

PEMODELAN LUP KENDALI CHOPPER DC MENGGUNAKAN MODEL SAKELAR PWM

Idham Khalid* dan Muhammad Bachtiar*

Abstract

This paper presents a techniques to assist the power supply designer in accurately modeling and designing the control loop of a switch-mode DC-DC power supply. The three major components of the power supply control loop, i.e., the power stage, the pulse width modulator and the error amplifier, are presented with power stage modeling being the focus of this presentation. The power stage is modeled using the PWM switch model, which greatly simplifies the analysis over state-space averaging methods. Voltage Mode Pulse Width Modulation is presented.

Keywords: Power stage, pulse width modulator, penguat galat, PWM Switch Model

Abstrak

Paper ini membahas sebuah teknik untuk membantu para perancang catu daya dalam memodelkan dan merancang secara akurat lup kendali sebuah chopper DC mode switching. Tiga komponen utama dari lup kendali catu daya, yaitu: rangkaian daya, modulator lebar pulsa, dan penguat galat, dimodelkan dengan penekanan pada rangkaian daya. Rangkaian daya dimodelkan dengan metoda Model Sakelar PWM, yang lebih sederhana dibandingkan analisis dengan metoda state-space average. Jenis PWM yang dimodelkan adalah PWM mode tegangan.

Kata kunci: Rangkaian Daya, Modulator Lebar Pulsa, penguat galat, Model Sakelar PWM

1. Pendahuluan

Pemakaian catu daya DC telah mengalami perkembangan yang sangat pesat seiring banyaknya peralatan-peralatan listrik maupun elektronika yang membutuhkan catu daya DC. Karena peralatan-peralatan elektronika pada umumnya membutuhkan catu daya dengan tegangan konstan dan sangat rentan terhadap perubahan tegangan, maka diperlukan catu daya yang tegangan keluarannya dapat diatur. Catu daya seperti ini dikenal sebagai catu daya *switching*. Untuk memperoleh tegangan keluaran yang konstan dan tidak terpengaruh oleh perubahan beban dari sebuah catu daya *switching*, maka tegangan keluarannya harus diumpun balikkan dan dibandingkan dengan tegangan referensi yang diinginkan. Cara pengendalian ini disebut lup kendali tertutup.

Untuk memperoleh catu daya yang baik sesuai dengan kriteria dan

spesifikasi yang diinginkan, maka diperlukan analisa dan perancangan yang baik sebelum catu daya dibuat. Perancang catu daya harus memiliki pengertian yang mendalam terhadap teori dasar analisis rangkaian analog dan digital, dasar elektromagnetik dan serta memahami konsep sistem kendali. Dalam paper ini dibahas tentang teknik perancangan yang mudah dan sederhana dengan cara memodelkan komponen-komponen lup kendali catu daya untuk memperoleh karakteristik tanggapan frekuensi dari sebuah lup kendali catu daya *switching*. Teknik pemodelan yang digunakan adalah Model Sakelar PWM.

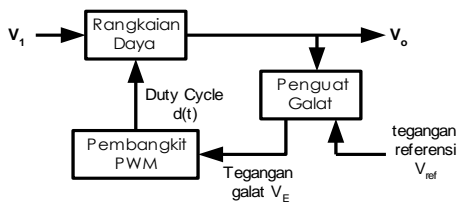
2. Tinjauan Pustaka

2.1 Komponen-Komponen Lup Kendali Chopper DC

Sebuah lup kendali catu daya *switching* yang dapat diatur terdiri dari tiga komponen utama, yaitu rangkaian daya, kombinasi *penguat galat* dan tegangan frekuensi, dan Pembangkit

* Staf Pengajar Jurusan D3 Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Tadulako, Palu

PWM. Diagram blok sederhana dari catu daya *switching* yang memperlihatkan ketiga komponen ini ditunjukkan pada gambar 1.



Gambar 1. Komponen-komponen lup kendali catu daya

Rangkaian daya berfungsi untuk melakukan konversi tegangan. Memodelkan rangkaian daya merupakan tantangan mendasar bagi seorang perancang catu daya. Dalam paper ini dibahas sebuah teknik pemodelan yang relatif baru yang hanya melibatkan elemen *switching* dari rangkaian daya disebut MODEL SAKELAR PWM. Apabila sebuah model sudah diperoleh, maka perancang catu daya dapat merancang rangkaian daya dengan mudah. *Penguat galat* menyediakan sinyal yang merupakan selisih antara tegangan keluaran dengan tegangan yang diinginkan. Komponen lup kendali ini merupakan rangkaian linier sehingga dapat dimodelkan dan direpresentasikan secara matematis dengan mudah. *Pembangkit PWM* mengalikan sinyal keluaran analog dari *penguat galat* dengan sinyal gelombang *ramp* untuk menghasilkan deretan pulsa digital (yang disebut sinyal PWM) yang digunakan untuk mendrive komponen *switching* dari rangkaian daya sehingga menghasilkan tegangan keluaran. Pemodelan pembangkit PWM adalah relatif gampang. Sebuah catu daya *switching* yang tegangan keluarannya dapat diatur mempunyai semua komponen-komponen sistem kendali klasik yaitu plant, masukan referensi, dan jaringan umpan balik.

Teknik pemodelan sakelar PWM dapat digunakan untuk menganalisa banyak jenis catu daya *switching* yang dapat diatur (Voverian, 1990). Namun untuk membatasi cakupan

pembahasan dalam paper ini, maka diskusi akan dibatasi pada Chopper DC.

