

PENURAS KUASA AKTIF PIRAU SATU FASA MENGGUNAKAN STRATEGI KAWALAN RINGKAS

Yushaizad Yusof^{a,b*}, Radin Zaim Radin Umar^{a,c}, Nasrudin Abd. Rahim^c

^aJabatan Kejuruteraan Elektrik, Elektronik & Sistem, Fakulti Kejuruteraan & Alam Bina, Universiti Kebangsaan Malaysia, 43600 Bangi, Selangor, Malaysia

^bJabatan Kejuruteraan Elektrik, Fakulti Kejuruteraan, Universiti Malaya, 50603 Kuala Lumpur, Malaysia

^cUMPEDAC, Aras 4, Wisma R & D, Universiti Malaya, Jalan Pantai Baharu, 59990 Kuala Lumpur, Malaysia

Article history

Received

21 November 2016

Received in revised form

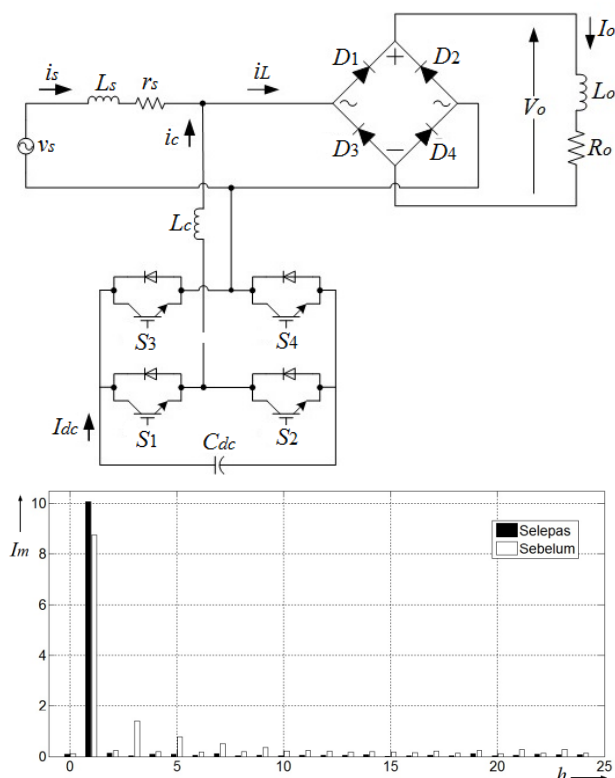
9 June 2017

Accepted

10 August 2017

*Corresponding author
yushaizad@ukm.edu.my

Graphical abstract



Abstract

This paper describes a single phase shunt active power filter system used in compensating current harmonics and improving electrical line's power factor via simplified control strategy based on estimation of nonlinear load's equivalent resistance. By employing MATLAB Simulink simulation tool, the proposed control strategy successfully compensated source current harmonics and corrected line power factor to near unity. Moreover, analysis on the system performance indicated that the system's achieved fast time response, stabilized system and near zero steady state error. To verify the proposed system, experimental results also presented.

Keywords: Active power filter, equivalent resistance, harmonics, nonlinear load, power factor

Abstrak

Kertas kerja ini menerangkan tentang suatu sistem penuras kuasa aktif pirau satu fasa digunakan dalam memampas arus harmonik dan memperbaiki faktor kuasa talian elektrik melalui strategi kawalan yang ringkas berdasarkan kepada penganggaran rintangan setara beban tak lurus. Menggunakan alat penyelakuan MATLAB Simulink, strategi kawalan untuk sistem penuras kuasa aktif pirau yang dicadangkan berjaya memampas harmonik arus sumber dan memperbaiki faktor kuasa talian kepada hampir satu. Di samping itu, analisis terhadap prestasi sistem menunjukkan pencapaian sambutan masa yang pantas, kestabilan sistem dan ralat keadaan mantap hampir sifar. Bagi menentusahkan sistem yang dicadangkan, keputusan ujikaji turut dipersembahkan.

Kata kunci: Penuras kuasa aktif, rintangan setara, harmonik, beban tak lurus, faktor kuasa

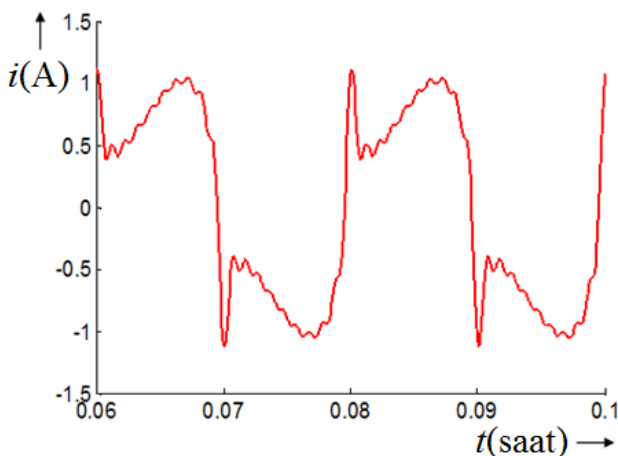
© 2017 Penerbit UTM Press. All rights reserved

1.0 PENGENALAN

Harmonik ditakrifkan sebagai hasil tambah sejumlah gelombang sinusoid yang berbeza di mana frekuensi gelombang adalah gandaan integer frekuensi asas, 50 Hz. Gabungan komponen harmonik bukan asas dan komponen asas dipanggil herotan harmonik. Herotan harmonik adalah sisihan daripada komponen asas dan merupakan salah satu daripada masalah kualiti kuasa [1]. Gelombang terherot berkala yang terjadi kepada gelombang arus ulang-alik (AU) akibat penyambungan beban tak lurus dalam sistem kuasa [2]. Harmonik menyebabkan bentuk gelombang sinusoid arus berubah menjadi gelombang terherot berkala seperti ditunjukkan dalam Rajah 1. Maka, persamaan yang mewakili komponen harmonik dalam arus sumber seketika, $i_s(t)$ boleh diungkapkan secara matematik menerusi siri Fourier seperti berikut:

$$i_s(t) = I_1 \sin \omega_1 t \cos \phi_1 + I_1 \cos \omega_1 t \sin \phi_1 + \sum_{h=3,5,\dots}^{\infty} I_h \sin(h\omega_1 t + \phi_h) \quad (1)$$

