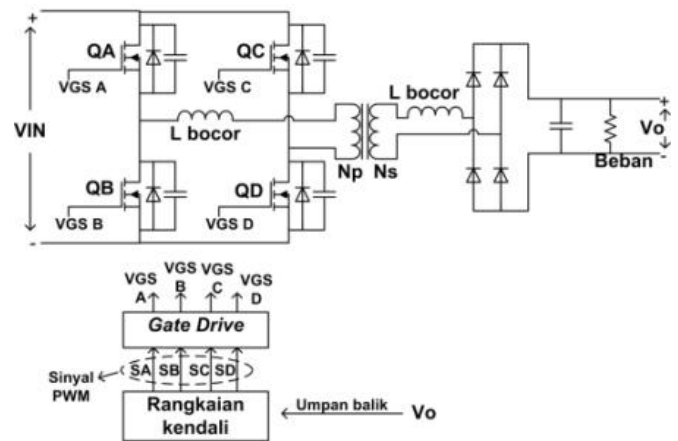


Perancangan Transformator Frekuensi Tinggi untuk Konverter DC-DC *Full-Bridge Phase-Shifted* 200 W

Johan Agung Irawan, Eka Firmansyah, F. Danang Wijaya
Jurusan Teknik Elektro dan Teknologi Informasi, Fakultas Teknik, Universitas Gadjah Mada
Yogyakarta
johanagungirawan@gmail.com

Abstrak—Konverter dc-dc digunakan untuk menghindari penggunaan transformator frekuensi rendah yang memiliki ukuran besar dan berat pada proses konversi energi listrik dari energi terbarukan. Konverter dc-dc *full-bridge* menggunakan transformator frekuensi tinggi. Dengan bekerja pada frekuensi tinggi, transformator ini memiliki ukuran yang ringkas dan ringan. Penelitian ini bertujuan untuk merancang dan membuat transformator frekuensi tinggi untuk konverter dc-dc *full-bridge phase-shifted* 200 W dengan frekuensi penyaklaran 50 kHz dan memiliki efisiensi di atas 80%. Simulasi dengan *software* PSIM dan eksperimen terhadap transformator hasil rancangan telah dilakukan. Hasil simulasi PSIM menunjukkan bentuk gelombang yang hampir sama dengan hasil eksperimen. Transformator hasil eksperimen memiliki efisiensi 91,63-99,36%.

Kata kunci—transformator frekuensi tinggi, konverter dc-dc *full-bridge*, pulse-width-modulation (PWM) phase-shifted, PSIM



Gbr. 1. Rangkaian dc-dc *full-bridge*

I. PENDAHULUAN

Perkembangan teknologi elektronika daya menjadi salah satu hal penting dalam memanfaatkan energi terbarukan semaksimal mungkin. Konverter dc-dc, sebagai salah satu peralatan konversi energi, berkembang untuk memenuhi tuntutan ini. Salah satu aplikasi dari konverter ini adalah untuk menghindari penggunaan transformator frekuensi rendah pada proses konversi energi listrik dc dari energi terbarukan menjadi ac yang dapat langsung digunakan pada beban rumah tangga. Transformator frekuensi rendah ini memiliki kekurangan yaitu ukuran besar dan berat. Konverter dc-dc mengubah tegangan dc menjadi tegangan dc yang lebih tinggi level tegangannya. Tegangan dc tinggi inilah yang kemudian dikonversi menjadi tegangan ac.

Salah satu topologi konverter dc-dc adalah *full-bridge*. Topologi *full-bridge* ini menggunakan transformator frekuensi tinggi. Dengan bekerja pada frekuensi tinggi, transformator ini memiliki ukuran lebih kecil dari transformator frekuensi rendah. Akan tetapi, transformator ini di pasaran hanya tersedia secara terbatas untuk spesifikasi tertentu, sehingga transformator biasanya didesain dan dibuat sendiri untuk aplikasi tertentu [1].

Studi tentang perancangan transformator frekuensi tinggi yang diterapkan pada konverter daya *full-bridge phase-shifted* dapat ditemukan pada penelitian [2]. Perancangan transformator harus mempertimbangkan kenaikan suhu, rugi-rugi inti dan belitan yang diperbolehkan. Perhitungan rugi-rugi inti magnetis telah dilakukan pada [3].

