

## استخراج مدل معیار سیگنال کوچک مبدل مبتنی بر افزایش تمام پل ایزوله ترانسفورمری و طراحی جبران‌ساز PID-Lead بهینه توسط الگوریتم MODA

محمد امیری<sup>۱</sup>

<sup>۱</sup>دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی

تهران، ایران

[mohammad.amiri.1990@gmail.com](mailto:mohammad.amiri.1990@gmail.com)

شماره تلفن: ۰۹۱۲۸۳۴۶۹۵۷

احمد سالم نیا<sup>۲</sup>

<sup>۲</sup>دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی

تهران، ایران

[salemnia@pwut.ac.ir](mailto:salemnia@pwut.ac.ir)

شماره تلفن: ۰۲۱۷۳۹۳۲۵۰۲

تغییرات بار، پاسخ دینامیکی کندی دارد. توربین بادی، ولتاژ خروجی ac با فرکانسی متغیر وابسته به سرعت باد، تولید می‌کند [۱]. به منظور رفع این مشکلات، از واسط الکترونیک قدرت و کنترل کننده مناسب استفاده می‌شود [۲]. در [۳]، برخی از ساختارهای معمول مبدل های الکترونیک قدرت متصل به شبکه و روش‌های مختلف کنترل این مبدل‌ها مورد بررسی قرار گرفته است. ساختار برخی از مبدل‌های غیر ترانسفورمری برای استفاده به عنوان واسط فوتوولتاییک، در [۴] بررسی شده است. تکنیک‌های کنترل و پایداری ریزشبه‌های DC، در [۵] جمع آوری و تحلیل شده است.

ساختارهای مبدل‌های الکترونیک قدرت مورد استفاده در ریزشبه‌ها، شامل دو دسته کلی غیر ترانسفورمری و ایزوله ترانسفورمری می‌باشد. مزایای ساختارهای ایزوله ترانسفورمری، ایزوله شدن اتصال زمین ورودی و خروجی مبدل جهت افزایش ایمنی، کاهش استرس ولتاژ و جریان، در حالتی که نسبت افزایش‌دهی یا کاهش‌دهی زیادی مورد نیاز است، به دلیل نسبت دور ترانسفورمری، و امکان دستیابی به چند ولتاژ خروجی از طریق چند سیم پیچ ثانویه ترانسفورمری و چند مدار ثانویه مبدل می‌باشد [۶]. در [۶] ساختار برخی مبدل‌های رایج ایزوله ترانسفورمری تحلیل شده است. در [۷]، ساختار یک مبدل ایزوله ترانسفورمری با امکان اتصال دو منبع در ورودی، جهت کاربرد برای منابع انرژی تجدیدپذیر بررسی شده است.

در این مقاله، عملکرد مبدل مبتنی بر افزایش تمام پل ایزوله ترانسفورمری، جهت استفاده به عنوان واسط منابع تولید پراکنده در ریزشبه، بررسی و مدل معیار سیگنال کوچک مبدل استخراج و ارائه شده است. سپس کنترل کننده ولتاژ و جبران‌ساز مناسب، جهت بهبود وضعیت پایداری، افزایش حساسیت به ورودی و تضعیف اثر جریان بار و ولتاژ ورودی به عنوان اغتشاش، طراحی شده است. طراحی جبران‌ساز توسط بهینه ساز MODA انجام شده است.

چکیده — افزایش مصرف انرژی و کافی نبودن منابع سنتی، زمینه را برای استفاده از منابع تولید پراکنده (DER) بوجود آورده است. این منابع، نیازمند واسط الکتریکی مناسب جهت تنظیم توان می‌باشند. مبدل‌های ایزوله ترانسفورمری، با ایزوله مناسب منبع ورودی از خروجی و کاهش استرس ولتاژ و جریان سویچ‌ها، واسط مناسبی جهت کاربرد در ریزشبه هستند. در این مقاله، با استفاده از روش پایه مدلسازی ac، مدل اولیه سیگنال کوچک مبدل مبتنی بر افزایش تمام پل ایزوله ترانسفورمری، محاسبه و سپس با استفاده از جایجایی و روش تون-نورتون، مدل معیار سیگنال کوچک مبدل ارائه شده است. با استفاده از این مدل، کنترل کننده ولتاژ جهت کنترل مبدل طراحی شده است. ساختار جبران‌ساز این کنترل کننده، شامل بلوک PID-Lead می‌باشد که ضرایب آن با استفاده از الگوریتم MODA بهینه گردیده است. تضعیف اثر تغییرات جریان بار و ولتاژ منبع تولید پراکنده بر ولتاژ خروجی مبدل، پایداری گذرا و پایداری سیگنال کوچک مبدل، سرعت مناسب در رسیدن به خروجی مطلوب و بالازدگی مناسب در حالت گذرا، به عنوان اهداف طراحی در نظر گرفته شده است. در پایان، نتایج حاصل از شبیه سازی ارائه شده و اثر کنترل کننده در بهبود هر یک از موارد ذکر شده، بررسی شده است.

