

## Desain Memodifikasi Suatu Pengatur Lebar Pulsa Asimetris Topologi Konverter DC/DC Resonansi

**R.B. Moch Gozali**

Jurusan Teknik Elektro – Program Studi Teknik - Universitas Jember  
Alamat Kantor Jl. Slamet Riyadi 62 Jember 68111 Telp/Fax :0331-484977  
Alamat Rumah : JL. NIAS Blok J No. 12 Perum Sumber Alam Jember 68121  
Telp. 0331-332447/ HP. 08155911990, Email : [rhm\\_gozali@yahoo.com](mailto:rhm_gozali@yahoo.com)

### Abstrak

Suatu modifikasi asymmetrical pulse width modulated (APWM) resonansi dc/dc konverter yang memanfaatkan suatu rangkaian alat bantu diusulkan dalam tulisan ini. Rangkaian alat bantu terdiri dari suatu jaringan yang berisi dua kapasitor dan sebuah induktor. Tujuan dari jaringan ini adalah untuk menghasilkan zero voltage switching (ZVS) yang melebihi range tegangan input sambil mengurangi stress tegangan pada komponen resonansi. Hasil percobaan pada konerter 5V, 35W menunjukkan bahwa efisiensi 83% akan dicapai pada kondisi operasi dengan frekuensi konstan 500 kHz Penggunaan komponen MOSFET's sebagai rectifier akan mengurangi kerugian daya dan meningkatkan efisiensi menjadi lebih besar dari 90%.

**Kata kunci :** dc/dc konverter, MOSFET, pengatur lebar pulsa.

### Abstract

*A modified asymmetrical pulse width modulated resonant dc/dc converter employing an auxiliary circuit will be proposed in this paper. The auxiliary circuit consist of a network of two capasitors and an inductor. The aim of this network is to produce zero voltage switching (ZVS) over a wide input voltage range, while reducing the voltage stress on the resonant component. A detailed analysis and performance characteristics are presented. Experimental results for a 5V, 35W converter show an efficiency of 83 % at a constant operating frequency of 500 kHz. Using metal oxide semiconductor field effect transistors (MOSFETs) as synchronous rectifiers can further reduce power losses and improve the efficiency to be greater than 90 %.*

**Keywords:** dc/dc converter, MOSFET, pulse width modulated.

### Pendahuluan

Dalam rangka memenuhi kebutuhan pokok dari kegunaan *power supply* di dalam sistem komputer dan telekomunikasi, banyak frekuensi yang konstan pada topologi konverter resonansi telah dijelaskan di literatur [1-5]. Sasaran dari topologi ini akan mencoba dan mencapai daya rapat yang tinggi, efisiensi tinggi, kerugian rendah pada operasi frekuensi switch tetap. Di dalam pengujian topologi ini, kerugian frekuensi switch rendah dan dapat dioperasikan pada frekuensi tinggi. Konverter resonansi juga menawarkan daya rapat tinggi pada medium ketinggian daya tinggi. Sehingga komponen jumlah tinggi akan menghasilkan penurunan daya rapat rendah saat ke ukuran daya medium.

Pengatur lebar pulsa yang tidak simetris (APWM) pada topologi dc/dc konverter resonansi telah diperkenalkan dan ditawarkan mendekati kerugian

nol pada operasi frekuensi switch yang sangat tinggi serta jumlah komponennya tetap rendah. Sehingga operasi kerja dari ukuran rendah ke ukuran medium. Tegangan masukan mencakup *Zero Voltage Switching* yang dicapai dan efisiensi dari konverter berkurang ketika tegangan masukan ditingkatkan. Dan induktor yang beresonansi membuat kerugian lebih tinggi ketika frekuensi operasi ditingkatkan. Penelitian ini memberikan suatu modifikasi APWM resonansi dc/dc konverter pada Gambar 1. [6],[7]

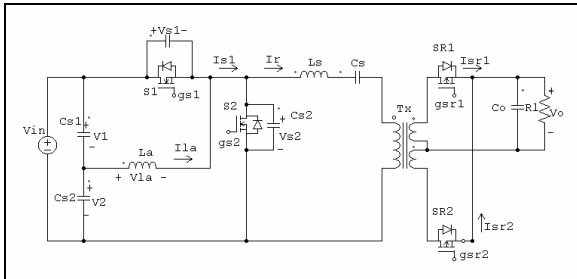
### Teori APWM Dimodifikasi DC/DC Konverter Topologi Resonansi

Gambar 1 menunjukkan bahwa suatu APWM dc/dc konverter topologi resonansi memanfaatkan jaringan tambahan tersebut. Sirkuit ini dapat menerobos blok fungsional: alat bantu sirkuit ( $C_{1a}$ ,  $C_{2a}$ ,  $C_a$ ), chopper ( $S_1$ ,  $S_2$ ), rangkaian tangki resonan ( $L_s$ ,  $C_s$ ), trafo daya ( $T_r$ ), sinkronisasi arus perata ( $SR_1$ ,  $SR_2$ ) serta saringan keluaran. Kontak/sirkuit alat bantu mempunyai fungsi berikut:

---

**Catatan:** Diskusi untuk makalah ini diterima sebelum tanggal 1 Juni 2006. Diskusi yang layak muat akan diterbitkan pada Jurnal Teknik Elektro volume 6, nomor 2, September 2006.

1. Induktor menyediakan arus kompensasi untuk mencapai ZVS yang lebih tinggi dari tegangan masuk;
2. Kapasitor  $C_{1a}$  dan  $C_{2a}$  mengisi tegangan dc masukan.



