LCL 입력 필터를 갖는 PWM 컨버터의 궤환 선형화 제어

김동억, 장석호, 이동춘
영남대학교 전기공학과

Feedback Linearization Control of PWM Converters with LCL Input Filters

Dong-Eok Kim, Suk-Ho Jang, Dong-Choon Lee
Dept. of Electrical Eng. Yeungnam Univ.

ABSTRACT

본 논문에서는 댐핑저항을 사용하지 않고 LCL필터를 사용한 AC/DC PWM 컨버터를 제어하기 위해 다중 구조의 궤환 선형화 제어 알고리즘을 제안한다. 일반 궤환선형화와는 달리 다중구조를 지니므로 컨버터 입력전류의 제한이 가능하다는 장점을 지닌다. 전원전압과 전원전류를 추정하기 위해 추정기가 사용되며 시뮬레이션을 통해 제안된 제어기의 성능이 검증된다.

1. 서 론

승압용 L필터를 사용하는 일반적인 삼상 AC/DC PWM 컨버터는 출력 DC 전압제어와 더불어 사인파 형태의 입력전류를 제공하나, 스위칭 주파수 리플을 발생시켜 계통에 연계된 타 장비에 EMI 문제를 야기할 우려가 있다. 이러한 문제는 L의 값을 증가시켜 해결이 가능하나, 이 경우 인덕터의 크기와 가격이 증가하며 시스템 동특성의 감소로 인해 시스템 성능이 저하된다. 이 같은 문제를 방지하기 위해 LC 필터 혹은 LCL 필터가 사용되며, LCL 필터를 사용할 경우 시스템의 동특성을 유지할 수 있는 기존의 L값을 사용하면서도 스위칭 주파수 리플을 감소시킬 수 있다는 장점을 지닌다.

LCL 필터를 사용할 경우에는 LCL 필터의 구조특성상 발생하는 공진문제를 고려해야 하는데, 일반적으로 C와 직렬로 연결된 댐핑저항을 사용한다. 그러나 저항은 손실을 야기하므로 능동 댐핑 혹은 가상저항[1], 커패시터 전류를 이용한 다중 루프 구조[2] 및 센서의 위치 선택을 통한 문제 해결 방법[3] 등이 발표되었다. 실제로 컨버터 입력 전류를 측정하여 제어한다면 댐핑저항 없이도 컨버터 제어가 가능하나 단위 역률 제어가 어렵고, 전원 전류를 제어하기 위해 서는 댐핑저항이 필요하다.

본 논문에서는 댐핑저항을 사용하지 않고 LCL 필터 PWM 컨버터를 제어하기 위해 궤환선형화 이론을 이용한다. 시스템을 컨버터 입력전류와 기준전압을 입력으로 가지는 두 개의 상태방정식으로 표현하고 각각에 대해 궤환선형화 이론을 적용하였으며, 컨버터 입력전류를 제어하므로 과전류를 방지할 수 있다는 추가적인 장점을 지닌다. 또 전원 전압과 전원측 전류를 추정함으로써 센서의 수를 줄일 수 있다.

2. LCL 필터를 갖는 PWM 컨버터 제어

2.1 시스템 모델링

필터 인덕터와 커패시터의 저항성분 및 라인저항에서 소모되는 전력은 매우 적으므로 저항성분은 무시가능하다고 가정하면 LCL 필터를 가진 컨버터 시스템의 형태는 그림 1과 같다. 여기서 L_g는 전원측 필터 인덕터이고 L_c는 컨버터측 필터 인덕

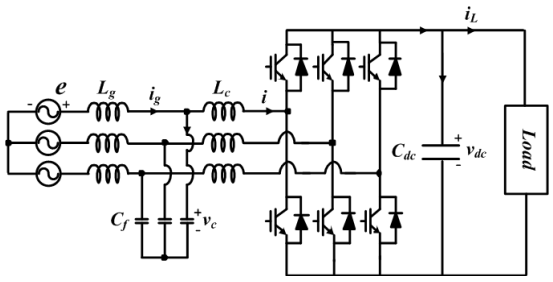

그림 1 LCL 입력 필터를 갖는 3상 PWM 컨버터
Fig. 1 Three-phase PWM converter with LCL input filters

