



# Pengendalian inverter resonan DC

Pekik Argo Dahono

Lab. Konversi Energi Elektrik, Jurusan Teknik Elektro ITB, Jl. Ganesa 10, Bandung

Masuk: Januari 1999; revisi masuk: Juni 1999; diterima: Agustus 1999

## Sari

Pada makalah ini, dibahas teknik kendali inverter resonan sisi DC jenis tegangan dan jenis arus. Ditunjukkan dalam makalah ini bahwa teknik kendali yang telah dikembangkan untuk mengendalikan inverter resonan jenis tegangan bisa diterapkan untuk mengendalikan inverter resonan jenis arus. Pada inverter resonan jenis tegangan, arus mula di induktor resonan harus dikendalikan sedemikian rupa sehingga bisa dijamin bahwa tegangan di kapasitor resonan akan kembali ke nilai nol di akhir periode resonansi dan mempunyai nilai puncak yang minimum. Sebaliknya, pada inverter resonan jenis arus, tegangan mula di kapasitor resonan harus dikendalikan sedemikian rupa sehingga bisa dijamin bahwa arus di induktor resonan akan kembali ke nilai nol di akhir periode resonansi dan mempunyai nilai puncak yang minimum. Kesahihan konsep yang diusulkan ini diuji dengan membandingkannya dengan hasil percobaan.

*Kata kunci* : inverter resonan, pengendalian, *soft switching*, jenis tegangan, jenis arus.

## Abstract

### A control method for resonant DC link inverters

This paper presents a control method for voltage-type and current-type resonant DC link inverters. It shows that the control method that has been developed for voltage-type resonant DC inverters can also be applied to the current-type ones. In voltage-type resonant DC link inverters, the initial current of resonant inductor is controlled in such a way to ensure that the resonant capacitor voltage will return to zero at the end of each resonant cycle. On the other hand, in current-type inverters, the initial voltage of resonant capacitor is controlled in such a way so that the resonant inductor current will return to zero at the end of each resonant cycle. Validity of the proposed control method is verified by experimental results.

*Key words*: resonant inverter, control method, *soft switching*, voltage-type, current-type.

## 1 Pendahuluan

Frekuensi *switching* yang tinggi merupakan salah satu kunci untuk meningkatkan kinerja inverter. Salah satu teknik untuk mempertinggi frekuensi *switching* tanpa mengorbankan efisiensi adalah dengan menggunakan suatu teknik yang disebut resonan DC [1-2]. Pada teknik ini, suatu rangkaian resonan LC disisipkan di antara sumber DC dan terminal masukan inverter. Secara umum, inverter jenis resonan DC ini bisa kita klasifikasikan sebagai inverter resonan DC jenis tegangan dan jenis arus (dalam rujukan kadang-kadang juga disebut sebagai jenis paralel dan jenis seri). Pada inverter resonan jenis tegangan, saklar semikonduktor inverter dikendalikan sedemikian rupa sehingga tegangan kapasitor resonan (yang sama dengan tegangan masukan inverter atau tegangan pada saklar inverter) berfluktuasi dari nol sampai maksimum dengan frekuensi yang sama dengan frekuensi resonansi LC. Pada inverter resonan DC jenis arus, saklar semikonduktor inverter

dikendalikan sedemikian rupa sehingga arus induktor resonan (yang sama dengan arus masukan inverter atau arus pada saklar inverter) berfluktuasi dari nol sampai maksimum dengan frekuensi yang sama dengan frekuensi resonansi. Saat tegangan masukan inverter atau arus masukan inverter sama dengan nol adalah saat yang ideal bagi saklar inverter untuk membuka dan menutup. Jika saklar inverter dibuka dan ditutup saat tegangan atau arusnya nol, maka rugi-rugi *switching* bisa dihindari (sering disebut sebagai *soft switching*) dan frekuensi *switching* inverter bisa dinaikkan sampai batas kecepatan maksimumnya. Dibandingkan dengan inverter konvensional yang saklar inverternya dibuka dan ditutup pada tegangan dan/atau arus penuh (sering disebut sebagai *hard switching*), frekuensi *switching soft switched* inverter bisa naik lebih dari sepuluh kali [3-5]. Berbeda dengan inverter resonan konvensional atau disebut inverter resonan ac, inverter resonan DC bisa diimplementasikan dengan menggunakan saklar semikonduktor konvensional seperti yang dipakai dalam

inverter *hard switched*, tidak memerlukan saklar semikonduktor dua arah yang kompleks dan mahal seperti yang digunakan pada inverter resonan ac. Hal ini dimungkinkan karena walaupun berosilasi, tegangan atau arus sisi DC dari inverter resonan DC masih bersifat searah (DC), bukan bolak-balik (ac) seperti pada inverter resonan ac.

Pada inverter resonan sisi DC, osilasi di rangkaian resonansi harus dikendalikan sedemikian rupa sehingga tegangan atau arus masukan inverter selalu kembali ke nilai nolnya di setiap akhir perioda resonansi. Untuk menjamin bahwa tegangan atau arus masukan inverter kembali ke nilai nolnya, energi awal dengan nilai yang cukup harus tersimpan di rangkaian resonan pada awal perioda resonansi. Energi awal ini tidak boleh terlalu kecil dan tidak boleh terlalu besar. Jika terlalu kecil, tegangan atau arus masukan inverter tidak akan kembali ke nilai nol pada akhir perioda resonansi. Jika energi awalnya terlalu besar, nilai puncak tegangan atau arus masukan inverter resonan akan terlalu besar. Oleh sebab itu, energi awal di rangkaian resonan harus dikendalikan sedemikian rupa sehingga nilainya tidak terlalu kecil dan tidak terlalu besar.

Walaupun hubungan *dual* antara inverter resonan DC jenis-tegangan dan jenis arus telah disinggung di rujukan [2], masih banyak hal yang belum jelas, yaitu sampai seberapa jauh kedua jenis inverter ini mempunyai hubungan *dual*. Akibatnya, inverter resonan DC jenis tegangan dan jenis arus dianggap sebagai inverter yang berbeda sama sekali dan pengembangannya dilakukan dengan cara berbeda. Tidak jelasnya hubungan *dual* antara kedua jenis inverter ini adalah karena rangkaian inverter tiga-fasa mempunyai sifat *nonplanar*. Akan tetapi, telah ditunjukkan oleh penulis [6] bahwa rangkaian ekuivalen sisi ac dan rangkaian ekuivalen sisi DC dari inverter tiga-fasa mempunyai sifat *planar*. Oleh sebab itu, teori *dual* bisa diterapkan ke inverter tiga-fasa.