Merujuk persamaan (1), sebutan pertama mewakili komponen arus asas, sebutan kedua mewakili komponen arus reaktif dan sebutan ketiga mewakili komponen arus harmonik. Di mana i_s : arus sumber; I_1 : amplitud arus sumber asas, ω_1 : frekuensi asas dalam rad/s, h : bilangan harmonik, dan ϕ : sudut fasa.



Rajah 1 Gelombang arus harmonik

Komponen harmonik dan reaktif arus yang ditarik oleh beban tak lurus disuap balik ke dalam talian AU mengakibatkan penurunan faktor kuasa dan kemerosotan kecekapan sistem kuasa [3]. Ini sekaligus mencemarkan kualiti kuasa yang dibekalkan oleh pihak utiliti seperti Tenaga Nasional Berhad (TNB) kepada para pelanggannya. Selain itu antara kesan buruk yang timbul daripada pencemaran arus harmonik dalam sistem kuasa disenaraikan seperti berikut [4-7]:

- 1) Pemanasan tak normal pada konduktor.
- 2) Tercetusnya beban lebih.
- 3) Kewujudan salunan selari dan sesiri.
- 4) Kehilangan kuasa pada penyuar, transformer dan penjana kuasa.
- 5) Kegagalan operasi sistem perlindungan.
- 6) Pincang tugas dan kecekapan beban sensitif menurun.

Beban tak lurus terdiri daripada pemacu motor boleh laras, bekalan kuasa arus terus (AT), pengecas bateri, balast elektronik dan lain-lain aplikasi litar penerus dan litar penyongsang. Beban yang mengaplikasikan litar penukar kuasa adalah sumber utama kepada tercetusnya arus harmonik. Ini adalah demikian kerana sifat operasi pensuisan dalam litar penukar kuasa yang tak lurus. Jumlah herotan harmonik (THD) dan faktor kuasa (PF) boleh ditentukan mengikut rumusan berikut [8]:

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{h \neq 1} I_{h,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} \quad (2)$$

$$\text{PF} = \cos(\phi) \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + (\text{THD})^2}} \quad (3)$$

di mana $I_{h,rms}$ mewakili nilai berkesan arus harmonik manakala $I_{1,rms}$ mewakili nilai berkesan arus asas. Di samping itu, $\cos(\phi)$ adalah rumusan untuk faktor kuasa sesaran (DPF) dengan ϕ ialah sudut beza fasa antara voltan sumber, v_s dan arus sumber, i_s . Untuk mengatasi masalah pencemaran arus harmonik dalam talian AU penuras kuasa pasif dan penuras kuasa aktif diperkenalkan [1-7] [9].

1.1 Ulasan Ringkas Penuras Kuasa Aktif

Penuras kuasa pasif (PPF) adalah pemampas arus harmonik konvensional. Merupakan kombinasi antara pearly, pemuat dan perintang. Secara asasnya PPF dibahagikan kepada penuras tertala dan penuras laluan tinggi yang disambung secara selari dengan beban tak lurus dalam sistem kuasa [9]. PPF berkos rendah dan konfigurasi litarnya ringkas. Bagaimanapun, saiz fizikal PPF besar dan berat, selain beberapa kelemahan teknikal antaranya [4], [6]:

- 1) Kerentanan terhadap salunan dengan galangan sumber dan galangan beban.
- 2) Sensitif terhadap toleransi komponen dan perubahan parameter sistem.
- 3) Beban lebih berlaku akibat beban harmonik ambient.
- 4) Masalah talaan PPF.

Berikutan dengan masalah aplikasi PPF dalam menindas arus harmonik, penuras kuasa aktif (APF) diperkenalkan bermula pada tahun 1970an sebagai penyelesaian alternatif [9]. Amnya APF lebih tahan

lasak dan berkebolehppercayaan berbanding PPF [10-11]. Populariti aplikasi APF didorong oleh kelajuan pensuisan dan kapasiti kuasa yang dimilikinya. Kecenderungan tersebut dipengaruhi oleh perkembangan pesat teknologi pengawal digit seperti pemproses isyarat digit (DSP), pengawal mikro dan lain-lain yang membenarkan pemprosesan algoritma penurasan arus harmonik dan kawalan dilaksanakan dengan lebih cekap, pantas dan berkebolehppercayaan [1, 9]. Pada masa ini, terdapat aplikasi APF satu fasa dan tiga fasa, dari sistem kuasa rendah ke sistem kuasa tinggi. Bergantung kepada konfigurasi litar APF dan strategi kawalan, masalah kualiti kuasa yang lain seperti lendut voltan, voltan tak seimbang, kerlipan dan lain-lain turut dipampas. APF juga boleh dikelasifikasikan mengikut konfigurasi litaranya; antaranya APF pirau (SAPF), APF sesiri (SeAPF), APF hibrid (HAPF) dan pengawal aliran kuasa disatukan (UPQC) – gabungan antara SAPF dan SeAPF [1, 6]. Di antara keempat-empat kelas APF tersebut, konfigurasi SAPF yang paling ringkas dan paling banyak digunakan.

