3상 PWM 컨버터의 비선형 전력 제어

최 현 성, 강 준 구, 설 승 기
서울대학교 전기공학부

Nonlinear Power Control of Three Phase PWM Converter

Hyun-Sung Choi, Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul
School of Electrical Engineering, Seoul National University
http://eepel.snu.ac.kr

Abstract - In this paper, a new 3-phase PWM converter power control algorithm is proposed using feedback linearization for the regulation of the active and reactive power demanded by load side. The direct power control can be realized through the proposed control scheme, cancelling out d-q axis coupling terms and nonlinear effects between inputs and states. The actual experimental results prove the feasibility of the proposed nonlinear power controller.

1 서 론

일반적으로 PWM 컨버터 제어에는 선형적인 제어기가 사용되어 왔다. 그러나 실제의 컨버터 시스템은 비선형적인 시스템이기 때문에 제어기를 구성할 경우 d-q축 사이의 상호 간섭이 존재하게 된다.

시스템의 비선형성을 제거하기 위한 여러 가지 비선형 제어 기법이 이미 산업계에서 널리 사용되고 있다[1]. 비선형 제어 기법의 하나인 궤환 선형화 방법은 시스템의 비선형적인 요소를 출력 궤환을 통해 제거함으로써 시스템을 선형적으로 변환해주는 방법이다[2].

비선형 제어 기법은 시스템 정수 값의 변화에 민감하지만 제어 대상 시스템인 컨버터 시스템은 정수 값들의 변화가 거의 없는 시스템이므로 비선형적인 제어가 가능하다. 그리고 궤환 선형화 방법을 사용하면 임의로 출력 변수를 설정할 수 있기 때문에 시스템의 여러 가지 상태 변수들을 제어하는 제어기를 간단하게 구성할 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 먼저 비선형적인 특성을 갖는 3상 PWM컨버터 시스템의 모델에 대해서 살펴보고 궤환 선형화 방법을 이용하여서 직접적으로 시스템에 입력되는 전력을 제어하는 과정을 기술하였고 이를 실험을 통해 확인하였다.

2. 3상 승압형 PWM 컨버터 모델

3상 전원 전압과 인터페이스 인덕터로 구성된 3상 승압형 PWM 컨버터는 그림 1과 같고 시스템 방정식을 동기 좌표계에서 나타내면 다음과 같다[3].

$$\begin{aligned}\frac{di_{de}}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f}i_{de}+\omega_e i_{qe}-\frac{1}{L_f}V_{dc}S_d+\frac{1}{L_f}E_{de}\\ \frac{di_{qe}}{dt} &= -\omega_e i_{de}-\frac{R_f}{L_f}i_{qe}-\frac{1}{L_f}V_{dc}S_q+\frac{1}{L_f}E_{qe}\\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= -\frac{1}{R_L C_{dc}}V_{dc}+\frac{1}{C_{dc}}i_{de}S_d+\frac{1}{C_{dc}}i_{qe}S_q\end{aligned} \quad (1)$$

여기서 S_d, S_q는 동기 좌표계에서의 스위칭 함수 값으로 정의하고 E_{de}, E_{qe}는 동기 좌표계에서의 전원 전압으로 정의하고 동기 주파수 ω_e는 $\omega_e=2\pi f$ (f는 전원주파수)로 정의한다.

이 때 전원에서 본 유효 전력, 무효 전력은 다음과 같이 정의된다.

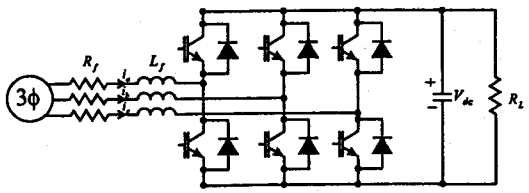

그림 1. 3상 AC/DC 승압형 PWM 컨버터

$$\begin{aligned}P_{in} &= \frac{3}{2}(E_{de}i_{de}+E_{qe}i_{qe})\\ Q_{in} &= \frac{3}{2}(E_{de}i_{qe}-E_{qe}i_{de})\end{aligned} \quad (2)$$

본 논문에서는 $x_1=i_{de}$, $x_2=i_{qe}$, $x_3=V_{dc}$상태 변수로 정의하고, $u_1=S_d$, $u_2=S_q$ 시스템에 인가되어지는 입력 변수로, $w_1=E_{de}$, $w_2=E_{qe}$을 외란으로 정의하여 시스템의 식을 일반적인 상태 공간에서의 식으로 변형하면 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다[4].