Dalam makalah ini, dibahas cara mengendalikan inverter resonan DC jenis tegangan. Dengan menerapkan hubungan dual antara inverter jenis tegangan dan jenis arus, ditunjukkan bahwa teknik kendali yang telah dikembangkan untuk mengendalikan inverter resonan DC jenis tegangan bisa diterapkan untuk mengendalikan inverter resonan DC jenis arus. Konsep yang diusulkan diuji kesahihannya dengan menggunakan hasil percobaan.

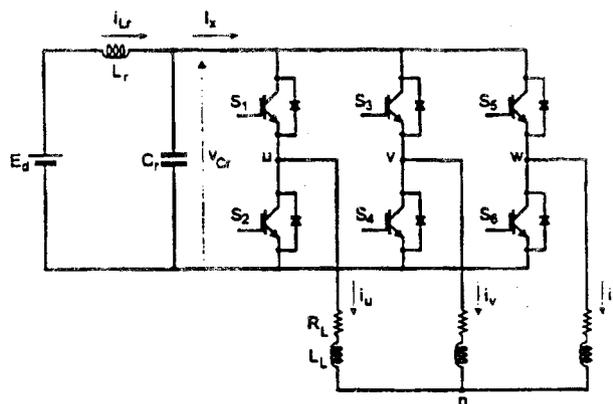
## 2 Pengendalian inverter resonan DC jenis tegangan

Pada bagian ini dibahas lebih dulu teknik kendali inverter resonan DC jenis tegangan yang skemanya diperlihatkan di Gambar 1. Saklar inverter digambarkan dengan IGBT dan dioda yang terhubung antiparalel. Terlihat bahwa rangkaian dasar inverter resonan DC jenis tegangan ini sangat mirip dengan inverter jenis

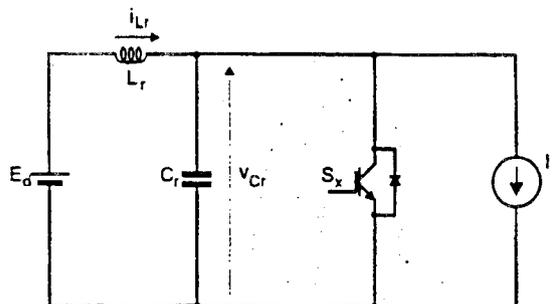
tegangan konvensional. Perbedaannya adalah adanya rangkaian resonan kecil yang disisipkan di antara sumber DC dan terminal masukan inverter. Sumber DC bisa berupa baterai maupun hasil penyearahan sumber ac dengan menggunakan penyearah. Untuk analisis di bagian ini, beberapa asumsi berikut digunakan:

- Rugi-rugi daya di rangkaian resonansi bisa diabaikan.
- Induktansi beban cukup besar sehingga konstanta waktu beban jauh lebih besar dibandingkan dengan perioda resonansi rangkaian resonan. Dengan asumsi ini, arus masukan inverter selama satu perioda resonansi bisa dianggap tetap.

Dengan dua asumsi di atas, rangkaian ekuivalen sisi DC dari inverter di Gambar 1 bisa digambarkan seperti terlihat di Gambar 2. Pada Gambar 2, arus  $I_x$  mewakili arus masukan inverter selama satu periode resonansi. Transistor  $S_x$  mewakili transistor inverter.



Gambar 1 Skema inverter resonan DC jenis tegangan



Gambar 2 Rangkaian ekuivalen sisi DC dari inverter resonan DC jenis tegangan

Dalam operasinya, mula-mula transistor  $S_x$  harus ditutup sehingga arus di induktor akan naik sampai nilai yang diinginkan. Langkah awal ini sangat penting untuk menjamin bahwa tegangan kapasitor di akhir perioda resonansi kembali ke nilai nol. Dalam praktek, penutupan transistor  $S_x$  ini diimplementasikan dengan

penutupan sekaligus transistor atas dan bawah dari salah satu lengan inverter (misalnya  $S_1$  dan  $S_2$  di Gambar 1). Resonansi dimulai saat transistor  $S_x$  dibuka. Jika arus mula di induktor resonan diberi notasi  $I_{ro}$  dan karena tegangan mula di kapasitor resonan adalah nol, maka tegangan kapasitor dan arus induktor selama resonansi adalah:

$$v_{Cr} = E_d(1 - \cos \omega t) + (I_{ro} - I_x)Z \sin \omega t \quad (1)$$

$$i_{Lr} = I_x + (I_{ro} - I_x) \cos \omega t + \frac{E_d}{Z} \sin \omega t \quad (2)$$

dengan  $\omega = 1/\sqrt{LC}$  adalah frekuensi sudut resonansi dan  $Z = \sqrt{L/C}$  adalah impedansi karakteristik rangkaian resonansi.

Persamaan (1) menunjukkan bahwa jika arus mula di induktor dikendalikan sedemikian rupa sehingga  $I_{ro} = I_x$  maka tegangan kapasitor selama resonansi adalah:

$$v_{Cr} = E_d(1 - \cos \omega t) \quad (3)$$

Pada kondisi ini, tegangan kapasitor resonan selalu kembali ke nilai nol di akhir perioda resonansi dan mempunyai nilai maksimum  $2E_d$ .

Jika arus mula induktor resonan lebih besar dari arus masukan inverter, nilai puncak tegangan kapasitor resonan akan lebih besar dari dua kali tegangan sumber. Tegangan puncak yang terlalu besar ini akan membahayakan transistor inverter. Jika arus mula induktor resonan lebih kecil daripada arus masukan inverter, dioda antiparalel yang terhubung di transistor  $S_x$  akan konduksi sampai arus mula induktor resonan sama dengan arus masukan inverter. Dengan kata lain, arus mula sebesar arus masukan inverter merupakan kondisi yang optimum.