Dalam kajian terhadap sistem APF, antara topik yang sering menjadi pilihan perbincangan ialah strategi kawalan APF [12]. Strategi kawalan APF dikategorikan kepada kaedah pengesanan harmonik (penjanaan rujukan), kaedah kawalan arus (strategi pensuisan) dan kaedah kawalan voltan bas-AT (teori keseimbangan kuasa) [12-13]. Kebiasaannya kaedah pengesanan harmonik atau penjanaan rujukan digunakan sebagai strategi kawalan bagi APF. Kaedah pengesanan harmonik terbahagi kepada dua, iaitu kaedah kawalan arus terus (DCC) dan kaedah kawalan arus tak terus (ICC). Yang membezakan antara kaedah DCC dan ICC hanyalah input bagi sistem kawalan, di mana kaedah DCC mengambil arus beban, arus turas dan voltan sumber sebagai input, sedangkan kaedah ICC mengambil arus sumber, voltan bas-AT dan voltan sumber sebagai input [4, 6]. Kertas kerja ini membincangkan tentang suatu strategi kawalan sistem SAPF satu fasa baharu yang ringkas di mana nilai rintangan setara beban tak lurus dianggarkan untuk mengekstrak arus harmonik daripada arus beban dan seterusnya menganggarkan arus rujukan sinusoid. Prinsip asas strategi kawalan baharu ini diperincikan dan keberkesanan prestasinya ditentusahkan melalui alat penyelakuan MATLAB Simulink. Analisis terhadap strategi kawalan SAPF turut dilaksanakan dalam menilai kepantasan sambutan masa, kestabilan dan ralat keadaan mantap sistem kawalan.

2.0 BAHAN DAN KAEDAH

Rajah 2 menggambarkan litar skematik talian satu fasa bersambung dengan litar penerus diod titi penuh bersama beban perintang-pearuh (R_o - L_o) sesiri serta litar SAPF yang disambung pada titik gandingan sepunya (PCC). Berasaskan kepada konfigurasi litar penyongsang sumber voltan (VSI) titi-

H, litar SAPF mengaplikasikan empat pasang peranti transistor dwikutub get terfabet (IGBT) dan diod, juga pemuat bas-AT sebagai unsur simpanan tenaga. Litar SAPF disambungkan dengan talian pada PCC melalui pearuh turas, L_c . Arus pada nod PCC diungkapkan oleh persamaan berikut:

$$i_L = i_s + i_c \quad (4)$$

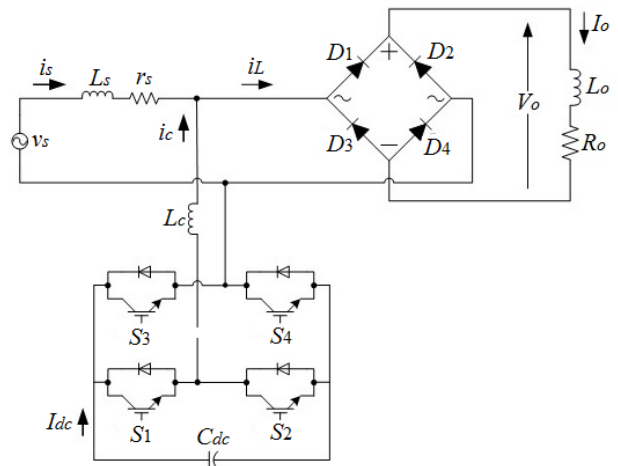
$$i_L = i_f + i_h + i_Q \quad (5)$$

di mana i_L : arus beban, i_s : arus sumber i_c : arus turas, i_f : arus asas, i_h : arus harmonik dan i_Q : arus reaktif. Justeru itu, menggunakan kaedah DCC, i_s bebas daripada komponen harmonik dan komponen reaktif jika,

$$i_c = i_h + i_Q \quad (6)$$

Gantikan persamaan (6) ke dalam persamaan (4) dan (5), maka:

$$\begin{aligned} i_s &= i_L - i_c \\ &= i_f + i_h + i_Q - i_h - i_Q \\ &= i_f \end{aligned} \quad (7)$$



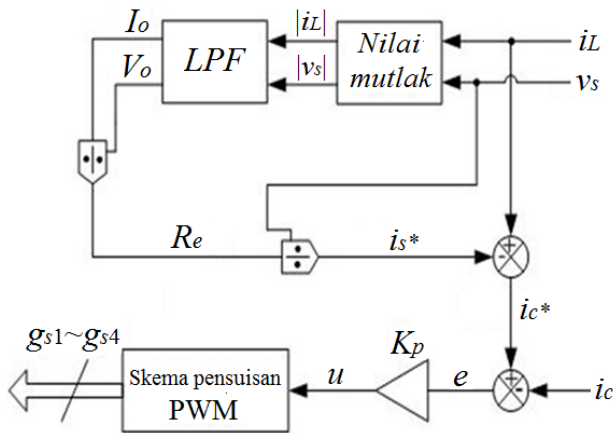
Rajah 2 Litar skematik SAPF satu fasa

Berdasarkan persamaan (7), SAPF perlu menyuntik i_c yang sama magnitud dengan i_L tetapi bertentangan kutubatan (bersamaan dengan komponen harmonik dan reaktif i_L yang negatif) untuk mendapatkan i_s yang sama fasa dengan v_s dan mampu menindas komponen harmonik i_s .

2.1 Strategi Kawalan SAPF Ringkas

Seperti yang dinyatakan, cadangan strategi kawalan untuk sistem SAPF satu fasa yang dikaji mempunyai kelebihan daripada segi struktur sistem kawalan dan algoritma yang ringkas seperti yang ditunjukkan pada

Rajah 3 berbanding beberapa strategi kawalan yang pernah dilaporkan[2-7]. Justeru itu, masa pengiraan lebih pendek disebabkan oleh terbitan rumusan matematik algoritma strategi kawalan lebih ringkas.



