

## ANALISIS DAN PERANCANGAN KOMPENSASI RIAK FREKUENSI RENDAH PADA TEKNOLOGI KONVERTER DC KE DC TERKENDALI MENGGUNAKAN PENGENDALI PI

Suwitno

Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Riau  
Kampus Bina Widya Km 12,5 Panam-Riau, 28293 Indonesia

### ABSTRAK

Tulisan ini mengemukakan suatu perancangan kompensasi riak frekuensi rendah pada teknologi converter dc ke dc terkendali menggunakan pengendali proposional dan integrator yang dilengkapi kendali arus dan tegangan yang masing-masing pengendalinya dianalisis secara terpisah, dimaksudkan menghasilkan fungsi alih sistem hanya orde dua. Sistem ini memberikan kontribusi analisis dan perancangan dari sistem menjadi lebih sederhana dan mudah. Prosedur analisis dilakukan dengan membentuk fungsi alih loop terbuka dari sistem, yang fungsinya menentukan selang gain yang memenuhi margin fasa  $30^0$ - $60^0$ . Dan dari selang gain inilah dipilih gain yang menghasilkan bandwidth sistem yang lebar, tetapi tidak sampai menyebabkan distorsi sinyal terhadap noise. Pada tulisan ini ditunjukkan bahwa dengan memilih gain pengendali yang optimum pada fungsi alih tertutup antara arus dan tegangan dihasilkan reduksi kandungan riak frekuensi rendah secara sempurna. Sehingga tapis yang digunakan pada sisi beban kecil dan murah, selain itu kecepatan respon pada sistem menjadi cepat saat terjadi perubahan kondisi kerja dan gangguan. Dengan adanya pengendali arus dihasilkan arus keluaran yang tetap, walaupun beban terjadi hubung singkat. Sedangkan pengendali tegangan berusaha agar tegangan keluaran konstan. Konsekuensinya tegangan keluaran yang dihasilkan lebih konstan, walaupun sistem bekerja dalam keadaan tidak normal.

**Kata kunci :** *proposional dan integrator, kendali arus dan tegangan*

### Pendahuluan

Berkat kemajuan teknologi semikonduktor daya memungkinkan frekuensi pensaklaran konverter dc ke dc dipertinggi untuk memperoleh kinerja yang lebih baik. Konverter dc ke dc banyak dipakai dalam sistem catu daya terkendali, pengendali motor arus searah dan pengendali tegangan atau arus masukan inverter. Teknik umum yang biasa digunakan untuk mengatur nilai rata-rata tegangan atau arus keluaran konverter adalah teknik modulasi lebar pulsa.

Sumber tegangan searah yang digunakan biasanya berupa baterai atau tegangan keluaran penyearah. Pada sumber tegangan searah berupa baterai, frekuensi resonansi jauh lebih kecil dari frekuensi pensaklaran, sedangkan sumber tegangan searah yang berasal dari tegangan keluaran penyearah umumnya mengandung riak frekuensi rendah, yang lebih besar dari frekuensi resonansinya, sehingga

harmonisa frekuensi rendah dari penyearah muncul di sisi dikeluarkan konverter dc ke dc.

Keberadaan frekuensi resonansi yang sangat rendah ukuran tapis LC akan menjadi sangat besar dan sulit diwujudkan, karena dimensi dan harga yang mahal.

H Jin, S.B. Dewan (1992) telah menganalisa dan merancang loop feedback pada catu daya magnet mode saklar AC/DC, untuk memperoleh kinerja loop tegangan, respon yang cepat dengan riak yang rendah.

Richard (1985) dan Wei Tang (1993) telah menganalisa system pengendali dengan menggunakan kendali mode.

Sedangkan Vatche Vorperian (1990) telah menganalisa konverter PWM menggunakan pengendali arus saklar PWM.