کلید واژه — الگوریتم بهینه سازی MODA، جبران‌ساز PID-Lead،

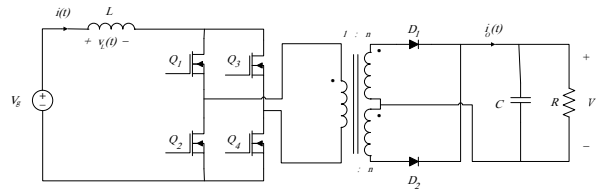
ریزشبه، مدل معیار سیگنال کوچک مبدل، منبع تولید پراکنده.

### ۱. مقدمه

با افزایش مصرف منابع، به خصوص منابع سنتی انرژی، مشکلات زیست محیطی، همچون گرم شدن جهانی، به سطح قابل توجهی رسیده است. به همین دلیل امروزه منابع انرژی تجدید پذیر، مانند پیل سوختی، فوتوولتاییک و بادی، به عنوان منابع تولید پراکنده بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. با این وجود، بهره برداری از انرژی این منابع، با برخی مشکلات نیز مواجه است. توان تولیدی فوتوولتاییک، در شرایط ابری و بارانی با تغییر مواجه است. پیل سوختی در مواجهه با

## ۲. مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری

ساختار یک مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری در شکل ۱ نمایش داده شده است. نحوه عملکرد این مبدل در [۶] مورد تحلیل قرار گرفته است. ابتدا در مدت  $DT_s$  سویچ‌های  $Q_1, Q_2, Q_3$  و  $Q_4$  هدایت می‌کنند. سپس در مدت  $DT_s$  سویچ‌های  $Q_1$  و  $Q_4$  و دیود  $D_1$  هدایت می‌کنند. دوباره در مدت  $DT_s$  سویچ‌های  $Q_1, Q_2, Q_3$  و  $Q_4$  هدایت می‌کنند و در پایان نیز در مدت  $DT_s$  سویچ‌های  $Q_2$  و  $Q_3$  و دیود  $D_2$  هدایت می‌کنند.



شکل ۱: مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری [۶]

با توجه به ساختار مبدل و ترتیب سویچ زنی، نسبت تبدیل ولتاژ مبدل و مقدار ثابت جریان سلف محاسبه می‌شود.

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = \frac{n}{D'} \quad (1)$$

$$I = \frac{nV}{D'R} \quad (2)$$

در معادلات (۱) و (۲)،  $M$ ، نسبت تبدیل ولتاژ،  $n$  نسبت دور ترانس، و  $I$ ، مقدار ثابت جریان سلف می‌باشد.

### A. مدل سیگنال کوچک

طراحی کنترل کننده و جبران‌ساز مناسب برای مبدل، با پایداری مطلوب، نیازمند اطلاع از مدل سیگنال کوچک مبدل می‌باشد. مدل سیگنال کوچک مبدل، بر اساس پایه مدلسازی ac که در [۶] بیان شده است، محاسبه می‌شود:

$$L \frac{d\langle i(t) \rangle}{dt} = \langle v_g(t) \rangle - d'(t) \frac{\langle v(t) \rangle}{n} \quad (3)$$

$$C \frac{d\langle v(t) \rangle}{dt} = d'(t) \frac{\langle i(t) \rangle}{n} - \frac{\langle v(t) \rangle}{R} \quad (4)$$

