB [32]. Pergeseran fase ini bertujuan untuk meningkatkan efisiensi konverter DAB. Modulasi SPS telah diimplementasikan ke dalam perangkat keras, tetapi tidak diketahui cara untuk membangkitkan modulasi SPS pada mikrokontroler. Pada penelitian lain, modulasi SPS telah dievaluasi pada lingkungan simulasi *hardware in the loop* (HIL) menggunakan OPAL-RT yang berguna untuk memverifikasi algoritma kendali tanpa risiko kerusakan komponen [33]. Modulasi SPS yang digunakan dijalankan menggunakan pengendali riil. Namun, realisasi modulasi SPS pada pengendali riil tersebut tidak diketahui. Lalu, modulasi SPS dari konverter DAB untuk *charger* kendaraan listrik diuji menggunakan Typhoon HIL [34]. Modulasi SPS diimplementasikan ke dalam mikrokontroler STM32F4. Akan tetapi, tidak ada informasi tentang cara implementasi modulasi SPS pada mikrokontroler STM32F4.

Makalah ini bertujuan untuk memberikan sebuah metode dalam implementasi modulasi SPS pada pengendali riil menggunakan mikrokontroler STM32F446RE. Pembangkitan modulasi SPS pada mikrokontroler STM32F446RE ini berbasis fitur *master-slave timer* yang tersedia pada



Gambar 2. Rangkaian konverter DAB satu fase.

mikrokontroler STM32. Modulasi SPS yang dikembangkan dapat digunakan untuk aliran daya dua arah. Ini artinya sudut pergeseran fase dapat bertanda positif ataupun negatif, bergantung pada arah aliran daya. Dengan adanya aliran daya dua arah ini, pembangkit tersebar yang lokasinya dekat dengan pusat beban dapat dihubungkan ke jaringan [23]. Konverter DAB pada makalah ini merupakan bagian dari SST, sehingga konverter ini harus mampu mengendalikan tegangan pada sisi keluaran. Untuk tujuan ini, modulasi SPS diintegrasikan dengan kendali PI. Strategi kendali yang berisi modulasi SPS dan kendali PI ini dapat mengatasi gangguan-gangguan yang disebabkan oleh beban atau injeksi daya dari sisi beban. Verifikasi dari strategi kendali untuk konverter DAB yang diusulkan dilakukan menggunakan simulasi HIL, seperti pada penelitian sebelumnya [33]. Namun, platform simulasi HIL pada penelitian tersebut berbeda dengan platform pada makalah ini. Pada makalah ini, platform HIL yang digunakan adalah Typhoon HIL. Typhoon HIL berguna untuk memvalidasi modulasi SPS. Referensi [34] menggunakan Typhoon HIL untuk memvalidasi modulasi SPS. Akan tetapi, implementasi modulasi SPS tidak dijelaskan. Pada makalah ini, implementasi modulasi SPS pada sebuah mikrokontroler dijelaskan. Simulasi HIL memberikan metode yang cepat, adaptif, dan andal untuk memvalidasi algoritma kendali [34]. Simulasi HIL juga memberikan akurasi yang bagus [35]. Pada skema simulasi HIL ini, rangkaian daya yang berupa konverter DAB dimodelkan menggunakan aplikasi Typhoon HIL dan strategi kendali diimplementasikan ke dalam mikrokontroler STM32F446RE.

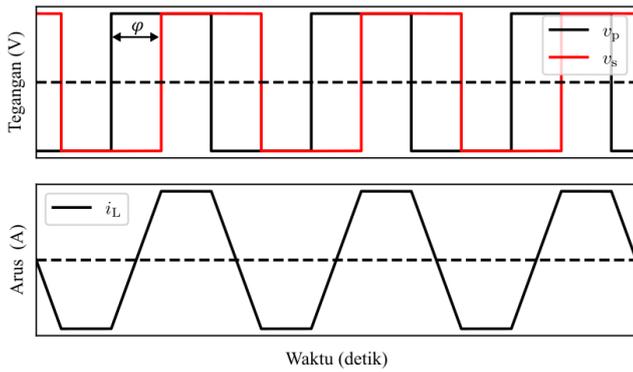
Makalah ini disusun dengan sistematika sebagai berikut. Pertama, pemodelan dan strategi kendali dari konverter DAB satu fase diuraikan. Kedua, konsep simulasi HIL dijelaskan untuk memberikan gambaran terhadap prosedur dalam melakukan pengujian algoritma yang diimplementasikan ke dalam mikrokontroler. Ketiga, makalah ini menjelaskan secara detail cara implementasi metode kendali pada STM32F446RE. Diagram alir dari strategi kendali untuk konverter DAB sebagai bagian dari SST juga disediakan. Selanjutnya, hasil eksperimen didiskusikan. Terakhir, kesimpulan diberikan untuk menyimpulkan semua penemuan dari penelitian.

II. PEMODELAN DAN STRATEGI KENDALI

A. PEMODELAN KONVERTER DAB SATU FASE

Gambar 2 menunjukkan rangkaian konverter DAB satu fase yang disusun oleh dua buah konverter *full bridge* [36], yaitu *bridge primer* dan *bridge sekunder*. Kedua buah *bridge* ini dihubungkan oleh induktans bocor L_{σ} dari transformator berfrekuensi tinggi. Konverter DAB ini memiliki kemampuan *soft switching* secara natural [37], sehingga efisiensinya tinggi. Selain itu, konverter DAB ini dapat mengalirkan daya dalam dua arah [38].

Konsep aliran daya pada konverter DAB adalah dengan cara menggeser fase tegangan sekunder v_s relatif terhadap



Gambar 3. Bentuk gelombang tegangan dan arus dari konverter DAB satu fase pada kondisi *unity transformation*.

tegangan primer v_p . Arah pergeseran fase tegangan v_s menentukan arah daya, yaitu dikirimkan dari sisi masukan ke sisi keluaran atau sebaliknya, seperti ditunjukkan pada Gambar 3. Besar daya yang dikirimkan ditentukan berdasarkan besar sudut pergeseran fase φ antara tegangan masukan dan keluaran transformator. Besar φ ini dapat dikendalikan menggunakan modulasi SPS [26]. Kinerja modulasi SPS baik jika modulasi ini bekerja pada *unity transformation* [26].

Persamaan diferensial dari arus transformator i_L ditunjukkan pada (1) [39].

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_p - v_s}{L_\sigma} \quad (1)$$

dengan v_p dan v_s adalah tegangan masukan dan keluaran. Gambar 3 menunjukkan bentuk gelombang arus ac dari transformator pada kondisi *unity transformation*. Bentuk gelombang ac tersebut dihasilkan berdasarkan (1).

Daya P yang ditransfer oleh konverter DAB dapat dihitung menggunakan (2) [40], [41].

$$P = \frac{nV_{in}V_{out}\varphi(\pi - |\varphi|)}{2\pi^2 f_{sw}L_\sigma}, \quad -\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

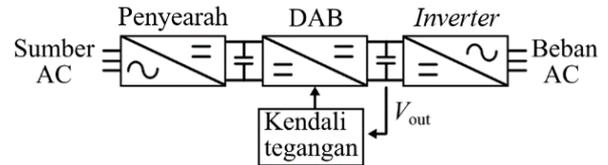
dengan n adalah rasio transformasi dari transformator, V_{out} adalah tegangan keluaran, φ adalah sudut pergeseran fase atau *load angle*, V_{in} adalah tegangan masukan, L_σ adalah induktans bocor dari transformator, dan f_{sw} adalah frekuensi *switching* untuk komponen semikonduktor.

Parameter φ dapat bernilai positif atau negatif. Sudut φ yang positif berarti daya dikirimkan dari konverter DAB ke beban, sedangkan φ yang negatif berarti daya diserap oleh konverter DAB. Dengan demikian, tanda positif atau negatif dari φ menentukan arah aliran daya. Berdasarkan (2), nilai maksimal φ adalah $\pm 90^\circ$. Nilai ini berkorelasi dengan beban maksimum yang diberikan konverter DAB atau daya maksimum yang diserap oleh konverter DAB. Besar φ diturunkan dari (2), yaitu [42]

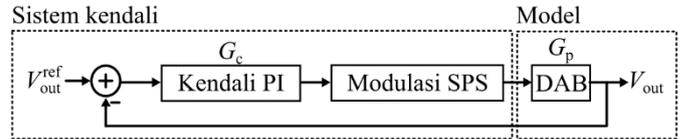
$$\frac{\varphi}{\pi} = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2I_{out}L_\sigma f_{sw}}{nV_{out}}} \quad (3)$$

dengan I_{out} adalah arus dc pada sisi keluaran. Karakteristik dinamis konverter DAB dapat ditingkatkan dengan cara menambahkan kendali umpan maju yang menggunakan (3) untuk menghitung φ yang dibutuhkan untuk mengirim ataupun menyerap daya [43].