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})+\mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}+\mathbf{q}(\mathbf{x})\mathbf{w} \quad (3)$$

여기서,

$$\mathbf{x}=[x_1\ x_2\ x_3]^T,\quad \mathbf{u}=[u_1\ u_2]^T,\quad \mathbf{w}=[w_1\ w_2]^T$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x})=\begin{bmatrix}f_1\\f_2\\f_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_f}{L_f}x_1+\omega_e x_2\\ -\omega_e x_1-\frac{R_f}{L_f}x_2\\ \frac{x_3}{R_L C_{dc}}\end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x})=[g_1\ g_2]=\begin{bmatrix}-\frac{x_3}{L_f} & 0\\ 0 & -\frac{x_3}{L_f}\\ \frac{x_1}{C_{dc}} & \frac{x_2}{C_{dc}}\end{bmatrix}$$

$$\mathbf{q}(\mathbf{x})=[q_1\ q_2]=\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f} & 0\\ 0 & \frac{1}{L_f}\\ 0 & 0\end{bmatrix}$$

ω_e값은 전원의 주파수가 변하지 않으면 일정한 값을 가지므로 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$는 각각의 상태 변수들에 대해서 선형적인 특성을 갖는다. 하지만 입력 행렬 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$에서 시스템에 인가되는 입력 변수들과 상태 변수들 사이에 비선형적인 관계가 존재함을 알 수 있다. 따라서 제어하고자 하는 3상 승압형 컨버터 시스템이 비선형적인 특성을 가지고 있음을 확인할 수 있다.

3. 궤환 선형화를 이용한 3상 승압형 PWM 컨버터의 제어

상태 궤환 선형화 방법은 비선형적이고 상호 간섭성이 내포된 3상 승압형 PWM 컨버터 시스템을 모든 극점이 원점에 존재하는 선형의 폐루프 시스템으로 변환시켜, 기존의 선형 제어 기법을 적용하여 대상 시스템을 제어하는 방법이다. 3상 승압형 PWM 컨버터의 비선형 모델이 정확하다면 궤환 선형화를 이용한 비선형 제어 기법은 전 동작 영역에서 안정하게 원하는 제어 목적을 구현할 수 있다.

3.1 입출력 선형화를 이용한 제어

본 논문에서 제안된 비선형 제어기의 제어 목적은 실시간적으로 시스템에 입력되는 유효 전력과 무효 전력의 독립적인 제어이다. 따라서 상태 공간에서의 출력 변수를 유효 전력과 무효 전력으로 설정하였다. 동기 좌표계에서 이를 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{y}=\mathbf{h}(\mathbf{x})=\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \frac{3}{2}(E_{de}x_1+E_{qe}x_2) \\ \frac{3}{2}(E_{de}x_2-E_{qe}x_1) \end{bmatrix} \tag{4}$$

이 출력 변수들을 입력이 나타날 때까지 시간에 대하여 미분하면, 다음의 식을 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_f y_1 \\ L_f y_2 \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} L_{g_1}y_1 & L_{g_2}y_1 \\ L_{g_1}y_2 & L_{g_2}y_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} L_{q_1}y_1 & L_{q_2}y_1 \\ L_{q_1}y_2 & L_{q_2}y_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \tag{5}$$
$$=\begin{bmatrix} L_f y_1 \\ L_f y_2 \end{bmatrix}+\mathbf{E}(\mathbf{x})\mathbf{u}+\mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{w}$$

여기서 $L_f y_i$, $i=1,2$는 f에 대한 y_i의 Lie 미분을 나타낸다. 위의 식을 통해 알 수 있듯이, 각각의 출력 변수들의 상대 차수는 1이고 결과적으로 3상 승압형 PWM 컨버터 모델의 총 상대 차수는 2가 된다. 따라서, 입출력 선형화를 통하여 변환된 새로운 상태 공간에서의 시스템의 모델은 1차의 내부 동특성 (internal dynamics)을 갖는다 (이에 대한 해석은 3.2장에서 하고 식(5)의 자세한 식 전개는 부록에서 한다.) 아래에 기술한 비간섭 행렬 $\mathbf{E}(\mathbf{x})$의 디터미넌트식(Determinant,(6))으로부터 직류링크 전압이 0인 영역을 제외한 모든 영역에서 이 행렬은 가역적이다.