Gambar 1. APWM rangkaian yang dimodifikasi dc/dc konverter topologi resonansi.

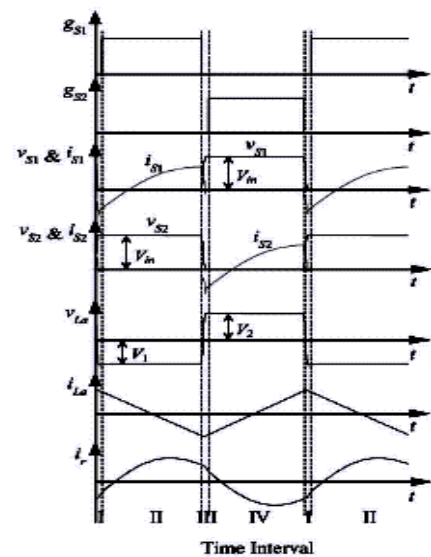
### Prinsip Operasi

Sirkuit ini terdiri dari dua tombol  $S_1$  dan  $S_2$  yang mana dikendalikan oleh dua penyeimbangan sinyal *gate*  $g_{s1}$  dan  $g_{s2}$  berturut-turut. Sinyal *gate* untuk  $S_1$  mempunyai suatu siklus tugas  $D$  dan  $S_2$  adalah  $1 - D$ . Ketika  $S_1$  terpasang, daya dari sumber dikirim ke beban dan keluaran dari chopper berupa tegangan positif pada  $V_{in}$  dari sumber itu. Ketika  $D$  terpasang maka sumber terpisah dari sisa rangkaian daya dan keluaran dari tegangan chopper yang mana adalah nol volt. Energi dari resonansi komponen *freewheels* sekarang melalui  $S_2$  untuk menggerakkan beban itu. Dengan bermacam-macam  $D$  kita dapat mengendalikan tegangan keluaran. Rangkaian ini memerlukan suatu umpan balik jaringan, yang mana  $D$  akan bertambah jika tegangan keluaran menjadi terlalu rendah dan sebaliknya.

Operasi dari sirkuit ini dapat dilihat di empat interval. Gambar 2 menunjukkan bentuk gelombang masing-masing interval ini. Karena masing-masing interval ini, operasi dari konverter diuraikan sebagai berikut:  
Interval I: Sebelum interval  $S_2$  terpasang, dan pada awal interval  $S_2$  dimatikan. Arus negatif yang mengalir melalui resonansi cabang dan arus positif melalui alat bantu yang dibebani induktor untuk  $C_2$  dan dilepaskan untuk  $C_1$ . Ketika  $C_1$  terisi arus penuh maka  $C_1$  melepaskan arus dan  $C_2$  secara penuh dibebani untuk dioda  $D_1$ . Tegangan ke seberang  $S_1$  diset pada 0 volt, dan tegangan ke seberang  $S_2$  sama dengan  $V_{in}$ . Sementara itu, tegangan ke seberang  $L_a$  berubah dari  $+V_2$  sampai  $-V_1$ .  $V_1$  dan  $V_2$  menjadi tegangan ke seberang  $C_{a1}$  dan  $C_{a2}$  berturut-turut yang nilai - nilainya tergantung pada siklus tugas  $D$  dan disampaikan dalam Bagian IV. Arus melalui  $L_a$  selama jangkauan yang jauh interval ini nilai puncaknya dan *start* sampai pengurangan.

Interval II: Pada awal interval ini, *gating* sinyal  $g_{s1}$  berlaku untuk gerbang dari  $S_1$  berangkat menyalakan intervalnya. Sebelumnya mengalir melalui sepanjang tombol dinyalakan di bawah tegangan nol, dan tegangan keluaran dari chopper sama dengan  $V_{in}$ . Daya mengalir dari sumber dc masukan itu untuk kontak resonansi dan keluaran beban. Tegangan ke seberang  $L_a$  selama interval ini tetap pada  $(-V_1)$ , dan arus yang mengalir ke  $L_a$  sekarang sampai mengurangi secara linier.

Interval III: Pada awal interval ini, tombol  $S_1$  dipadamkan. Arus positif yang mengalir melalui cabang resonansi dan arus negatif melalui alat bantu.

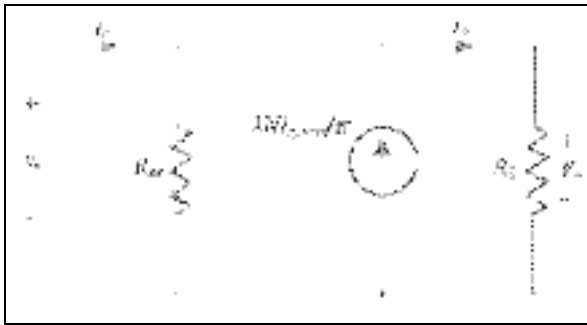


Gambar 2. Kunci yang beroperasi bentuk gelombang menyangkut diagram sirkuit di dalam (Gambar 1).

Induktor memaksa dilepaskan dari  $C_2$  dan dibebani dari  $C_1$ . Ketika  $C_2$  telah dilepaskan secara penuh dan  $C_1$  telah dibebani secara penuh maka kekuatan dari dioda  $D_2$ . Tegangan ke seberang  $S_2$  ditetapkan pada 0 volt, dan tegangan ke seberang  $S_1$  sama dengan  $V_{in}$ . Sementara itu, tegangan ke seberang  $L_a$  berubah dari  $(-V_1)$  ke  $(+V_2)$ , dan arus yang selesai  $L_a$  melalui jangkauan negatif harga puncaknya dan mulai untuk meningkat.