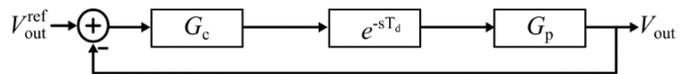
Induktans bocor L_σ berasal dari transformator frekuensi tinggi, tetapi L_σ juga dapat diperoleh dengan menambahkan komponen induktor [44]. Persamaan untuk menghitung L_σ dapat diturunkan dari (2) dengan mengatur nilai φ sebesar



Gambar 4. Strategi kendali dari konverter DAB pada *solid-state transformer*.



Gambar 5. Struktur kendali tegangan dari konverter DAB.



Gambar 6. Diagram blok kendali dari konverter DAB.

90° . Besar sudut 90° ini merupakan sudut maksimal untuk mendapatkan daya maksimal. Persamaan tersebut adalah sebagai berikut [45],

$$L_\sigma = \frac{V_{in}V_{out}}{8nf_{sw}P} \quad (4)$$

Nilai L_σ yang dihitung menggunakan (4) akan membatasi daya yang dapat dikirimkan atau diserap oleh konverter DAB. Daya maksimal terjadi pada φ sebesar 90° . Namun, pemilihan φ sebesar 90° ini bukanlah sebuah keharusan untuk mendapatkan daya maksimal. Target daya masih dapat dicapai dengan mengatur φ kurang dari 90° dengan syarat bahwa (4) masih dapat dipatuhi. Pemilihan nilai φ akan memengaruhi nilai L_σ dari transformator. Pemilihan nilai L_σ dapat berpengaruh terhadap *current stress* dari komponen semikonduktor yang digunakan. Pemilihan nilai L_σ ini dapat dioptimasi lebih lanjut seperti yang dilakukan pada penelitian sebelumnya [46].

B. STRUKTUR KENDALI KONVERTER DAB SATU FASE

Konverter DAB yang digunakan pada SST mengendalikan tegangan pada sisi keluaran, sedangkan sisi masukan dikendalikan oleh penyearah, seperti ditunjukkan pada Gambar 4. Struktur kendali tegangan keluaran dari konverter DAB ditunjukkan pada Gambar 5 [47]. Kendali tersebut terdiri atas kendali PI dan modulasi SPS.

Untuk menentukan parameter kendali PI, sebuah fungsi alih kalang terbuka G_{ol} yang diberikan pada (5) diturunkan berdasarkan diagram blok kendali yang ditunjukkan pada Gambar 6. Fungsi alih kalang terbuka tersebut terdiri atas fungsi alih pengendali tegangan G_c , *plant* G_p , dan *delay* e^{-sT_d} .

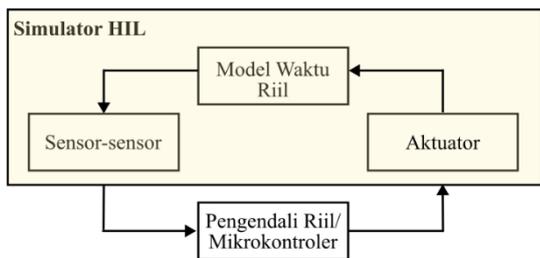
$$G_{ol} = G_c G_p e^{-sT_d} \quad (5)$$

Fungsi alih pengendali tegangan G_c dinyatakan pada (6), sedangkan fungsi alih *plant* G_p dinyatakan pada (7) [48]. *Delay* ditambahkan pada fungsi alih kalang terbuka G_{ol} yang dinyatakan sebagai e^{-sT_d} . *Delay* ini merepresentasikan waktu tunda pemrosesan yang disebabkan oleh *sample* dan *hold* dari implementasi digital pada sebuah mikrokontroler [49].

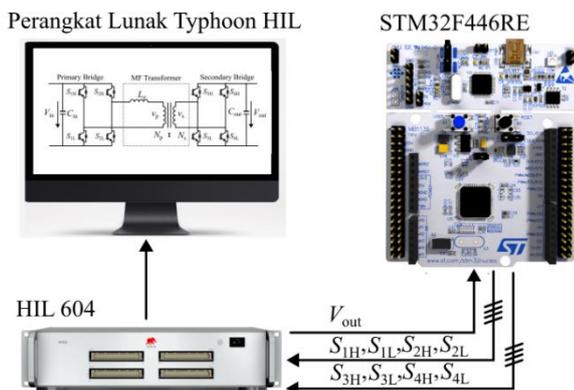
$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

$$G_p = \frac{1}{sC_{out}} \quad (7)$$

Dengan menggunakan fungsi alih kalang terbuka G_{ol} , parameter kendali PI dapat dengan mudah dihitung secara



Gambar 7. Blok diagram simulasi HIL.



Gambar 8. Simulasi HIL menggunakan Typhoon HIL dan mikrokontroler STM32F446RE.

analitik atau menggunakan fungsi *built-in* di MATLAB. Spesifikasi desain kendali untuk menentukan parameter kendali PI pada penelitian ini adalah *phase margin* (PM) sebesar 60° .

III. SIMULASI HIL KONVERTER DAB DAN IMPLEMENTASI MODULASI SPS

A. SIMULASI HIL DARI KONVERTER DAB

Simulasi HIL adalah sebuah metode untuk memverifikasi kinerja algoritma kendali yang berjalan pada pengendali riil [50], [51]. Simulasi HIL dapat menurunkan risiko kerusakan dan mempercepat waktu produksi. Simulator HIL dapat mengemulasi rangkaian daya, sedangkan sinyal kendali dapat berasal dari pengendali riil, misalnya dari mikrokontroler. Mikrokontroler tersebut mengirimkan dan menerima sinyal dari simulasi HIL seperti ditunjukkan pada Gambar 7 [52]. Maka, sistem kendali kalang tertutup dapat direalisasikan dengan simulasi HIL.

Pada penelitian ini, Typhoon HIL digunakan sebagai simulator HIL dan mikrokontroler STM32F446RE dipilih sebagai pengendali. Mikrokontroler STM32F446RE adalah ARM Cortex M4 dari STMicroelectronics. Mikrokontroler ini memiliki *clock rate* sebesar 180 MHz, tiga kanal *analog-to-digital converter* (ADC), berbagai antarmuka komunikasi, dan 14 buah *timer* [53].

Antarmuka penghubung mikrokontroler ke aplikasi perangkat lunak Typhoon HIL adalah Typhoon HIL 604. Rangkaian daya dari konverter DAB yang ditunjukkan pada Gambar 2 dimodelkan pada aplikasi perangkat lunak seperti ditunjukkan pada Gambar 8. Typhoon HIL 604 memiliki 64 buah keluaran analog dan 64 buah masukan digital [54]. Jumlah tersebut sudah lebih dari cukup untuk digunakan dalam menguji sistem kendali konverter DAB satu fase, yang memerlukan sebuah keluaran analog untuk tegangan keluaran V_{out} dan delapan buah masukan digital untuk sinyal PWM, seperti ditunjukkan pada Gambar 8.

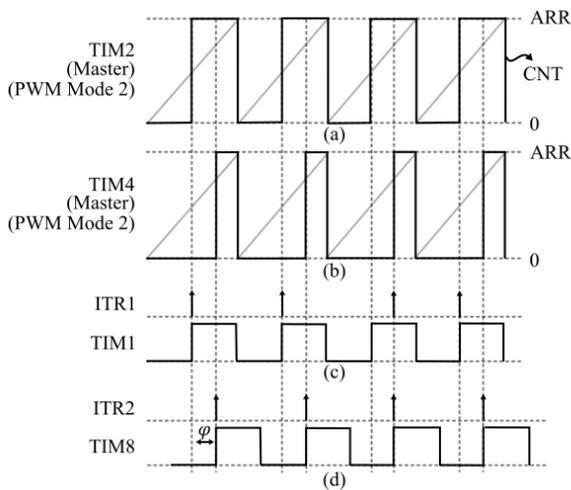
Typhoon HIL 604 dan STM32F446RE memiliki level logika yang berbeda. Pada Typhoon HIL 604, tegangan level logika untuk masukan dan keluaran analog adalah ± 10 V, sedangkan pada STM32F446RE sebesar 3,3 V. Oleh karena itu, diperlukan penyesuaian atau penskalaan nilai tegangan, sehingga tegangan level logika Typhoon HIL dapat dengan aman dihubungkan ke STM32F446RE. Penskalaan dapat dengan mudah diatur pada aplikasi perangkat lunak Typhoon HIL.