برای هر متغیر در معادلات (۳) و (۴)، می‌توان یک بخش ثابت و یک بخش سیگنال کوچک در نظر گرفت که بخش سیگنال کوچک بسیار کوچکتر از بخش ثابت است:

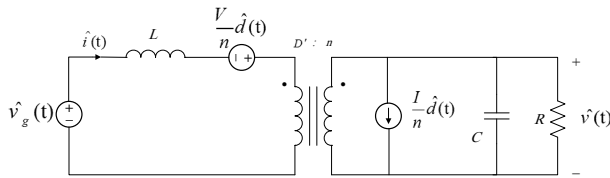
$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (5)$$

با جدا کردن بخش ثابت و سیگنال کوچک متغیرها، ساده سازی و صرف نظر از بخش مرتبه دوم، روابط سیگنال کوچک محاسبه می‌شود:

$$L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - \frac{D'}{n} \hat{v}(t) + \frac{V}{n} \hat{d}(t) \quad (6)$$

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = \frac{D'}{n} \hat{i}(t) - \frac{I}{n} \hat{d}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \quad (7)$$

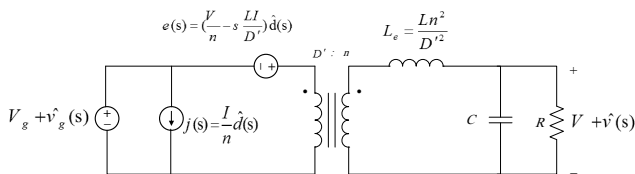
بر اساس معادلات (۶) و (۷)، مدار معادل سیگنال کوچک مبدل به صورت نمایش داده شده در شکل ۲ می‌باشد.



شکل ۲: مدل سیگنال کوچک مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری

### B. مدل معیار سیگنال کوچک

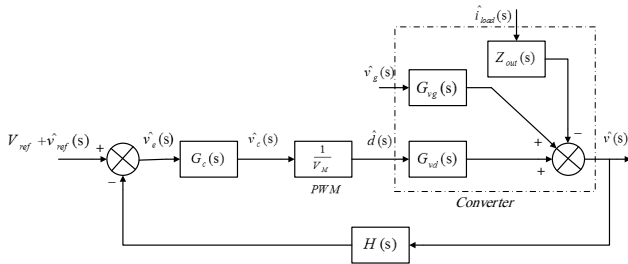
با جایجایی منابع و سلف، و روش تونن-نورتون، مدل معیار (Canonical) سیگنال کوچک مبدل محاسبه و در شکل ۳ نمایش داده شده است.



شکل ۳: مدل معیار سیگنال کوچک مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری

### ۳. کنترل کننده ولتاژ

با توجه به مدل بلوک دیاگرامی مبدل، ولتاژ خروجی  $v$ ، وابسته به ولتاژ ورودی  $v_g$ ، جریان بار  $i_{load}$  و سیکل وظیفه  $d$  می‌باشد. ولتاژ ورودی مبدل معمولاً مقداری متغیر متناسب با وضعیت منبع تولید پراکنده است. همچنین، جریان بار، وابسته به مقدار و نوع بار و تغییرات آن می‌باشد. بنابراین، نگه داشتن ولتاژ خروجی روی مقدار ثابت  $V$ ، با در نظر گرفتن ولتاژ ورودی و جریان بار به عنوان ورودی‌های اغتشاشی، و سیکل وظیفه به عنوان سیگنال کنترلی، به عنوان هدف اصلی کنترل کننده در نظر گرفته می‌شود. نمی‌توان انتظار داشت با ثابت نگه داشتن مقدار سیکل وظیفه، ولتاژ خروجی تحت تمامی شرایط، روی مقدار مطلوب ثابت بماند. بنابراین با ایجاد فیدبک منفی از ولتاژ خروجی و مقایسه با مقدار مرجع، کنترل کننده سیگنال سیکل وظیفه مورد نیاز را تولید می‌کند. ساختار کنترل کننده ولتاژ مطلوب در شکل ۵ نمایش داده شده است که در آن، بهره نمونه برداری ولتاژ خروجی،  $V_{ref}$ ، ولتاژ مرجع، و  $G_c$ ، بلوک جبران‌ساز می‌باشد.