Untuk bisa mengendalikan arus mula induktor resonan, arus masukan inverter di setiap perioda resonansi harus bisa diperkirakan. Dalam praktek, perkiraan arus masukan inverter dilakukan dengan menggunakan persamaan berikut:

$$I_x = S_u^v i_u + S_v^v i_v + S_w^v i_w \quad (4)$$

dengan  $i_u$ ,  $i_v$ , dan  $i_w$  masing-masing adalah hasil pengukuran arus di fasa  $u$ ,  $v$ , dan  $w$ , sedangkan  $S_u^v$ ,  $S_v^v$ , dan  $S_w^v$  masing-masing adalah fungsi *switching* inverter fasa  $u$ ,  $v$ , dan  $w$ . Fungsi *switching* ini, misalnya  $S_u^v$ , mempunyai nilai satu (1) jika transistor  $S_1$  menerima sinyal ON dan mempunyai nilai nol (0) jika transistor  $S_2$  yang menerima sinyal ON. Fungsi *switching* untuk fasa

$u$ ,  $v$ , dan  $w$  ditentukan berdasarkan sinyal kendali transistor inverter. Untuk inverter resonan DC jenis tegangan, fungsi *switching* tersebut ditentukan oleh pengendali arus keluarannya. Ada bermacam cara untuk mengendalikan arus keluaran inverter, tetapi yang paling sederhana dan yang paling populer adalah pengendalian arus dengan algoritma sebagai berikut:

$$\text{IF } i_u < i_u^r \text{ THEN } S_u^v = 1 \text{ ELSE } S_u^v = 0$$

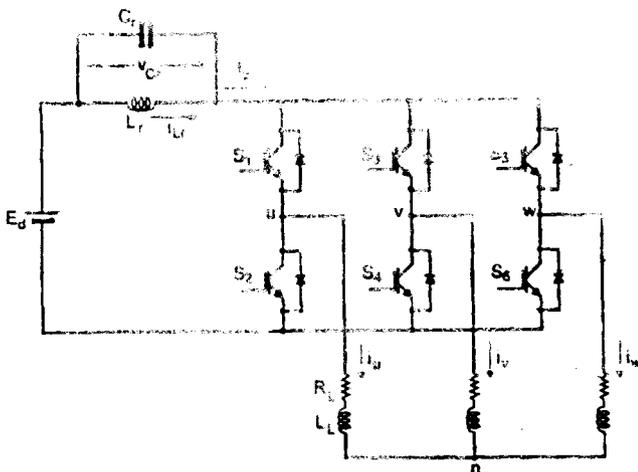
dengan  $i_u^r$  adalah nilai sesaat referensi arus fasa  $u$ . Fungsi *switching* fasa  $v$  dan  $w$  ditentukan dengan cara yang sama. Algoritma pengendalian arus semacam ini sering disebut sebagai *discrete-pulse current-regulator*. Algoritma pengendalian arus semacam ini terbukti mempunyai kecepatan tanggap yang sama baiknya seperti pengendali arus jenis *hysteresis* seperti yang biasa digunakan dalam inverter *hard-switching*.

Secara umum, langkah-langkah dasar pengendalian inverter bisa dituliskan sebagai berikut:

- a Menentukan fungsi *switching* fasa  $u$ ,  $v$ , dan  $w$  berdasarkan arus keluaran referensi dan arus keluaran sebenarnya.
- b Menentukan arus masukan inverter dengan menggunakan persamaan (4).
- c Memberikan perintah ON ke transistor  $S_1$  dan  $S_2$  untuk mengendalikan arus di induktor resonan sehingga nilainya sama dengan arus masukan inverter yang didapat dari langkah b).
- d Memberikan perintah ON ke transistor inverter sesuai fungsi *switching* yang didapat di langkah a.

Pembahasan di atas hanya berlaku jika rugi-rugi daya di rangkaian resonansi diabaikan. Dalam praktek, tegangan kapasitor resonan tidak akan kembali ke nilai nol jika arus mula di induktor resonan sama dengan arus masukan inverter. Di awal resonansi, induktor resonan juga harus menyimpan energi yang cukup besar untuk mengkompensasi rugi-rugi daya yang terjadi selama resonansi. Oleh sebab itu, arus mula di induktor harus sedikit lebih besar daripada arus masukan inverter. Pengaruh rugi-rugi daya pada besarnya arus awal di induktor resonan dibahas di rujukan [7-8].

Perlu dicatat bahwa rangkaian inverter resonan DC jenis sumber tegangan juga bisa dimodifikasi menjadi seperti terlihat di Gambar 3. Dibandingkan dengan sistem di Gambar 1, arus resonansi pada inverter di Gambar 3 tidak mengalir melalui sumber DC sehingga kapasitor elektrolitik yang biasanya terpasang paralel dengan sumber menjadi bisa diperkecil kapasitansinya. Sampai saat ini, rincian kinerja inverter seperti terlihat di Gambar 3 belum dipublikasikan dan sedang menjadi bahan penelitian penulis.



Gambar 3 Bentuk alternatif inverter resonan DC jenis tegangan

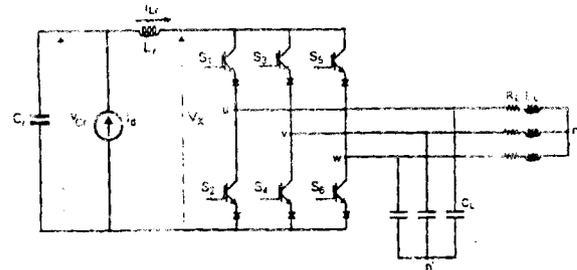
### 3 Pengendalian inverter resonan DC jenis arus

Skema inverter resonan DC jenis arus diperlihatkan di Gambar 4. Seperti halnya inverter di Gambar 1, skema inverter di Gambar 4 mirip dengan skema inverter jenis arus konvensional. Bedanya, pada inverter resonan DC terdapat suatu rangkaian LC kecil yang disisipkan di antara sumber DC dan masukan inverter. Walaupun hubungan *dual* antara inverter resonan DC jenis arus dengan inverter resonan DC jenis tegangan telah disinggung di rujukan [2], pengendalian inverter resonan DC jenis arus yang digunakan biasanya berbeda sama sekali dengan pengendalian inverter resonan jenis tegangan. Pada rujukan [2] ditemukan bahwa nilai puncak arus resonansi bisa jauh lebih tinggi dari dua kali arus sumber dan terdapat osilasi antara induktansi beban dan kapasitansi filter keluaran inverter. Pada rujukan [2], inverter jenis arus dikendalikan sebagai sumber arus. Perlu dicatat bahwa karena saklar-saklar dibuka dan ditutup saat arusnya nol, maka saklar inverter bisa direalisasikan dengan menggunakan thyristor. Karena thyristor bisa digunakan, maka inverter ini cocok untuk penerapan yang memerlukan inverter kapasitas besar.