B. IMPLEMENTASI DARI MODULASI SPS

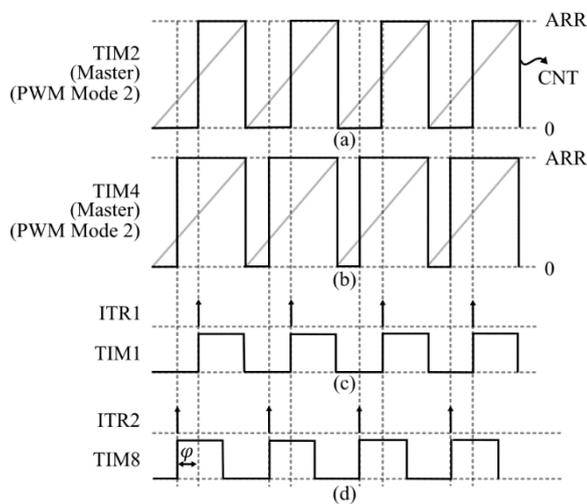
Kendali PI dan modulasi SPS adalah algoritma kendali utama untuk konverter DAB. Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, target kendali konverter DAB untuk SST adalah menjaga tegangan pada sisi keluaran tetap konstan, terlepas dari arah aliran daya. Pada konverter DAB ini, daya mengalir dari *bridge* primer ke *bridge* sekunder ketika konverter DAB memberikan daya ke beban. Ketika daya diinjeksikan ke dalam jaringan dari sisi beban, daya mengalir dari *bridge* sekunder ke *bridge* primer. Kemampuan mengalirkan daya secara dua arah dimungkinkan oleh kemampuan modulasi SPS menggeser ϕ dalam dua arah. Implementasi modulasi SPS pada mikrokontroler STM32F446RE akan dijelaskan pada bagian ini. Implementasi modulasi SPS pada mikrokontroler ini berbasis fitur *master-slave timer* dari mikrokontroler STM32F446RE.

Sebelum metode pembangkitan modulasi SPS dijelaskan, akan dipaparkan secara singkat prinsip kerja konverter DAB. Setiap *bridge* pada konverter DAB menghasilkan tegangan keluaran ac yang berbentuk kotak dengan *duty cycle* sebesar 50%. Pada kasus *bridge* primer yang ditunjukkan pada Gambar 2, tegangan ac yang berbentuk kotak dapat diperoleh dengan mengaktifkan sakelar semikonduktor S_{1H} dan S_{2L} selama setengah periode, sedangkan sakelar semikonduktor S_{1L} dan S_{2H} dinonaktifkan. Pada setengah periode selanjutnya, status sakelar semikonduktor dibalik dari status sebelumnya. Prosedur pengaktifan sakelar semikonduktor yang serupa berlaku untuk *bridge* sekunder, tetapi tegangan ac dari *bridge* sekunder digeser fasenya terhadap tegangan ac yang dihasilkan oleh *bridge* primer. Arah pergeseran fase dari *bridge* sekunder menentukan arah aliran daya. Secara praktis, arah pergeseran fase terkait dengan tanda bilangan pada parameter ϕ . Tanda ϕ dapat bernilai positif atau negatif. Dengan menggeser fase tegangan ac yang dibangkitkan oleh *bridge* sekunder terhadap tegangan ac yang dibangkitkan oleh *bridge* primer, daya dapat dikirimkan melalui rangkaian konverter DAB. Hal ini terjadi karena pergeseran fase menyebabkan perbedaan tegangan pada induktans bocor dari transformator frekuensi tinggi.

Untuk sebuah konverter *bridge*, sakelar semikonduktor dikategorikan ke dalam sakelar sisi atas dan sakelar sisi bawah. Pada penelitian ini, sakelar semikonduktor diberi label S_{1H} , S_{2H} , S_{3H} , S_{4H} untuk sakelar sisi atas dan S_{1L} , S_{2L} , S_{3L} , S_{4L} untuk sakelar sisi bawah. Sinyal PWM untuk sakelar sisi atas dan sisi bawah adalah sinyal yang berkomplemen. Antara kedua sinyal tersebut perlu diberi *deadtime* untuk menghindari aktifnya sakelar semikonduktor secara bersamaan yang dapat mengakibatkan hubung singkat [55]. Pada Typhoon HIL, sakelar semikonduktor yang digunakan adalah sakelar yang ideal. Secara teoretis, sakelar semikonduktor tersebut tidak membutuhkan *deadtime*. Akan tetapi, galat numerik terjadi pada simulasi. Hal ini terjadi karena fungsi deteksi *deadtime violation* (DTV) aktif apabila PWM tidak memiliki *deadtime*. DTV merupakan fungsi *built-in* pada Typhoon HIL untuk



Gambar 9. Konsep pembangkitan PWM untuk modulasi SPS dengan nilai ϕ yang positif.



Gambar 10. Konsep pembangkitan PWM untuk modulasi SPS dengan nilai ϕ yang negatif.

mengetahui *deadtime*. Fungsi DTV tidak mengizinkan adanya dua sakelar semikonduktor dengan konfigurasi *half-bridge* yang aktif secara bersamaan. Untuk menghindari galat, *deadtime* sebesar 1 μ s ditambahkan pada sinyal PWM yang berkomplemen di Typhoon HIL. Dalam pembangkitan sinyal PWM di Typhoon HIL, fokus utamanya adalah pembangkitan sinyal pada sakelar sisi atas karena sinyal sisi bawah merupakan komplemen dari sakelar sisi atas.

Perbedaan fase tegangan pada *bridge* primer dan *bridge* sekunder terjadi karena semua sinyal PWM untuk *bridge* sekunder digeser fasenya dengan nilai sudut tertentu terhadap *bridge* primer. Besar pergeseran fase ditentukan oleh besar daya yang akan dikirimkan, sedangkan tanda positif atau negatif pada ϕ menentukan arah aliran daya.

Pada mikrokontroler STM32F446RE, sinyal PWM diperoleh dengan membandingkan nilai *counter register* (CNT) terhadap nilai *CCRx*. CNT adalah register untuk menyimpan pencacah waktu dan *CCRx* adalah nilai *duty cycle*. Variabel x menunjukkan nomor kanal pada modul *timer* di mikrokontroler. Nilai maksimum pencacah waktu menentukan periode PWM. Nilai ini disimpan pada *auto reload register* (ARR) seperti ditunjukkan pada Gambar 9 dan Gambar 10. Pada mode pencacah naik, sinyal PWM dapat aktif atau tidak aktif jika nilai CNT kurang dari *CCRx*. Pada sinyal yang ditunjukkan di Gambar 9(a) dan Gambar 9(b), sinyal PWM tidak aktif ketika

CNT kurang dari *CCRx* yang memiliki nilai setengah dari periode *switching* atau 50% dari ARR. Mode operasi ini disebut PWM mode 2.