Pada penelitian ini, dilakukan perancangan transformator frekuensi tinggi yang memiliki efisiensi di atas 80%. Transformator ini diterapkan pada konverter dc-dc *full-bridge phase-shifted* 200 W yang menaikkan tegangan dc masukan 12 V menjadi 400 V. Konverter dc-dc menggunakan frekuensi penyaklaran 50 kHz. Pada penelitian ini, dilakukan pula simulasi menggunakan *software* PSIM terhadap transformator hasil perancangan yang diterapkan pada konverter dc-dc *full-bridge phase-shifted*. Hasil simulasi juga dibandingkan dengan hasil eksperimen. Perbandingan ini dimaksudkan untuk mengetahui seberapa sesuai hasil eksperimen dengan simulasi. Pengujian efisiensi transformator hasil eksperimen dengan beban resistif yang berbeda-beda juga dilakukan.

II. RANGKAIAN KONVERTER DC-DC FULL-BRIDGE PHASE-SHIFTED

Rangkaian konverter dc-dc *full-bridge* ditunjukkan pada Gbr. 1. Rangkaian ini terdiri dari beberapa bagian, yaitu rangkaian penyaklaran (*inverter full-bridge*), transformator frekuensi tinggi, penyearah, filter, *gate-drive*, dan rangkaian kendali.

Rangkaian penyaklaran *inverter full-bridge* menggunakan empat buah saklar elektronis. Saklar elektronis yang dapat digunakan untuk frekuensi penyaklaran tinggi adalah MOSFET. MOSFET yang digunakan pada penelitian ini adalah IRFB4710. Rangkaian ini akan mengubah tegangan dc masukan menjadi tegangan ac melalui proses penyaklaran. Pada

penelitian ini, proses penyaklaran dilakukan pada frekuensi penyaklaran 50 kHz. Keadaan hidup dan mati MOSFET diatur oleh sinyal *pulse-width-modulation* (PWM).

Penelitian ini menggunakan metode PWM *phase-shifted*. Pada metode ini, tegangan keluaran rangkaian penyaklaran dikendalikan oleh perbedaan fase antara pulsa *on* dua saklar diagonal (Q_A dengan Q_D dan Q_B dengan Q_C), sedangkan *duty-cycle* setiap saklar dibuat tetap yaitu sekitar 50%. Pada metode ini, tegangan MOSFET akan dibuat nol pada saat transisi hidup (*zero voltage transition*). Ini dilakukan dengan memanfaatkan keberadaan kapasitor parasitis MOSFET dan induktans bocor pada transformator [4].

Sinyal PWM *phase-shifted* (SA , SB , SC , dan SD) dihasilkan oleh IC kontroler PWM UC3879 di rangkaian kendali. Rangkaian kendali menggunakan *voltage-mode-control* dengan umpan balik negatif untuk mempertahankan tegangan keluaran konstan walaupun terjadi perubahan beban.

Namun, sinyal PWM ini terlebih dahulu dilewatkan rangkaian *gate-drive* agar dihasilkan tegangan *gate* terhadap *source* (V_{GS}) sesuai spesifikasi MOSFET. Pada penelitian ini, *gate-drive* menggunakan IC *gate-drive* IR2110.

Tegangan ac keluaran rangkaian penyaklaran dinaikkan level tegangannya oleh transformator frekuensi tinggi. Tegangan ac tersebut disearahkan oleh rangkaian penyearah *full-bridge* sehingga menjadi tegangan dc. Rangkain penyearah pada penelitian ini menggunakan dioda frekuensi tinggi BYC8X-600. Untuk mengurangi riak, tegangan dc keluaran penyearah terlebih dahulu dilewatkan filter. Kapasitor filter yang digunakan sebesar $2,2 \mu\text{F}$. Induktans bocor pada sekunder trafo digunakan sebagai induktor filter. Tegangan dc keluaran konverter diumpanbalikan ke rangkaian kendali sebagai sinyal *feedback*.