شکل ۵: ساختار کنترل کننده ولتاژی مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری

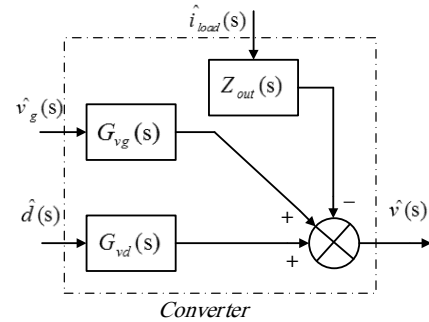
با توجه به ساختار کنترل کننده، بهره حلقه  $T$ ، محاسبه می‌شود.

$$T(s) = \frac{H(s)G_c(s)G_{vd}(s)}{V_M} \quad (16)$$

$$\hat{v} = \hat{v}_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1+T} - \hat{i}_{load} \frac{Z_{out}}{1+T} \quad (17)$$

جهت پایداری مبدل، از حد فاز  $PM$  و حد دامنه  $GM$  تابع تبدیل  $T$  استفاده می‌شود. طراحی  $G_c$ ، به گونه‌ای صورت می‌پذیرد که حد فاز و حد دامنه  $T$  در مقدار مطلوبی قرار گیرند. جهت پایداری باید حد فاز مقدری مثبت و حد دامنه بزرگتر از ۱ و در مبنای دسی بل، بزرگتر از

با توجه به مدل معیار سیگنال کوچک مبدل، مدل بلوک دیاگرامی مبدل محاسبه می‌شود. این مدل در شکل ۴ نمایش داده شده است:



شکل ۴: مدل بلوک دیاگرامی مبدل مبتنی بر افزایشده تمام پل ایزوله ترانسفورمری

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V}{D'} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (8)$$

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} = \frac{n}{D'} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (9)$$

$$Z_{out}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{load}(s)} = \frac{Ln^2}{D'^2} \frac{s}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (10)$$

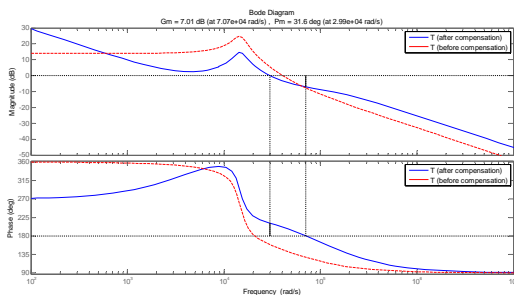
$$\omega_0 = \frac{D'}{n} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (11)$$

$$Q = \frac{D'}{n} R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (12)$$

$$\omega_z = \frac{D'R}{Ln^2} \quad (15)$$

در کلیه بخش‌های طراحی کنترل کننده، مدل بلوک دیاگرامی مبدل، جایگزین ساختار اصلی مبدل می‌شود.

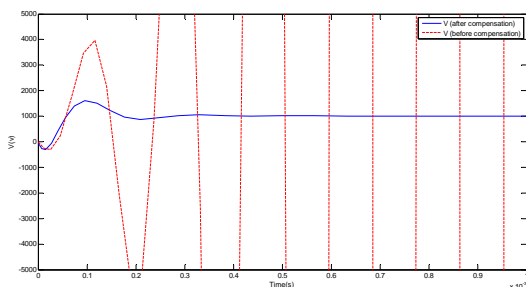
ضرایب بدست آماده از بهینه سازی به ترتیب  $k_1$ ،  $k_2$ ،  $0.1824$ ،  $0.1408885$  می باشد. دیگرام بد تابع تبدیل بهره حلقه  $T$ ، قبل و بعد از جبران سازی، در شکل ۶ نمایش داده شده است.



شکل ۶: دیگرام بد تابع تبدیل بهره حلقه  $T$ ، قبل (خط چین) و بعد از جبران سازی

با توجه به شکل ۶، تابع تبدیل بهره حلقه پیش از جبران سازی، ناپایدار و دارای حد دامنه و فاز منفی است. درحالی که پس از جبران سازی، حد فاز به  $31.6^\circ$ ، حد دامنه به  $7/0.1$  dB و پهنای باند به  $4/67$  KHz اصلاح گردیده است.