Interval IV: Pada awal interval ini, *gating* sinyal  $g_{s2}$  berlaku untuk gerbang berangkat dari  $S_2$  menyalakan intervalnya. Yang sebelumnya  $D_2$  mengalir sepanjang interval  $S_2$ . Begitu tombol menyala di bawah tegangan nol, dan tegangan keluaran dari chopper adalah diapit bagi tegangan nol. Energi disimpan dalam komponen resonansi sekarang mengalir sepanjang  $S_2$  untuk menyediakan daya ke keluaran beban. Tegangan ke seberang  $L_a$  selama interval ini

tetap pada (+V<sub>2</sub>), dan yang sekarang sampai L<sub>a</sub> dijaga secara linier.



Gambar 3. Padanan model menyangkut langkah keluaran yang ideal.

### Analisa Steady-State Konverter

Analisa bagian ini akan menguraikan dari sirkuit di Gambar 1. Di dalam melakukan analisa, asumsi sebagai berikut:

- 1) Semi penghantar dioda dan tombol ideal.
- 2) Efek kapasitor ke seberang tombol biasa.
- 3) Arus bolak-balik hambatan setara untuk trafo utama yang langkah pembetulan keluaran.
- 4) Penundaan waktu antara kedua tombol diabaikan.
- 5) Dioda perata arus membuat kerugian nol.

Tegangan masukan yang minimum, V<sub>in,min</sub> (volt), ekuivalen (tahanan<sub>AC</sub>) R<sub>ac</sub> (Ω), dan frekuensi resonan ω<sub>r</sub>( $\frac{r}{s}$ ) dari rangkaian komponen resonan terpilih

ketika dasar menilai. Persamaan frekuensi resonan berikut telah dikembangkan dari sirkuit yang asli [7], tetapi masih sah untuk topologi ini

$$Q_a = \frac{\omega_r L_s}{R_{ac}} \quad (1)$$

$$\omega = \frac{\omega_a}{\omega_r} \quad (2)$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} N^2 \cdot R_L \quad (3)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (4)$$

Dimana ω<sub>0</sub> (tidak ada dalam persamaan 1-4 di atas) operasi frekuensi, R<sub>L</sub> menjadi beban, N menjadi perbandingan putaran dari trafo, dan L<sub>s</sub> dan C<sub>s</sub> adalah kapasitansi dan induktansi resonan.

Dalam rangka menyederhanakan analisa, sirkuit dapat dipecah ke dalam blok fungsionalnya. Persamaan (3) menunjukkan bagaimana beban keluaran dilihat sebagai suatu hambatan arus bolak-balik setara resistansi oleh resonant tank. Suatu model

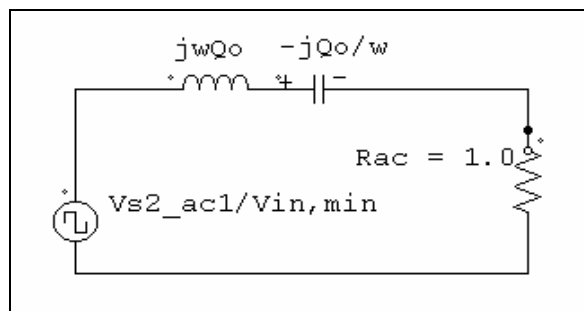
padanan menyangkut langkah keluaran ditunjukkan didalam Gambar 3.

Langkah yang berikutnya adalah resonant tank network. Tegangan masukan dari resonant tank memadai sama dengan tegangan V<sub>s2</sub> ke seberang tombol S<sub>2</sub> itu. Ini dapat diwakili dalam kaitan dengan deret fourier di dalam menswitch siklus T<sub>s</sub> berikut ini:

$$V_{s2}(t) = V_{in} D + \sum_n \left[ \frac{\sqrt{2V_{in}}}{n\pi} \cdot \sqrt{1 - \cos 2n\pi D} \cdot \sin(n\omega t + \theta_n) \right] \quad (5)$$

jika

$$\theta_n = \tan^{-1} \left[ \frac{\sin 2n\pi D}{1 - \cos 2n\pi D} \right] \quad (6)$$



Gambar 4. Tiap padanan unit model yang pokok menyangkut rangkaian tangki resonan.

Tiap unit yang resonan sekarang diperoleh dari arus bolak-balik komponen dari V<sub>s2</sub> ke V<sub>s2-ac</sub>.

$$i_r(t) = \sum_n \frac{\sqrt{2V_{in}}}{n\pi |Z_{in}| V_{in,Min}} \cdot \sqrt{1 - \cos 2n\pi D} \cdot \sin(n\omega t + \theta_n - \phi_n) \quad (7)$$

di mana

$$|Z_{in}| = \sqrt{1 + Q_0^2} \left( n\omega - \frac{1}{n\omega} \right)^2 \quad (8)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left[ Q_0 \left( n\omega - \frac{1}{n\omega} \right) \right] \quad (9)$$

Dari persamaan (7), I<sub>r-max</sub> harga puncak dari yang sekarang resonan dapat di cari sebagai berikut:

$$I_{T-Max} = \frac{\sqrt{2V_{in}} \cdot \sqrt{1 - \cos(2\pi D)}}{\pi \cdot V_{in-Min} \cdot \sqrt{1 + Q_0^2 \left( \omega - \frac{1}{\omega} \right)^2}} \quad (10)$$