Nilai periode, yang menentukan besar frekuensi *switching* sinyal PWM, disimpan sebagai ARR. Nilai ARR dihitung sebagai berikut [56],

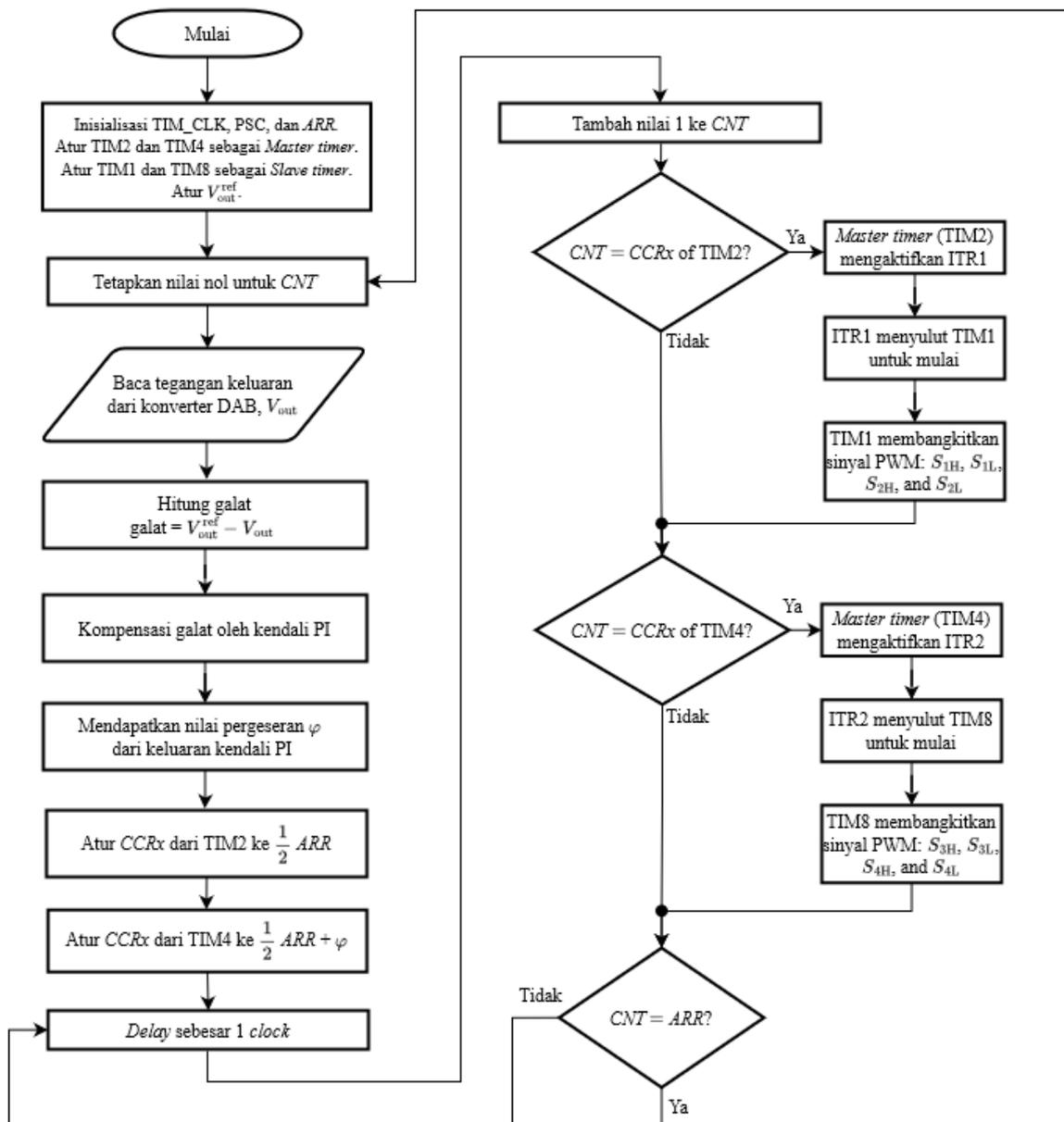
$$ARR = \frac{TIM_CLK}{(PSC+1) \cdot f_{sw}} - 1, \quad (8)$$

dengan PSC adalah register untuk menyimpan *prescaler* sebesar 16 bit, TIM_CLK adalah masukan *timer clock*, dan f_{sw} adalah frekuensi PWM yang diinginkan. Secara default, nilai PSC adalah nol. Nilai PSC ini harus ditingkatkan jika nilai ARR melebihi 16 bit.

Dua jenis *timer* dari STM32F446RE digunakan untuk konsep *master-slave timer*. *Master timer* merupakan *general-purpose timer* yang tidak memiliki keluaran PWM yang berkomplemen. Namun, *master timer* dapat mengaktifkan sebuah sinyal untuk memicu *slave timer*. Pada penelitian ini, TIM2 dan TIM4 adalah *general-purpose timer*. Sementara itu, *slave timer* merupakan *advanced timer* yang memiliki fitur lebih banyak dibandingkan dengan *general-purpose timer*. *Advanced timer* dapat membangkitkan PWM yang berkomplemen dan dapat memiliki *deadtime* antara sinyal yang berkomplemen tersebut. Pada penelitian ini, TIM1 dan TIM8 adalah *advanced timer*. Mikrokontroler STM32F446RE memiliki tiga pasang *advanced timer*. Pada konverter DAB satu fase, dua pasang sinyal PWM dibutuhkan untuk mengoperasikan setiap *bridge*.

Gambar 9 menunjukkan konsep pembangkitan PWM untuk modulasi SPS dengan sudut positif. Konsep ini menggunakan *master-slave timer*. *Slave timer* dapat mulai bekerja apabila mendapatkan sinyal picu (*trigger*) dari *master timer*. Sinyal picu aktif ketika nilai CNT sama dengan nilai *CCRx*, seperti ditunjukkan pada Gambar 9(a) dan Gambar 9(c). Sinyal picu tersebut bernama *internal trigger connection* (ITRx). *Master timer* dan *slave timer* dihubungkan menggunakan ITRx. Notasi x pada ITRx menandakan nomor koneksi yang sudah didefinisikan di dalam mikrokontroler. Pada penelitian ini, *master timer* adalah TIM2 dan TIM4, sedangkan *slave timer* adalah TIM1 dan TIM8 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 9. TIM2 sebagai *master timer* dan TIM1 sebagai *slave timer* dihubungkan oleh ITR1. TIM2 membangkitkan sinyal picu ITR1 agar TIM1 dapat mulai beroperasi. TIM1 kemudian membangkitkan empat buah sinyal PWM untuk *bridge* primer dari konverter DAB. Sinyal PWM untuk *bridge* sekunder dibangkitkan dengan konsep yang sama, tetapi menggunakan kanal *timer* yang berbeda. *Master timer*-nya adalah TIM4 dan *slave timer*-nya adalah TIM8. Kedua *timer* tersebut menggunakan ITR2. TIM4 membangkitkan ITR2 untuk mengaktifkan TIM8. Kemudian, TIM8 membangkitkan empat sinyal PWM untuk *bridge* sekunder dari konverter DAB.

TIM2 dan TIM1 adalah *timer* untuk membangkitkan sinyal PWM untuk *bridge* primer dari konverter DAB. Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, sinyal PWM untuk *bridge* primer ini bersifat statis. Sinyal PWM ini menjadi acuan untuk sinyal PWM yang digunakan untuk mengoperasikan *bridge* sekunder. TIM2 sebagai *master timer* diatur untuk beroperasi pada PWM mode 2. Mode ini menghasilkan sinyal PWM seperti yang ditunjukkan pada Gambar 9(a). Sinyal PWM akan aktif *high* ketika nilai CNT sama dengan nilai *CCRx*, yaitu sebesar $\frac{1}{2}ARR$. Nilai CNT akan reset setelah mencapai nilai ARR. Pada waktu nilai CNT mencapai nilai *CCRx*, ITRx akan aktif untuk memicu



Gambar 11. Diagram alir strategi kendali dari konverter dual-active bridge.

TIM1. Sinyal PWM yang dibangkitkan oleh TIM1 memiliki *duty cycle* sebesar 50%. Nilai *duty cycle* ini telah didefinisikan pada tahap inisialisasi program mikrokontroler. TIM1 hanya menunggu diaktifkan oleh ITR1, seperti ditunjukkan pada Gambar 9(c).

TIM4 dan TIM8 adalah *timer* untuk membangkitkan sinyal PWM untuk *bridge* sekunder dari konverter DAB. TIM4 adalah *master timer* dan TIM8 adalah *slave timer*. Sinyal PWM untuk *bridge* sekunder harus dapat bergeser dengan sudut positif atau negatif. Untuk kasus sudut positif, nilai *CCRx* akan bertambah sesuai dengan (9).

$$CCRx = \frac{1}{2}ARR + \varphi, \quad \frac{1}{2}ARR \leq \varphi \leq \frac{3}{4}ARR. \quad (9)$$

Dengan meningkatnya nilai *CCRx* dari TIM4 seperti yang diberikan pada (9), *duty cycle* sinyal PWM dari TIM4 akan berkurang. Hal ini terjadi karena digunakan PWM mode 2, yaitu sinyal PWM akan aktif *high* ketika nilai *CNT* sama dengan nilai *CCRx*. Saat kondisi ini terjadi, ITR2 akan diaktifkan. ITR2 kemudian mengaktifkan TIM8 untuk membangkitkan PWM mode 1 dengan *duty cycle* sebesar 50%.