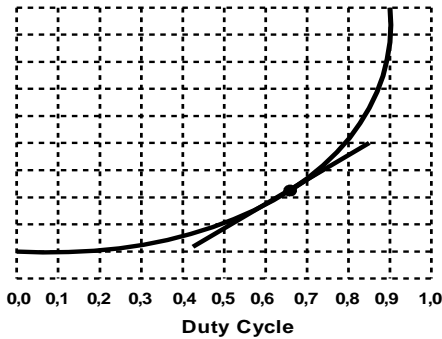
Berdasarkan gambar 1, prinsip kerja lup kendali dapat dijelaskan sebagai berikut: *Penguat galat* mempunyai dua masukan, yaitu tegangan referensi dan tegangan keluaran. Keluaran dari *penguat galat* disebut V_E , adalah selisih dari kedua sinyal tegangan masukannya. Selanjutnya, jika tegangan keluaran catu daya terlalu rendah, maka keluaran dari *penguat galat* cenderung naik. Kenaikan dari V_E menyebabkan kenaikan dalam *duty cycle*, yang mengatur operasi dari sakelar dalam rangkaian daya sehingga menyebabkan kenaikan pada tegangan keluaran.

2.2 Pemodelan Rangkaian Daya

Ada tiga topologi rangkain daya dari Chopper DC yang umum digunakan, yaitu : Buck, Boost, dan Buck-boost (Rashid, 1993; Rajasekara, 1997)

Setiap topologi mempunyai karakteristik unik yang membuatnya dapat digunakan untuk aplikasi tertentu (Rajashhekar, 1997). Misalnya, *Buck chopper* hanya dapat menghasilkan tegangan keluaran yang lebih rendah daripada tegangan masukan. Sementara *Boost chopper* hanya dapat menghasilkan tegangan keluaran yang lebih tinggi dari tegangan masukan.

Seperti ditunjukkan pada gambar 1, Rangkaian daya mempunyai dua masukan, yaitu tegangan masukan (V_i) dan *duty cycle* ($d(t)$). *Duty cycle* adalah masukan kendali, yaitu sebuah sinyal logika yang mengendalikan aksi *switching* dari rangkaian daya dan oleh karenanya mengendalikan tegangan keluaran (V_o). Setiap rangkaian daya chopper DC mempunyai kurva penguatan tegangan nonlinier versus *duty cycle*. Dimana sifat non-linier merupakan hasil dari aksi *switching*. Untuk mengilustrasikan non-linieritas ini, sebuah kurva penguatan tegangan dalam keadaan *steady state* sebagai fungsi dari *duty cycle* D untuk *Boost Chopper* ditunjukkan dalam gambar 2.



Gambar 2. Penguatan tegangan versus *duty cycle* pada Boost Chopper.

Pemodelan rangkain daya dilakukan untuk mempresentasikan operasi yang linier pada titik operasi yang diberikan. Linieritas diperlukan agar metode analisis yang tersedia untuk sistem linier, seperti analisis sinyal kecil, metoda analisis arus rata-rata, dapat diterapkan.

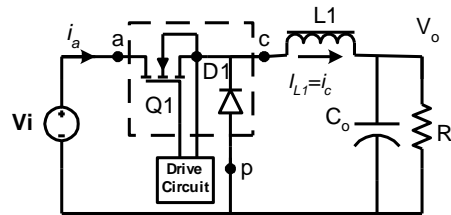
Berdasarkan pada gambar 2, jika dari titik operasi dipilih $D=0,7$, maka dapat ditarik garis lurus yang merupakan tangen terhadap kurva asal pada titik dimana $D=0,7$. Ilustrasi ini menunjukkan linieritas sebuah operasi. Secara kuantitatif, dapat dilihat bahwa jika variasi dalam *duty cycle* dijaga kecil, maka keluaran rangkaian cenderung konstan. Ini menunjukkan sifat nonlinier dari rangkaian daya. Analisis terhadap sifat nonlinier ini dapat dilakukan dengan menggunakan sebuah model linier.

Karakteristik non-linier adalah hasil dari aksi *switching* dari komponen-komponen *switching* rangkaian daya, yaitu Q_1 dan D_1 . Menurut Vorperian (1989), komponen yang mempunyai sifat non-linier dalam rangkaian daya, adalah komponen *switching* saja. Sedangkan komponen-komponen lainnya merupakan komponen linier. Sebuah model dari komponen-komponen non-linier dapat diperoleh dengan merata-ratakan komponen-komponen ini selama satu siklus *switching* (Vorperian, 1990). Model itu kemudian disubstitusi kedalam rangkaian asal untuk menganalisis rangkaian daya secara lengkap. Selanjutnya, model dari

komponen-komponen *switching* yang diberikan itu disebut Model Saklar PWM.

2.2.1 Sakelar PWM Rangkaian Daya Chopper DC untuk Mode Konduksi Kontinyu (MCK)

Pemodelan rangkaian daya dimulai dengan menurunkan model sakelar PWM yang beroperasi dalam mode konduksi kontinyu (MCK). MCK ditandai oleh arus induktor tidak pernah mencapai nol selama beberapa porsi dari siklus *switching*. Pemodelan untuk mode operasi MCK diterapkan pada topologi buck chopper, seperti ditunjukkan dalam gambar 3. Strateginya adalah merata-ratakan bentuk gelombang tegangan dan arus selama satu siklus *switching* dan menurunkan sebuah rangkaian ekivalen untuk mensubstitusikan bagian rangkaian daya yang tersisa. Bentuk gelombang yang dirata-ratakan adalah tegangan pada D_1 , V_{cp} , dan arus dalam Q_1 , i_a . Bentuk gelombang ditunjukkan dalam gambar 4.