Model menyangkut pokok dari jaringan tangki resonan ditunjukkan di dalam Gambar 4. Langkah yang berikutnya untuk dipertimbangkan adalah switch dan compensating network. Tombol arus adalah fungsi keduanya resonan dan arus bantu induktor. Untuk pemecahan yang sekarang ini, bentuk gelombang dari tegangan dan arus dapat

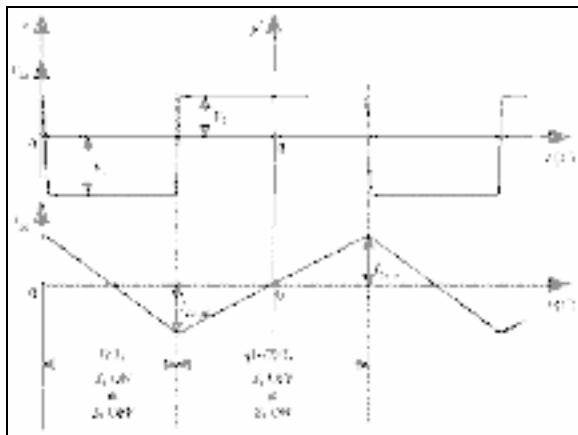
dilihat pada Gambar 5. Asumsi untuk waktu yang mati antara sinyal yang gating  $g_{s1}$  dan  $g_{s2}$  adalah nol di uraikan sebagai berikut: Tegangan ke seberang alat bantu kapasitor  $C_{a1}$  adalah  $V_1$  dan tegangan ke seberang alat bantu kapasitor  $C_{a2}$  adalah  $V_2$  secara berturut-turut diperoleh. Tegangan  $C_{a1}$  dan tegangan  $C_{a2}$  mengisi tegangan dc masukan ( $V_1 + V_2 = V_{in}$ ) dapat dilihat pada gambar 5. Dimana waktu integral dari tegangan induktor menswitch periode diatas menjadi nol dalam persamaan ( $V_1 D T_s = (1-D) T_s V_2$ ) di dalam  $V_1$  dan  $V_2$  dapat diperoleh sebagai berikut:

$$V_1 = (1-D)V_{in} \quad (11)$$

$$V_2 = D.V_{in} \quad (12)$$

Untuk memperoleh ungkapan dari  $V_{La}$  dan  $I_{La}$  adalah *new axis system* ( $y', t'$ ) dapat dilihat dalam Gambar. 5. Sehingga fungsi  $V_{La}$  adalah suatu fungsi genap dan dapat dinyatakan oleh Deret Fourier sebagai berikut:

$$V_{La} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_0 t') \quad (13)$$



Gambar 5. Bentuk gelombang arus dan tegangan menyangkut alat bantu induktor.

di mana  $a_0 = 0$ , dan

$$a_n = \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin[n\pi(1-D)] \quad n = 1, 2, 3, \quad (14)$$

$$i_{La} = \frac{2V_{in}}{\pi L_a} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin[n\pi(1-D)] \left[ \frac{1}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 t') + C \right] \quad (15)$$

Begitu,  $I_{La}$  dapat diperoleh seperti pertimbangan syarat awal  $I_{La}(t' = 0) = 0$  yang memadai  $C$  tetap sama dengan nol. Nilai puncak  $i_{La}$  terjadi pada  $t' = (1-D)T_s/2$  adalah sebagai berikut:

$$I_{La-pk} = \frac{1}{L_a} \int_0^{(1-D)T_s/2} V_2 dt = \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_0 L_a} \quad (16)$$

Menggantikan  $t'$  pada  $t' = t - T_s(1+D)/2$  di dalam persamaan (13) dan (15) di ekspresikan ke  $V_{La}$  dan  $I_{La}$  didalam sistem ( $g, t$ ) poros ditemukan sebagai berikut:

$$V_{La} = \frac{2V_{in}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin[n\pi(1-D)]x \cos[n\omega_0 t - n\pi(1+D)] \quad (17)$$

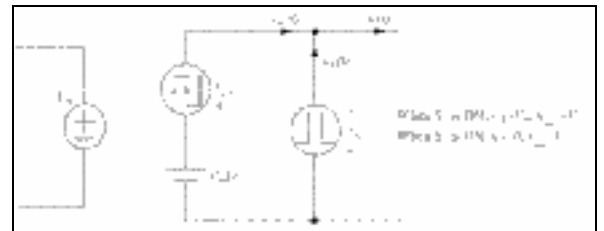
$$i_{La} = \frac{2V_{in}}{\pi\omega_0 L_a} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sin[n\pi(1-D)]x \sin[n\omega_0 t - n\pi(1+d)] \quad (18)$$

Memperkenalkan suatu variabel  $K$  yang mana berhubungan  $L_s$  sampai  $L_a$  sebagai  $K = L_a/L_s$  dan arus  $I_{La}$  nilai puncaknya yang dapat dinormalisir tiap ungkapan unit sebagai berikut:

$$i_{La-pu} = \frac{2V_{in}}{\pi\omega_0 Q_0 K V_{in-Min}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sin[n\pi(1-D)]x \sin[n\omega_0 t - n\pi(1+D)] \quad (19)$$

$$I_{La-pk-pu} = \frac{\pi D(1-D)}{K\omega_0 Q_0} \frac{V_{in}}{V_{in-Min}} \quad (20)$$

Tiap arus unit melalui tombol pengurangan dari arus bantu yang diberi oleh persamaan (19) yang resonan selama waktu.[7]



Gambar 6. Persamaan model menyangkut jaringan tombol mencakup itu penyeimbangan jaringan.