Dengan menggunakan metode ini, sinyal PWM yang dibangkitkan oleh TIM8 dan TIM1 dapat memiliki perbedaan fase sebesar φ , seperti ditunjukkan pada Gambar 9(c) dan Gambar 9(d). Sinyal PWM yang dibangkitkan oleh TIM8 bergeser ke arah kanan dari sinyal PWM yang dihasilkan oleh TIM1. Ini artinya daya dikirimkan dari sisi primer ke sisi sekunder.

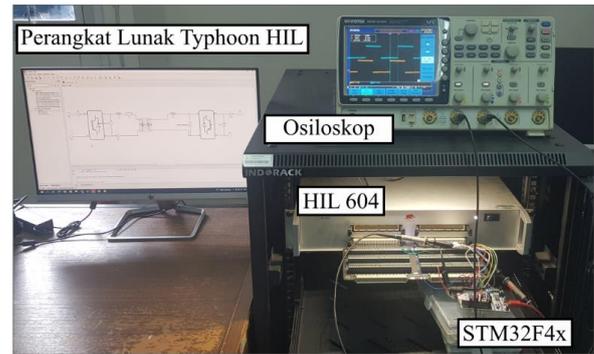
Pembangkitan sinyal PWM dengan φ negatif serupa dengan pembangkitan sinyal PWM dengan φ positif. Untuk kasus φ negatif, nilai *CCRx* berkurang seperti yang diberikan pada (10).

$$CCRx = \frac{1}{2}ARR - \varphi, \quad \frac{1}{4}ARR \leq \varphi \leq \frac{1}{2}ARR. \quad (10)$$

Sinyal PWM yang dibangkitkan oleh TIM2 tidak berubah, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 10(a). Ini sama seperti pembangkitan dengan φ yang positif, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 9(a). Dengan demikian, pembangkitan sinyal PWM oleh TIM1 sama dengan konsep pembangkitan dengan φ yang positif, seperti ditunjukkan pada Gambar 9(c) dan Gambar 10(c). Perbedaan pembangkitan sinyal PWM untuk φ

yang negatif adalah nilai CCR_x pada TIM4 dikurangi sebesar ϕ yang diinginkan, seperti pada (10). Pengurangan nilai CCR_x menyebabkan $duty\ cycle$ sinyal PWM yang dibangkitkan TIM4 lebih besar, seperti ditunjukkan pada Gambar 10(b). Hal ini disebabkan oleh penggunaan PWM mode 2. *Rising edge* sinyal PWM yang dibangkitkan oleh TIM4, yang berfungsi sebagai *master timer*, akan mengaktifkan ITR2, yang selanjutnya mengaktifkan TIM8, seperti pada Gambar 10(d). Mekanisme ini membuat sinyal PWM yang dibangkitkan oleh TIM8 bergeser ke sebelah kiri. Pergeseran fase sinyal PWM ke sebelah kiri ini menyebabkan daya dikirimkan dari sisi sekunder ke sisi primer.

Strategi kendali yang lengkap untuk konverter DAB, yang meliputi kendali PI dan modulasi SPS, ditunjukkan pada diagram alir dalam Gambar 11. Program mikrokontroler dimulai dengan inisialisasi *timer clock* TIM_CLK, *prescaler* PSC, dan frekuensi PWM yang diinginkan. Parameter-parameter tersebut digunakan untuk menghitung nilai ARR, yang merupakan sebuah register untuk menyimpan nilai periode PWM. Kalkulasi nilai ARR dilakukan berdasarkan (8). Pada tahap inisialisasi ini, *timer* dari mikrokontroler yang disebut dengan TIMx juga diatur. TIM2 dan TIM4 diatur sebagai *master timer*. Sementara TIM1 dan TIM8 diatur sebagai *slave timer*. Setiap *master timer* hanya membangkitkan sebuah sinyal PWM dan sebuah sinyal picu ITRx. Sinyal PWM yang dibangkitkan oleh *master timer* tidak terhubung ke *pin* keluaran mikrokontroler. Sinyal ini hanya berfungsi sebagai sinyal referensi untuk sinyal PWM yang dibangkitkan oleh *slave timer*. Setiap *slave timer* akan dipicu oleh ITRx yang dibangkitkan oleh *master timer* yang bersesuaian. Setiap *slave timer* membangkitkan empat buah sinyal PWM atau dua pasang sinyal PWM yang berkomplemen dan memiliki *deadtime*. *Duty cycle* dari sinyal PWM yang dibangkitkan diatur sebesar 50%. Setelah *slave timer* mendapatkan sinyal picu ITRx, sinyal PWM dengan *duty cycle* 50% akan dibangkitkan. Setelah inisialisasi parameter, nilai CNT yang berfungsi sebagai pencacah waktu diatur nol. Pada siklus selanjutnya, nilai CNT akan naik sebesar 1 nilai sampai mencapai nilai maksimum sebesar nilai ARR. Setelah mencapai nilai maksimum, nilai CNT akan direset. Setelah mengatur CNT, program akan menghitung galat. Galat ini merupakan selisih nilai referensi tegangan keluaran V_{out}^{ref} dan tegangan keluaran V_{out} yang diperoleh dari pembacaan sensor tegangan. Galat ini kemudian dikompensasi oleh kendali PI. Kendali PI bekerja untuk meminimalkan galat, sehingga tegangan keluaran konverter DAB dapat dijaga konstan, walaupun terdapat pembebanan atau injeksi daya dari sisi beban. Keluaran kendali PI adalah ϕ , yang dibutuhkan untuk menerima atau mengirimkan daya dari/ke beban. Nilai ϕ dapat bernilai positif atau negatif, bergantung pada arah aliran daya. Selanjutnya, *duty cycle* dari *master timer* TIM2 diatur sebesar $\frac{1}{2} ARR$. Sementara itu, *duty cycle* dari *master timer* TIM4 diatur sebesar $\frac{1}{2} ARR \pm \phi$, seperti pada (9) dan (10). Pada tahap selanjutnya, jika nilai CNT sama dengan nilai *duty cycle* dari TIM2, sinyal picu ITR1 akan diaktifkan. Sinyal ITR1 ini akan memicu *slave timer* TIM1 untuk mulai menghitung naik, dengan bertambah 1 nilai setiap siklus. TIM1 yang merupakan *slave timer* ini juga akan membangkitkan empat buah sinyal PWM dengan *duty cycle* 50%. Pada proses selanjutnya, jika nilai CNT sama dengan *duty cycle* dari TIM4, sinyal *trigger* ITR2 akan diaktifkan. ITR2 kemudian memicu *slave timer* TIM8 untuk mulai menghitung waktu. TIM4 akan menghasilkan empat buah sinyal PWM dengan *duty cycle* sebesar 50%. Nilai CNT



Gambar 12. Testbench untuk simulasi hardware in the loop (HIL).

TABEL I
PARAMETER DARI KONVERTER DAB.

Item	Deskripsi	Nilai
P	Kapasitas daya	25 kW
V_{in}	Tegangan masukan dc	1 kV
C_{in}	Kapasitor masukan	1 mF
V_{out}	Tegangan keluaran dc	1 kV
C_{out}	Kapasitor keluaran	1 mF
f_{sw}	Frekuensi penyaklaran	5 kHz
L_{σ}	Induktor bocor	1 mH
I_{out}	Arus keluaran dc	-25 A to 25 A

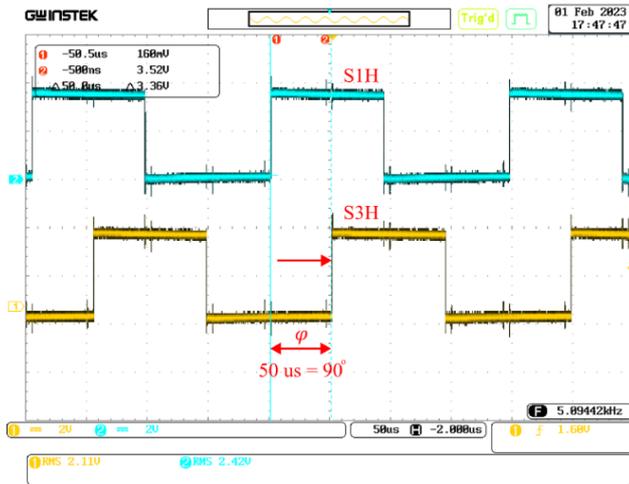
akan terus meningkat setiap siklusnya sampai mencapai nilai maksimum, yaitu sebesar nilai ARR. Setelah itu, nilai CNT akan direset ke nol. Proses ini akan terus-menerus berlanjut tanpa henti.