Gambar 3. Rangkaian daya Buck Chopper

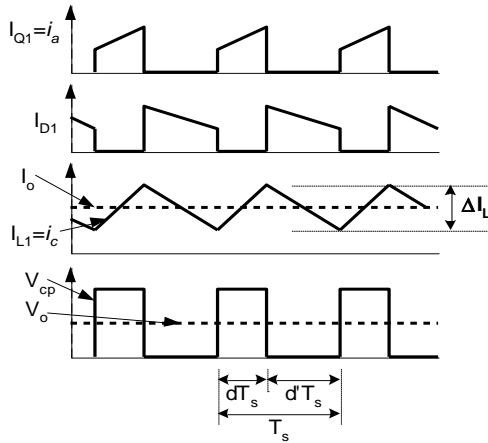
Berdasarkan pada gambar 3, resistor R , merepresentasikan beban dari buck chopper. Transistor daya Q_1 , dan dioda D_1 digambarkan di dalam kotak bergaris putus-putus. Terminal yang diberi label a , p , dan c akan digunakan untuk label-label terminal dari model sakelar PWM.

Dengan mengambil kuantitas sesaat, dari gelombang pada gambar 4, maka diperoleh hubungan berikut:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & \text{selama } dT_s \\ 0 & \text{selama } d'T_s \end{cases}$$

$$V_{cp}(t) = \begin{cases} V_{ap}(t) & \text{selama } dT_s \\ 0 & \text{selama } d'T_s \end{cases}$$

dimana : $i_a(t)$ dan $i_c(t)$ adalah arus sesaat selama satu siklus *switching*, $V_{cp}(t)$ dan $V_{ap}(t)$ adalah tegangan sesaat antara dua terminal selama satu siklus *switching*.



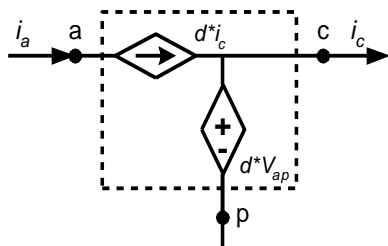
Gambar 4. Bentuk Gelombang buck chopper

Jika diambil nilai rata-rata kuantitas di atas selama satu siklus *switching*, maka diperoleh:

$$\langle i_a \rangle = d \cdot \langle i_c \rangle \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$\langle V_{cp} \rangle = d \cdot \langle V_{ap} \rangle \quad \dots\dots\dots(2)$$

dimana tanda kurung menunjukkan kuantitas rata-rata. Selanjutnya persamaan-persamaan (1) dan (2) diimplementasikan ke dalam sumber-sumber bergantung (*dependent source*), sehingga diperoleh rangkaian ekuivalen yang disebut Model sakelar PWM rata-rata, seperti ditunjukkan pada gambar 5.



Gambar 5. Model sakelar PWM MKK rata-rata (nonlinier)

Model dalam bentuk ini perlu diberi perturbasi (gangguan) dan linierisasi sehingga diperoleh model sakelar PWM yang diinginkan, dalam hal ini, linierisasi terhadap titik operasi yang diberikan, yaitu melakukan sedikit variasi terhadap titik operasi tersebut. Misalnya, kita menganggap bahwa duty ratio adalah tetap pada $d=D$ (huruf capital berarti kuantitas *steady state*, atau DC, sementara huruf kecil adalah kuantitas berubah waktu atau AC). Kemudian sebuah variasi kecil, \hat{d} , ditambahkan ke *duty cycle* sehingga *duty cycle* menjadi :

$$d(t) = D + \hat{d}(t)$$

Dimana tanda $\hat{}$ (topi) di atas kuantitas menunjukkan kuantitas AC kecil atau terganggu.

Dengan menerapkan $d(t) = D + \hat{d}(t)$ kedalam persamaan (1) dan (2), diperoleh:

$$I_a + \hat{i}_a = (D + \hat{d}) \cdot (I_c + \hat{i}_c) = D \cdot I_c + D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c + \hat{d} \cdot \hat{i}_c \quad \dots\dots(3)$$

$$V_{cp} + \hat{v}_{cp} = (D + \hat{d}) \cdot (V_{ap} + \hat{v}_{ap}) = D \cdot V_{ap} + D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap} + \hat{d} \cdot \hat{v}_{ap} \quad \dots\dots(4)$$

Selanjutnya kuantitas-kuantitas DC dipisahkan dari kuantitas AC dan menghilangkan perkalian dua kuantitas AC, karena variasi dianggap sangat kecil sehingga perkalian dua kuantitas kecil dianggap bisa diabaikan. Akhirnya diperoleh hubungan-hubungan DC dan AC atau, hubungan DC dan model sinyal kecil, yaitu:

$$I_a = D \cdot I_c \quad \text{DC} \quad \dots\dots\dots(5)$$

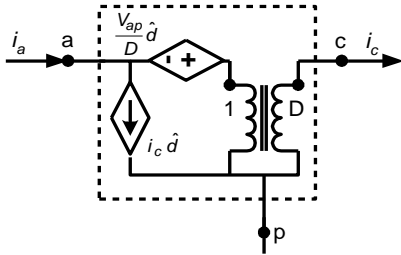
$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c \quad \text{AC} \quad \dots\dots\dots(6)$$

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap} \quad \text{DC} \quad \dots\dots\dots(7)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap} \quad \text{AC} \quad \dots\dots\dots(8)$$

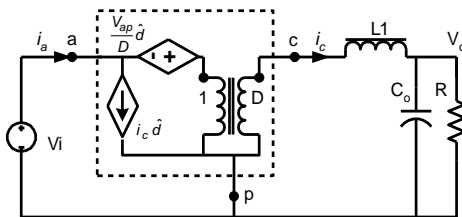
Rangkaian ekuivalen sinyal kecil dapat diperoleh dari keempat persamaan diatas dengan cara kedua hubungan DC, yaitu persamaan (5) dan (6), direpresentasikan dengan sebuah trafo ideal (tidak tergantung pada frekuensi) dengan rasio lilitan sama dengan D. Dan memasukkan persamaan-persamaan AC secara langsung dalam rangkaian setelah merefleksikan semua

sumber bergantung ke sisi primer dari trafo ideal. Model DC dan model sinyal kecil dari Saklar PWM ditunjukkan dalam gambar 6.