$$Det(\mathbf{E}(\mathbf{x}))=\frac{L_f^2}{(E_{de}^2+E_{qe}^2)x_3^2} \tag{6}$$

새로운 입력 변수 v_1과 v_2를 식 (7)과 같이 정의하면, 비간섭 행렬의 가역성에 의해서, 입출력 궤환 선형화를 이용하여 기존의 비선형 시스템을 선형적이고 간섭항이 없는 시스템으로 변환시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{7}$$

제안된 비선형 제어기로부터 얻어지는 최종 제어기 출력은 다음과 같다.

$$\mathbf{u}=\mathbf{E}^{-1}\begin{bmatrix} v_1-L_f h_1-d_1 \\ v_2-L_f h_2-d_2 \end{bmatrix} \tag{8}$$

이 논문에서는 상태 궤환 제어 방법(state feedback)을 적용하여 지령치와 실제치 사이의 전달 함수가 아래의 (9)와 같이 되도록 하였다. 따라서 적당히 K_{P1}과 K_{P2} 값을 조절하면 출력값들의 동특성을 제어할 수 있다.

$$\frac{y_1}{y_{1d}}=\frac{K_{P1}}{s+K_{P1}}$$
$$\frac{y_2}{y_{2d}}=\frac{K_{P2}}{s+K_{P2}} \tag{9}$$

제안된 제어 알고리즘의 전체적인 블록도는 그림 2와 같다. 유효전력과 무효전력의의 지령치가 비선형 제어기의 입력으로 주어지면 상태 궤환 제어기와 선형화 단계를 거쳐서 d, q축 전압, v_{de}^* 와 v_{qe}^* 가 제어기의 출력이 된다.

3.2 내부 동특성 해석

본 논문에서는 컨버터의 비선형적인 동특성을 (7)의 입력-출력부분과 입출력 선형화 기법으로는 관찰되지 않는 부분으로 나누었다. 그러나 이미 언급했듯이 상태 변수들의 총갯수와 시스템의 상대 차수가 일치하지 않으므로 궤환 선형화에 의해서 관찰되지 않는 상태 변수의 동특성, 즉 내부 동특성이 존재한다. 컨버터 시스템의 안정성은 입출력으로 나누어지는 부분의 안정성뿐만 아니라 관찰되지 않는 내부의 상태 변수의 안정성에도 영향을 받으므로 내부 동특성을 반드시 고려해야 한다.

관찰되지 않는 내부 상태 변수는 다음의 식을 만족시키게 된다.

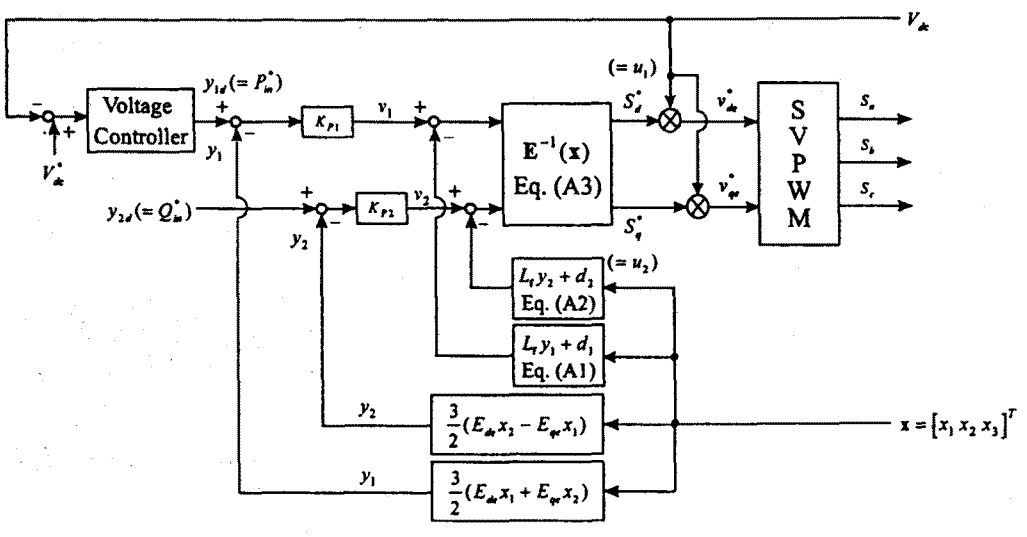

그림 2. 제안된 제어기의 구성도

$$\nabla \Psi g = 0 \tag{10}$$

(10)의 편미분 방정식의 해를 (11)로 선정하면 이는 시스템의 에너지 함수임을 알 수 있다.