Gambar 6 menggambarkan suatu untaian setara untuk jaringan tombol. Sejak masing-masing langkah telah dianalisa konverter dapat dilihat dalam keseluruhannya. Tegangan Nisbah konversi ( $M$ ) menjadi perbandingan antara tegangan keluaran dan tegangan masukan sebagai berikut:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2\sqrt{2N.R_o}}{\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{1-\cos(2\pi D)}}{\sqrt{1+Q_0^2(\omega - \frac{1}{\omega})^2}} \quad (21)$$

### Capaian Kurva Konverter

Bagian ini memberikan karakteristik capaian dari konverter. Analisa yang dikembangkan dalam dua

bagian terakhir akan digunakan didalam menurunkan penyamaan capaian dan kurva. Di dalam asal usul dengan pemilihan dari  $K=1$  alat bantu induktor dan induktor yang resonan dapat mempunyai nilai yang sama. Turn-Off arus tombol  $S_2$ : Dalam mencapai ZVS di padamkan dalam persamaan (22) dari  $S_2$  harus negatif. Gambar 7 menunjukkan  $I_2$  sebagai fungsi dengan berbagai nilai-nilai untuk  $Q_0$  dan  $K=1$ .

$$i_2 = \frac{V_{in}}{V_{in,Min}} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}}{n\pi|Z_{in}|} \sqrt{1-\cos 2n\pi D} x \sin(\theta_n - \phi_n) - \frac{\pi D(1-D)}{K\omega Q_0} \right] \quad (22)$$

Turn-Off arus tombol  $S_1$ : Dalam mencapai ZVS di padamkan dari  $S_1$  dalam persamaan (23) harus positif. Gambar 8 pertunjukan  $Q_1$  sebagai fungsi dengan nilai-nilai untuk  $Q_0$  dan  $\omega$  dengan  $K=1$ .

$$i_1 = \frac{V_{in}}{V_{in,Min}} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}}{n\pi|Z_{in}|} \sqrt{1-\cos 2n\pi D} x \sin(2n\pi D + \theta_n - \phi_n) - \frac{\pi D(1-D)}{K\omega Q_0} \right] \quad (23)$$

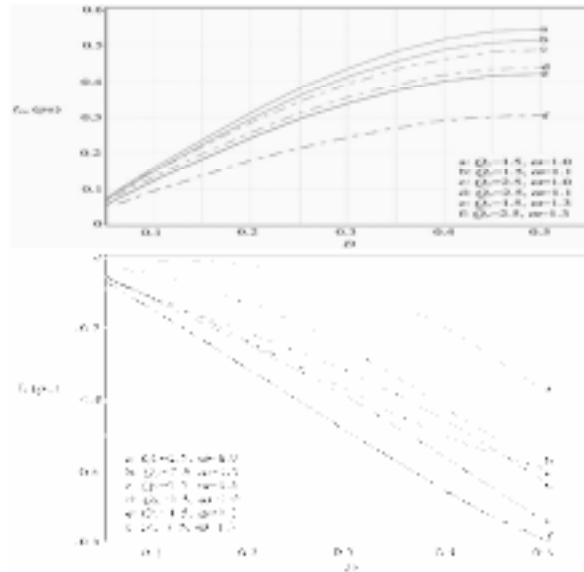
Gambar 7 dan 8 menunjukkan pemilihan dari  $Q_0$  antara 1.5 bagi 2.5 dan  $\omega$  antara 1.1 bagi 1.3, ZVS dicapai di dalam cakupan kendali siklus yang lengkap. Begitu juga dengan bantuan dari sirkuit pelengkap, topologi yang dimodifikasi mempunyai ZVS diatas cakupan tegangan masukan lebih luas dibandingkan dengan topologi yang asli.[7]

Bagaimanapun, jelas dari grafik yang sebelumnya bahwa nilai-nilai dari  $Q_0$  dan  $\omega$  terpilih mempengaruhi jumlah yang melintas tombol dan meningkatkan hilangnya kekuatan tombol itu. Untuk menentukan kerugian ini, setiap pokok unit yang menswitch dalam gambar 6 dapat dihitung oleh persamaan (24). Selaras diabaikan sebab mempunyai kontribusi kerugian lebih sedikit dan hasil kalkulasi yang panjang.

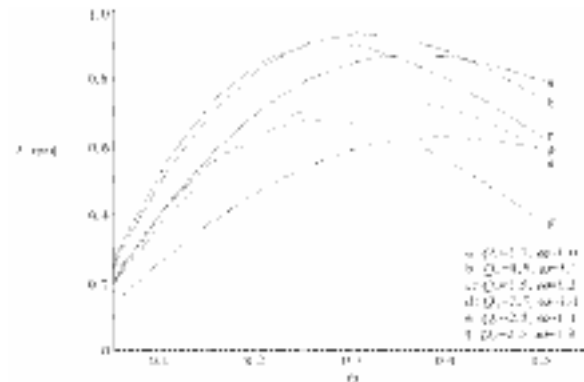
$$i_{sw1}(t) = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi V_{in,Min}} \left[ \frac{\sqrt{1-\cos 2n\pi D}}{|Z_{in}|} x \sin(\omega_0 t + \theta_1 - \phi_1) + \frac{\sqrt{2}}{K\omega Q_0} \sin(\pi D) \sin(\omega_0 t - \pi D) \right] \quad (24)$$

Di mana  $|Z_{in}|$ ,  $\theta_1$ , dan  $\Phi_1$  diberi oleh (6), (8), dan (9), berturut-turut, ketika  $n=1$ . RMS nilai dari  $I_{sw1}$  dalam persamaan (25) dan direncanakan dalam gambar. 9 sebagai fungsi tugas beredar untuk berbagai nilai-nilai  $Q_0$  dan  $\omega$  dengan  $K=1$ .