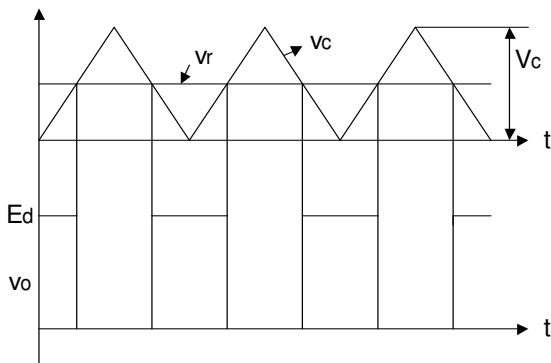
Dari beberapa literatur yang membahas tentang kendali mode arus dan tegangan sampai saat ini belum pernah penulis temukan literatur yang

## Analisis dan Perancangan Kompensasi Riak Frekuensi Rendah pada Teknologi Konverter DC ke DC Terkendali Menggunakan Pengendali P

membahas kedua mode kendali tersebut diperlengkapi pengendali proporsional integrator (PI) yang dianalisis secara terpisah. Adapun tujuan dalam tulisan ini adalah bagaimana mengurangi harmonisa dalam range frekwensi rendah dengan baik, sehingga penggunaan tapis LC relatif kecil. Oleh sebab itu dalam tulisan ini mengemukakan analisis loop kendali ganda untuk mengatur fungsi alih kendali yang tepat demi tercapainya pengurangan harmonisa yang maksimum dan respon yang cepat.

### Teknik Modulasi Lebar Pulsa (MLP)

Untuk menghasilkan tegangan keluaran yang bisa diatur, konverter dapat dikendalikan dengan teknik modulasi lebar pulsa. Teknik MLP membantu mengurangi harmonisa orde rendah di gelombang keluaran konverter. Teknik MLP ini diimplementasikan seperti diperlihatkan pada gambar 1 yaitu suatu gelombang referensi dibandingkan dengan gelombang pembawa. Jika nilai sesaat gelombang referensi lebih besar dari gelombang pembawa, maka saklar menutup dan sebaliknya saklar membuka.



Gambar 1. Teknik Modulasi Lebar Pulsa (MLP)

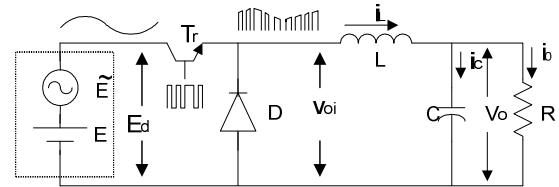
Dari gambar 2 dapat dibuktikan bahwa nilai rata-rata tegangan beban adalah :

$$V_o = \frac{E_d}{V_c} v_r \dots\dots\dots(1)$$

Berdasarkan teknik modulasi lebar pulsa nilai rata-rata tegangan beban sebanding secara proporsional dengan nilai sesaat gelombang referensi. Sehingga dengan meningkatnya nilai sesaat gelombang referensi, tegangan keluaran juga meningkat dan bila menurun tegangan keluaran juga menurun. Jadi pengaturan teknik MLP dilakukan agar tegangan keluaran konverter tetap berada pada suatu level tegangan yang diinginkan, meskipun tegangan keluaran dan beban berubah-ubah.

### Prinsip kerja konverter modulasi lebar pulsa (MLP)

Prinsip konverter modulasi lebar pulsa dc ke dc adalah tegangan masukan dicacah oleh deretan pulsa yang dibangkitkan teknik modulasi lebar pulsa yang bervariasi, sehingga tegangan keluaran rata-rata sesuai dengan yang diinginkan, seperti terlihat pada gambar 2.



Gambar 2. Konverter dc ke dc

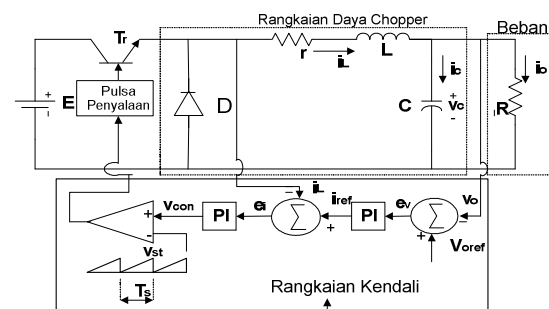
Gambar 2, menunjukkan tegangan masukan dc mengandung riak frekwensi rendah, sehingga tegangan keluaran chopper tersebut masih mengandung riak frekwensi rendah yang sulit untuk tapis. Di sisi keluaran dilengkapi tapis LC agar riak tegangan keluaran kecil. Jika transistor dinyalakan maka beban merasakan tegangan sumber dan arus di induktor akan naik. Setelah transistor dinyalakan selama ton, transistor dipadamkan selama waktu toff. Tegangan Voi = 0, dan arus induktor menurun. Akan tetapi karena arus induktor masih tetap positif, sehingga arus induktor akan bersikulasi lewat dioda dan tidak ada aliran arus dari sumber ke beban.