Gambar 6. Model DC dan Sinyal Kecil dari Sakelar PWM

Dengan mensubstitusikan model pada gambar 6 kedalam rangkaian daya Buck chopper menggantikan Q1 dan D1 maka diperoleh sebuah model yang cocok untuk analisis DC atau AC seperti ditunjukkan dalam gambar 7.



Gambar 7. Model Buck Chopper MKK

Definisi terhadap nama-nama terminal adalah sebagai berikut. Terminal yang ditandai dengan huruf a adalah untuk terminal aktif, yaitu terminal yang dihubungkan ke sakelar aktif (Q1). Terminal dengan huruf p adalah passif, yaitu terminal yang dihubungkan ke sakelar pasif (D1). Dan terminal c artinya common, yaitu terminal yang dipakai bersama oleh sakelar aktif dan sakelar pasif. Cukup menarik untuk dilihat bahwa ternyata ketiga topologi rangkaian daya mengandung sakelar aktif dan sakelar pasif, sehingga definisi-definisi diatas dapat juga diterapkan. Lebih menarik lagi, ternyata dengan mensubstitusikan Model Sakelar PWM kedalam topologi rangkaian daya yang lain juga menghasilkan sebuah model yang valid.

Untuk menggunakan Model Sakelar PWM dalam rangkaian daya yang lain, hanya mensubstitusikan model yang ditunjukkan dalam gambar 6 kedalam rangkaian daya tersebut dalam posisi yang sesuai.

Kesederhanaan analisis rangkaian daya dengan Model Sakelar PWM digambarkan sebagai berikut:

- Untuk analisis DC, \hat{d} adalah nol, L_1 dihubung singkat, dan C tidak dihubungkan (terbuka). Sehingga diperoleh $V_1 * D = V_o$. Terlihat juga bahwa $V_{ap} = V_1$. Selanjutnya dengan mengetahui tegangan masukan dan tegangan keluaran, maka D dapat dihitung dengan mudah.
- Analisis AC dilakukan dengan menurunkan persamaan-persamaan dari :
 - Fungsi transfer masukan terhadap keluaran lup terbuka,
 - Fungsi transfer impedansi masukan lup terbuka,
 - Fungsi transfer impedansi keluaran lup terbuka,
 - Fungsi transfer kendali terhadap keluaran lup terbuka.

Fungsi transfer kendali terhadap keluaran atau *duty cycle* terhadap keluaran dipilih untuk analisis lup. Untuk menentukan fungsi transfer ini, maka pertama-tama, digunakan hasil dari analisis DC untuk informasi titik operasi. Khususnya $V_{ap} = V_1$. Kemudian ditetapkan tegangan masukan sama dengan nol, karena kita hanya menginginkan komponen AC dari fungsi transfer. Akhirnya, persamaannya dapat ditulis sebagai berikut:

$$-\frac{V_{ap}}{D} * \hat{d} + \frac{\hat{v}_{cp}}{D} = 0 \Rightarrow \frac{\hat{v}_{cp}}{\hat{d}} = V_{ap} = V_1 \dots\dots(9)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{cp}} = \frac{Z_{RC}(s)}{Z_{RC}(s) + Z_L(s)} \dots\dots\dots(10)$$

dimana

$$Z_{RC}(s) = \frac{R}{1 + s * R * C} \dots\dots\dots(11)$$

$$Z_L(s) = s * L \dots\dots\dots(12)$$

Z_{RC} adalah impedansi parallel R dan C_o

Z_L adalah impedansi L_1

Setelah disederhanakan, maka diperoleh fungsi transfer yang diinginkan, yaitu:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_a(s)} = \frac{\hat{v}_{cp}(s)}{\hat{v}_{cp}(s)} = V_1 * \frac{1}{1 + s * \frac{L}{R} + s^2 * L * C} \dots(13)$$

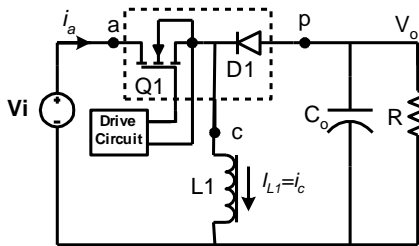
2.2.2 Model Sakelar PWM untuk Mode Konduksi Diskontinyu (MKD)

Untuk memodelkan sakelar PWM dalam mode arus induktor diskontinyu (MKD), dipilih rangkaian daya chopper topologi Buck-Boost, seperti yang ditunjukkan pada gambar 8. Bentuk gelombang yang dirata-ratakan adalah tegangan pada Q1, yaitu v_{cp} , tegangan pada D1, v_{cp} , arus dalam Q1, i_a , dan arus dalam D1, i_p . Bentuk gelombangnya ditunjukkan dalam gambar 9.