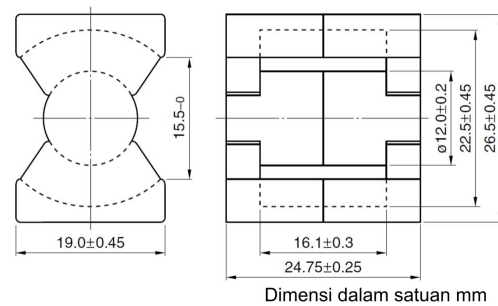
III. PERANCANGAN TRANSFORMATOR FREKUENSI TINGGI

Transformator ini digunakan untuk menaikkan level tegangan ac keluaran dari rangkaian penyaklaran. Transformator dirancang untuk memiliki daya 200 W. Dalam perancangan, perlu ditentukan dahulu parameter transformator yang akan dirancang, seperti topologi rangkaian, frekuensi kerja, kenaikan suhu maksimal, serta rugi-rugi daya yang diperbolehkan. Kenaikan suhu pada transformator perlu diperhatikan karena kenaikan suhu material inti dan belitan dapat menurunkan unjuk kerja material ini. Supaya penurunan unjuk kerja tetap pada batas tertentu, suhu inti dan belitan harus dijaga di bawah suatu nilai maksimal. Rugi-rugi juga harus dijaga di bawah suatu nilai maksimal [1].

Kenaikan suhu maksimal yang diijinkan (ΔT) sebesar 25°C . Pada topologi *full-bridge*, simpangan fluks inti adalah setengah dari frekuensi penyaklaran (50 kHz) [2], maka frekuensi kerja transformator ini adalah 25 kHz. Rugi daya merupakan jumlah rugi inti dan kawat tembaga.

A. Penentuan inti transformator

Karena transformator bekerja pada frekuensi tinggi (lebih besar dari 10 kHz), inti yang digunakan adalah inti *ferrite* MnZn. *Ferrite* MnZn adalah material inti yang populer untuk



Gbr. 2. Spesifikasi ukuran inti PQ26/25 [6]

aplikasi konverter sampai dengan 1 atau 2 MHz. Permeabilitas *ferrite* sebesar 1500-3000, permeabilitas ini cukup tinggi untuk menjaga arus magnetisasi untuk aplikasi transformator [5]. *Ferrite* memiliki resistivitas yang tinggi sehingga rugi arus *eddy ferrite* kecil dan dapat diabaikan, tetapi *ferrite* memiliki kerapatan fluks saturasi yang rendah (sekitar 0,3 T) [1].

Bahan inti *ferrite* yang dipilih adalah PC44 dari TDK Corporation karena cocok untuk frekuensi penyaklaran 50 kHz, sedangkan ukuran inti yang dipilih adalah PQ26/25 karena ukuran ini mampu menangani daya 200 W. Inti PQ26/25 memiliki volume inti efektif (V_e) $6,53 \text{ cm}^3$, luas penampang efektif (A_e) $1,18 \text{ cm}^2$, dan spesifikasi ukuran yang ditunjukkan pada Gbr. 2 [6].

B. Perhitungan jumlah belitan

Rugi-rugi inti per satuan volume yang diijinkan ($P_{m,sp}$) dapat dihitung melalui (1) dengan nilai $r = \left(\frac{3 \times V_e}{4\pi}\right)^{\frac{1}{3}} = \left(\frac{3 \times 6,53}{4\pi}\right)^{\frac{1}{3}} = 1,16 \text{ cm}$ [3].

$$P_{m,sp} = \frac{\sigma_c \times \Delta T}{r} \times \frac{A}{V} \approx \frac{\Delta T}{8,33r^2 + 133r} \quad (1)$$

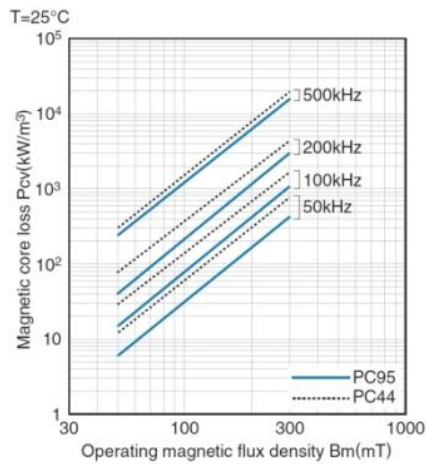
Maka diperoleh nilai $P_{m,sp}$ sebesar $151,07 \text{ mW/cm}^3$. Rugi-rugi inti total (P_c) yang diperbolehkan dapat diperoleh melalui (2), sehingga diperoleh nilai P_c sebesar $0,9865 \text{ W}$.

$$P_c = P_{m,sp} \times V_e \quad (2)$$

Sifat rugi-rugi inti dan kawat terhadap kerapatan fluks saling berlawanan, dan agar optimal biasanya rugi-rugi kawat bernilai sama dengan rugi-rugi inti. Maka rugi-rugi kawat tembaga yang diperbolehkan (P_{copper}) adalah sebesar $0,9865 \text{ W}$.