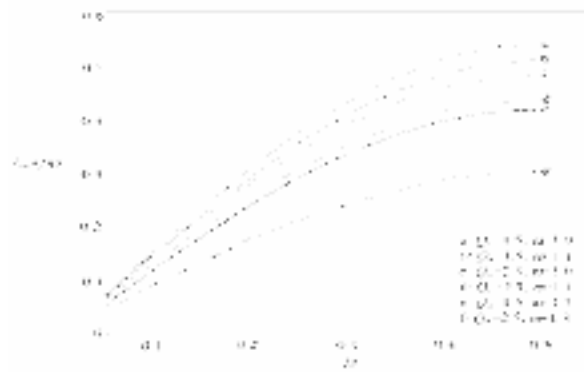
$$i_{sw1}(t) = \frac{V_{in}}{\pi V_{in-Min}} \sqrt{\frac{1-\cos 2\pi D}{|Z_{in}|^2} + \frac{2\sin^2(\pi D)}{(\omega K Q_0)^2}} \quad (25)$$



Gambar 7. Arus sampai  $S_2$  pada memadamkan,  $I_2$ , sebagai fungsi D untuk  $K=1$ .



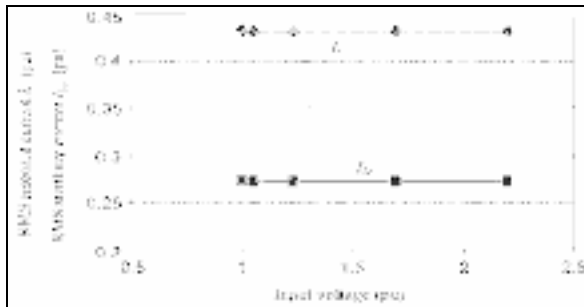
Gambar 8. Arus sampai  $S_1$  pada memadamkan,  $I_1$ , sebagai fungsi D untuk  $K=1$ .



Gambar 9. Tiap unit RMS nilainya menyangkut pokok yang menswitch sekarang.

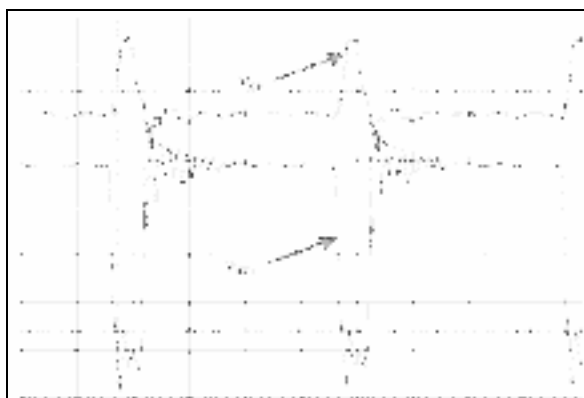
Gambar 9 menunjukkan nilai-nilai  $Q_0$  dan  $\omega$  lebih tinggi yang mengakibatkan menurunnya peredaran dalam tombol itu. Bagaimanapun, nilai-nilai yang lebih tinggi  $\omega$  dan  $Q_0$  mengakibatkan kerugian daya

lebih dalam resonansi tangki daya maksimum yang memindahkan tanpa sirkuit alat bantu terjadi pada  $\omega=1$  dan tegangan lebih menekan komponen  $Q_0$  resonan yang sebanding. Oleh karena itu, beberapa pemakai harus membuat sepanjang disain yang spesifik itu. Pemilihan  $Q_0=1.5$  dan  $\omega=1.1$  adalah yang baik untuk cakupan tegangan masukan 2:1.

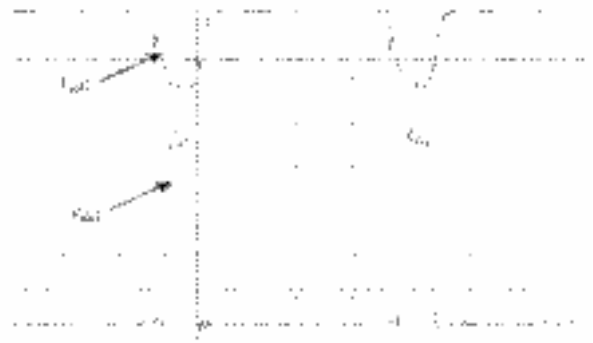


Gambar 10. Tiap unit RMS nilai menyangkut yang sekarang resonan yang pokok dan arus-bantu dengan variasi tegangan masukan ( $P_0 = 1$  pu,  $Q_0 = 1.5$  dan  $\omega = 1:1$ ).

Karena daya keluaran tetap  $P_0 = 1$  pu,  $Q_0 = 1.5$  dan  $\omega = 1:1$ , harga arus rms dari yang resonan dan arus bantu untuk bermacam-macam cakupan tegangan masukan 2:1 ditunjukkan dalam Gambar 10. Gambar ini menunjukkan bahwa arus-bantu akan menyebabkan peningkatan arus rms melalui tombol yang kira-kira 15% lebih tinggi dibanding sirkuit pada Gambar 1 tanpa alat bantu sirkuit. Penyebab kerugian 30% ini lebih tinggi dalam kedua tombol yang utama. Dengan datangnya tombol *ON-RESISTANCE MOSFET diswitch* dari tombol utama lebih rendah dari kerugian yang menswitch pada frekuensi operasi sangat tinggi. Setelah dalam pemilihan berbagai parameter sirkuit untuk luasan tegangan masukan yang lebih luas dari hasil yang bersifat percobaan seperti disampaikan dalam Gambar 14, menunjukkan



Gambar 11. Bentuk gelombang pada menyalakan tombol: puncak Jejak: isyarat gerbang (5 V/Div, 0.5\_s=div), alas Jejak: saluran dari sumber tegangan (20 V/Div, 0.5\_s=div).