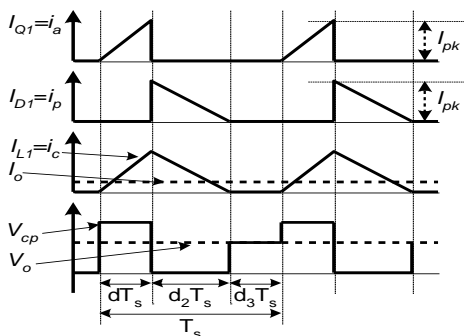
Arus terminal yang dirata-ratakan selama satu siklus *switching*, diberikan oleh:

$$\langle i_a \rangle = \frac{i_{pk}}{2} * d \dots\dots\dots(14)$$

$$\langle i_p \rangle = \frac{i_{pk}}{2} * d_2 \dots\dots\dots(15)$$



Gambar 8. Rangkaian daya Buck-Boost Chopper



Gambar 9. Bentuk gelombang Buck-Boost Chopper

Karena tegangan induktor rata-rata selama satu siklus *switching* adalah nol, maka hubungan tegangan rata-rata berikut berlaku:

$$\langle v_{ac} \rangle = V_1 \text{ dan } \langle v_{cp} \rangle = -V_o$$

Selama perioda waktu dT_s , arus i_a mulai mengalir pada nilai nol dan berakhir pada nilai i_{pk} . Karena tegangan induktor selama perioda waktu ini tetap konstan dan sama dengan $V_1 = \langle v_{ac} \rangle$, maka berlaku hubungan:

$$V_1 = L \frac{\Delta i_a}{\Delta t} = L * \frac{i_{pk}}{dT_s} \Rightarrow \langle v_{ac} \rangle = L * \frac{i_{pk}}{dT_s} \dots\dots(16)$$

Dengan cara yang sama, selama perioda waktu d_2T_s , arus i_p mulai bergerak dari i_{pk} dan berakhir pada nilai nol. Juga karena tegangan induktor sama dengan $-V_o = \langle v_{cp} \rangle$, maka berlaku:

$$V_o = L \frac{\Delta i_p}{\Delta t} = L * \frac{-i_{pk}}{dT_s} \Rightarrow \langle v_{cp} \rangle = L * \frac{i_{pk}}{dT_s} \dots(17)$$

Persamaan-persamaan (14), (15), (16) dan (17), digunakan untuk mendapatkan tegangan sisi masukan (v_{ac}) dari Model Sakelar PWM. Dengan menggunakan $V_1 = \langle v_{ac} \rangle$ dan mengeluarkan i_{pk} dari persamaan (16), lalu memasukkannya ke dalam persamaan (14), maka diperoleh:

$$\langle i_a \rangle = V_1 * \frac{d^2 * T_s}{2 * L} \dots\dots\dots(18)$$

Perlu dicatat bahwa arus rata-rata yang mengalir kedalam terminal a sebanding dengan tegangan masukan V_1 . Dengan mendefinisikan resistansi efektif (R_e) sebagai:

$$R_e = \frac{2 * L}{d^2 * T_s} \dots\dots\dots(19)$$

maka diperoleh:

$$\frac{V_1}{\langle i_a \rangle} = R_e \dots\dots\dots(20)$$

yang menunjukkan bahwa terminal masukan tampak seperti sebuah resistansi ekuivalen.

Persamaan tegangan pada sisi keluaran (v_{cp}), diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (15) kedalam persamaan (17), sehingga diperoleh:

$$\langle v_{cp} \rangle = \frac{\langle v_{ac} \rangle * d}{d_2} \dots\dots\dots(21)$$

Selanjutnya dari persamaan-persamaan (15), (16) dan (21), diperoleh:

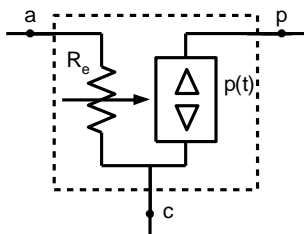
$$\langle i_p \rangle = \frac{\langle v_{ac} \rangle^2 * d^2 * T_s}{\langle v_{cp} \rangle * 2 * L} \dots\dots\dots(22)$$

Akhirnya dengan memasukkan $\langle v_{ac} \rangle = V_1$ kedalam persamaan (22) dan memindahkan $\langle v_{cp} \rangle$ ke sebelah kiri tanda sama dengan, maka diperoleh hubungan sisi keluaran, sebagai berikut:

$$\langle i_p \rangle \langle v_{cp} \rangle = V_1^2 * \frac{d^2 * T_s}{2 * L} = \frac{V_1^2}{R_e} \dots\dots\dots(23)$$

Persamaan (23) ini menunjukkan bahwa arus keluaran rata-rata dikalikan dengan tegangan keluaran rata-rata sama dengan daya nyata masukan.

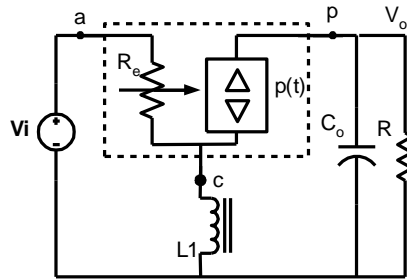
ekarang kita dapat mengimplemen-tasikan hubungan-hubungan masukan dan keluaran diatas kedalam model rangkaian ekuivalen. Model ini berguna untuk menentukan titik operasi DC dari sebuah catu daya. Terminal masukan dimodelkan secara sederhana dengan sebuah resistor ekuivalen R_e , dan terminal keluaran dimodelkan sebagai sumber daya bergantung (*dependent power source*). Sumber daya ini mengalirkan daya sebesar daya yang diserap oleh resistor masukan R_e . Rangkaian ekuivalen antara terminal masukan dan terminal keluaran sakelar ditunjukkan dalam gambar 10.



Gambar 10. Model Sakelar PWM untuk mode konduksi diskontinu

Analisis chopper DC yang beroperasi dalam mode konduksi diskontinyu (MKD) dengan

menggunakan model sakelar PWM dilakukan menguji buck-boost chopper. Prosedur analisis sama seperti pada kasus MKK. Rangkaian ekuivalen dimasukkan kedalam rangkaian asal. Rangkaian skematik model rangkaian daya buck-boost chopper dalam MKD ditunjukkan dalam gambar 11.



Gambar 11. Model Sakelar PWM Buck-Boost Chopper dalam MKD.