Gambar 1, memperlihatkan hubungan antara nilai rata-rata tegangan Vo dengan tegangan sumber sebagai berikut :

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} E_d = \alpha E_d$$

dengan Ts adalah perioda pensaklaran. Pada teknik MLP perioda pensaklaran dijaga konstan dan nilai rata-rata tegangan beban diatur dengan mengatur ton transistor atau lebar pulsa tegangan keluaran. Dengan kata lain, nilai rata-rata tegangan keluaran konvereter dc ke dc bisa diatur dengan mengatur faktor kerja duty cycle α konverter

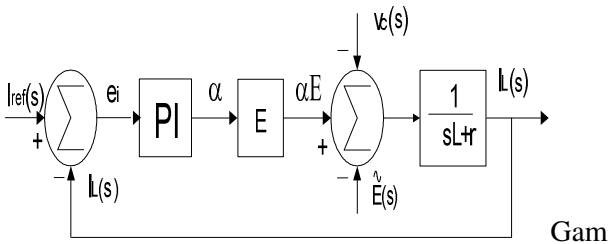
Tulisan ini sistem pengaturan dilakukan dengan pengaturan MLP dengan frekwensi pensaklaran tetap seperti pada gambar 3.



**Analisis dan Perancangan Kompensasi Riak Frekuensi Rendah pada Teknologi Konverter DC ke DC Terkendali Menggunakan Pengendali P**

Gambar 3. Rangkaian converter dc ke dc dengan pengendali proposional dan Integrator

Namun penggunaan pengendali arus dan tegangan, mengakibatkan analisis sistem keseluruhan mengandung sistem orde tinggi dan kecepatan respon sistem pun menjadi semakin lambat. Oleh sebab itu dalam tulisan ini analisis pada kedua loop tegangan dan arus dianalisis secara terpisah, dengan ketentuan respon pengendali arus didisain lebih cepat dari respon pengendali tegangannya. Akibatnya pada saat menganalisis pengendali tegangan respon arus sudah keadaan mantap. Pada saat menganalisis kendali arus, kendali tegangan belum bekerja, sehingga dapat dibentuk diagram blok kendali arus pada gambar 4



Gambar 4. Blok diagram kendali arus

Pengendali tegangan dan arus yang dipergunakan berupa proporsional integrator yang mempunyai fungsi alih sebagai berikut :

$$PI = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} \dots\dots\dots(2)$$

Untuk mengevaluasi kinerja loop kendali arus dibentuk fungsi alih loop terbuka  $G_{i0}(s)$  yang menentukan selang gain pengendali dalam daerah margin fasa kestabilan yang memenuhi spesifik kestabilan.

$$G_{i0}(s) = \frac{\frac{E.K_p}{L} s + \frac{E.K_i}{L}}{s^2 + \frac{r}{L} s} \dots\dots\dots(3)$$

Dan  $G_i(s)$  yang digunakan untuk memilih gain pengendali yang sesuai pada selang gain yang telah diberikan pada loop terbuka.

$$\frac{I_L(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) E(s)}{s(sL+r) + K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) E(s)} \dots\dots\dots(4)$$

Fungsi alih  $F_i(s)$  untuk dapat melihat berapa besar harmonisa dapat diperlemah dalam gain maksimum yang diperkenankan yaitu ;

Fungsi alih loop tertutup dari arus keluaran dengan disturbed  $V_c(s)$  diberikan fungsi alih :

$$\frac{I_L(s)}{V_c(s)} = \frac{s}{s(sL+r) + K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) E(s)} \dots\dots\dots(5)$$

Fungsi alih loop tertutup dari arus keluaran dengan disturbed  $\tilde{E}(s)$  adalah sebagai berikut :

$$\frac{I_L(s)}{\tilde{E}(s)} = \frac{s}{s(sL+r) + K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) E(s)} \dots\dots\dots(6)$$