Gambar 12. Bentuk gelombang pada menyalakan tombol: puncak Jejak: isyarat gerbang (5V/Div, 0.5\_s=div), alas Jejak: saluran dari sumber tegangan (20 V/Div, 0.5\_s=div).

bahwa APWM yang dimodifikasi konverter resonan mempunyai kedekatan efisiensi yang lebih tinggi dan tetap sebagai fungsi tegangan masukan dibanding sirkuit tanpa alat bantu jaringan penyerah. [7]

### Hasil Bersifat Percobaan

Untuk memverifikasi topologi ini, dimodifikasi daya 35W pada konverter dengan tegangan keluaran rangkap 5V, tegangan masukan 80V dan frekuensi switch adalah 500 kHz. Dalam sirkuit yang resonan, nilai-nilai berikut digunakan kapasitor yang resonan adalah 22 nF, induktor yang resonan adalah 6.5 uH dan perbandingan putaran trafo adalah 2.5 bagi 1. Nilai dari induktor pelengkap digunakan adalah 6uH. Oleh karena itu  $K$  adalah pendekatan dengan 1 dan kapasitor dalam alat bantu sirkuit ( $C_{1a}, C_{2a}$ ) terpilih dari 2.2uF.

Tujuan utama dari memodifikasi topologi akan mencapai ZVS lebih tinggi tegangan masukan. Gambar 11 dan 12 menunjukkan efek ZVS di nyalakan tombol  $S_1$  dan  $S_2$ . Dalam gambar keduanya, garis tegak yang diberi titik menunjukkan bahwa saluran dari sumber tegangan menjangkau nol sebelum syarat gerbang diterapkan.

### Perbandingan antara APWM Asli Konverter dan Memodifikasi Topologi

Gaya operasi diuraikan di dalam bagian III adalah serupa untuk operasi dari APWM asli dc/dc konverter resonan, sekalipun pada yang lebih tinggi tegangan ZVS hilang selagi topologi yang baru ini dipelihara. Catatan itu kepada  $S_2$  untuk mencapai ZVS yang resonan yang mana mengalir sepanjang tombol  $S_2$  yang di padamkan harus mempunyai arus negatif cukup dalam rangka membebaskan nol (volt)

yang terjadi pada ZVS. Kondisi ini tidak bisa dicukupi yang lebih tinggi tegangan masukan dalam APWM konverter asli. Sebagai contoh  $V_{in} = 80\text{volt}$  pada Gambar 13 menunjukkan bentuk gelombang yang diswitch menyangkut sirkuit yang asli pada gambar. 1 dan topologi yang dimodifikasi. Penelitian ini dapat dilihat ZVS hilang dalam sirkuit yang asli sebab cabang yang resonan tidak menyediakan arus negatif cukup untuk membebaskan  $C_f$ . Dengan penambahan dari alat bantu cabang dalam sirkuit yang dimodifikasi, bagaimanapun itu persediaan yang ditambahkan kepada tombol untuk membebaskan  $C_f$  dan mencapai ZVS. Yang melalui alat bantu cabang ini bertindak sebagai ganti rugi untuk yang resonan ketika voltase masukan meningkat sedangkan APWM yang asli terbatas lebih awal pada suatu luasan tegangan masukan yang sempit.

Gambar. 14 menunjukkan efisiensi tentang topologi yang dimodifikasi dan satu yang asli dalam hubungannya dengan tegangan masukan yang menggunakan bersifat percobaan yang sama dalam Bagian VI dengan arus perata pada dioda. Penelitian ini mudah dilihat bahwa keseluruhan topologi yang dimodifikasi mempunyai sesuatu yang lebih tinggi efisiensinya dibanding disain yang asli, tetapi ini menjadikan lebih jelas pada tegangan yang lebih tinggi. Efisiensi dari disain asli mulai jatuh ketika tegangan masukan yang lebih tinggi dibanding 55 V. Penelitian ini dalam kaitan dengan hilangnya ZVS pada yang lebih tinggi tegangan masukan seperti diterangkan lebih awal. Efisiensi dari topologi yang dimodifikasi konsisten pada 83% sepanjang keseluruhan tegangan masukan berbaris dengan suatu variasi sekitar 1% dalam kaitan dengan fakta ZVS diperbaiki. Lagipula, penggunaan sinkronisasi arus perata dalam sirkuit mengakibatkan keseluruhan efisiensi lebih besar 90 % dibanding pada frekuensi switch 500 kHz.