Rajah 3 Strategi kawalan SAPF yang dicadangkan

Merujuk Rajah 3, tiga input diperlukan, iaitu i_L , v_s dan i_c . Output adalah isyarat pengegetan, g dalam bentuk rangkaian denyut disuap kepada peranti IGBT. Isyarat pengegetan, g sentiasa berubah antara aras tinggi (high atau 1) dan aras rendah (low atau 0) untuk mengawal operasi pembukaan dan penutupan get suis IGBT. Pada mulanya input v_s dan i_L masing-masing dideria dan amplitud v_s dan i_L direndahkan kepada skala yang sesuai dengan unit kawalan. Sebagai contoh skala untuk v_s ialah 100:1 dan i_L ialah 2:1. Seterusnya nilai-nilai tersebut ditukar kepada nilai-nilai mutlak sebelum masing-masing $|i_L|$ dan $|v_s|$ dituras menggunakan penapis laluan rendah (LPF) tertib pertama. Tujuan penggunaan LPF ialah untuk mengasingkan isyarat asas dengan isyarat harmonik yang berfrekuensi lebih tinggi. Dengan menetapkan frekuensi potongan, ω_c pada 62.83 rad/s, bermakna semua frekuensi isyarat di atas ω_c akan dituras, dan frekuensi isyarat di bawah ω_c akan dilepaskan. Persamaan untuk LPF tertib pertama diungkapkan dalam jelmaan Laplace seperti berikut [6]:

$$\text{LPF}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (8)$$

di mana s adalah operator Laplace. Hasil penurasan LPF adalah I_o dan V_o yang merupakan nilai purata AT untuk i_L dan v_s . Rintangan setara beban tak lelerus, R_e , dirumuskan seperti berikut:

$$R_e = \frac{V_o}{I_o} \quad (9)$$

Selanjutnya amplitud i_s^* diperolehi dengan membahagikan amplitud v_s terhadap R_e . Untuk menentukan sudut fasa i_s^* yang sama dengan v_s ,

vektor unit $\sin \omega t$ didarabkan dengan hasil pembahagian tersebut, maka hasil rumusan tersebut diterbitkan seperti berikut:

$$i_s^* = \frac{v_s}{R_e} = \frac{V_m}{R_e} \sin \omega t \quad (10)$$

Dengan kata lain, persamaan (10) menerbitkan rumusan arus asas, i_r . Seterusnya, persamaan arus turas rujukan, i_c^* yang mengandungi gabungan komponen arus harmonik i_h dan arus reaktif i_q diungkapkan seperti berikut:

$$i_c^* = i_L - i_s^* \quad (11)$$

2.2 Rekabentuk Sistem Kawalan Arus Turas

Persamaan model dinamik bagi litar SAPF satu fasa diungkapkan seperti berikut [14]:

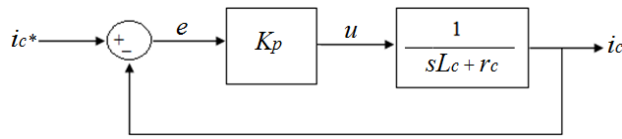
$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c} (v_s - r_c \cdot i_c - u \cdot v_{dc}) \quad (12)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot u \cdot i_c$$

di mana u : isyarat kawalan, v_{dc} : voltan bas-AT, C_{dc} : kapasitor bas-AT, L_c : kapasitor turas, dan r_c : rintangan sesiri setara (ESR) induktor. Persamaan (12) menampilkan dua pembolehubah kawalan iaitu i_c dan v_{dc} dalam sebutan persamaan pembezaan tertib pertama. Maka, untuk mencapai objektif kawalan terhadap litar SAPF, u perlu dilaraskan. Merujuk Rajah 3, u adalah output kepada strategi kawalan sebelum disuap kepada skema pensuisan pemodulatan lebar denyut (PWM) bagi menjana isyarat g .

Persamaan (8) hingga (11) berperanan menentukan isyarat i_c^* . Mengikut Hukum Kawalan [15], sistem kawalan gelung tertutup memastikan kestabilan sistem, bersifat automatik dan mampu memenuhi segala spesifikasi yang telah ditetapkan untuk mengawal SAPF. Untuk tujuan itu, persamaan (12) perlu ditukar kepada rangkap pindah menggunakan jelmaan Laplace. Rajah blok rangkap pindah gelung tertutup i_c ditunjukkan pada Rajah 4. Isyarat arus turas sebenar, i_c dideria dan kemudian ia ditolak oleh isyarat i_c^* untuk mendapatkan ralat, e . Seterusnya e disuap masuk ke dalam pengawal. Pengawal direkabentuk untuk memperbaiki sambutan masa sistem kawalan, meredam lajak, memastikan ralat keadaan mantap yang kecil juga kestabilan sistem. Pengawal kadaran dipilih untuk menyelaraskan u kerana ia adalah pengawal paling ringkas. Justeru itu, pemalar kadaran, K_p ditala menggunakan teknik sambutan frekuensi. Rangkap pindah gelung tertutup i_c dirumuskan seperti berikut:

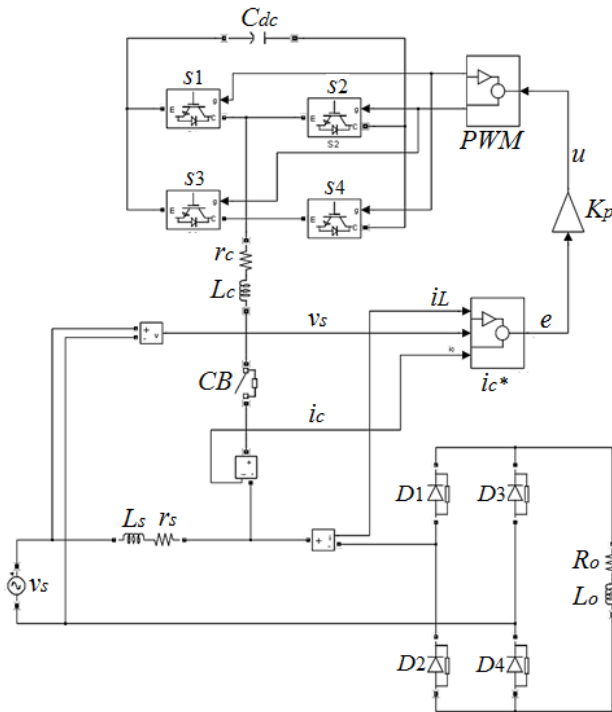
$$\frac{i_c(s)}{i_c^*(s)} = \frac{K_p}{sL_c + r_c + K_p} \tag{13}$$