Pada bagian ini, dibahas cara mengendalikan inverter resonan DC jenis arus dengan cara yang sama seperti pengendalian inverter resonan DC jenis tegangan. Hubungan *dual* antara kedua jenis inverter ini menyebabkan inverter jenis arus harus dikendalikan sebagai sumber tegangan (bukan sebagai sumber arus).

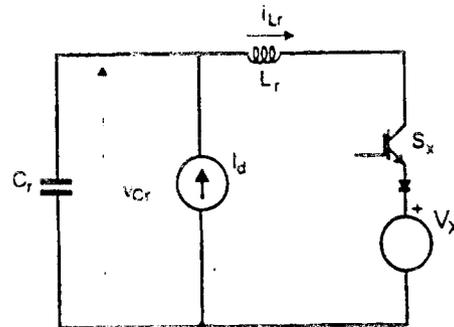
Untuk menganalisis kinerja inverter resonan DC jenis arus, asumsi berikut digunakan:

- Rugi-rugi daya di rangkaian resonansi bisa diabaikan.
- Kapasitansi filter keluaran inverter cukup besar sehingga konstanta waktu rangkaian keluaran jauh lebih besar dibandingkan perioda resonansi rangkaian resonansi. Dengan asumsi ini, tegangan masukan inverter selama satu perioda resonansi bisa dianggap tetap.



Gambar 4 Skema inverter resonan DC jenis arus.

Berdasarkan dua asumsi di atas, rangkaian ekuivalen sisi DC dari inverter di Gambar 4 bisa diperlihatkan seperti terlihat di Gambar 5. Bisa dibuktikan bahwa rangkaian di Gambar 5 adalah *dual* dari rangkaian di Gambar 2. Tegangan  $V_x$  menyatakan tegangan masukan inverter yang diasumsikan tetap selama satu perioda resonansi. Saklar  $S_x$  mewakili saklar inverter.



Gambar 5 Rangkaian ekuivalen sisi DC inverter resonan DC jenis arus.

Dalam pengoperasiannya, mula-mula saklar  $S_x$  dibuka sehingga arus sumber akan mengisi kapasitor resonan. Pembukaan saklar  $S_x$  diimplementasikan dengan membuka semua saklar bagian atas ( $S_1$ ,  $S_3$ , dan  $S_5$ ) atau semua saklar bagian bawah ( $S_2$ ,  $S_4$ , dan  $S_6$ ). Pengisian ini sangat penting untuk mendapatkan energi mula yang diperlukan untuk menjamin bahwa arus di induktor resonansi akan kembali ke nilai nol pada akhir resonansi. Resonansi dimulai saat saklar  $S_x$  ditutup. Jika tegangan mula di kapasitor adalah  $V_{co}$  dan karena arus mula di induktor adalah nol, maka persamaan arus di induktor dan tegangan kapasitor selama perioda resonansi adalah:

$$i_{Lr} = I_d(1 - \cos \omega t) + \frac{V_{co} - V_x}{Z} \sin \omega t \quad (5)$$

$$v_{Cr} = V_x + (V_{co} - V_x) \cos \omega t + I_d Z \sin \omega t \quad (6)$$

Perbandingan antara persamaan (1)-(2) dan persamaan (5)-(6) menunjukkan adanya hubungan *dual* antara kinerja rangkaian resonansi inverter jenis tegangan dan rangkaian resonansi inverter jenis arus. Jika  $V_{co}$  dikendalikan sedemikian rupa sehingga nilainya sama

dengan  $V_x$  maka arus di induktor berubah menjadi sebagai berikut.

$$i_{Lr} = I_d(1 - \cos \omega t) \quad (7)$$

Pada kondisi ini, nilai maksimum arus di induktor resonansi (yang sama dengan arus masukan inverter) adalah dua kali arus sumber. Jika tegangan mula di kapasitor lebih besar dari tegangan masukan inverter, maka nilai puncak arus resonansi bisa lebih besar dari dua kali arus sumber. Jadi, tegangan mula kapasitor resonansi sebesar tegangan masukan inverter merupakan kondisi yang optimum.

Untuk mengendalikan tegangan mula kapasitor resonansi diperlukan informasi tentang tegangan masukan inverter selama satu periode resonansi. Tegangan masukan inverter ini dihitung berdasarkan fungsi *switching* dan tegangan keluaran inverter, yaitu melalui persamaan berikut:

$$V_x = S_{uv}^i v_{uv} + S_{vw}^i v_{vw} + S_{wu}^i v_{wu} \quad (8)$$

dengan  $v_{uv}$ ,  $v_{vw}$ , dan  $v_{wu}$  masing-masing adalah tegangan keluaran antarfasa  $uv$ ,  $vw$ , dan  $wu$  dari inverter [6].

Fungsi *switching*  $S_{uv}^i$ ,  $S_{vw}^i$ , dan  $S_{wu}^i$  masing-masing menyatakan fungsi *switching* inverter antarfasa  $uv$ ,  $vw$ , dan  $wu$ . Jika inverter dikendalikan sebagai sumber tegangan (bukan sebagai sumber arus), maka algoritma berikut diusulkan:

$$\text{IF } v_{uv} < v_{uv}^r \text{ THEN } S_{uv}^i = 1 \text{ ELSE } S_{uv}^i = 0$$

dengan  $v_{uv}^r$  menyatakan tegangan referensi antarfasa  $uv$ .