Mula-mula, daya nyata yang diserap oleh resistor R_e ditentukan sebagai berikut :

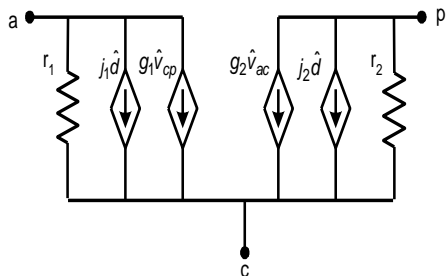
$$P_{Re} = \frac{V_1^2}{R_e} \dots\dots\dots(24)$$

Sumber daya bergantung mengalirkan sejumlah daya tersebut ke resistor beban R . Dengan menyamakan kedua daya tersebut (daya yang diserap oleh resistor ekuivalen, R_e , dan daya yang diserap oleh resistor beban, R), penguatan tegangan sebagai fungsi dari *duty cycle* D dapat dihitung sebagai berikut:

$$\frac{V_o^2}{R_e} = \frac{V_o^2}{R} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \sqrt{\frac{R}{R_e}} = \sqrt{\frac{R}{2 * L / D^2 * T_s}} = D \sqrt{\frac{R * T_s}{2 * L}} \dots\dots(25)$$

Untuk memperoleh model sinyal kecil MKD, rangkaian pada gambar 11 diberi gangguan seperti yang dilakukan dalam prosedur untuk memperoleh model sinyal kecil MKK (Erickson, 1997). Model sinyal kecil yang diperoleh untuk MKD ditunjukkan dalam gambar 12.

Parameter-parameter untuk model sinyal kecil MKD diperlihatkan dalam table 1. Dimana M didefinisikan sebagai rasio konversi DC dari chopper, yaitu $\frac{V_o}{V_i}$.



Gambar 12. Model Sakelar PWM sinyal kecil untuk MKD

Ringkasan rasio konversi DC untuk ketiga jenis topologi rangkaian daya chopper DC baik untuk MKK maupun MKD, diperlihatkan dalam table 2.

2.3 Pemodelan Tegangan Referensi/penguat galat

Komponen lup kendali berikutnya yang ditunjukkan dalam gambar 1 yang akan dimodelkan adalah kombinasi

tegangan referensi dan penguat galat. Rangkaian ini berfungsi untuk mendeteksi tegangan keluaran dan membandingkannya dengan tegangan referensi. Perbedaan antara tegangan keluaran dan tegangan referensi kemudian dikuatkan untuk menghasilkan sinyal galat (error), yang biasanya dituliskan sebagai V_E . Besarnya penguatan dirancang untuk mempunyai suatu tanggapan frekuensi spesifik. Dalam literatur catu daya dan literatur sistem kendali, pendekatan perancangan ini dikenal sebagai kompensasi frekuensi.

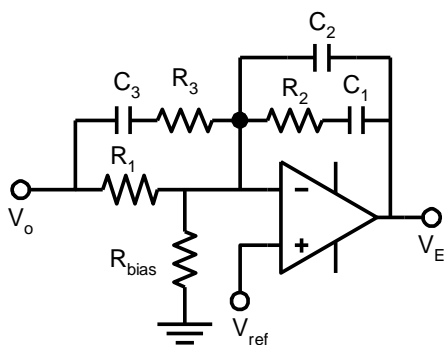
Konfigurasi rangkaian tegangan referensi/penguat galat ditunjukkan dalam gambar 13. V_o adalah tegangan keluaran yang disensor, V_E adalah tegangan galat atau keluaran penguat galat, dan V_{ref} adalah tegangan referensi.

Tabel 1. Parameter-parameter Model Sakelar PWM sinyal kecil untuk MKD

Rangkaian Daya	g_1	J_1	R_1	G_2	J_2	r_2
Buck Chopper	$\frac{1}{R_e}$	$\frac{2(1-M)V_{ac}}{DR_e}$	R_e	$\frac{2-M}{MR_e}$	$\frac{2(1-M)V_{ac}}{DMR_e}$	$M^2 R_e$
Boost Chopper	$\frac{1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2MV_{ac}}{D(M-1)R_e}$	$\frac{(M-1)^2}{M} R_e$	$\frac{2M-1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2V_{ac}}{D(M-1)R_e}$	$(M-1)^2 R_e$
Buck-Boost Chopper	0	$\frac{2V_{ac}}{DR_e}$	R_e	$\frac{2}{MR_e}$	$\frac{2V_{ac}}{DMR_e}$	$M^2 R_e$

Tabel 2. Rasio konversi DC untuk ketiga jenis topologi rangkaian daya chopper DC

Topologi Chopper	M (MKK)	M (MKD)
Buck	D	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{R_e}{R}}}$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{R}{R_e}}}{2}$
Buck-Boost	$\frac{-D}{1-D}$	$-\sqrt{\frac{R}{R_e}}$



Gambar 13. Tipikal Penguat Galat

Tegangan referensi diterapkan ke terminal tak membalik (terminal positif) dari op-amp. Ketika bekerja bersama dengan komponen lain dalam catu daya, maka tegangan referensi V_{ref} , bersama dengan kedua tahanan pembagi tegangan, R_1 dan R_{bias} , akan menentukan besarnya tegangan keluaran catu daya. Dengan analisis sederhana, tegangan keluaran diberikan oleh :

$$V_o = V_{ref} * \left(1 + \frac{R_1}{R_{bias}}\right) \dots\dots\dots(26)$$

Untuk memperoleh fungsi transfer dari rangkaian ini, kita menggunakan rumus umum untuk konfigurasi penguat membalik dari op-amp sebagai berikut :

$$G_{EA}(s) = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} \dots\dots\dots(27)$$

dimana:

$Z_i(s)$ adalah impedansi komponen-komponen umpan balik

$Z_f(s)$ adalah impedansi komponen-komponen masukan.