Rajah 4 Sistem kawalan gelung tertutup bagi i_c

2.2 Penyelakuan Sistem SAPF

Untuk mengesahkan prestasi strategi kawalan yang dicadangkan, litar SAPF, sistem satu fasa dan beban tak lurus dimodelkan menggunakan alat penyelakuan MATLAB Simulink seperti yang ditunjukkan dalam Rajah 5.



Rajah 5 Model litar SAPF dalam persekitaran MATLAB Simulink

Alat penyelakuan MATLAB Simulink telah menjadi isu standard dan banyak digunakan dalam memodel litar elektrik, termasuklah litar APF [2, 5, 7, 10, 11]. Parameter litar yang digunakan dalam penyelakuan disenaraikan dalam Jadual 1.

Jadual 1 Parameter litar untuk penyelakuan

Parameter	Nilai
Voltan sumber, v_s	100 Vp
Induktans talian, L_s	1 mH
Induktans turas, L_c	3 mH
Induktans beban, L_o	20 mH
Kapasitans bas-AT, C_{dc}	470 μ F
Rintangan beban, R_o	10 Ω
ESR induktor turas, r_c	0.2 Ω
Frekuensi pensuisan, f_s	20 kHz
Pemalar kadaran, K_p	9.4

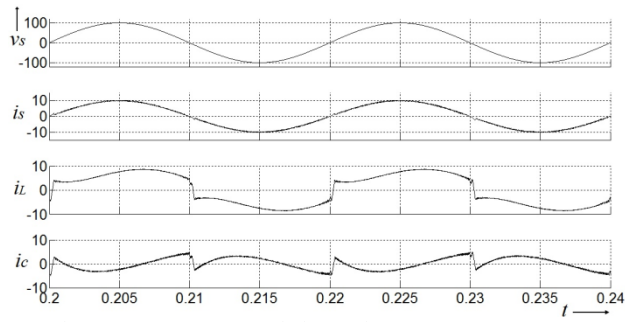
Menggunakan fungsi diskret, masa pensampelan bagi penyelakuan sistem SAPF adalah 5 μ s. Ini bersamaan dengan frekuensi pensampelan 200 kHz. Maka, untuk frekuensi pensuisan 20 kHz, terdapat 10 masa pensampelan. Dengan mengaplikasikan skema pensuisan pemodulatan lebar denyut (PWM) dwikutub, isyarat u yang berfrekuensi 50 Hz dibandingkan dengan gelombang segitiga yang berfrekuensi 20 kHz untuk menghasilkan isyarat g . Isyarat g dalam bentuk rangkaian denyut yang berubah-ubah lebarnya secara berkala diperlukan untuk pengoperasian suis IGBT. Keadaan pengoperasian suis-suis IGBT menggunakan skema pensuisan PWM dwikutub boleh disimpulkan melalui Jadual 2 berikut [14]:

Jadual 2 Keadaan suis, S dan isyarat kawalan, u

S_1	S_2	S_3	S_4	u
Tutup	Buka	Buka	Tutup	1
Buka	Tutup	Tutup	Buka	-1

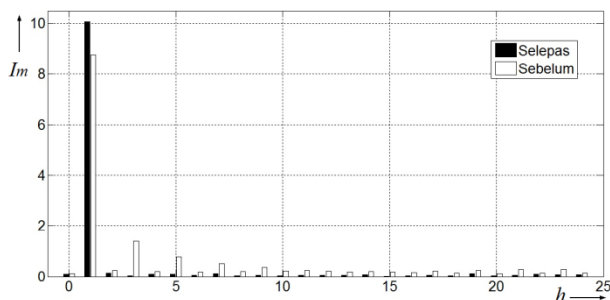
3.0 KEPUTUSAN DAN PERBINCANGAN

Beberapa keputusan yang diperolehi daripada penyelakuan ditunjukkan pada Rajah 6, Rajah 7, Rajah 8 dan Rajah 9. Merujuk Rajah 6, pada keadaan mantap dua kitaran gelombang v_s tidak berubah, sama seperti gelombang i_L . Bagaimanapun seperti yang dijangkakan, gelombang i_s berubah menjadi gelombang sinusoid apabila SAPF disambungkan kepada talian. Pada asalnya gelombang i_s terherot sama seperti gelombang i_L . Selain itu, didapati fasa gelombang i_s hampir sama dengan fasa gelombang v_s . Nilai faktor PF talian telah dapat ditambah baik kepada hampir satu (0.999) berbanding sebelum penurunan iaitu sekitar 0.835. Rajah paling bawah yang mewakili gelombang i_c menunjukkan ciri-ciri yang seakan-akan i_L , cuma kekutuban yang bertentangan. Justeru itu, pertembungan antara i_L dan i_c mengakibatkan gelombang i_s bebas daripada komponen harmonik dan reaktif.