Persamaan karakteristik dari persamaan (4), (5), dan (6) adalah :

$$s^2 + s \left( \frac{r + K_p E(s)}{L} \right) + \frac{K_i E(s)}{L} = 0 \dots\dots\dots(7)$$

Secara umum persamaan karakteristik orde dua adalah:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \dots\dots\dots(8)$$

Dengan mempergunakan teorema identik untuk persamaan (7) dan persamaan (8) maka diperoleh hubungan ;

$$K_p = \frac{(2\zeta\omega_n L - r)}{E} \dots\dots\dots(9)$$

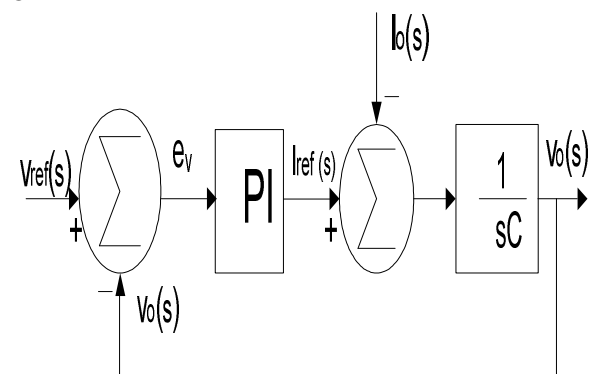
Dan gain integrator dari pengendali PI dapat diperoleh seperti dibawah ini :

$$K_i = \frac{\omega_n^2 L}{E} \dots\dots\dots(10)$$

Sedangkan konstanta waktu integrator adalah seperti dibawah ini :

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} \dots\dots\dots(11)$$

Pada saat menganalisis kendali tegangan, kendali arus sudah kondisi keadaan mantap, sehingga arus  $I_{ref} = IL$ . sehingga diagram blok kendali tegangan dapat diperlihatkan pada gambar 5;



Gambar 5. Blok diagram kendali tegangan

Dari gambar 5, dapat diturunkan fungsi alih  $T_o(s)$ ,  $G_o(s)$  dan  $F_o(s)$  sebagai berikut;

**Analisis dan Perancangan Kompensasi Riak Frekuensi Rendah pada Teknologi Konverter DC ke DC Terkendali Menggunakan Pengendali P**

Fungsi alih loop terbuka  $T_o(s)$  adalah untuk menentukan selang gain pengendali yang memenuhi kriteria margin fasa kestabilan.

$$T_o(s) = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{C} \dots\dots\dots(12)$$

Dan  $G_o(s)$  adalah fungsi alih loop tertutup tegangan keluaran terhadap referensi digunakan untuk memilih gain yang telah diberikan pada fungsi alih loop terbuka, sehingga diperoleh bandwidth yang lebar tetapi distorsi sinyal terhadap noise kecil.

$$\frac{V_o(s)}{V_{o\ ref}(s)} = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s^2 C + K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)} \dots\dots\dots(13)$$

Serta  $F_o(s)$  adalah fungsi alih tegangan beban terhadap gangguan yang memberikan informasi berapa besar sistem pengendali tersebut dapat mereduksi harmonisa keluaran pada gain tertentu. Persamaan karakteristik dari persamaan (12) and (13) dapat ditulis :

$$s^2 + \frac{K_p}{C} s + \frac{K_i}{C} = 0 \dots\dots\dots(14)$$

Dari persamaan (6) dan persamaan (14) diperoleh hubungan parameter sistem pengendali tegangan sebagai berikut :

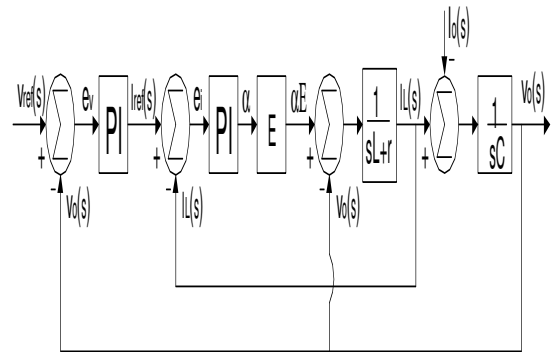
$$K_p = 2\zeta\omega_n C \dots\dots\dots(15)$$