شکل موج ولتاژ خروجی قبل و بعد از جبران سازی در لحظات اولیه شروع به کار در شکل ۷ نمایش داده شده است. عملکرد مبدل بدون جبران ساز ناپایدار بوده و توسط جبران ساز پایدار شده است.



شکل ۷: شکل موج ولتاژ خروجی در لحظات اولیه شروع به کار قبل (خط چین) و بعد از جبران سازی

تعقیب ورودی کنترلی  $V_{ref}$  توسط ولتاژ خروجی  $V$  به خوبی در شکل ۸ قابل مشاهده است. در شکل ۹، تضعیف شدید اثر تغییرات ولتاژ ورودی به عنوان اغتشاش، بر ولتاژ خروجی، و نیز در شکل ۱۰، تضعیف شدید اثر تغییرات جریان بار به عنوان اغتشاش، بر ولتاژ

شود. همچنین جهت تضعیف اثر ولتاژ خروجی و جریان بار، دامنه  $T$  در فرکانس های کوچکتر از فرکانس قطع، باید مقداری بزرگ باشد. چنانچه در محدوده کمتر از فرکانس قطع  $T \gg 1$  باشد، ضرایب ولتاژ ورودی و جریان بار در معادله (۱۷) بسیار کوچک شده و سبب تضعیف این ورودی های اغتشاشی می شود. از طرفی ولتاژ خروجی تقریباً به ولتاژ مطلوب نزدیک می شود.

#### ۴. طراحی جبران ساز $G_c$ با استفاده از الگوریتم بهینه سازی MODA

الگوریتم بهینه سازی چند هدفه سنجاکک یا به اختصار MODA (Multi-Objective Dragonfly Algorithm)، از زندگی گروهی سنجاکک ها در طبیعت الهام گرفته شده است. مراحل اساسی بهینه سازی، اکتشاف و استثمار، توسط مدل سازی رفتارهای اجتماعی گروهی از سنجاکک ها، جستجو برای مواد غذایی و اجتناب از دشمنان طراحی شده است. الگوریتم DA، در حالت چند هدفه MODA و در حالت باینری BDA نیز ارائه شده است. الگوریتم پیشنهادی در مقایسه با سایر الگوریتم های شناخته شده نتایج بسیار معتبر و قابل اعتمادی ارائه کرده است [۸].

برای جبران سازی مناسب تابع تبدیل بهره حلقه  $T$ ، از جبران ساز PID-Lead استفاده شده است. طراحی  $G_c$  با اهداف ارائه شده، در غالب بهینه سازی چهار ضریب  $k_1$ ،  $k_2$ ،  $k_3$  و  $k_4$  صورت می گیرد.

$$G_c(s) = k_1 \left(1 + \frac{k_2}{s}\right) \left(\frac{k_3}{1 + \frac{s}{k_4}}\right) \quad (16)$$

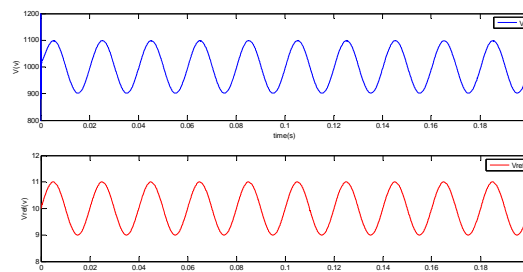
#### ۵. نتایج شبیه سازی

جهت بررسی نتایج طراحی، از شبیه سازی در محیط نرم افزار MATLAB استفاده شده است. جهت طراحی کنترل کننده، مقدار ولتاژ ورودی،  $100V$ ، حداکثر تغییرات ولتاژ ورودی،  $20\%$ ، ولتاژ خروجی،  $1000V$ ، حداکثر ریپل مجاز خروجی،  $5\%$ ، ولتاژ مرجع،  $10V$ ، ضریب نمونه برداری از ولتاژ،  $0.1/0.1$ ،  $V_M$ ،  $4V$ ، فرکانس کلیدزنی،  $30KHz$ ، حداکثر توان خروجی،  $10KW$ ، حداقل توان خروجی،  $5KW$  و نسبت دور ترانس،  $1:5$ ، در نظر گرفته شده است.