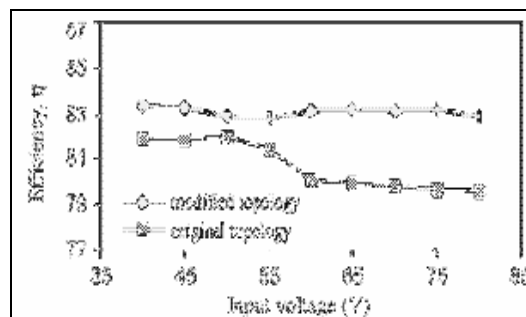
Penelitian ini diuraikan bagaimana alat bantu induktor dari modifikasi sirkuit bertindak sebagai suatu ganti rugi untuk cabang yang resonan itu. Alat-alat dalam rangkaian yang dimodifikasi lebih kecil  $Q_0$  yang terpilih untuk memelihara ZVS lebih lebar adalah range tegangan masukan ketika mengurangi tegangan stress diatas komponen resonan itu. Sebagai contoh,  $V_{Li}(t)$  kurva tegangan ke seberang induktor yang resonan ditunjukkan di dalam Gambar 15. Dengan  $Q_0=1.5$  didalam sirkuit yang asli dan  $Q_0=2.5$  di dalam sirkuit yang dimodifikasi itu. Seperti ini dapat dilihat dari Gambar 15 tegangan induktor dari sirkuit asli lebih tinggi dan frekuensi lebih tinggi khususnya yang selaras. Begitu juga kerugian inti lebih tinggi dibandingkan topologi yang dimodifikasi dengan  $Q_0=1.5$ . Pengurangan yang

penting didalam hilangnya inti pada topologi yang dimodifikasi akan membuat induktor resonan banyak bagi pembuatan ini. Seperti diterangkan didalam Bagian V, nilai  $Q_0$  yang minimum harus dibatasi untuk memperkecil putaran dalam tombol itu.

Sirkuit yang asli, konverter yang dimodifikasi dapat juga dioperasikan pada kondisi tanpa beban. Seperti alat bantu sirkuit yang menyediakan ZVS untuk kedua tombol yang berdiri sendiri dari arus beban. Konverter dapat dioperasikan dengan beban sangat kecil *duty cycle* atau pergi didalam *hiccup mode* untuk mencapai operasi tanpa beban. Tidak sama dengan sirkuit yang asli dan tidak usah mendisain keluaran trafo dengan beberapa celah udara untuk memperoleh nilai yang lebih rendah menyangkut induktor yang dibuat bermagnet tanpa beban untuk mencapai ZVS. Penelitian ini membantu dalam menyederhanakan disain dan pabrikan menyangkut trafo dalam topologi yang dimodifikasi itu.



Gambar 13. Menswitch bentuk gelombang dari asli dan memodifikasi APWM dc/dc konverter resonan dengan  $K=1$ ,  $Q=1:5$  dan  $! = 1:1$  (Waktu mengelupas:  $0.5_s = \text{div}$ ). (a) Menswitch isw sekarang (2 A/Div):  $i = i$  didalam sirkuit asli, dan  $i = i$  didalam sirkuit dimodifikasi. (b) Sirkuit asli: Gating isyarat dan saluran sumber tegangan (20 V/Div) tentang. (c) Sirkuit yang dimodifikasi: Gating isyarat dan saluran sumber tegangan (20 V/Div) tentang.



Gambar 14. Efisiensi dari APWM asli konverter resonan dan memodifikasi topologi dengan variasi tegangan masukan (menswitch frekwensi = 500kHz, frekwensi resonan = 454 kHz).

## Kesimpulan

Penelitian ini telah ditunjukkan suatu modifikasi perancangan APWM dc/dc konverter resonan. Operasinya pada analisa dan prinsip telah dijelaskan secara detil. Penelitian ini telah dibuktikan dengan bantuan dari performansi kurva dan hasil bersifat percobaan menunjukkan topologi yang dimodifikasi mencapai ZVS di atas menyatakan tegangan masukan lebih luas dicakup dibanding dengan disain yang asli. Konverter juga memelihara efisiensi tetap dari rendah sampai tinggi tegangan masukan. Penggunaan sinkronisasi perata arus dalam sirkuit mengakibatkan efisiensi keseluruhan lebih besar 90% daripada frekuensi switch 500 kHz.

## Daftar Pustaka

- [1] R. L. Steigerwald, "Suatu perbandingan half-bridge topologi konverter resonan," *IEEE Trans. Menggerakkan Elektron*, jilid 3, pp. 147-182, Apr.1988.
- [2] S. D. Johnson dan R. W. Erickson, "Posisi mantap analisa dan disain menyangkut konverter resonan yang paralel," *IEEE Trans. Menggerakkan Elektron*, jilid 3, pp. 93-104, Jan. 1988.
- [3] F. S. Tsai, P. Materu, dan F. C. Tempat teduh, "Frekuensi tetap gaya clamped konverter resonan," *IEEE Trans. Menggerakkan Elektron*, jilid 3, pp. 460-473, Sept./Oct. 1988.
- [4] A. Bhat, "Analisa dan disain suatu frekuensi ditetapkan LCL-TYPE rangkaian konverter resonan," di Proses. 1992 Applicat. Menggerakkan Elektron. Conf., Feb.1992, pp. 253-260.
- [5] I. Batarsech dan C. Q. Lee, "Steady-State analisa menyangkut konverter resonan yang paralel dengan LLCC-TYPE pergantian jaringan," *IEEE Trans. Menggerakkan Elektron*, jilid 6, pp. 526-538, Juli 1991.
- [6] P. K. Jain, "Pulsa tidak simetris lebar pengatur dc/dc resonan converter," U.S. hak paten 5 159 541, Oct. 27, 1992.
- [7] P. K. Jain, A. St-Martin, dan G. Edwards, "dc/dc konverter topologi resonan Modulasi Lebar Pulsa tidak simetris," *IEEE Trans. Menggerakkan Elektron*, jilid 11, pp. 413-422, Mei 1996.
- [8] P.K. Jain, S. Mangat, dan Y. Liu, "APWM yang dimodifikasi dc/dc konverter resonan," U.S. Hak paten 6 097 614, Aug. 2000.