터이며 C_f는 필터 커패시터이다. 그리고 i_g는 전원측 전류이고 i는 컨버터 입력전류이며 v_c는 필터 커패시터의 양단 전압이다. C_{dc}는 출력 커패시터이고 v_{dc}는 출력전압이며 i_L은 출력 전류이다. 출력 커패시터의 전력변화율은 입력 전력과 출력 전력의 차로 구해지므로, 위 시스템은 외란 성분을 포함하는 식 (1)의 비선형 상태방정식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{gd} \\ \dot{i}_{gq} \\ \dot{v}_{cd} \\ \dot{v}_{cq} \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -1/L_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -1/L_g & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_f & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_c & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_c & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{3e_q}{2C_{dc}v_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \\ i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \dfrac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_c} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d/L_g \\ e_q/L_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -i_L/C_{dc} \end{bmatrix}$$

(1)

식(1)에서 아래첨자 d와 q는 각각 동기좌표계 d, q축을 의미하고, ω는 동기 각주파수를 말한다. 식(1)은 본래 컨버터 기준전압을 입력으로 가지지만, 이것을 변환하면 식(2)의 컨버터측 전류를 입력으로 가지는 상태방정식과 식(3)의 컨버터 기준전압을 입력으로 가지는 상태방정식으로 각각 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{gd} \\ \dot{i}_{gq} \\ \dot{v}_{cd} \\ \dot{v}_{cq} \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -1/L_g & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -1/L_g & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 1/C_f & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{3e_q}{2Cv_{dc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d/L_g \\ e_q/L_g \\ 0 \\ 0 \\ -i_L/C_{dc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} v_{cd} \\ \dfrac{1}{L} v_{cq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2 LCL 필터

그림 2는 동일한 L을 가진 LCL 필터와 L 필터의 고주파 리플 제거 성능을 보여주고 있으며 식(4), (5)는 각각 LCL 필터의 등가 임피던스와 전달함수이다. LCL 필터의 성능이 L필터에 비해 우수하나 공진문제가 발생함을 알 수 있다.

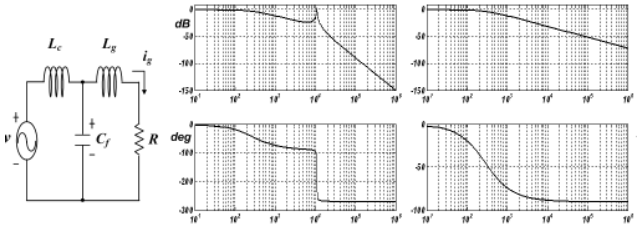

그림 2 LCL 필터와 L필터의 주파수 특성
Fig. 2 Frequency characteristics of LCL and L filters

$$Z_{LCL}(S)=\frac{L_cC_fS^2+1}{L_cL_gC_fS^3+(L_c+L_g)S} \tag{4}$$

$$\frac{i_g(S)}{v(S)}=\frac{1}{L_cL_gC_fS^3+L_cC_fRS^2+(L_c+L_g)S+R} \tag{5}$$

2.3 궤환선형화

궤환선형화 방법이란 원래의 비선형 시스템 모델을 더 간단한 형태의 선형 등가 모델로 변환시키고 잘 알려진 선형 제어 이론을 이용하여 제어기를 설계하여 시스템을 제어하는 것이다. 먼저 궤환선형화 과정을 위해 식(2)를 식(6), (7)과 같은 다중 입력 다중 출력 시스템으로 표현한다. 여기서 출력과 입력의 차수는 '2'로 서로 동일하다.

$$\dot{x}=f(x)+gu+e \tag{6}$$

$$y=h(x) \tag{7}$$

식 (2)에서 i_{gd}와 v_{dc}를 출력으로 선정하고 선정된 출력방정식 (7)을 입력이 나타날 때까지 미분하면 다음과 같은 새로운 출력방정식을 얻는다.

$$y^{r_i}=A(x)+E(x)u \tag{8}$$

여기서, $y^{r_i}=[\ddot{i}_{gd}, \dddot{v}_{dc}]$, $u=[i_d, i_q]$

$$A(x)=\begin{bmatrix} \frac{\omega}{L_g}e_q-\frac{2\omega}{L_g}v_{cq}-\frac{1}{L_gC_f}i_{gd}-\omega^2i_{gd} \\ -\frac{3e_q\dot{i}_{gq}}{C_{dc}v_{dc}^2}\dot{v}_{dc}-\frac{3e_q\ddot{v}_{dc}}{2C_{dc}v_{dc}^2}i_{gq}+\frac{3e_q(\dot{v}_{dc})^2}{C_{dc}v_{dc}^3}i_{gq}-\frac{3\omega e_q}{C_{dc}L_gv_{dc}}v_{cd} \\ -\frac{3e_q}{2C_{dc}L_gC_fv_{dc}}i_{gq}-\frac{3\omega^2e_q}{2C_{dc}v_{dc}}i_{gq}-\frac{\ddot{i}_L}{C_{dc}} \end{bmatrix}$$