$G_{EA}(S) = V_E/V_o (s)$ adalah penguatan penguat galat dalam domain frekuensi

Dengan menggunakan penyederha-naan hubungan seri-paralel, maka $Z_i(s)$ dan $Z_f(s)$ dapat ditulis sebagai :

$$Z_f(s) = \frac{\left(R_2 + \frac{1}{s * C_1}\right) * \left(\frac{1}{s * C_2}\right)}{\left(R_2 + \frac{1}{s * C_1}\right) + \left(\frac{1}{s * C_2}\right)} \dots\dots\dots(28)$$

dan

$$Z_i(s) = \frac{(R_1) * \left(R_3 + \frac{1}{s * C_3}\right)}{(R_1) + \left(R_3 + \frac{1}{s * C_3}\right)} \dots\dots\dots(29)$$

Dengan memasukkan persamaan (28) dan (29) kedalam persamaan 27 dan menyederhanakannya, diperoleh fungsi transfer dari V_o ke V_e dalam domain frekuensi , yaitu:

$$G_{EA}(s) = \frac{V_E(s)}{V_o} = \frac{(-1)(1 + s * R_2 * C_1)(1 + s * C_3 * (R_1 + R_3))}{(s * R_1 * C_1) \left(1 + s * R_2 \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2}\right) (1 + s * C_3 * R_3)} \dots\dots(30)$$

Fungsi transfer diatas digunakan untuk merepresentasikan tanggapan frekuensi dari penguat galat. Fungsi transfer ini digunakan bersama dengan fungsi transfer rangkaian daya dan fungsi transfer PWM untuk membentuk lup kendali catu daya.

Konfigurasi penguat galat yang ditunjukkan dalam gambar 13 mempunyai dua Zero, dua pole dan penguatan tinggi pada frekuensi rendah. Zero adalah suatu faktor dalam pembilang fungsi transfer yang berbentuk $(1 + s * R * C)$. Pole adalah suatu faktor yang bentuknya sama dengan Zero dalam fungsi transfer, tetapi merupakan bagian dari penyebut. Karakteristik ini diperlukan untuk kompensasi frekuensi dari regulator buck mode konduksi kontinyu yang dikendalikan dengan moda tegangan. Akan tetapi, kompensasi frekuensi tidak termasuk dalam pembahasan paper ini. Dengan dilengkapi teknik pemodelan catu daya dan pemahaman yang baik tentang sistem kendali, seorang perancang catu daya dapat melakukannya dengan baik dan mudah.

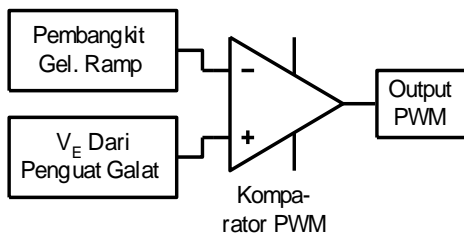
2.4 Pemodelan Pembangkit PWM

Komponen loop kendali terakhir dalam gambar 1 yang akan dimodelkan adalah Modulator Lebar Pulsa atau pembangkit PWM. Pembangkit PWM mengubah tegangan masukan analog menjadi deretan pulsa-pulsa berulang. Deretan pulsa biasanya mempunyai frekuensi tetap, sementara lebar dari pulsa tergantung pada tegangan masukan analog. Dalam catu

daya *switching*, deretan pulsa ini ditetapkan sebagai keluaran dari pembangkit PWM. Dua strategi kendali catu daya yang paling terkenal yang menyebabkan pembangkit PWM berguna adalah *kendali moda tegangan* dan *kendali moda arus*. Kendali moda tegangan yang akan dibahas dalam paper ini. Dan Skema modulasi yang digunakan adalah operasi frekuensi konstan.

Pembangkit PWM untuk Kendali Mode Tegangan

Pembangkit PWM menerima tegangan keluaran penguat galat, V_E , sebagai masukan. Keluaran pembangkit PWM adalah sinyal logika yang disebut *duty cycle* $d(t)$. Implementasi rangkaian fisik dari pembangkit PWM terkendali tegangan secara sederhana adalah sebuah pembangkit sinyal *ramp* dan sebuah komparator. Diagram blok sederhana dari pembangkit PWM ditunjukkan pada gambar 14. Bentuk gelombang *ramp* bisa berupa gelombang gigi gergaji atau gelombang segitiga. Masukan-masukan untuk komparator adalah gelombang *ramp* dan tegangan keluaran penguat galat, V_E . Ketika bentuk gelombang *ramp* berubah-ubah dari minimum ke maksimum, maka keluaran dari komparator PWM berubah dari level tinggi ke level rendah, dimana transisi terjadi ketika kedua masukan komparator bernilai sama. Karena bentuk gelombang *ramp* mempunyai frekuensi yang tetap, maka keluaran komparator PWM juga akan mempunyai frekuensi tetap. Dan karena keluaran komparator PWM digunakan untuk *drive* sakelar daya, maka frekuensi gelombang *ramp* akan menjadi frekuensi *switching* dari catu daya.



Gambar 14. Tipikal Pembangkit PWM

Bentuk gelombang keluaran pembangkit PWM yang menggunakan gelombang segitiga sebagai gelombang *ramp*, diperlihatkan pada gambar 15. Terlihat dari gambar 15 bahwa, jika V_E naik, maka pulsa tegangan keluaran, $d(t)$, juga akan naik. Amplitudo puncak-ke-puncak (V_M) dari bentuk gelombang segitiga digunakan untuk menentukan penguatan dari pembangkit PWM.