Dan gain integrator pengendali tegangan sistem  $K_i$  adalah :

$$K_i = \omega_n^2 \cdot C \dots\dots\dots(16)$$

**Metoda Penelitian**

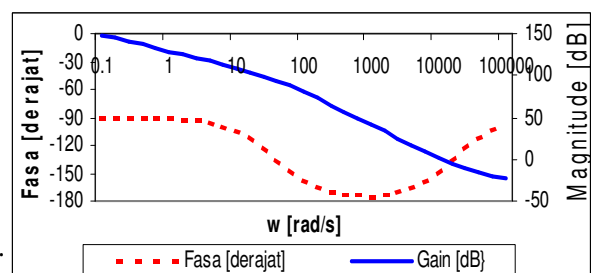
Dalam pelaksanaan menggunakan catu daya dari penyearah yang keluaran 100 V, induktansi 5 mH, kapasitor 1000 µF, tahanan beban 8,3 Ω, dan modul transistor 30 A dan 500 Volt serta osiloscope digital 60 Mhz yang fungsinya untuk mengukur hasil keluaran yang diinginkan pada penelitian. Adapun metoda yang digunakan pada tulisan ini membuat blok diagram dari sistem keseluruhan seperti diperlihatkan pada gambar 6;



Gambar 6 Blok diagram sistem kendali konverter dengan kendali loop ganda.

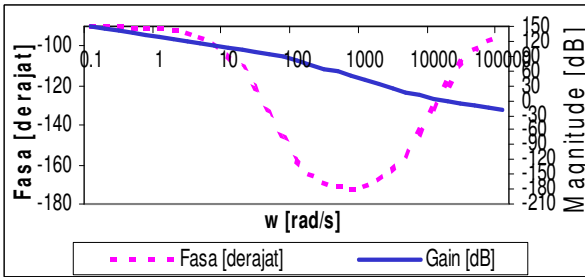
Untuk mempermudah analisis diagram blok sistem kendali loop ganda dianalisis secara terpisah. Dengan ketentuan respon kendali arus lebih cepat dari pada respon kendali tegangan. Sehingga diagram blok kendali arus dapat ditunjukkan pada gambar 4 dan diagram blok kendali tegangan ditunjukkan pada gambar 5. Dari masing-masing kendali dicari formulasi untuk loop terbuka, yang fungsi untuk menentukan spesifik kestabilan, perumusan fungsi alih antara keluaran terhadap gangguan yang fungsinya untuk menentukan berapa besar riak keluaran dapat direduksi dengan system kendalinya.

Berdasarkan parameter bahan yang dipergunakan dengan tegangan keluaran konverter dc ke dc 60 Volt, agar diperoleh tegangan yang responnya cepat dan riak keluaran konverternya kecil maka dipilihlah kinerja loop pengendali fungsi alih loop terbuka dari sistem  $T_i(s)$  respon gain pengendali PI untuk kendali arus  $\omega_i = 8.754,7501$  rad/s dan  $\zeta = 0.7$ . Untuk menentukan kinerja loop pengendali dapat dipergunakan fungsi alih loop terbuka dari sistem  $T_i(s)$ , sehingga dapat dilihat respon gain pengendali proporsional integrator yang terletak pada selang margin fasa  $30^0-60^0$ . Dari bagan bode plot yang ditunjukkan pada gambar 7 dan 8 terlihat yang terletak pada selang margin fasa  $30^0-60^0$  dan gain yang memenuhi kriteria tersebut adalah 0,31 - 0,73



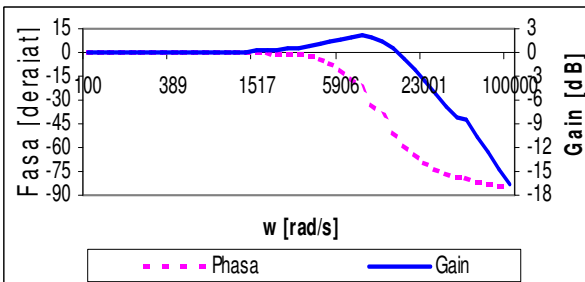
**Analisis dan Perancangan Kompensasi Riak Frekuensi Rendah pada Teknologi Konverter DC ke DC Terkendali Menggunakan Pengendali P**

Gambar 7 Respon bode plot  $T_i(s)$  dari fungsi alih terbuka pengendali arus dengan  $K_p = 0,31$  dan margin fasa  $30^0$ .