$$E(x)=\begin{bmatrix} \frac{1}{L_gC_f} & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2C_{dc}L_gC_fv_{dc}} \end{bmatrix} \quad , \quad \ddot{v}_{dc}=\frac{2e_q\dot{i}_{gq}}{3C_{dc}v_{dc}}-\frac{2e_qi_{gq}\dot{v}_{dc}}{3C_{dc}}-\frac{\dot{i}_L}{C_{dc}}$$

출력의 미분회수는 상대지수(relative degree)라고 부르며 만일 상대지수의 총 합이 시스템의 차수와 같을 경우 내부 다이나믹스가 존재하지 않으므로 내부 다이나믹스의 안정성에 대해서는 고려하지 않아도 된다. 이 경우 본래 비선형 시스템의 완전한 입·출력 선형화가 이루어진다고 할 수 있다[4]. 식(8)에서 $E(x)$는 비결합(decoupling) 행렬이며, 입·출력 비결합이 가능하기 위해서는 이 행렬이 모든 동작점에 대해 정칙행렬이 되어야 한다. 선형화 및 비간섭된 동작을 가능케 하는 비선형 제어 입력은 다음과 같이 주어진다.

$$u=\begin{bmatrix}u_1\\u_2\end{bmatrix}=E^{-1}(x)\left[\begin{bmatrix}v_1\\v_2\end{bmatrix}-A(x)\right] \tag{9}$$

여기서, $E^{-1}(x)=\begin{bmatrix} L_gC_f & 0 \\ 0 & \frac{2C_{dc}L_gC_fv_{dc}}{3e_q} \end{bmatrix}$

식(9)를 (8)에 대입하면, 식(10)과 같은 선형화 및 비결합 모델을 얻을 수 있으며, v_i는 오직 출력 y^{r_i}에 대해서만 영향을 미치므로 비간섭제어 입력이라고 부른다.

$$y^{r_i}=\begin{bmatrix}\ddot{i}_{gd}\\ \dddot{v}_{dc}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}v_1\\v_2\end{bmatrix} \tag{10}$$

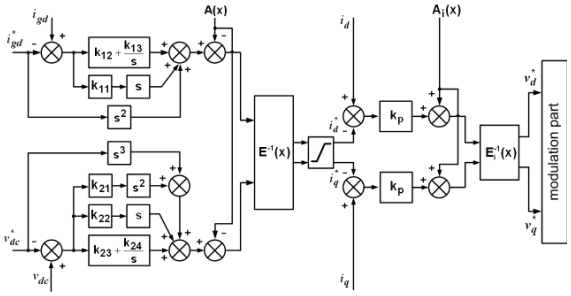

그림 3 비선형 제어 블록도
Fig. 3 Control block diagram for nonlinear control

새로운 제어 입력에 대한 제어법칙으로서 다음과 같은 추종제어가 적용된다[4].

$$\begin{bmatrix}v_1\\v_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \ddot{y}_{1ref}-k_{11}\dot{e}_1-k_{12}e_1-k_{13}\int e_1 \\ \dddot{y}_{2ref}-k_{21}\ddot{e}_2-k_{22}\dot{e}_2-k_{23}e_2-k_{24}\int e_2 \end{bmatrix} \tag{11}$$

여기서 $e_1=y_1-y_{1ref}$, $e_2=y_2-y_{2ref}$이며, y_{ref}는 추종 명령으로서 전원측 기준전류와 출력 커패시터 기준전압을 의미하고, k는 이득을 뜻한다. 식(11)의 오차 동적방정식을 0으로 수렴하게 하는 이득을 정함으로써 추종제어가 가능하다. 식(3)은 선형 상태방정식이므로 궤환선형화 과정을 거치면 일반적인 전향보상을 통한 비간섭 제어법과 동일한 결과를 준다. 그림 3은 제안된 방법의 제어 블록도를 나타낸다. 그림 3에서 보이듯이 내부 루프의 정상상태 오차는 외부 루프의 성능에는 영향을 미치지 않으므로 비례 이득만을 사용한다. 그림 3에서 $A_i(x)$와 $E_i(x)$는 다음과 같다.