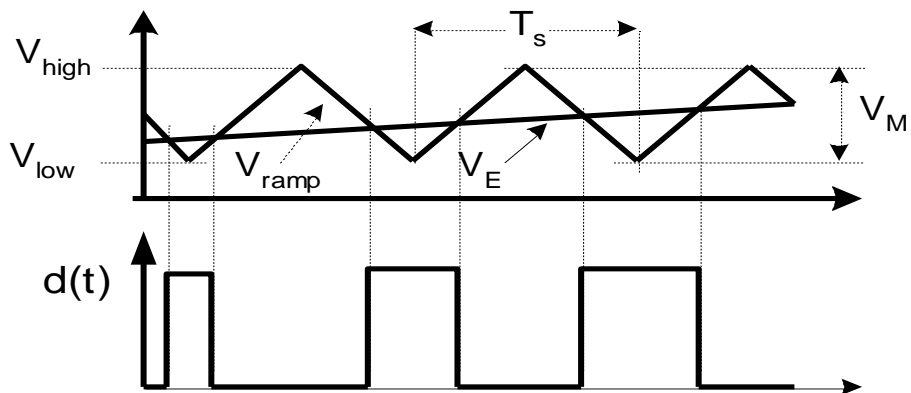
Jika V_E berada dibawah level minimum gelombang segitiga (V_{low}), maka keluaran dari PWM akan berlevel rendah dan menghasilkan $d(t)=0$. Jika V_E berada diatas level maksimum gelombang segitiga (V_{high}), maka keluaran dari PWM adalah level tinggi dan menghasilkan $d(t)=1$. Seperti ditunjukkan dalam gambar, lebar dari $d(t)$ bertambah secara linier ketika V_E naik dari V_{low} ke V_{high} . Sehingga penguatan dari V_E terhadap $d(t)$ didefinisikan sebagai perubahan *duty cycle* untuk setiap perubahan tegangan galat (dalam daerah linier). Secara matematis penguatan PWM ini dapat ditulis:

$$G_{PWM} = \frac{\Delta d(t)}{\Delta V_E} = \frac{1-0}{V_{HIGH} - V_{LOW}} = \frac{1}{V_M} \dots\dots(31)$$

dimana V_M adalah amplitudo puncak-ke-puncak dari gelombang segitiga.

Perlu dicatat bahwa fungsi transfer diatas tidak tergantung pada frekuensi. Sehingga dapat menyederhanakan perhitungan. Persamaan diatas juga akan tetap akurat meskipun diterapkan untuk frekuensi yang lebih rendah dari setengah frekuensi *switching* catu daya. Ketika memodelkan sebuah lup kendali catu daya, kita hanya memperhatikan frekuensi-frekuensi diatas frekuensi *crossover* lup terbuka yang biasanya kurang dari sepersepuluh frekuensi *switching*.

Fungsi transfer diatas digunakan untuk merepresentasikan tanggapan frekuensi dari PWM. Dan digunakan bersama kedua fungsi transfer yang lain untuk merepresentasikan lup kendali catu daya.



Gambar 15. Ilustrasi PWM

3. Metode Penulisan

Tulisan ini disusun berdasarkan telaah dan analisis terhadap berbagai pustaka yang membahas teknik-teknik analisis dan perancangan Chopper DC tegangan terkendali. Sistematika penulisan dimulai dengan membahas komponen-komponen lup kendali secara keseluruhan. Dilanjutkan dengan menguraikan dan memodelkan tiap-tiap komponen dari lup kendali dengan teknik pemodelan yang dikenal dengan Model Sakelar PWM. Diakhir Tulisan diberikan catatan penutup yang berisi kesimpulan dari pembahasan.

4. Penutup

Untuk menghasilkan sebuah catu daya yang mempunyai kinerja yang baik, seperti regulasi tegangan keluaran yang konstan, maka diperlukan sebuah prosedur perancangan dan analisa yang baik. Banyak metoda analisa yang telah dilakukan oleh para peneliti dibidang catu daya. Salah satu metoda yang sederhana tapi dapat menghasilkan perhitungan yang akurat telah dibahas dalam paper ini. Analisis dengan metoda ini dilakukan dengan terlebih dahulu memodelkan setiap komponen lup kendali dari catu daya. Komponen lup kendali yang dimaksud adalah rangkaian daya, penguat galat dan pembangkit PWM. Pemodelan dilakukan untuk mencari fungsi transfer

dari setiap komponen lip kendali. Dengan menggabungkan fungsi transfer dari ketiga koponen tersebut, mak diperoleh fungsi transfer (penguatan) dari catu daya secara keseluruhan. Dengan fungsi transfer tersebut dapat ditentukan besarnya penguatan dan tanggapan frekuensi dari catu daya yang dirancang. Pemodelan terhadap setiap komponen lup kendali catu daya dilakukan dengan Model Sakelar PWM.

5. Daftar Pustaka

- Dijk, E. Van., 1995, "PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 10, no.6, pp. 659-665.
- Dahono, P.A.,2001, "A New Control Method of DC-DC Converters Based on Virtual Capacitance Concept", *Proceeding of IEEE International Conference on PEDS, Bali-Indonesia*, pp. 121-125.
- Erickson, R.W., 1997, *Fundamentals of Power Electronics*, New York: Chapman and Hall.
- Rogers, E., tanpa tahun, "Control Loop Modeling of Switching Power Supplies", Texas Instrument Corporation.

- Rajashekara, K., 1997, "Power Conversion" dalam *The Electrical Engineering Handbook*, CRC Press.
- Rashid, M.H., 1993, *Power Electronics : Circuits, Devices, and applications*, Prentice hall International.
- Vorverian, V., et al., 1989, "Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 4, No.2, pp. 205-214.
- Voverian, V., et al., 1990, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch : Part I and II", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-26, pp.490-505.
- Wester, G.W., and Middlebrook, R.D., 1973, "Low Frequency Characterization of Switched DC-DC Converters", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-9, pp. 376-385.