IV. HASIL DAN DISKUSI

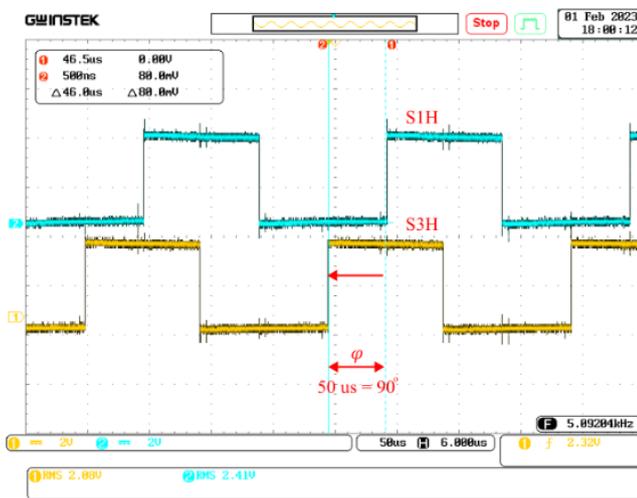
Testbench untuk simulasi HIL berdasarkan konsep yang diilustrasikan pada Gambar 8 ditunjukkan pada Gambar 12. Mikrokontroler STM32F446RE dihubungkan pada HIL 604 yang mengemulasikan rangkaian daya dari konverter DAB yang ditunjukkan pada Gambar 2. Beban konverter DAB dimodelkan sebagai sumber arus yang dapat bernilai positif atau negatif, bergantung pada arah aliran daya yang diinginkan. Sinyal dari dan ke STM32F446RE diamati menggunakan sebuah osiloskop. Sinyal lainnya, terutama yang berasal dari rangkaian daya, diamati menggunakan *scope* yang berada di perangkat lunak Typhoon HIL. Sinyal-sinyal hasil eksperimen kemudian diekspor ke dalam bentuk CSV untuk analisis. Parameter simulasi disajikan pada Tabel I.

A. MODULASI SINGLE-PHASE SHIFT (SPS)

Metode untuk membangkitkan modulasi SPS telah dijelaskan pada subbagian III.B. Sebuah *bridge* untuk konverter DAB memerlukan empat buah sinyal PWM untuk mengoperasikan sakelar semikonduktor. Secara keseluruhan, konverter DAB memerlukan delapan buah sinyal PWM yang berasal dari mikrokontroler STM32F446RE. Penamaan sakelar semikonduktor ditunjukkan pada Gambar 2. Setiap *bridge* yang dioperasikan oleh sinyal PWM dengan *duty cycle* 50% akan menghasilkan tegangan ac berbentuk kotak seperti ditunjukkan pada Gambar 3. Besar pergeseran fase antara tegangan yang dihasilkan oleh kedua *bridge* menentukan besar daya yang dapat dikirimkan. Sementara itu, tanda bilangan pada ϕ menandakan arah aliran daya. Seperti yang telah dijelaskan pada bagian I, aliran daya dua arah pada SST mengizinkan pembangkit tersebar pada sisi beban untuk dapat menginjeksikan daya. Ini adalah keuntungan utama dari SST dibandingkan dengan transformator konvensional.



Gambar 13. Phase shift angle yang positif sebesar 90°.

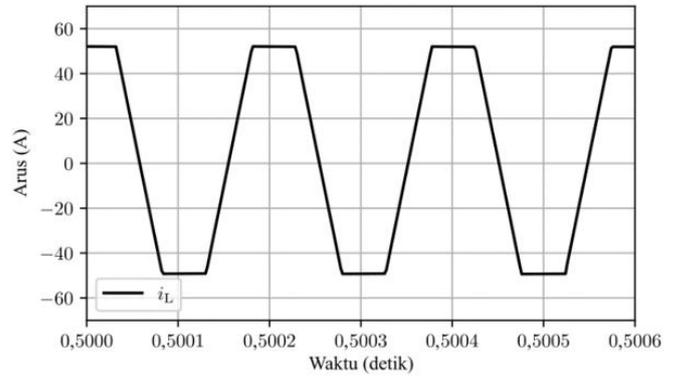


Gambar 14. Phase shift angle yang negatif sebesar 90°.

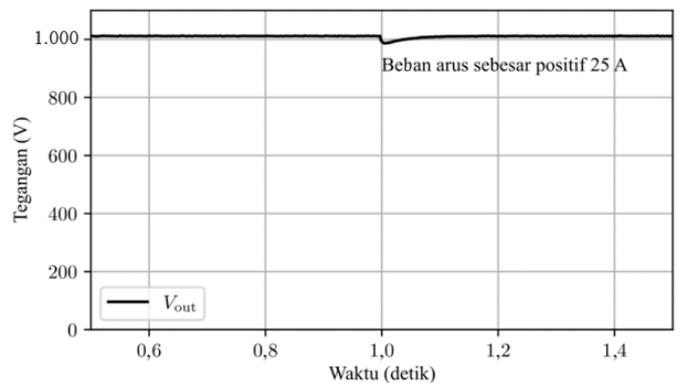
Dalam pengamatan modulasi SPS, hanya dua sinyal PWM yang dibutuhkan. Satu sinyal berasal dari *bridge* primer dan satu sinyal dari *bridge* sekunder. Pada penelitian ini, kedua sinyal PWM tersebut adalah S_{1H} dan S_{3H} . S_{1H} berasal dari *bridge* primer dan S_{3H} berasal dari *bridge* sekunder, seperti tampak pada Gambar 2. Sinyal-sinyal PWM tersebut diatur sebagai sinyal referensi untuk sinyal PWM dalam satu *bridge* yang sama. Perbedaan fase antara dua sinyal PWM tersebut menentukan perbedaan fase antara tegangan masukan dan keluaran dari transformator frekuensi tinggi. Pada kasus ini, sinyal PWM S_{1H} merupakan sinyal referensi untuk sinyal PWM S_{3H} . Sinyal S_{1H} aktif *high* ketika nilai *CNT* adalah $\frac{1}{2} ARR$, sedangkan sinyal S_{3H} dibangkitkan dengan nilai *CCRx* yang ditambah atau dikurangi sebesar φ .

Gambar 13 menunjukkan perbedaan fase antara S_{1H} dan S_{3H} . Besar pergeseran fase adalah 90° . Pergeseran fase ini disebabkan oleh beban maksimal sebesar 25 A. Pergeseran fase sebesar 90° untuk beban maksimal sesuai dengan (2) [40]. Pada kasus ini, konverter DAB mentransfer daya ke beban. Gambar 14 menunjukkan respons sistem kendali pada sinyal PWM S_{1H} dan S_{3H} dengan injeksi daya maksimal sebesar -25 A. Hasil tersebut menunjukkan bahwa S_{3H} bergeser ke sebelah kiri, yang menandakan bahwa aliran daya mengalir dari sisi keluaran ke sisi masukan dari konverter DAB.

Hasil pengamatan ini menunjukkan bahwa modulasi SPS telah berhasil diimplementasikan dengan menggunakan konsep



Gambar 15. Arus primer transformator MF.



Gambar 16. Tegangan keluaran V_{out} dari konverter *dual-active bridge*.

master-slave timer pada STM32F446RE. Gambar 13 dan Gambar 14 menunjukkan bahwa modulasi SPS yang diimplementasikan pada penelitian ini mampu mengendalikan aliran daya dua arah.

B. ARUS PRIMER PADA TRANSFORMATOR

Pada bagian ini, konverter DAB yang dimodelkan pada perangkat lunak Typhoon HIL diberi beban resistif sebesar 40 ohm. Beban ini merepresentasikan beban maksimal yang dapat dihubungkan ke konverter DAB. Sistem kendali untuk konverter DAB ini datang dari pengendali riil STM32F446RE. Arus ac dari transformator frekuensi tinggi i_L diamati pada *scope* di Typhoon HIL.

Gambar 15 menunjukkan arus ac dari transformator frekuensi tinggi pada sisi masukan. Bentuk gelombang arus yang dihasilkan sama dengan gelombang tipikal seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3. Konverter DAB bekerja dengan *unity transformation ratio* dengan indikator berupa arus yang mendatar pada bagian atas gelombang. Dalam kenyataannya, pada kondisi *unity transformation ratio*, arus pada bagian atas tersebut akan sedikit turun karena adanya rugi-rugi.