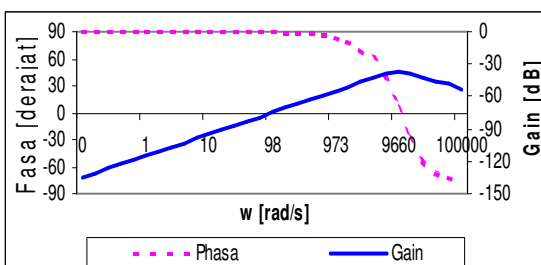
Gambar 8. Respon bode plot  $T_i(s)$  dari fungsi alih terbuka pengendali arus dengan  $K_p = 0,73$  dan margin fasa  $60^0$ .

Gambar 9, memperlihatkan Bode plot  $G_i(s)$  dengan gain pengendali  $K_p = 0,63$  yang dipilih cukup baik, karena memberikan penguatan sinyal yang kecil tetapi lebar bandwidth yang lebar, akibatnya respon sistem menjadi cepat.



Gambar 9. Bode plot fungsi alih  $I_L(s)/I_{ref}(s)$  Dengan  $\omega_i = 8754,75$  rad/s dan  $K_p = 0,63$

Gambar 10, memperlihatkan bode plot  $F_i(s)$  yang menyatakan bertambah besarnya gain pengendali arus, semakin besar gangguan dapat direduksi.



Gambar 10. Bode plot fungsi alih  $I_L(s)/\tilde{E}(s)$  dengan  $\omega_i = 8754,75$  rad/s dan  $K_p = 0,63$

Dengan analisis diatas dipilih gain pengendali  $K_p = 0,63$  yang dianggap cukup baik, karena bandwidth yang lebar dan penguatan sinyal terhadap noise kecil. Sehingga dari persamaan (9) akan diperoleh sebagai berikut :

$$\omega_n = \frac{(r + E(s)K_p)}{2\zeta L} = 10.472 \text{ rad/s}$$

Gain pengendali integrator  $K_i$  diperoleh dari persamaan (10).

$$K_i = \omega_i \cdot K_p = 8.754,7501 \times 0,6263 = 5.483,1$$

Konstanta waktu integrator sistem pengendali pada persamaan (11) adalah

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} = \frac{0,6263}{5.483,1} = 0,114 \text{ ms}$$

Fungsi alih tertutup pada persamaan (4) dihasilkan :

$$G_i(s) = \frac{12.526s + 10.9662.000}{s^2 + 14.660s + 10.9662.000}$$

Lebar bandwidth dapat ditentukan :

$$BW = \sqrt{\omega_{c1}^2}$$

$$BW = \sqrt{344.319.138} \text{ rad/s}$$

$$BW = 18.555,838 \text{ rad/s}$$

Jadi dengan diberikan gain sistem pengendali arus yang maksimum, akan diperoleh arus keluaran yang mengandung harmonisa frekwensi rendah yang sangat minimum, dan secara langsung memberikan kecepatan respon yang cepat. Selain itu dihasilkan arus  $I_L$  yang mendekati dc murni.

Dengan cara yang sama maka diperoleh parameter pengendali tegangannya ;

Bode plot  $T_v(s)$  dengan  $\omega_v = 319,49$  rad/s diperoleh nilai gain pengendali pada selang 0.18 - 0.63 yang memberikan loop kestabilan margin fasa  $30^0$ - $60^0$ .