Fungsi *switching* antar fasa  $vw$  dan  $wu$  didapatkan dengan cara yang sama. Pengendalian tegangan semacam ini penulis namakan *discrete-pulse voltage-regulator*. Berbeda dengan inverter jenis tegangan, fungsi *switching* antarfasa  $S_{uv}^i$ ,  $S_{vw}^i$ , dan  $S_{wu}^i$  tidak bisa langsung digunakan untuk mengendalikan saklar inverter. Untuk bisa mengendalikan saklar inverter, fungsi *switching* fasa inverter berikut ini harus lebih dulu ditentukan:

$$S_u^i = S_{wu}^i - S_{uv}^i \quad (9)$$

$$S_v^i = S_{uv}^i - S_{vw}^i \quad (10)$$

$$S_w^i = S_{vw}^i - S_{wu}^i \quad (11)$$

Fungsi *switching* fasa ini mempunyai tiga kemungkinan nilai, yaitu +1, -1, dan 0. Jika fungsi *switching* fasa, misalnya  $S_u^i$ , mempunyai nilai +1, maka transistor T1 menerima sinyal ON dan jika nilainya -1, maka transistor T2 yang menerima sinyal ON. Jika nilai fungsi *switching* fasa ini mempunyai nilai 0, maka tidak ada

transistor yang menerima sinyal ON. Akan tetapi, jika ketiga fungsi *switching* fasa  $S_{uv}^i$ ,  $S_{vw}^i$ , dan

$S_{wu}^i$  mempunyai nilai 0, maka satu pasang transistor di salah satu fasa inverter (misal T1 dan T2) harus menerima sinyal ON. Penyalaan sepasang transistor ini diperlukan untuk menjamin kontinuitas arus sumber. Karena pengendali tegangan ini adalah dual dari pengendali arus inverter jenis tegangan, maka diharapkan pengendali tegangan ini akan mempunyai kecepatan tanggap yang juga tinggi.

Sampai di sini kita melihat ada sedikit perbedaan antara metode penyalaan transistor pada inverter jenis tegangan dan jenis arus. Akan tetapi, perbedaan ini bisa dimengerti karena yang mempunyai hubungan dual hanyalah rangkaian ekuivalen sisi DC dan sisi ac, sedangkan rangkaian inverternya sendiri tetap nonplanar.

Secara umum, algoritma pengendalian inverter resonansi DC jenis arus bisa dituliskan sebagai berikut:

- a Menentukan fungsi *switching* antarfasa  $S_{uv}^i$ ,  $S_{vw}^i$ , dan  $S_{wu}^i$  berdasarkan tegangan keluaran referensi dan tegangan keluaran sebenarnya.
- b Menentukan fungsi *switching*  $S_u^i$ ,  $S_v^i$ , dan  $S_w^i$  berdasarkan persamaan (9)-(11).
- c Menentukan tegangan masukan inverter dengan menggunakan persamaan (8).
- d Memberikan perintah OFF ke transistor  $S_1$ ,  $S_2$ , dan  $S_3$  untuk mengendalikan tegangan mula di kapasitor resonansi sehingga nilainya sama dengan tegangan masukan inverter yang didapat dari langkah c).
- e Memberikan perintah ON ke transistor inverter sesuai dengan fungsi *switching* yang didapat di langkah b).

Analisis di atas menggunakan asumsi bahwa rugi-rugi daya di rangkaian resonansi bisa diabaikan. Dalam praktek, rugi-rugi ini tidak bisa diabaikan sehingga tegangan mula di kapasitor harus sedikit lebih besar daripada tegangan masukan inverter. Dengan menerapkan teori *dual*, metode kompensasi rugi-rugi daya yang telah dikembangkan di rujukan [7-8] juga bisa diterapkan pada inverter resonansi jenis arus.

## 4 Hasil percobaan dan pembahasan

### 4.1 Inverter resonansi DC jenis tegangan

Untuk menguji validitas konsep yang diusulkan, beberapa percobaan telah dilakukan. Percobaan yang pertama adalah membuat inverter resonansi DC jenis tegangan dengan skema seperti terlihat di Gambar 1. Transistor bipolar digunakan sebagai saklar. Sumber DC didapat dari hasil penyearahan sumber ac dengan

menggunakan penyearah dioda dan filter kapasitor elektrolitik. Selama percobaan, tegangan DC dijaga tetap sebesar 150 VDC. Beban yang digunakan adalah beban statis hubungan bintang (Y) yang setiap fasanya terdiri atas resistor ( $2,25 \Omega$ ) dan induktor (5 mH) yang terhubung seri. Nilai efektif arus referensi dijaga tetap 10 A dengan frekuensi dasar 50 Hz. Sebagai rangkaian resonan digunakan induktor  $65 \mu\text{H}$  dan kapasitor  $0,75 \mu\text{F}$ .

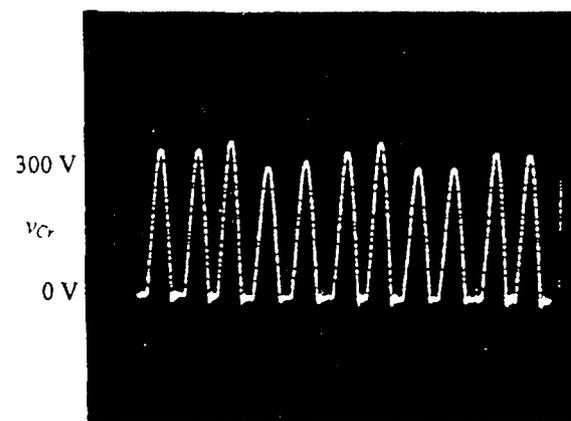
Gambar 6(a) dan 6(b) masing-masing menunjukkan tegangan di kapasitor resonan atau tegangan masukan inverter dengan arus mula di induktor dijaga tetap (pada nilai maksimum yang menjamin bahwa tegangan kapasitor bisa kembali ke nilai nol) dan yang dikendalikan sehingga arus mula di induktor resonan sama dengan arus masukan inverter plus suatu nilai yang tetap untuk mengkompensasi rugi-rugi daya di rangkaian resonansi. Gambar itu menunjukkan bahwa dengan mengendalikan arus mula di induktor, fluktuasi nilai puncak tegangan kapasitor bisa ditekan supaya tetap mendekati nilai dua kali tegangan sumber DC. Gambar 7(a) memperlihatkan tegangan di kapasitor resonan dan arus di induktor resonan. Gambar 7(b) memperlihatkan tegangan dan arus masukan inverter. Gambar tersebut memperlihatkan bahwa walaupun arus mula di induktor resonan telah dikendalikan, nilai puncak tegangan kapasitor kadang-kadang masih melonjak jauh lebih tinggi dari dua kali tegangan sumber DC. Lonjakan tegangan terjadi saat arus masukan inverter berubah mendadak dari positif ke negatif. Hal ini bisa dimengerti karena pengendalian arus mula induktor resonan dengan menghubungkan saklar  $S_x$  tidak bisa menurunkan arus di induktor resonan supaya negatif dan sama dengan arus masukan inverter yang berubah dari positif ke negatif. Pengendalian arah negatif bisa dilakukan dengan menggunakan rangkaian tambahan [7].