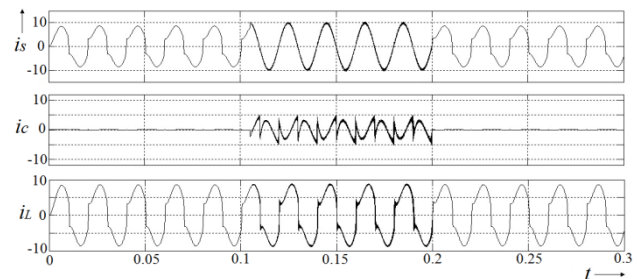
Rajah 6 Gelombang v_s , i_s , i_L dan i_c selepas penurasan

Untuk mengetahui kandungan komponen harmonik dalam gelombang i_s , persamaan (2) diaplikasikan. Magnitud harmonik yang tinggi terletak pada tertib harmonik rendah di mana harmonik asas (frekuensi asas) mempunyai magnitud tertinggi. Selain itu, bagi sistem satu fasa yang tersambung dengan beban tak lurus, hanya harmonik bilangan ganjil sahaja yang wujud. Ini bermaksud tertib harmonik yang dapat diukur bermula dari harmonik pertama, ketiga, kelima, ketujuh dan seterusnya. Semakin tinggi tertib harmonik, maka semakin rendah magnitudnya. Hal tersebut boleh diperhatikan menerusi Rajah 7 yang memaparkan spektrum THD untuk i_s . Di mana paksi ufuk mewakili bilangan tertib harmonik melawan paksi tegak yang mewakili magnitud tiap-tiap harmonik. Kebiasaannya spektrum THD yang diukur adalah sehingga tertib harmonik ke-25. Ini adalah kerana, selepas tertib harmonik ke-25 nilai magnitud harmonik semakin mengecil dan tidak signifikan. Sebenarnya tertib harmonik yang perlu diambil perhatian adalah harmonik ketiga, kelima, ketujuh dan kesembilan. Tertib harmonik rendah dan hampir dengan harmonik asas dipanggil harmonik dominan. Sekiranya harmonik dominan dapat dihapuskan, gelombang arus akan bebas daripada pencemaran herotan harmonik. Standard IEEE 519-1992 digunakan sebagai syor amalan dan keperluan dalam kawalan harmonik pada sistem kuasa [16]. Oleh itu, THD i_s yang diukur selepas penurasan oleh SAPF ialah 2.8%. Di bawah 5% seperti yang disyorkan oleh standard IEEE 519-1992. Sebaliknya THD i_s sebelum penurasan ialah 23%. Selain itu, dapat diperhatikan selepas penurasan magnitud harmonik asas meningkat, manakala magnitud harmonik dominan merosot.



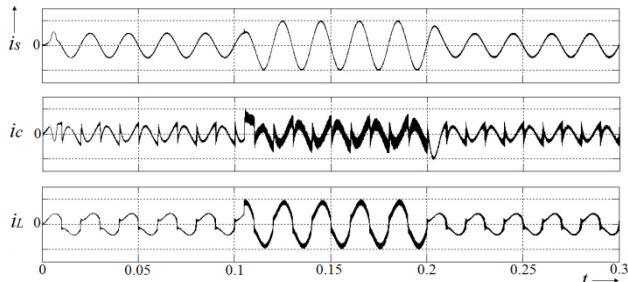
Rajah 7 Spektrum THD i_s sebelum dan selepas penurasan

Rajah 8 menunjukkan perubahan yang berlaku terhadap gelombang i_s , i_c dan i_L apabila sistem SAPF disambungkan kepada talian menggunakan pemutus litar. Pada masa 0.105 saat, didapati gelombang i_s bertukar daripada bentuk gelombang terherot kepada gelombang sinusoid. Sebaliknya pada masa 0.2 saat bentuk gelombang sinusoid tadi serta-merta bertukar kembali kepada bentuk asal selepas sistem SAPF diputuskan. Hal yang sama berlaku kepada gelombang i_c . Bila SAPF disambung, gelombang i_c yang terherot muncul serta-merta, tetapi pada ketika SAPF diputuskan, tiada gelombang i_c yang wujud. Jelas bahawa strategi kawalan ringkas yang dicadangkan bagi SAPF mempunyai sambutan masa yang sangat pantas, tanpa lajak dan hampir tiada ralat keadaan mantap yang dikesan. Bagaimanapun gelombang i_L tidak dipampas kerana prinsip asas SAPF yang hanya diaplikasikan untuk memampas i_s .



Rajah 8 Gelombang i_s , i_c dan i_L semasa penyambungan dan pemutusan SAPF

Rajah 9 menggambarkan perubahan yang berlaku kepada gelombang i_s , i_c dan i_L apabila kapasiti beban berubah secara langkah injak turun dan injak naik, masing-masing pada masa 0.105 saat dan 0.2 saat. Kapasiti beban menurun daripada 10 Ω kepada 5 Ω , menjadikan arus beban meningkat sekali ganda. Sebaliknya berlaku apabila kapasiti beban meningkat. Walaupun perubahan langkah berlaku, bentuk gelombang i_s tidak berubah, cuma amplitudnya meningkat sekali ganda kepada 20 A daripada 10 A. Hal yang sama berlaku kepada gelombang i_c dan i_L . Ketiga-tiga amplitud gelombang kembali mengurangkan kepada nilai awal selepas perubahan langkah injak naik dilakukan dengan serta-merta terhadap kapasiti beban. Berdasarkan kepada keputusan ketiga-tiga gelombang arus, menyaksikan bahawa sambutan masa sistem SAPF sangat pantas dan kestabilan sistem langsung tidak terganggu walaupun kenaikan dan pengurangan kapasiti beban mencecah 100 peratus.