Dengan  $\omega_v = 319,49$  rad/s dan gain pengendali  $K_p = 0.63$  yang dipilih cukup baik, karena memberikan penguatan sinyal kecil tetapi lebar bandwidth yang lebar,

akibatnya respon sistem yang dihasilkan lebih cepat. Dari analisis diatas dipilih gain pengendali  $K_p = 0,63$ , sehingga dari persamaan (15) akan dihasilkan frekwensi natural :

$$\omega_n = \frac{K_p}{2\zeta C} = 47,2136 \text{ rad/s}$$

Dari persamaan (16) akan dihitung gain pengendali integrator :

$$K_i = \omega_v \cdot K_p = 319,4889 \times 0,6261 = 200$$

Waktu integrator sistem pengendali adalah

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} = \frac{0,6261}{200} = 3,13 \text{ ms}$$



## Analisis dan Perancangan Kompensasi Riak Frekuensi Rendah pada Teknologi Konverter DC ke DC Terkendali Menggunakan Pengendali P

Hasil perhitungan diatas diperoleh fungsi alih tertutup  $G_v(s)$  pada persamaan (13) :

$$G_v(s) = \frac{626,1s + 200.000}{s^2 + 626,1s + 200.000}$$

Sehingga lebar bandwidth :

$$BW = \sqrt{\omega_{cl}^2}$$

$$BW = \sqrt{816.496,125} \text{ rad/s}$$

$$BW = 903,602 \text{ rad/s}$$

Kecepatan respon sistem tergantung terhadap lebar bidang (bandwidth) dari sistem tersebut, karena semakin lebar bandwidth semakin cepat respon dinamikanya.

### Hasil Penelitian

Dalam menguji keakuratan analisis yang dilakukan, digunakan simulasi komputer. Hasil akhir pengujian dilakukan percobaan di laboratorium, dengan parameter dari sistem percobaan diberikan seperti dibawah ini :

E	= 100 Volt	$V_{out}$	= 50 Volt
L	= 5 mH		
$C_s$	= 1000 $\mu$ F	C	= 1000 $\mu$ F
r	= 0.2 $\Omega$	R	= 8,3 $\Omega$
$\zeta$	= 0.7	$f_s$	= 5 kHz

Disain pengendali arus dengan parameter  $\omega_i = 8.754,75 \text{ rad/s}$  dan rasio damping  $\zeta = 0.7$  harus ditentukan terlebih dahulu. Berdasarkan persamaan (8) dan (9) serta (10) akan ditentukan  $\omega_n = 10.47 \text{ rad/s}$  dan gain pengendali integrator  $K_i = 5.483,1$  serta waktu integral  $T_i = 0,114 \text{ ms}$ . Sedangkan disain pengendali tegangan dipilih parameter rasio damping  $\zeta = 0.7$ , dan  $\omega_v = 319,49 \text{ rad/s}$ . Jadi dari persamaan (14) dan (15)

akan diperoleh  $\omega_n = 447,2136 \text{ rad/s}$  dan  $K_i = 200$ , serta waktu integral  $T_i = 3,13 \text{ ms}$ .

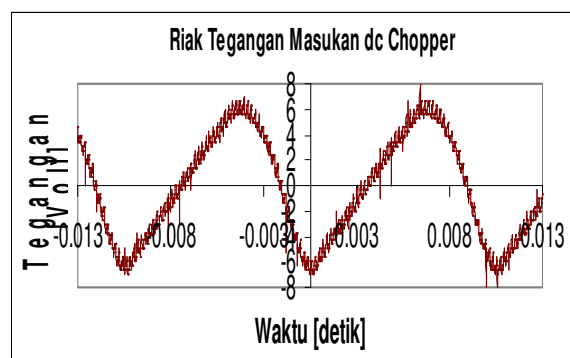
Dalam menguji keakuratan analisis yang dilakukan, maka konverter diimplementasikan dengan menggunakan modul transistor 30 A dan 500 Volt. Catu daya masukan bagi konverter berasal dari suatu catu daya arus bolak balik (ac) dengan menggunakan suatu dioda penyearah jembatan yang keluarannya ditapis dengan menggunakan kapasitor 1000  $\mu$ F.

Tegangan masukan bagi konverter dari hasil penyearahan adalah 100 Volt yang mengandung riak frekwensi rendah (100 Hz) puncak ke puncak sebesar 11 Volt. Transistor sebagai saklar statis dichopping pada frekwensi 5000 Hz yang

dipergunakan sebagai peralatan pensaklaran bagi konverter.