Gambar 8 memperlihatkan gelombang tegangan antarfasa keluaran dan arus keluaran inverter. Walaupun gelombang tegangannya nonsinusoidal, gelombang arusnya mempunyai bentuk mendekati sinusoidal. Gambar 9 memperlihatkan trayektori tegangan dan arus di salah satu transistor inverter. Adanya tegangan dan arus tidak pernah terjadi secara bersamaan sehingga rugi-rugi daya saat transistor membuka dan menutup bisa dihilangkan.

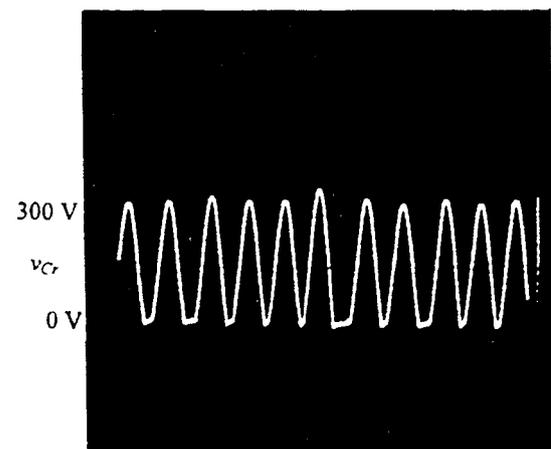
#### 4.2 Inverter resonan DC jenis arus

Untuk menguji bahwa algoritma pengendalian inverter resonan DC jenis tegangan bisa diterapkan untuk mengendalikan inverter resonan DC jenis arus, telah dibuat inverter dengan skema seperti terlihat di Gambar 10. Sebagai saklar digunakan transistor IGBT. Karena secara alami tidak ada sumber arus, digunakan sumber arus buatan yang terdiri atas *chopper* dua kuadran, induktor  $L_a$  (10 mH), dan sumber tegangan DC  $E_a$ .

Sumber tegangan DC didapat dari hasil penyearahan sumber ac dengan menggunakan penyearah dioda dan filter kapasitor. Tegangan sumber DC dijaga tetap 150 VDC selama percobaan. Transistor *chopper* dikendalikan sedemikian rupa sehingga arus di induktor  $L_a$  tetap sesuai dengan yang diinginkan. Dalam percobaan, arus DC dijaga tetap sebesar 15 A. Sebagai beban digunakan beban statik yang terdiri atas resistor ( $5,7 \Omega$ ) dan induktor (5 mH). Tiga kapasitor  $90 \mu\text{F}$  dipasang di keluaran inverter seperti terlihat di Gambar 8. Rangkaian resonan dibentuk oleh induktor  $28 \mu\text{H}$  dan kapasitor  $0,75 \mu\text{F}$ . Tegangan antarfasa referensi keluaran dijaga tetap 50 V pada frekuensi dasar 50 Hz.



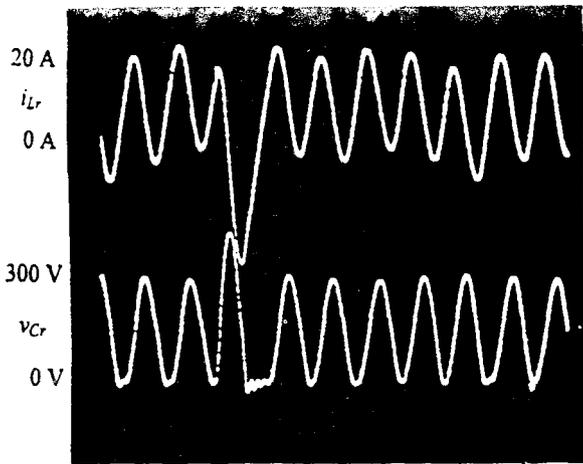
(a)

50  $\mu\text{s}/\text{div}$ 

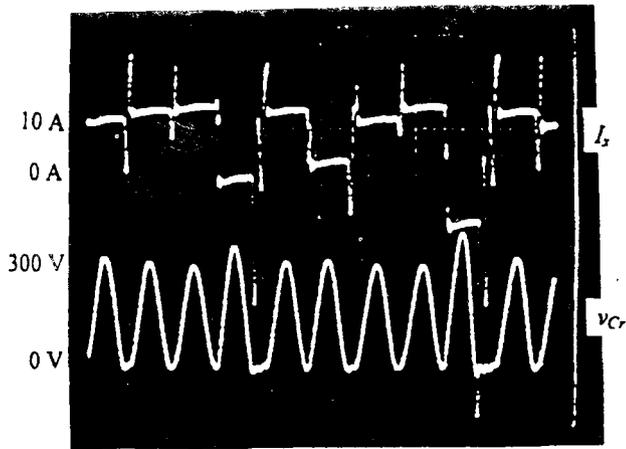
(b)

50  $\mu\text{s}/\text{div}$ 

Gambar 6 Tegangan masukan inverter resonan DC jenis tegangan (a) tanpa dan (b) dengan pengaturan arus mula.