C. TEGANGAN KONVERTER DAB

Pada bagian ini, kendali tegangan keluaran konverter DAB yang ditunjukkan pada Gambar 5 akan dievaluasi. Kendali tersebut terdiri atas modulasi SPS dan kendali PI untuk mengendalikan tegangan keluaran konverter DAB. Diagram alir program kendali terdapat pada Gambar 11. Strategi kendali ini berjalan pada mikrokontroler STM32F446RE, sedangkan rangkaian daya dari konverter DAB berjalan pada perangkat lunak Typhoon HIL. Konverter DAB harus menjaga tegangan pada sisi keluaran V_{out} sebesar 1.000 V. Pada kondisi awal, konverter DAB tidak berbeban. Hal ini dapat dilihat pada Gambar 16, yang menunjukkan bahwa V_{out} sebesar 1.000 V, sebelum terhubung ke beban pada waktu kurang dari 1 s. Tepat

pada waktu 1 s, beban maksimal sebesar 25 A dihubungkan. Beban tersebut termasuk gangguan terhadap konverter DAB, sehingga V_{out} mengalami penurunan. Sistem kendali konverter DAB yang diimplementasikan pada STM32F446RE dapat mengendalikan V_{out} , sehingga dapat kembali stabil pada tegangan 1.000 V. Berdasarkan hasil ini, strategi kendali konverter DAB yang diimplementasikan pada mikrokontroler STM32F446RE telah berhasil diuji pada simulasi HIL. Simulasi HIL ini dapat meningkatkan proses pengembangan dari mikrokontroler karena dapat mengurangi risiko kerusakan komponen semikonduktor dari konverter DAB saat proses pengembangan sistem kendali.

V. KESIMPULAN

Makalah ini mengusulkan sebuah metode untuk mengimplementasikan modulasi SPS untuk konverter DAB pada mikrokontroler STM32F446RE. Metode ini berbasis fitur *master-slave timer* yang tersedia pada mikrokontroler STM32. Modulasi SPS yang dikembangkan diintegrasikan dengan kendali PI untuk mengendalikan tegangan keluaran dari konverter DAB. Strategi kendali yang lengkap ini dibutuhkan oleh konverter DAB sebagai bagian dari SST. Diagram alir dari strategi kendali yang diusulkan juga dijelaskan pada penelitian ini. Strategi kendali yang diimplementasikan pada mikrokontroler dievaluasi menggunakan simulasi HIL menggunakan Typhoon HIL. Platform ini memberikan metode yang efektif dalam pengembangan dan pengujian pengendali riil pada mikrokontroler STM32F446RE. Keberhasilan implementasi strategi kendali konverter DAB yang diimplementasikan pada pengendali riil dapat dilihat dari hasil eksperimen. Hasil pertama menunjukkan bahwa modulasi SPS mampu mengoperasikan aliran daya dua arah. Pada skema ini, ϕ dapat bernilai positif atau negatif, bergantung pada arah aliran daya. Hasil kedua menunjukkan bahwa arus ac pada transformator sama dengan bentuk gelombang arus ac tipikal dari konverter DAB pada *unity transformation ratio*. Hasil ketiga menunjukkan bahwa strategi kendali mampu mengendalikan tegangan keluaran dari konverter DAB. Kendali ini mampu menghalau gangguan yang disebabkan oleh perubahan beban yang mendadak. Makalah ini juga menunjukkan kemampuan simulasi HIL untuk memverifikasi strategi kendali tanpa risiko kerusakan komponen, sehingga pengembangan strategi kendali dapat lebih efisien.

KONFLIK KEPENTINGAN

Penulis menyatakan bahwa tidak terdapat konflik kepentingan.

KONTRIBUSI PENULIS

Metodologi, Yohan Fajar Sidik; perangkat lunak, Roni Irnawan; validasi, F. Danang Wijaya; analisis formal, Yohan Fajar Sidik; investigasi, Yohan Fajar Sidik, Muhammad Ridwan, dan Kevin Gausultan; pengumpulan data, Yohan Fajar Sidik; penulisan—persiapan, Yohan Fajar Sidik; visualisasi, Yohan Fajar Sidik; penulisan—penelaahan dan penyuntingan, Yohan Fajar Sidik; supervisi, F. Danang Wijaya dan Sriyono.

REFERENSI

- [1] A. Rehman dan M. Ashraf, "Design and analysis of PWM inverter for 100KVA solid state transformer in a distribution system," *IEEE Access*, vol. 7, hal. 140152–140168, Sep. 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2942422.
- [2] D.K. Mishra dkk., "A review on solid-state transformer: A breakthrough technology for future smart distribution grids," *Int. J. Elect. Power*

- Energy Syst.*, vol. 133, hal. 1-15, Des. 2021, doi: 10.1016/j.ijepes.2021.107255.
- [3] S.M.S.H. Rafin, R. Ahmed, dan O. A. Mohammed, "Wide band gap semiconductor devices for power electronic converters," *2023 4th Int. Symp. 3D Power Electron. Integr. Manuf. (3D-PEIM)*, 2023, hal. 1–8, doi: 10.1109/3D-PEIM55914.2023.10052586.
- [4] J.E. Huber dan J.W. Kolar, "Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer," *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2014, hal. 4545–4552, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954023.
- [5] W.A. Rodrigues dkk., "Integration of solid state transformer with DC microgrid system," *2016 IEEE 2nd Annu. South. Power Electron. Conf. (SPEC)*, 2016, hal. 1–6, doi: 10.1109/SPEC.2016.7846176.
- [6] X. She, A.Q. Huang, dan R. Burgos, "Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 3, hal. 186–198, Sep. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917.
- [7] A.C. Nair dan B.G. Fernandes, "Solid-state transformer based fast charging station for various categories of electric vehicles with batteries of vastly different ratings," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 11, hal. 10400–10411, Nov. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3038091.
- [8] X. Wang dkk., "A 25kW SiC universal power converter building block for G2V, V2G, and V2L applications," *2018 IEEE Int. Power Electron. Appl. Conf. Expo. (PEAC)*, 2018, hal. 1–6, doi: 10.1109/PEAC.2018.8590435.
- [9] S. Dutta dan S.R.S. Bhattacharya, "Integration of multi-terminal DC to DC hub architecture with solid state transformer for renewable energy integration," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2013, hal. 4793–4800, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647345.
- [10] A. Shojaei dan G. Joos, "A topology for three-stage solid state transformer," *2013 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, 2013, hal. 1–5, doi: 10.1109/PESMG.2013.6672781.
- [11] M. Leibl, G. Ortiz, dan J.W. Kolar, "Design and experimental analysis of a medium-frequency transformer for solid-state transformer applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, hal. 110–123, Mar. 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2623679.
- [12] J.W. Kolar dan G. Ortiz, "Solid-state-transformers: Key components of future traction and smart grid systems," *Proc. Int. Power Electron. Conf.-ECCE Asia (IPEC 2014)*, 2014, hal. 1–14.
- [13] C. Busada dkk., "Control of a three-stage medium voltage solid-state transformer," *Adv. Sci. Technol. Eng. Syst. J.*, vol. 2, no. 6, hal. 119–129, Des. 2017, doi: 10.25046/aj020615.
- [14] M.A. Hannan dkk., "State of the art of solid-state transformers: Advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements," *IEEE Access*, vol. 8, hal. 19113–19132, Jan. 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2967345.
- [15] M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, dan E.D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, hal. 1294–1301, Nov./Des. 1992, doi: 10.1109/28.175280.
- [16] P. Zumel dkk., "Modular dual-active bridge converter architecture," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, hal. 2444–2455, Mei/Jun. 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2527723.
- [17] J. Liu dkk., "Voltage balance control based on dual active bridge dc/dc converters in a power electronic traction transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, hal. 1696–1714, Feb. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2679489.
- [18] P. Joebges, J. Hu, dan R.W. de Doncker, "Design method and efficiency analysis of a DAB converter for PV integration in dc grids," *2016 IEEE 2nd Annu. South. Power Electron. Conf. (SPEC)*, 2016, hal. 1–6, doi: 10.1109/SPEC.2016.7846076.
- [19] H. Zhang dan L.M. Tolbert, "Efficiency impact of silicon carbide power electronics for modern wind turbine full scale frequency converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, hal. 21–28, Jan. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2048292.
- [20] J. Rabkowski dan T. Platek, "Comparison of the power losses in 1700V Si IGBT and SiC MOSFET modules including reverse conduction," *2015 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, hal. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2015.7309444.
- [21] S.P. Engel, N. Soltan, H. Stage, dan R.W. de Doncker, "Dynamic and balanced control of three-phase high-power dual-active bridge dc-dc converters in dc-grid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, hal. 1880–1889, Apr. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2209461.