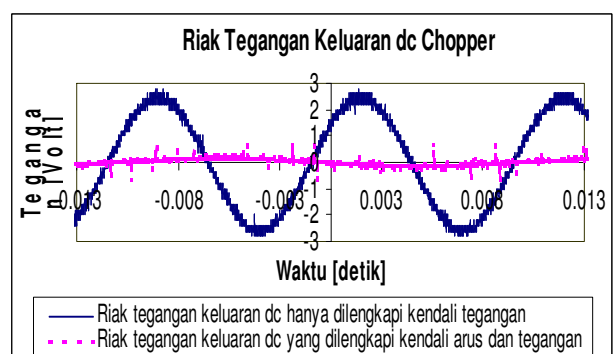
Alat penyaring yaitu induktansi dan kapasitor adalah 5 mH dan 1000  $\mu$ F serta beban statis berupa resistans sebesar 8,3  $\Omega$ . Hasil percobaan direkam oleh Digital Storage Oscilloscopes, dan datanya disimpan yang selanjut dibaca oleh komputer untuk diolah.

Gambar 13 sampai 15 menunjukkan hasil percobaan. Gambar 13 menunjukkan riak frekwensi rendah dari hasil keluaran penyearah yang dipergunakan sebagai sumber tegangan masukan dc bagi konverter.



Gambar 11. Hasil percobaan riak tegangan masukan dc chopper

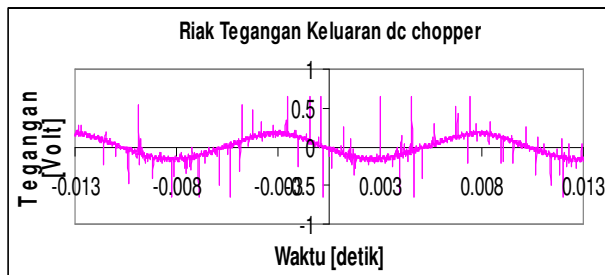
Gambar 12 menunjukkan gelombang riak tegangan keluaran konverter tanpa kendali arus.



Gambar 12. Hasil percobaan riak tegangan keluaran dc chopper tanpa dan dengan dilengkapi pengendali arus

## Analisis dan Perancangan Kompensasi Riak Frekuensi Rendah pada Teknologi Konverter DC ke DC Terkendali Menggunakan Pengendali P

Gambar 13 menunjukkan gelombang riak tegangan keluaran dc yang diperlengkapi kendali arus dan tegangan, dan hasil tegangan keluarannya mampu mereduksi riak keluaran yang sangat besar.



Gambar 13. Hasil percobaan riak tegangan keluaran converter dilengkapi pengendali arus yang diperbesar dari gambar 12.

Gambar 11 merupakan riak gelombang masukan converter dc ke dc yang besarnya puncak ke puncak sebesar 13 Volt, dan gambar 12 menunjukkan gambar pengukuran riak gelombang keluaran converter pada saat hanya menggunakan pengendali tegangan riaknya sebesar 5 Volt sedangkan setelah pengendalinya loop ganda (dilengkapi pengendali arus) riak keluaran converter dc ke dc puncak ke puncak menjadi 0,6 Volt

### Kesimpulan

Dengan menggunakan pengendali loop ganda pada sistem konverter dc ke dc riak masukan sebesar 11 Volt dapat direduksi menjadi 0,6 Volt, dengan kata lain mampu mereduksi riak masukan sebesar 94,5 % disisi keluaran, sedangkan jika pengendalinya hanya menggunakan pengendali tegangan, riak masukan 11 Volt hanya direduksi menjadi 5 Volt atau hanya mampu mereduksi riak masukan sebesar 54,5% disisi keluaran.

### Daftar Pustaka

H.Jin, S.B.Dewan, J.D. Lavers, "Voltage Loop Design For A Low-Ripple Fast Response AC/DC SwitchMode Magnet Power Supply", IEEE, 1992.

Richard Redl, "Current-Mode Control, Five Different Types, Used with The Three Basic Classes of Power Converters: Small-Signal AC dan Large-Signal DC Characterization, Stability Requirements, and Implementation of Practical Circuit", IEEE 1985.

Vatche Vorperian, "Analysis of Current-Mode Controlled PWM Converters Using The Model of The Current-Controlled PWM Switch", Proceeding , October, 1990.

Wei Tang, Fred C. Lee, and Raymond B. Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", IEEE, April 1993