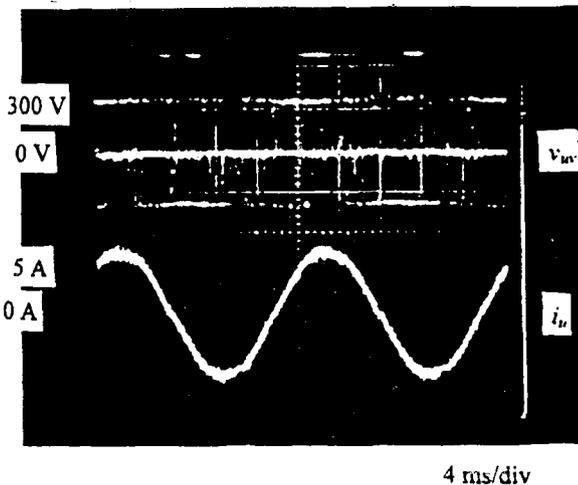


(a)

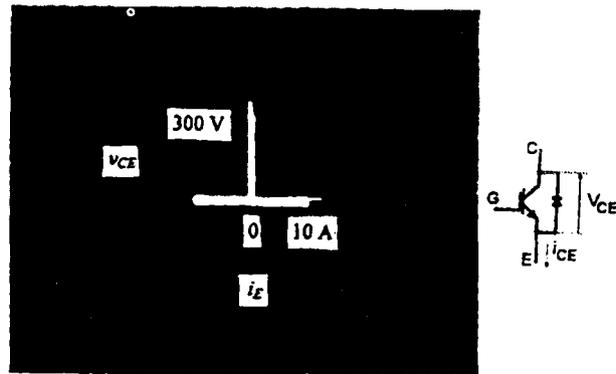


(b)

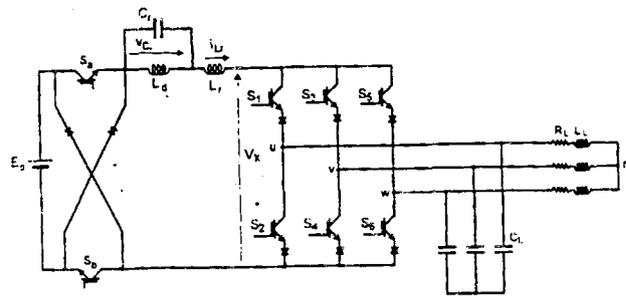
**Gambar 7** (a) Tegangan kapasitor resonan dan arus induktor resonan dan (b) tegangan dan arus masukan inverter resonan DC jenis tegangan.



**Gambar 8** Tegangan dan arus keluaran inverter resonan DC jenis tegangan.

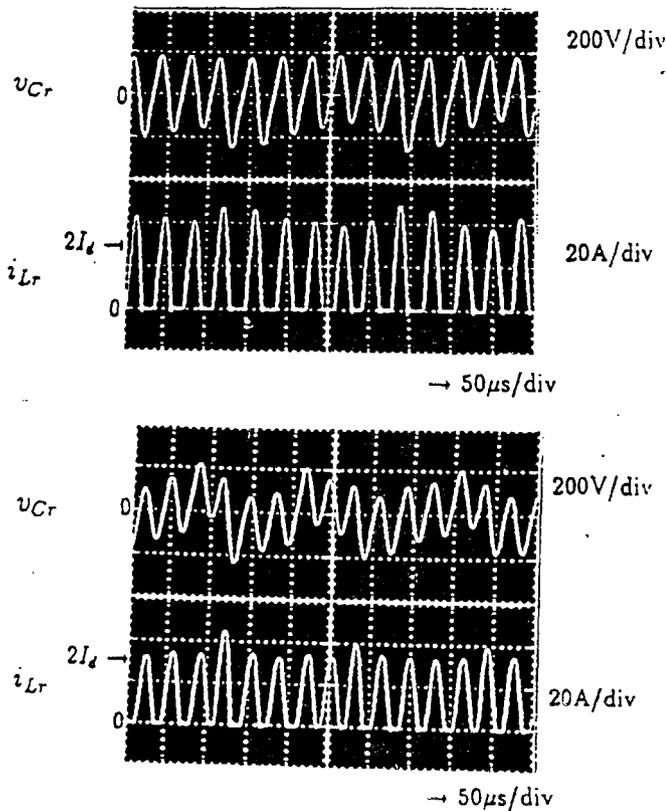


**Gambar 9** Trayektori tegangan-arus saklar inverter resonan DC jenis tegangan.

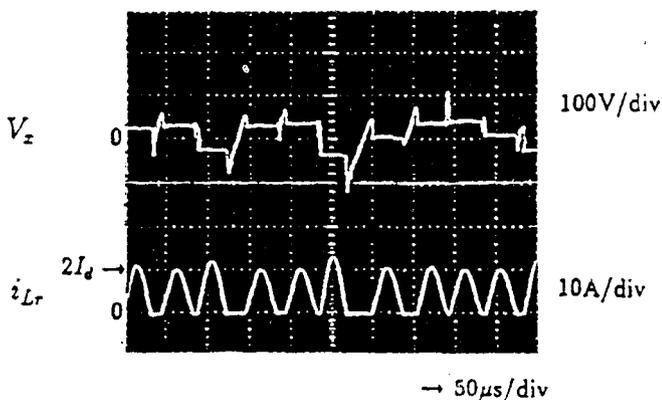


**Gambar 10** Skema percobaan inverter resonan DC jenis arus.

Gambar 11 (a) dan (b) memperlihatkan gelombang tegangan di kapasitor resonan dan arus di induktor resonan dan tegangan masukan inverter saat tegangan mula dijaga tetap (dijaga tetap pada nilai maksimum yang menjamin bahwa arus induktor resonan bisa kembali ke nilai nol) dan saat tegangan mula kapasitor resonan dikendalikan sehingga nilainya sama dengan tegangan masukan inverter plus suatu nilai yang tetap untuk mengkompensasi rugi-rugi daya di rangkaian resonan. Gambar ini menunjukkan bahwa dengan mengendalikan tegangan mula kapasitor resonan, nilai puncak arus induktor resonan bisa dijaga agar selalu mendekati dua kali nilai arus sumber. Gambar 12 memperlihatkan gelombang arus dan tegangan masukan inverter. Perbandingan antara Gambar 11 dan 12 dengan Gambar 7 menunjukkan adanya kemiripan antara gelombang arus induktor resonan dan tegangan masukan inverter pada inverter resonan DC jenis arus dengan gelombang tegangan kapasitor resonan dan arus masukan inverter pada inverter resonan DC jenis tegangan. Mirip dengan inverter resonan DC jenis tegangan, nilai puncak arus induktor resonan pada inverter resonan DC jenis arus akan melonjak jauh lebih tinggi dari dua kali arus sumber saat tegangan masukan inverter berubah secara mendadak dari positif ke negatif. Alasannya sama seperti pada inverter jenis tegangan, pembukaan saklar  $S_x$  pada inverter resonan DC jenis arus tidak bisa mengendalikan tegangan mula kapasitor resonan pada arah negatif.