$$A_i(x)=\begin{bmatrix}\frac{1}{L}v_{cd}+\omega i_q\\ \frac{1}{L}v_{cq}-\omega i_d\end{bmatrix} \quad , \quad E_i(x)=\begin{bmatrix}-\frac{1}{L_g} & 0\\ 0 & -\frac{1}{L_g}\end{bmatrix}$$

식(11)의 추종 제어방법은 그림 4에 표현된 제어 방법과 동일하며, 식(2)를 통해 커패시터의 미분성분 즉 커패시터 전류가 비례제어기를 통해서 간접적으로 제어되고 있음을 알 수 있다. 따라서 궤환선형화를 사용할 경우 댐핑저항 없이도 시스템을 안정하게 제어할 수 있다[2]. 그러나 내부루프의 전류제어기 이득을 지나치게 크게 설정할 경우 역시 공진에 의해 시스템이 불안정해질 수 있다.

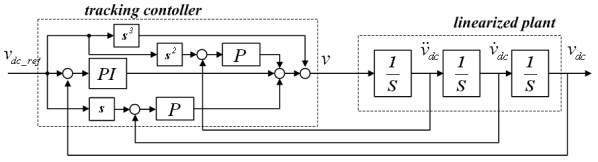

그림 4 궤환선형화된 시스템에 대한 제어 블록도
Fig. 4 Control block diagram for feedback-linearized system

2.4 전류과 전압 추정

제안된 궤환선형화 방법에서 커패시터 전압과 컨버터 전류는 측정되며, 전원전압과 전원측 전류는 추정하여 사용한다. 그림 5는 전원전류 추정기의 블록도이다.

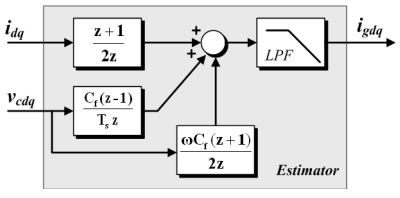

그림 5 전원전류 추정기
Fig. 5 Source current estimator

그림 5에서 알 수 있듯이 전원전류 추정을 위한 dq축 차분방정식은 식(12)와 같으며[5],

$$i_{gdq}(k)=\frac{1}{2}\left[i_{dq}(k)+i_{dq}(k-1)\right]+\frac{C_f}{T_s}\left[v_{cdq}(k)-v_{cdq}(k-1)\right] \quad (12)$$
$$\mp\frac{\omega C_f}{2}\left[v_{cdq}(k)+v_{cdq}(k-1)\right]$$

추정된 전류는 미분 과정에 의해 야기된 잡음을 제거하기 위해 1차 저역 통과 필터를 거친다. 전원전압 추정과정도 전류 추정과정과 동일하며, 여기서 추정된 전원전압은 각 제어기를 통해 제어각을 추출하는데 사용된다. 전원전압 추정을 위한 d-q축 차분방정식은 식(13)과 같다.

$$e_{dq}(k)=\frac{1}{2}\left[v_{cdq}(k)+v_{cdq}(k-1)\right]+\frac{L_g}{T_s}\left[i_{gdq}(k)-i_{gdq}(k-1)\right] \quad (13)$$
$$\mp\frac{\omega L_g}{2}\left[i_{gdq}(k)+i_{gdq}(k-1)\right]$$

2.5 시뮬레이션

제안된 제어기와 부하전류를 전향 보상한 PI제어기의 성능을 비교하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 제안된 방법과 더불어 전원전류제어 및 컨버터 입력전류 제어를 이용한 PI제어기를 비교하였다. 센서를 통해 전원전압과 전원전류(Case 1), 그리고 전원전압과 컨버터전류(Case 2)가 측정되며 d축 전류는 0으로 제어된다. L_g는 2mH이고 L_c는 1.5mH이며, C_f는 10uF이다. LCL 필터의 공진주파수는 1.72[kHz] 그리고 스위칭 주파수는 5[kHz]이다. LCL 필터 설계에 관해서는 [6]에 자세히 언급되어 있다.