Untuk menentukan kerapatan fluks puncak digunakanlah grafik rugi inti terhadap frekuensi dan kerapatan fluks bahan inti PC44 yang ditunjukkan pada Gbr. 3. Kerapatan fluks dapat diperoleh melalui grafik di atas dengan cara memotongkan grafik frekuensi kerja trafo (25 kHz) dengan rugi-rugi inti yang diperoleh di atas ($151,07 \text{ mW/cm}^3$).

Namun, dari Gbr. 3, grafik untuk frekuensi 25 kHz tidak ada. Grafik untuk frekuensi ini dapat diperoleh dengan mengestimasi grafik untuk frekuensi 25 kHz PC44 berhimpit dengan grafik untuk frekuensi 50 kHz PC95. Maka diperoleh kerapatan fluks puncak 180 mT atau $0,18 \text{ T}$. Nilai ini cukup jauh dari kerapatan fluks saturasi ferrite (sekitar 0,3 T). Simpangan



Gbr. 3. Grafik rugi-rugi inti terhadap frekuensi dan kerapatan fluks PC95 dan PC44 [7]

fluks puncak ke puncak (ΔB) adalah dua kali kerapatan fluks puncak [2], yaitu sebesar 0,36 T.

Jumlah belitan primer (N_p) dapat diperoleh melalui (3) dengan nilai $t_{on} = 16 \mu s$ dan $V_{in} = 12 V$, sehingga diperoleh N_p sebanyak $4,5 \approx 5$ lilit. Perbandingan belitan trafo (N) diperoleh melalui (4) dengan nilai $D_{max} = 0,8$ dan $V_o = 400 V$, sehingga diperoleh N sebesar 3:125. Jumlah belitan sekunder (N_s) dapat diperoleh melalui perbandingan trafo yaitu sebanyak $208,33 \approx 208$ lilit.

$$N_p = \frac{V_{in} \times t_{on} \times 10^4}{A_e \times \Delta B} \quad (3)$$

$$N = \frac{V_{out_inverter}}{V_o} = \frac{V_{in} \times D_{max}}{V_o} \quad (4)$$

C. Perhitungan jumlah kawat paralel

Akibat adanya *skin effect* pada belitan tembaga, sebagian besar arus hanya akan mengalir pada permukaan kawat penghantar dan akan mengurangi kapasitas arusnya. Hal ini dapat diatasi dengan menggunakan beberapa kawat dengan diameter lebih kecil yang diparalel. Untuk mencari jumlah kawat paralel, perlu dihitung terlebih dahulu luas penampang belitan primer dan sekunder yang dibutuhkan.

Kawat tembaga akan dililitkan pada sekitar lingkaran tengah inti, sehingga dapat diperkirakan panjang kawat tembaga primer (l_p) dan sekunder (l_s). Keliling rata-rata daerah kosong di sekitar lingkaran tengah inti diperoleh dengan mengasumsikan diameter rata-rata daerah kosong tersebut sebesar 15,5 mm atau 0,0155 m. Maka diperoleh panjang kawat tembaga belitan primer sebesar $l_p = \pi \times 0,0155 \times N_p = \pi \times 0,0155 \times 5 = 0,2$ m dan sekunder sebesar $l_s = \pi \times 0,0155 \times 208 = 10,13$ m.

P_{copper} yang telah diperoleh sebelumnya dapat dinyatakan sebagai (5). Resistivitas tembaga (ρ_{Cu}) sebesar $1,68 \times 10^{-8} \Omega m$.

$$P_{copper} = I_{max}^2 \times R = I_{max}^2 \times \rho_{Cu} \times \frac{l}{A} \quad (5)$$



Gbr. 4. Transformator frekuensi tinggi yang telah dibuat

Diinginkan efisiensi transformator lebih besar dari 80%, maka dapat diperoleh perbandingan rugi-rugi kawat tembaga yang diperbolehkan pada belitan primer dengan sekunder yaitu 1:0,8 = 5:4. Melalui (6) dan (7), luas penampang primer (A_p) dan sekunder (A_s) dapat diperoleh. Pada daya 200 W, nilai arus rata-rata primer (I_{in}) sebesar 16,67 A dan arus rata-rata sekunder (I_{out}) sebesar 0,5 A. Maka diperoleh A_p sebesar $1,7 \times 10^{-2} \text{ cm}^2$ dan A_s sebesar $9,7 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$. Kawat tembaga yang akan digunakan memiliki diameter 0,3 mm dengan luas penampang (A_{Cu}) sebesar $7,07 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$.

$$\frac{5}{9} \times P_{copper} = I_{in}^2 \times \rho \times \frac{l_p}{A_p} \quad (6)$$

$$\frac{4}{9} \times P_{copper} = I_{out}^2 \times \rho \times \frac{l_s}{A_s} \quad (7)$$

Sekarang jumlah kawat paralel dapat dicari, yaitu melalui (8) dengan menggunakan koefisien *fill factor* tembaga 0,4.