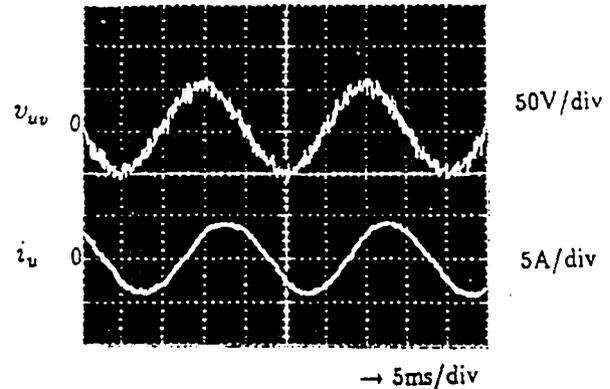
**Gambar 11** Tegangan kapasitor resonan dan arus induktor resonan inverter resonan DC jenis arus (a) tanpa dan (b) dengan kendali tegangan mula kapasitor.



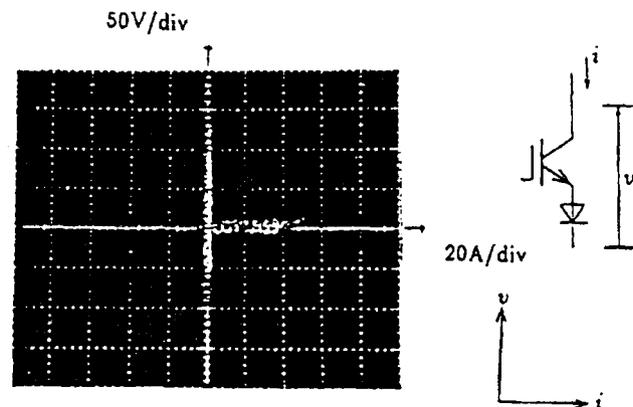
**Gambar 12** Tegangan dan arus masukan inverter resonan DC jenis arus.

Gambar 13 memperlihatkan bentuk gelombang tegangan antarfasa keluaran dan arus beban inverter resonan DC jenis arus. Berbeda dengan inverter resonan DC jenis tegangan, gelombang tegangan dan arus keluaran inverter resonan DC jenis arus keduanya mempunyai bentuk mendekati sinusoidal. Ketidakstabilan tegangan seperti yang ditemui pada rujukan [2], tidak ditemui pada percobaan ini. Hal ini mungkin karena sifat kokoh (*robust*) dari *discrete pulse voltage regulator*. Rincian analisis kinerja pengendali tegangan semacam ini sedang

dilakukan oleh penulis. Gambar 14 memperlihatkan bentuk trayektori tegangan dan arus di salah satu saklar inverter dan menunjukkan tidak adanya rugi-rugi *switching*.



**Gambar 13** Tegangan dan arus keluaran inverter resonan DC jenis arus.



**Gambar 14** Trayektori tegangan-arus saklar inverter resonan DC jenis arus.

## 5 Kesimpulan

Inverter resonan DC jenis tegangan dan jenis arus bisa dikendalikan dengan cara yang sama, dan kebenarannya dibuktikan lewat percobaan. Pada inverter resonan DC jenis tegangan, pengendalian arus mula di induktor resonan dilakukan dengan menutup saklar inverter. Perlu pula dijamin bahwa tegangan kapasitor resonan bisa kembali ke nilai nol pada akhir perioda resonansi. Pada inverter resonan DC jenis arus, pengendalian tegangan mula di kapasitor resonan dilakukan dengan membuka saklar inverter, dan perlu dijamin bahwa arus induktor resonan bisa kembali ke nilai nol pada akhir perioda resonansi. Arus keluaran inverter resonan DC jenis

tegangan dikendalikan dengan *discrete pulse current regulator* dan tegangan keluaran inverter resonan DC dikendalikan dengan *discrete pulse voltage regulator*.

## 6 Ucapan terima kasih

Sebagian penelitian ini didanai oleh Proyek URGE Program Doktor Baru dan dilakukan di Kataoka Laboratory, Tokyo Institute of Technology. Penulis mengucapkan terima kasih kepada M. Tobita, Y. Kato, dan H. Inada, semuanya mahasiswa Tokyo Institute of Technology, yang telah membantu dalam melakukan percobaan.

## 7 Daftar pustaka

1. D. M. Divan, *The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion*, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 25, No. 2, March/April 1989, pp. 317-325.
2. Y. Murai and T. A. Lipo, *High-Frequency Series-Resonant DC Link Power Conversion*, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28, No. 6, Nov./Dec. 1992, pp. 1277-1285.
3. G. L. Skibinski and D. M. Divan, *Characterization of Power Transistors Under Zero Voltage Switchings*, Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet., 1987, pp. 493-503.
4. J. A. Deacon, J. D. Van Wyk, and J. J. Schoeman, *An Evaluation of Resonant Snubbers Applied to GTO Converters*, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 25, No. 2, March/April 1989, pp. 292-297.
5. A. Mertens and D. M. Divan, *A High-Frequency Resonant DC Link Inverter Using IGBTs*, Proc. IEE Japan Int. Power Electr. Conf., Tokyo, 1990, pp. 152-160.
6. P. A. Dahono, T. Kataoka, and Y. Sato, *Dual Relationships Between Voltage-Source and Current-Source Three-Phase PWM Inverters and Its Applications*, Proc. IEEE Conf. Power Electr. Drive Sys., Singapore, 1997, pp.
7. J. S. Lai and B. K. Bose, *An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drives*, Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet., 1988, pp. 742-748.
8. Y. Sato, Y. Matsumoto, and T. Kataoka, *A Control Method of Resonant DC Link Inverters*, Proc. IEE Japan Int. Power Electr. Conf., Tokyo, 1990, pp. 346-353.