$$\Psi = \frac{1}{2} L x_1^2 + \frac{1}{2} L x_2^2 + \frac{1}{2} C_{dc} x_3^2 \tag{11}$$

이제 내부 상태 변수의 안정성을 고려하기 위해서 리아프노프 함수 V를 위의 Ψ로 설정하면 V는 모든 동작 영역에서 양의 한정(positive definite)형태이고 V를 시간에 대해서 미분한 함수는 아래와 같고 모든 동작 영역에서 음의 한정(negative definite)형태가 된다.

$$\dot{V} = -R(x_1^2 + x_2^2) - \frac{1}{R_L} x_3^2 \tag{12}$$

따라서 제어기에 의해서 관찰되지 않는 내부 상태 변수도 전 영역에서 근사적으로 안정하므로 전체 시스템은 안정하다고 할 수 있다.

4. 실험 결과

제안된 제어 알고리즘의 유용성을 확인하기 위해서 그림 2와 같은 제어기를 구성하였다. 전원은 선간 전압 220V의 상용 전원을 사용하였고, 부하는 5kW에 상당하는 저항 부하를 순간적으로 인가하고 제거하면서 실험하였다. 실험에 사용된 전원측 등가 저항값과 인터페이스 인덕턴스의 값은 각각 0.001 Ω 1.5 mH이다. 그리고 직류 링크의 캐패시터 값은 8200 μF이다. 제어기는 디지탈적으로 구현되었고 CPU는 TI(Texas Instrument)사의 TMS320C40을 사용하였다. 스위칭 소자는 IPM을 사용하였고 스위칭 주파수는 5kHz이다.

그림 3은 순간적으로 부하가 인가되고 제거될 경우의 유효 전력과 무효 전력의 파형이다. 부하의 변화에 따라서 유효 전력의 파형이 변화하는 것을 알 수 있다. 실제 전력의 파형이 지령치를 따라가는 것을 통해서 유효 전력의 제어가 이루어짐을 확인할 수 있다. 유효 전력이 변동할 경우 무효 전력은 변화하지 않는 것을 확인할 수 있다. 전력 파형에 리플이 보이는 것은 전원 전압의 파형 자체의 리플로부터 기인한다. 그림 4는 동일한 실험에서 상전압, 상전류, 유효 전력, 직류 링크 전압의 파형이다. 직류 링크 전압은 부하 인가시에 10V정도 떨어진 후 50msec동안에 제어가 되면서 전압이 회복되는 것을 알 수 있다. 상전압과 상전류 파형으로부터 역률 1 제어가 됨을 확인할 수 있다.

그림 5와 6은 5kW부하가 인가되고 있는 경우에 무효 전력의 지령치를 0에서 0이 아닌 값으로 변화시켜서 지상 또는 진상으로 역률의 변화를 줄 경우의 파형이다. 무효 전력만이 독립적으로 변화하고 유효 전력의 파형은 무효 전력의 변화에 영향을 받지 않음을 확인할 수 있다. 그림 5는 전류가 전압보다 30° 뒤지도록 무효 전력을 제어한 경우이고 그림 6은 전류가 전압보다 30° 앞서도록 무효 전력을 제어한 경우의 파형이다.