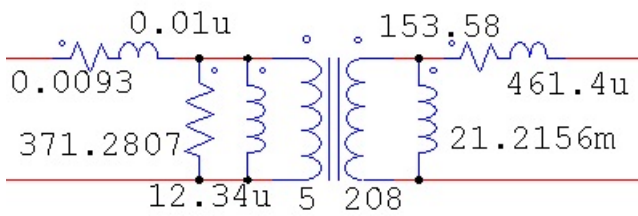
$$n_p = \frac{A_p \times 0,4}{A_{Cu}} \text{ and } n_s = \frac{A_s \times 0,4}{A_{Cu}} \quad (8)$$

Maka diperoleh jumlah kawat paralel pada primer yaitu $9,64 \approx 10$ kawat paralel. Untuk amannya, dipilih jumlah kawat paralel yang lebih banyak yaitu 21 kawat paralel. Jumlah kawat paralel pada sekunder yaitu $0,55 \approx 1$ kawat paralel.

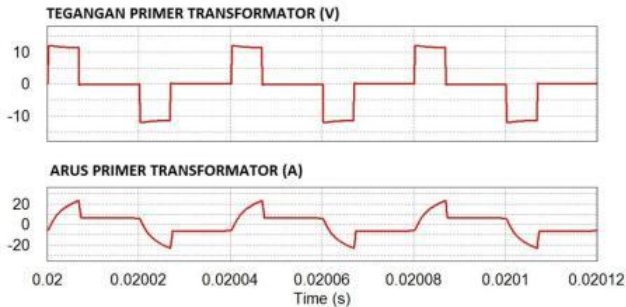
Setelah perancangan dilakukan, dilanjutkan dengan pembuatan transformator. Gbr. 4 menunjukkan transformator frekuensi tinggi yang telah dibuat. Secara praktis, transformator tidaklah ideal. Belitan pada transformator memiliki hambatan dan induktans bocor dan inti transformator memiliki reaktans non-induktif dan induktans magnetisasi [8]. Sebelum diterapkan pada rangkaian konverter dc-dc, ada baiknya dilakukan pengukuran parameter ketidakefektifan ini. Pada penelitian ini, dilakukan pengukuran dengan LCR meter GWIN-STEK 819. Hasil pengukuran ditunjukkan pada Tabel I.

TABEL I
HASIL PENGUKURAN DENGAN LCR METER

Parameter	Primer	Sekunder
Hambatan belitan (Ω)	0.0093	153.58
Induktans bocor (μH)	0,01	461,4
Reaktans non-induktif (Ω)	371,2807	besar sekali
Induktans magnetisasi (mH)	0.01234	21,2156



Gbr. 5. Transformator tidak ideal pada simulasi PSIM



Gbr. 6. Tegangan dan arus primer transformator pada beban 43,2 W hasil simulasi PSIM

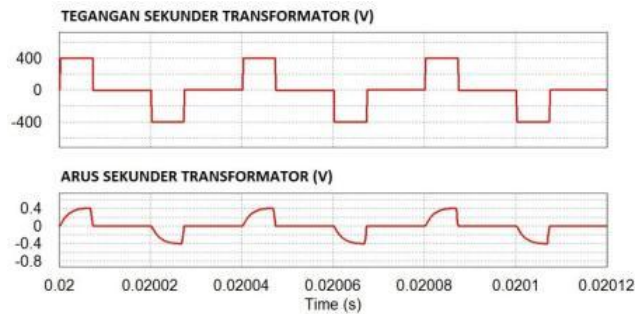
IV. SIMULASI SOFTWARE PSIM

Simulasi dilakukan untuk mengetahui bagaimana bentuk gelombang pada konverter, terutama pada primer dan sekunder transformator. Pada penelitian ini, simulasi transformator frekuensi tinggi yang diterapkan pada konverter dc-dc *full-bridge phase-shifted* dilakukan pada *software* PSIM.