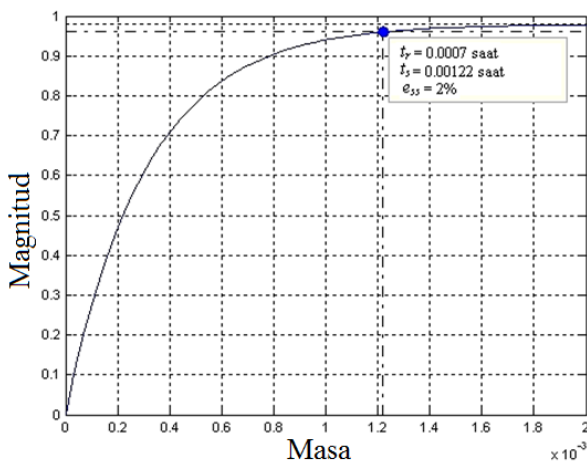


Rajah 9 Gelombang i_s , i_c dan i_L semasa perubahan langkah terhadap beban tak lurus

Keputusan yang diperolehi daripada penyelakuan disenaraikan dalam Jadual 3. Seterusnya, analisis terhadap sambutan masa strategi kawalan yang direkabentuk menunjukkan bahawa sambutan masa sistem SAPF berubah dengan sangat pantas apabila ujian penyambungan dan pemutusan SAPF dilakukan. Ini adalah demikian selepas K_p ditala kepada nilai 9.4. Berdasarkan Rajah 10, analisis sambutan langkah satu terhadap sistem kawalan yang direkabentuk seperti yang dilukis pada Rajah 4, memberikan masa penetapan, $t_s = 0.00122$ saat, masa naik, $t_r = 0.0007$ saat dan ralat keadaan mantap, $e_{ss} = 2$ peratus. Keputusan yang sama juga diperolehi semasa ujian perubahan langkah injak naik dan injak turun beban tak lurus. Tambahan pula analisis kestabilan sistem untuk kedua-dua ujian tersebut menunjukkan bahawa amplitud ketiga-tiga gelombang i_s , i_c dan i_L tidak meningkat dengan pertambahan masa, sebaliknya ketiga-tiganya beroperasi dalam keadaan terkawal dan mengikut spesifikasi yang ditetapkan.

Jadual 3 Keputusan penyelakuan

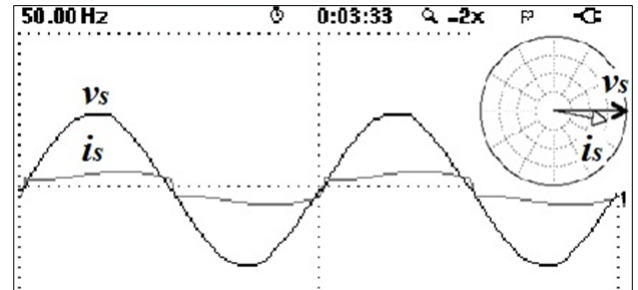
Parameter	Sebelum Penurasan	Selepas Penurasan
THD	23%	2.8%
PF	0.653	0.999



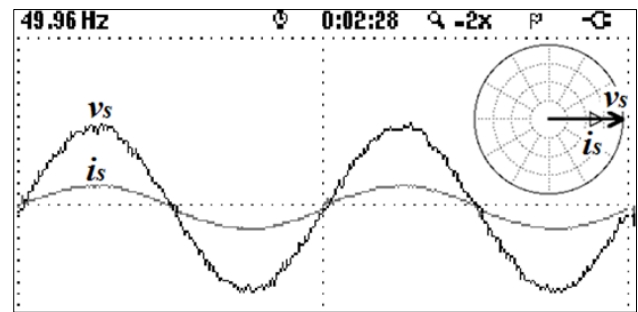
Rajah 10 Sambutan langkah selepas talaan K_p

Untuk menentusahkan strategi kawalan ringkas penuras aktif satu fasa yang dicadangkan, selain kaedah penyelakuan berkomputer, kaedah ujikaji

perkakasan sebenar turut dilaksanakan. Prototaip litar penuras aktif dengan kadaran kuasa yang rendah, 60 VA dibina dan disambung kepada litar penerus diod dengan perintang 20Ω dan induktans 50 mH seseri sebagai beban tak linear. Di samping itu, litar kawalan direkabentuk menggunakan beberapa komponen elektronik analog yang berkost rendah namun berprestasi tinggi.



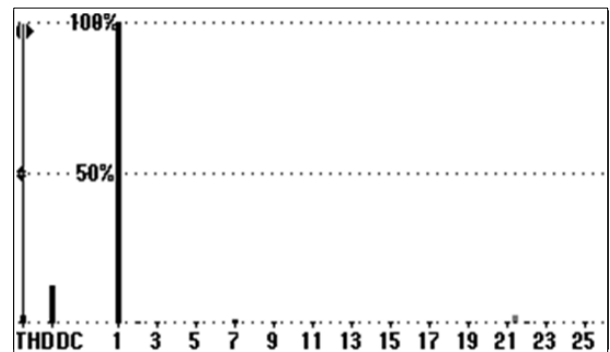
(a) (90 V/div, 18 A/div, 20 ms/dv)



(b) 90 V/div, 18 A/div, 20 ms/div

Rajah 11 Bentuk gelombang dan fasa i_s , (a) sebelum pemampasan (b) selepas pemampasan

(a)



(b)

Rajah 12 Spektrum harmonik i_s , (a) sebelum pemampasan (b) selepas pemampasan

Keputusan ujikaji dipersembahkan dalam Rajah 11 dan Rajah 12. Strategi kawalan tersebut diaplikasikan terhadap penuras aktif pirau satu fasa berjaya memampas harmonik yang wujud dalam arus i_s dan memperbaiki faktor kuasa talian kepada hampir satu. Jadual 4 berikut memaparkan keputusan ujikaji menerusi pengukuran menggunakan Fluke 434 Power Quality Analyzer.

Jadual 4 Keputusan ujikaji

Parameter	Sebelum Penurasan	Selepas Penurasan
THD	30%	3.8%
PF	0.581	0.997

Selanjutnya, bagi membandingkan secara am prestasi strategi kawalan ringkas untuk litar penuras aktif pirau satu fasa yang disarankan dengan strategi kawalan yang lain seperti yang dilaporkan dalam rujukan [3] dan [6] dipersembahkan dalam Jadual 5.