- [22] J.A. Mueller dan J.W. Kimball, "Modeling dual active bridge converters in dc distribution systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 6, hal. 5867–5879, Jun. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2867434.
- [23] F. Ruiz dkk., "Surveying solid-state transformer structures and controls: Providing highly efficient and controllable power flow in distribution grids," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 14, no. 1, hal. 56–70, Mar. 2020, doi: 10.1109/MIE.2019.2950436.
- [24] M.M. Haque, P. Wolfs, dan S. Alahakoon, "Harmonic based analysis of DAB converters for ZVS operation and reactive power minimization," *2020 IEEE Int. Conf. Power Electron. Smart Grid Renew. Energy (PESGRE2020)*, 2020, hal. 1–6, doi: 10.1109/PESGRE45664.2020.9070462.
- [25] N. Noroozi, A. Emadi, dan M. Narimani, "Performance evaluation of modulation techniques in single-phase dual active bridge converters," *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 2, hal. 410–427, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3087418.
- [26] N. Hou dan Y.W. Li, "Overview and comparison of modulation and control strategies for a nonresonant single-phase dual-active-bridge dc–dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 3, hal. 3148–3172, Mar. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927930.
- [27] R.T. Naayagi, A.J. Forsyth, dan R. Shuttleworth, "Performance analysis of extended phase-shift control of DAB dc-dc converter for aerospace energy storage system," *2015 IEEE 11th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, 2015, hal. 514–517, doi: 10.1109/PEDS.2015.7203567.
- [28] S. Chi dkk., "A novel dual phase shift modulation for dual-active-bridge converter," *2019 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2019, hal. 1556–1561, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912591.
- [29] H. Wen dan W. Xiao, "Bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with triple-phase-shift control," *2013 28th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, 2013, hal. 1972–1978, doi: 10.1109/APEC.2013.6520565.
- [30] S.S. Muthuraj, V.K. Kanakesh, P. Das, dan S.K. Panda, "Triple phase shift control of an LLL tank based bidirectional dual active bridge converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 10, hal. 8035–8053, Okt. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2637506.
- [31] S.J. Ríos, D.J. Pagano, dan K.E. Lucas, "Bidirectional power sharing for dc microgrid enabled by dual active bridge dc-dc converter," *Energies*, vol. 14, no. 2, hal. 1–24, Jan. 2021, doi: 10.3390/en14020404.
- [32] C. Nan dan R. Ayyanar, "Dual active bridge converter with PWM control for solid state transformer application," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2013, hal. 4747–4753, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647338.
- [33] M. Stevic dan R. Venugopal, "High-fidelity real-time simulation of dual-active bridge converters," *PCIM Eur. 2022; Int. Exhib. Conf. Power Electron. Intell. Motion Renew. Energy Energy Manag.*, 2022, hal. 1–6, doi: 10.30420/565822174.
- [34] A. Khan dkk., "Dual active full bridge implementation on Typhoon HIL for G2V and V2G applications," *2017 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. (VPPC)*, 2017, hal. 1–6, doi: 10.1109/VPPC.2017.8331023.
- [35] M.O.O. Faruque dan V. Dinavahi, "Hardware-in-the-loop simulation of power electronic systems using adaptive discretization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, hal. 1146–1158, Apr. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2036647.
- [36] N.D. Weise, G. Castelino, K. Basu, dan N. Mohan, "A single-stage dual-active-bridge-based soft switched ac–dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, hal. 4007–4016, Agu. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293112.
- [37] Z. Shen, R. Burgos, D. Boroyevich, dan F. Wang, "Soft-switching capability analysis of a dual active bridge dc-dc converter," *2009 IEEE Elect. Ship Technol. Symp.*, 2009, hal. 334–339, doi: 10.1109/ESTS.2009.4906533.
- [38] L.M. Miranda dkk., "Power flow control with bidirectional dual active bridge battery charger in low-voltage microgrids," *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, 2013, hal. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2013.6634668.
- [39] G.G. Oggier, G.O. García, dan A.R. Oliva, "Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, hal. 1826–1838, Jul. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2020902.
- [40] F. Krismer dan J.W. Kolar, "Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 12, hal. 2756–2768, Des. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2027904.
- [41] S.S. Shah dan S. Bhattacharya, "A simple unified model for generic operation of dual active bridge converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 5, hal. 3486–3495, Mei 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2850012.
- [42] Z. Shan, J. Jatskevich, H.H.-C. Iu, dan T. Fernando, "Simplified load-feedforward control design for dual-active-bridge converters with current-mode modulation," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, hal. 2073–2085, Des. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2797998.
- [43] A. Bhattacharjee dan I. Batarseh, "Improved response of closed loop dual active bridge converter using combined feedback and feed-forward control," *2019 IEEE Conf. Power Electron. Renew. Energy (CPERE)*, 2019, hal. 425–430, doi: 10.1109/CPERE45374.2019.8980044.
- [44] B. Cougo dan J.W. Kolar, "Integration of leakage inductance in tape wound core transformers for dual active bridge converters," *2012 7th Int. Conf. Integr. Power Electron. Syst. (CIPS)*, 2012, hal. 1–6.
- [45] F. Yazdani dan M. Zolghadri, "Design of dual active bridge isolated bi-directional DC converter based on current stress optimization," *2017 8th Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. (PEDSTC)*, 2017, hal. 247–252, doi: 10.1109/PEDSTC.2017.7910331.
- [46] K.D. Hoang dan J. Wang, "Design optimization of high frequency transformer for dual active bridge dc-dc converter," *2012 20th Int. Conf. Elect. Mach.*, 2012, hal. 2311–2317, doi: 10.1109/ICEMach.2012.6350205.
- [47] N. Soltan, H.A.B. Siddique, dan R.W. de Doncker, "Comprehensive modeling and control strategies for a three-phase dual-active bridge," *2012 Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. (ICRERA)*, 2012, hal. 1–6, doi: 10.1109/ICRERA.2012.6477408.
- [48] J. Hu, P. Joebges, dan R.W. de Doncker, "Maximum power point tracking control of a high power dc-dc converter for PV integration in MVDC distribution grids," *2017 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, 2017, hal. 1259–1266, doi: 10.1109/APEC.2017.7930857.
- [49] H. Qin dan J.W. Kimball, "Closed-loop control of dc–dc dual-active-bridge converters driving single-phase inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, hal. 1006–1017, Feb. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2257859.
- [50] G. Li dkk., "Design of MMC hardware-in-the-loop platform and controller test scheme," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 4, no. 2, hal. 143–151, Jun. 2019, doi: 10.24295/CPSSPEA.2019.00014.
- [51] S. Aidrus, P. Ghosh, P. Joebges, dan R.W. de Doncker, "Control and fault monitoring of modular dual active bridge converters," *2021 23rd Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'21 ECCE Eur.)*, 2021, hal. P.1–P.10, doi: 10.23919/EPE21ECCEurope50061.2021.9570446.
- [52] C. Graf, J. Maas, T. Schulte, dan J. Weise-Emden, "Real-time HIL-simulation of power electronics," *2008 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, 2008, hal. 2829–2834, doi: 10.1109/IECON.2008.4758407.
- [53] STMicroelectronics, "Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, 225 DMIPS, up to 512 KB Flash/128+4 KB RAM, USB OTG HS/FS, seventeen TIMs, three ADCs and twenty communication interfaces," STM32F446xC/E datasheet, Jan. 2021.
- [54] (2023) "6-series HIL" [Online], <https://www.typhoon-hil.com/products/6-series/>, access date: 08-Feb-2023.
- [55] A. Zhao, A.A. Fomani, dan W.T. Ng, "One-step digital dead-time correction for dc-dc converters," *2010 25th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, 2010, hal. 132–137, doi: 10.1109/APEC.2010.5433682.
- [56] STMicroelectronics, "STM32 cross-series timer overview," AN4013 Application Note, Jan. 2023.