0.22초에 50Ω의 저항부하가 인가되고 0.27초에 제거되며, 그림 6, 7은 각각의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. Case 1에서는 공진을 방지하기 위해 댐핑저항 5Ω이 사용되었으나 부하 인가시 약간의 공진을 관찰할 수 있다. Case2에서는 댐핑저항을 사용하지 않았으나 단위역률로 동작하지는 않는다. 댐핑저항 효과에 의해 Case 1의 스위칭 리플이 Case 2보다 큼을 알 수 있다. Case 3은 제안된 제어기의 성능을 보여주고 있다. 댐핑저항을 사용하지 않았음에도 공진현상은 보이지 않으며, DC 링크전압의 과도상태응답이 PI제어기에 비해 뛰어남을 알 수 있다. 시뮬레이션에서 사용된 이득은 $k_{11}=7.5\times10^3$, $k_{12}=2.51\times10^7$, $k_{13}=2.5\times10^8$, $k_{21}=1.05\times10^4$, $k_{22}=3.68\times10^7$, $k_{23}=4.32\times10^{10}$, $k_{24}=4.28\times10^{11}$, $k_p=8$ 이다. 각각의 경우의 전원전류의 THD는 다음과 같다.

표 1 전원전류의 THD
Table 1 THD of source current

L 필터	Case 1	Case 2	Case 3
3.94%	1.26%	0.63%	0.71%

3. 결 론

본 논문에서는 LCL 필터를 갖는 3상 PWM 컨버터의 제어를 위해 궤환선형화 이론을 적용하였다. L필터에 비해 LCL필터의 스위칭 리플제거 효과가 우수함을 확인할 수 있었으며, 제안된 제어기를 사용하여 LCL 필터의 단점인 공진문제를 댐핑저항을 사용하지 않고도 해결할 수 있었다. 그리고 과도응답특성 또한 PI 제어기에 비해 우수함을 확인하였다.

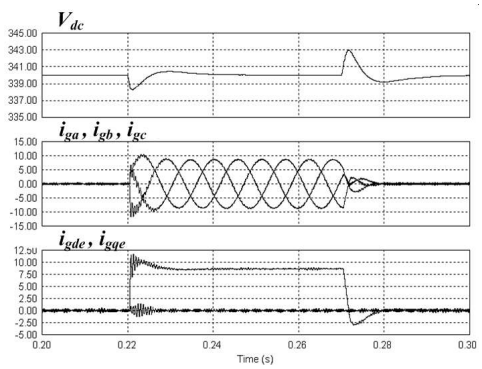

그림 6 PI(전원전류 측정) + 부하전류 전향보상 (Case 1)
Fig. 6 PI control with load current compensation (grid current measured)

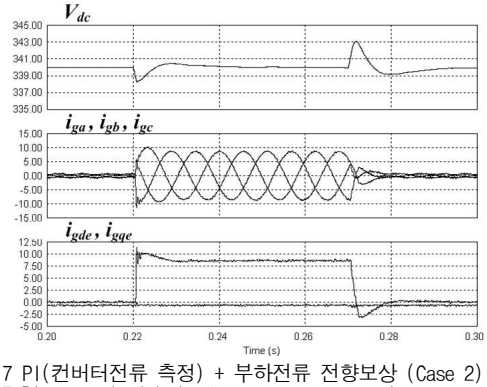

그림 7 PI(컨버터전류 측정) + 부하전류 전향보상 (Case 2)
Fig. 7 PI control with load current compensation (converter current measured)

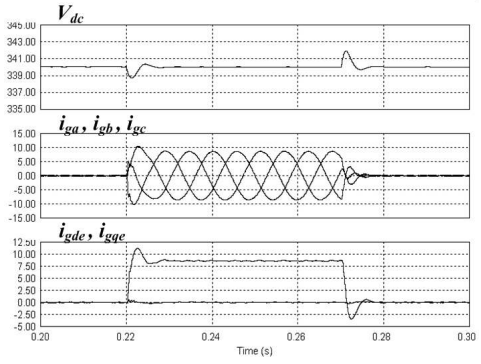

그림 8 제안된 제어기 (Case 3)
Fig. 8 Proposed controller

참 고 문 헌

1] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier", IEEE PESC. proc., Vol. 3, pp. 1195-1201, 2002, June.

[2] Twining. Erika, and D.G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18. No. 3, pp. 888-895, 2003, May

[3] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping", IEEE IAS Conf. proc., Vol. 3, pp. 1552-1557, 2003, Oct

[4] J. E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice-Hall, pp. 207-271, 1991.

[5] S. Derksen, and D. Reefman, "Load current estimation for control algorithms in buck converter", Power Electron and Appl, 2005 European Conference, 10 pp., Sept, 2005

[6] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 41, No. 5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct., 2005