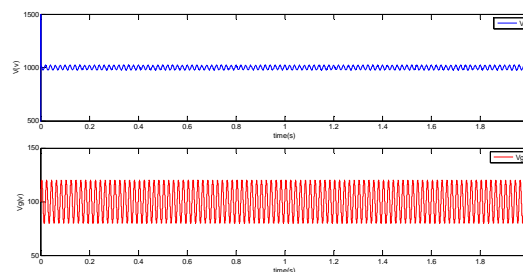
خروجی قابل مشاهده است.

## ۶. نتیجه گیری

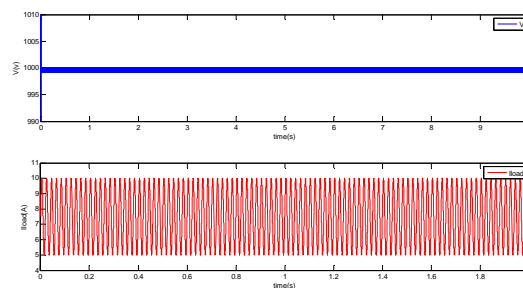
استفاده از منابع انرژی تولید پراکنده به علت تغییرات توان، مستلزم استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌باشد. مبدل‌های ایزوله ترانسفورمری، به دلیل ایزوله مناسب منبع ورودی از خروجی و کاهش استرس ولتاژ و جریان سویچ‌ها، واسط مناسبی جهت استفاده در ریزشبه هستند. در این مقاله، مبدل مبتنی بر افزایش تمام پل ایزوله ترانسفورمری بررسی و مدل معیار سیگنال کوچک آن استخراج و ارائه شده است. سپس کنترل کننده ولتاژ با جبران‌ساز PID-Lead برای کنترل این مبدل طراحی شده است. بلوک جبران‌ساز با استفاده از الگوریتم بهینه سازی MODA طراحی گردیده است. با توجه به نتایج شبیه سازی، کنترل کننده پایداری گذرا و سیگنال کوچک مناسبی داشته و اثر قابل توجهی در تعقیب دقیق ولتاژ مرجع، توسط ولتاژ خروجی، و نیز تضعیف شدید اثرات ولتاژ ورودی و جریان بار، به عنوان اغتشاش، بر ولتاژ خروجی داشته است.



شکل ۸: تعقیب مناسب ولتاژ مرجع توسط ولتاژ خروجی (بالا، ولتاژ خروجی؛ پایین، ولتاژ مرجع)



شکل ۹: تضعیف شدید اثر تغییرات ولتاژ ورودی بر ولتاژ خروجی (بالا، ولتاژ خروجی؛ پایین، ولتاژ ورودی)



شکل ۱۰: تضعیف شدید اثر تغییرات جریان بار بر ولتاژ خروجی (بالا، ولتاژ خروجی؛ پایین، جریان بار)

## مراجع

- [1] D. Y. Hyun, C. S. Lim, R. Y. Kim, and D. S. Hyun, "Averaged modeling and control of a single-phase grid-connected two-stage inverter for battery application," *Proc. in IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 489-494, 2013.
- [2] Y. W. Li and C. N. Kao, "An Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in a Low-Voltage Multibus Microgrid," *IEEE Trans. Power Electronic*, Vol. 24, No. 12, pp. 2977-2988, 2009.
- [3] M. Jamil, B. Hussain, M. Abu-Sara, R. J. Boltryk, and S. M. Sharkh, "Microgrid power electronic converters: State of the art and future challenges," *Proc. in 2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1-5, 2009.
- [4] D. Meneses, F. Blaabjerg, G. O., and J. A. Cobos, "Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, pp. 2649-2663, 2013.
- [5] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "DC Microgrids-Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, pp. 4876-4891, 2016.
- [6] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [7] H. Wu, K. Sun, R. Chen, H. Hu, and Y. Xing, "Full-Bridge Three-Port Converters With Wide Input Voltage Range for Renewable Power Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 3965-3974, 2012.
- [8] S. Mirjalili, "Dragonfly algorithm: a new meta-heuristic optimization technique for solving single-objective, discrete, and multi-objective problems," *Neural Computing and Applications*, Vol. 27, pp. 1053-1073, 2016.