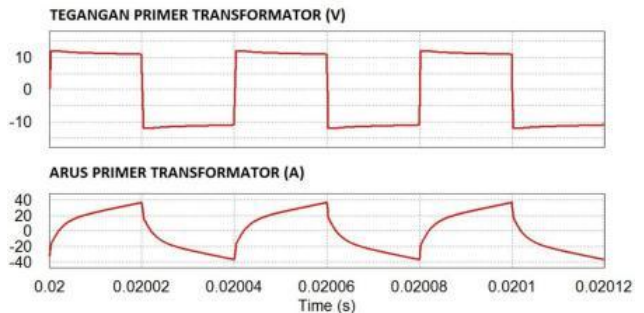
Simulasi dilakukan sedekat mungkin dengan kenyataannya. Parameter ketidakidealan transformator diterapkan pada transformator simulasi PSIM, seperti yang ditunjukkan pada Gbr. 5. Parameter ketidakidealan komponen yang dipakai juga diterapkan, seperti hambatan *drain* terhadap *source* keadaan *on* IRFB4710 (0,014 Ω), kapasitor parasitis *drain* terhadap *source* IRFB4710 (430 pF), dan tegangan maju BYC8X-600 (1,4 V).

Pada daya beban 43,2 W, tegangan dan arus primer transformator ditunjukkan pada Gbr. 6. Tegangan rata-rata primer sebesar 6,724 V dan arus rata-ratanya 10,51 A. Tegangan primer transformator merupakan tegangan keluaran rangkaian penyaklaran. Pada konverter daya *phase-shifted*, saat dua saklar diagonal (Q_A dengan Q_D atau Q_B dengan Q_C) *on*, dihasilkan tegangan keluaran (ditandai dengan keadaan *high* pada gelombang primer transformator). Saat dua saklar sisi atas (Q_A dengan Q_C) atau dua saklar sisi bawah (Q_B dengan Q_D) dalam keadaan *on*, maka tidak ada tegangan keluaran yang dihasilkan (0 V). Pada daya beban rendah ini, *duty-cycle* keluaran rangkaian penyaklaran kecil. Hal ini karena tegangan jatuh akibat hambatan belitan dan induktans bocor pada transformator kecil, sehingga *duty-cycle* yang diperlukan untuk mengompensasi tegangan jatuh ini kecil. Proses kompensasi ini dilakukan oleh sistem kendali *voltage-mode-control*.

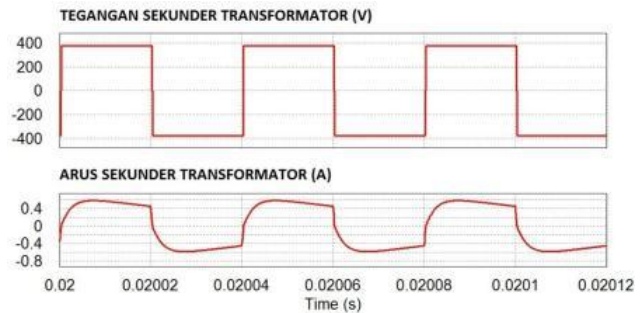
Tegangan dan arus sekunder transformator pada beban 43,2 W ditunjukkan pada Gbr. 7. Transformator menaikkan level tegangan primer. Puncak tegangan primer sebesar 12 V di-



Gbr. 7. Tegangan dan arus sekunder transformator pada beban 43,2 W hasil simulasi PSIM



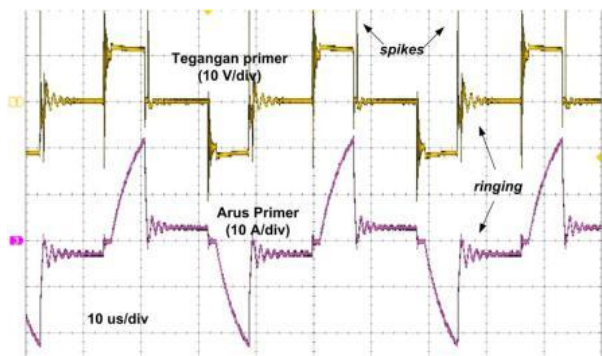
Gbr. 8. Tegangan dan arus primer transformator pada beban 206 W hasil simulasi PSIM