Jadual 5 Perbandingan strategi kawalan

Parameter	Saranan	Rujukan [3]	Rujukan [6]
Struktur kawalan	Ringkas	Kompleks	Kompleks
Kos	Murah	Mahal	Mahal
Persamaan matematik	Ringkas	Kompleks	Kompleks
Algoritma	Impedans beban	Lyapunov	Bingkai rujukan segerak (SRF)
Jenis pengawal	Analog	Digit (DSP)	Digit (DSP)
Kawalan voltan-bas AT	Tiada	Ya	Ya
Penuras	LPF	Lulus jalur (BPF)	LPF
Bilangan sensor	3	3	4

4.0 KESIMPULAN

Strategi kawalan ringkas yang diperkenalkan melalui penganggaran rintangan setara beban tak lurus bagi sistem SAPF satu fasa telah memperlihatkan prestasi tinggi dengan mengesahkan keberkesanannya apabila berjaya mengurangkan THD i_s daripada 23% kepada 2.8% melalui kaedah penyelakuan dan daripada 30% kepada 3.8% secara ujikaji perkakasan. Dengan ini, ia telah berjaya memenuhi standard IEEE 519-1992 seperti yang disyaratkan. Selain itu, PF sistem talian turut diperbaiki daripada 0.653 kepada hampir satu (0.999) bagi kaedah penyelakuan, manakala untuk ujikaji pula daripada 0.581 kepada 0.997. Ini menyebabkan kehilangan kuasa berkurangan namun kecekapan dan kebolehpercayaan sistem meningkat. Satu lagi kelebihan strategi kawalan yang disarankan ialah algoritma dan struktur sistem kawalan gelung tertutupnya yang ringkas dan mudah, membawa kepada masa pengiraan yang lebih pendek daripada algoritma kawalan yang diaplikasikan dalam kertas kerja sebelum ini [1-7, 8-14]. Turut dibincangkan adalah berkenaan analisis sambutan masa sistem APF yang sangat pantas dan kestabilannya. Berdasarkan kepada keputusan yang diperolehi, dapat disimpulkan bahawa strategi kawalan baharu yang ringkas untuk sistem SAPF telah berjaya memenuhi objektif pemampasan arus harmonik dan pembedahan PF sistem. Sebagai

cadangan penerusan kajian berkaitan, ujian terhadap sistem tiga fasa dan aplikasi konfigurasi APF yang lain bakal dilaksanakan di masa depan.

Penghargaan

Ucapan ribuan terima kasih kepada UKM kerana memberikan sokongan kewangan melalui geran PTS-2012-104.

Rujukan

- [1] Zainal, S., Tan, P. C. and Awang, J. 2006. Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review. *Elektrika*. 8(2): 17-26.
- [2] Yusof, Y. and Rahim, N. A. 2009. Simulation of Series Active and Passive Power Filter Combination System to Mitigate Current Source Harmonics. *Proceedings of Power Control and Optimization, 2009 American Institute of Physics*. 86-91.
- [3] Hua, C. C., Li, C. S. and Lee, C. H. 2009. Control Analysis of an Active Power Filter Using Lyapunov Candidate. *IET Power Electronics*. 2(4): 325-334.
- [4] Adel, M., Zaid, S. and Mahgoub, O. 2011. Improved Active Power Filter Performance Based on an Indirect Current Control Technique. *Journal of Power Electronics*. 11(6): 931-937.
- [5] Hamadi, A., Rahmani, S. and Al-Haddad, K. 2013. Digital Control of a Shunt Hybrid Power Filter Adopting a Nonlinear Control Approach. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 9(4): 2092-2104.
- [6] Monfared, M., Golestan S. and Guerrero, J. M. 2013. A New Synchronous Reference Frame-Based Method for Single-Phase Shunt Active Power Filters. *Journal of Power Electronics*. 13(4): 692-700.
- [7] Lim, P. Y. and Naziha, A. A. 2007. Comparison of Inverter's Performance as Active Power Filters with Unified Power-Frequency Integration Control. *Jurnal Teknologi*. 46(D): 121-134.
- [8] Rashid, M. H. 2004. *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. 3rd Edition. Pearson Education.
- [9] Akagi, H. 2005. Active Harmonic Filters. *Proc. the IEEE*. 93(12): 2128-2141.
- [10] Radzi, M. A. M. and Rahim, N. A. 2009. Neural Network and Bandless Hysteresis Approach to Control Switched Capacitor Active Power Filter for Reduction of Harmonics. *IEEE Trans. Ind. Electron*. 56(5): 1477-1484.
- [11] Zainuri, M. A. A. M., Radzi M. A. M., Soh, A. C., Mariun, N. and Rahim, N. A. 2016. DC-link Capacitor Voltage Control for Single-Phase Shunt Active Power Filter with Step Size Error Cancellation in Self-Charging Algorithm. *IET Power Electron*. 9(2): 323-335.
- [12] Green, T. C. and Marks, J. H. 2005. Control Techniques for Active Power Filters. *Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl*. 1529(2): 369-381.
- [13] Dey, P. and Mekhilef, S. 2015. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis. *AUTOMATIKA*. 56(1): 42-54.
- [14] Miret, J., de Vicuna, L. C., Castilla, M., Matas, J. and Guerrero, J. M. 2009. Design of an Analog Quasi-Steady-State Nonlinear Current-Mode Controller for Single-Phase Active Power Filter. *IEEE Trans Ind Electron*. 56(12): 4872-4881.
- [15] Nise, N. J. 2010. *Control System Engineering*. John Wiley & Sons.
- [16] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. 2014. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*. 1-29.