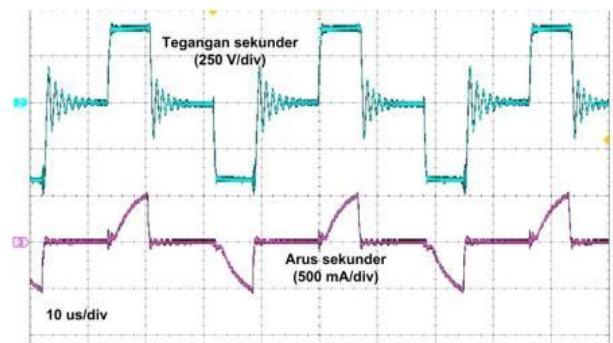
Gbr. 9. Tegangan dan arus sekunder transformator pada beban 206 W hasil simulasi PSIM

naikkan menjadi 400 V pada sekunder. Tegangan rata-rata sekunder sebesar 240,733 V dan arus rata-ratanya 0,193 A.

Pada daya beban 206 W, tegangan dan arus primer transformator ditunjukkan pada Gbr. 8. Tegangan rata-rata primer sebesar 11,33 V dan arus rata-ratanya sebesar 24,787 A. Tegangan dan arus sekunder ditunjukkan pada Gbr. 9. Tegangan rata-rata sekunder sebesar 377,358 V dan arus rata-ratanya sebesar 0,506 A. *Duty-cycle* pada gelombang ini besar dan bahkan hampir maksimal. Pada daya beban besar ini, tegangan jatuh akibat hambatan belitan dan induktans bocor besar, sehingga diperlukan *duty-cycle* yang besar untuk mengompensasi tegangan jatuh ini supaya tegangan keluaran akhir konverter dapat tetap 400 V.



Gbr. 10. Tegangan dan arus primer transformator pada beban 43,2 W



Gbr. 11. Tegangan dan arus sekunder transformator pada beban 43,2 W

V. HASIL EKSPERIMEN

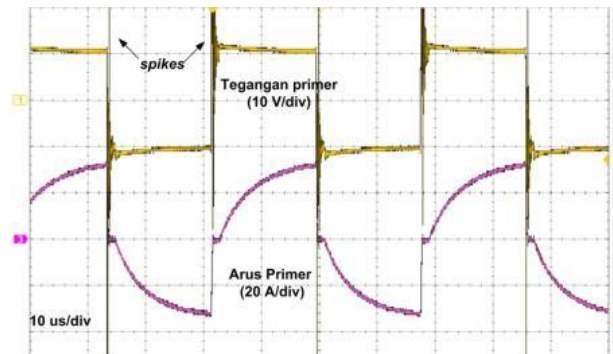
Pengujian dilakukan dengan menggunakan beban resistif lampu pijar 220 V yang diseri. Lampu pijar divariasikan untuk memperoleh beberapa kondisi hambatan/beban yang berbeda. Pada saat pengujian, tegangan masukan konverter dan tegangan suplai rangkaian kendali dan *gate-drive* sebesar 12 V. Pengamatan bentuk gelombang dilakukan melalui osiloskop GDS-3154 dengan probe tegangan tinggi GDP-100 dan probe arus GCP-530 buatan GWINSTEK.

Pada daya beban 43,2 W, tegangan dan arus primer transformator hasil eksperimen ditunjukkan pada Gbr. 10. Tegangan rms primer 6,93 V dan arusnya 10,3 A. Bentuk gelombang tegangan dan arus ini hampir sama dengan hasil simulasi PSIM. Perbedaannya adalah timbul *ringing* dan juga *spikes* pada gelombang tegangan. Hal ini karena pada simulasi PSIM belum mempertimbangkan komponen parasitik pada komponen lain yang dipakai, seperti induktansi pada penghantar/kabel yang dipakai, dan juga *reverse recovery time* dari *body diode* MOSFET dan dioda penyearah. Induktansi dan *reverse recovery time* ini yang menyebabkan *spikes* dan *ringing*.

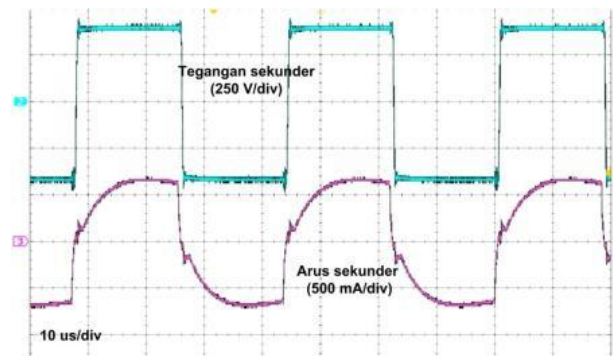
Tegangan dan arus sekunder pada daya beban 43,2 W ditunjukkan pada Gbr. 11. Tegangan rms sekunder 262 V dan arusnya 0,203 A. Sama seperti pada primer transformator, bentuk gelombang hasil eksperimen hampir sama dengan hasil simulasi PSIM. Pada hasil eksperimen, timbul *ringing* akibat *reverse recovery time* dari dioda penyearah yang digunakan. Bila dibandingkan dengan primer, *spikes* pada tegangan sekunder sudah tidak besar. Hal ini karena transformator memiliki induktansi bocor yang bertindak sebagai filter.

Hal yang sama juga terjadi ketika pengujian transformator dilakukan dengan beban 206 W. Tegangan dan arus primer ditunjukkan pada Gbr. 12. Tegangan rms primer 11,9 V dan arusnya 23,7 A. Tegangan dan arus sekunder ditunjukkan pada Gbr. 13. Tegangan rms sekunder 391 V dan arusnya 0,554 A. Hasil eksperimen menunjukkan hasil yang hampir sama dengan simulasi PSIM. Akan tetapi, pada hasil eksperimen, timbul *spikes* pada gelombang tegangan primer akibat induktansi penghantar/kabel yang digunakan.

Efisiensi transformator diperoleh dengan membandingkan daya sekunder dengan daya primer transformator. Daya primer dan sekunder diperoleh dengan menggunakan fitur *power*



Gbr. 12. Tegangan dan arus primer transformator pada beban 206 W

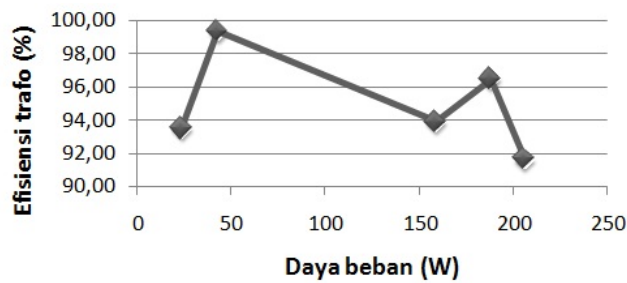


Gbr. 13. Tegangan dan arus sekunder transformator pada beban 206 W

analysis pada osiloskop. Gbr. 14 menunjukkan grafik efisiensi transformator terhadap daya beban. Transformator hasil perancangan ini sudah memiliki efisiensi yang tinggi. Efisiensi transformator memiliki rentang antara 91,63-99,36%.

VI. KESIMPULAN

Perancangan transformator frekuensi tinggi yang diterapkan pada konverter dc-dc *full-bridge phase-shifted* telah dipaparkan. Hasil simulasi PSIM dan eksperimen transformator menunjukkan bentuk gelombang tegangan dan arus yang hampir sama. Pengukuran efisiensi transformator frekuensi tinggi juga telah dilakukan. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa efisiensi transformator memiliki rentang antara 91,63-99,36%.



Gbr. 14. Grafik efisiensi transformator terhadap daya beban

REFERENSI

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Eds., *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. Minnesota: Wiley, 2003.
- [2] B. Andreyckak, "Design review : 500 watt, 40 W/in³ phase shifted ZVT power converter," *Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-900*, 1993.
- [3] D. L. Feucht, "Method for approximating magnetic core power loss density," *EN-Genius Network*, 2008.
- [4] M. Kamil and Microchip Technology Inc., "Switching mode power supply (SMPS) topologies (part I)," Application Note, 2007.
- [5] L. H. Dixon, "Magnetics design for switching power supplies : Section 2 magnetic core characteristics," *Unitrode Magnetics Seminar*, 2001.
- [6] TDK Corporation, "Ferrite for switching power supplies PQ/LP/EPC/EP series," Tech. Rep., 2011.
- [7] Y. Sezai, "Ferrite materials for power transformer PC 95," TDK Corporation, Tech. Rep., 2003.
- [8] H. Berahim, *Pengantar Teknik Tenaga Listrik : Teori Ringkas dan Penyelesaian Soal*. Yogyakarta: Andi Offset, 1994.