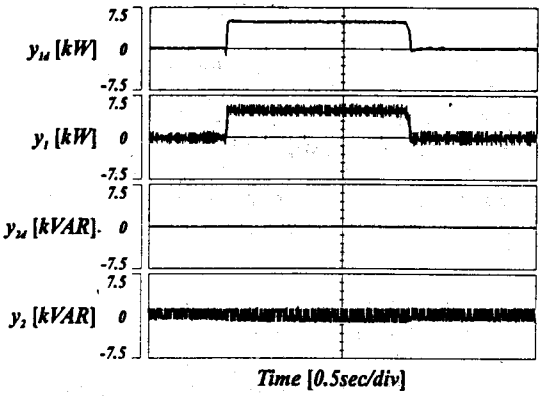

그림 3. 전력 지령치와 실제 전력 파형

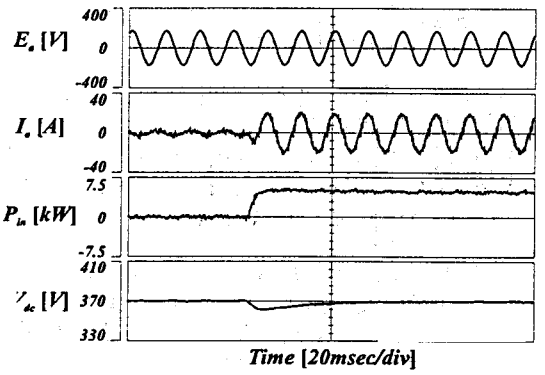

그림 4. 5kW 계단파 부하 인가시 파형

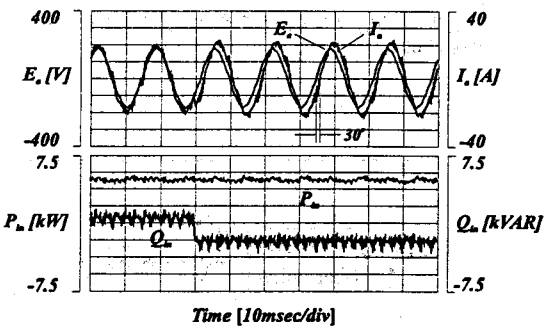

그림 5. 지상 역률 제어의 경우

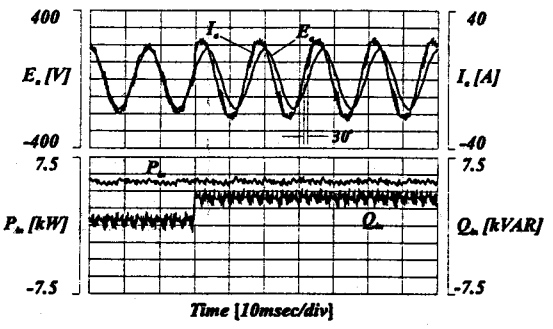

그림 6. 진상 역률 제어의 경우

5. 결 론

제안된 궤환 선형화 방법에 의해서 d, q축 사이의 간섭항이 사라지고 비선형성이 제거됨에 따라 유효 전력과 무효 전력의 제어가 독립적으로 수행됨을 실험 결과들로부터 알 수 있다.

궤환 선형화 방법을 사용할 경우에 시스템 변수 중 어떤 값을 출력 변수로 설정하느냐에 따라 여러 가지 제어기를 같은 방법으로 구현할 수 있다. 현재 직류 링크 전압 제어기까지 포함하여 직접적으로 직류 링크 전압과 역률을 제어하는 제어기의 구성이 진행 중이다.

[참 고 문 헌]

[1] Thomas von Raumer, Jean Michel Dion, Luc Dugard, and Jean Luc Thomas, "Applied Nonlinear Control of an Induction Motor Using Digital Signal Processing," IEEE Trans. Control · System Technology, Vol. 2, No.4, pp. 327~335, Dec.1994.

[2] Jean-Jacques E.Slotine, Weiping Li, "Applied Nonlinear Control," Prentice Hall, pp. 207~275, 1991

[3] Z. Yao, D. O. Neacsu and V. Rajagopalan, "Exact Linea rization for Advanced Reactive Power Compensators," IEEE, Power Electronics Specialist Conference (PESC), pp. 521~526, 1996

[4] Silva Hiti and Dushan Boroyevich, "Control of Front -End Three-Phase Boost Converter," IEEE, Applied Power Electronics Conference (APEC), pp. 927~933, 1994

[부 록]

$$L_{f}y_1 = \nabla y_1 \cdot \mathbf{f} = \frac{3}{2}(E_{de}f_1 + E_{qe}f_2)$$

$$L_{f}y_2 = \nabla y_2 \cdot \mathbf{f} = \frac{3}{2}(E_{de}f_2 - E_{qe}f_1)$$

$$L_{g_1}y_1 = \nabla y_1 \cdot \mathbf{g}_1 = -\frac{E_{de}x_3}{L_f}$$

$$L_{g_2}y_1 = \nabla y_1 \cdot \mathbf{g}_2 = -\frac{E_{qe}x_3}{L_f}$$

$$L_{g_1}y_2 = \nabla y_2 \cdot \mathbf{g}_1 = \frac{E_{qe}x_3}{L_f}$$

$$L_{g_2}y_2 = \nabla y_2 \cdot \mathbf{g}_2 = -\frac{E_{de}x_3}{L_f}$$

$$L_{q_1}y_1 = \nabla y_1 \cdot \mathbf{q}_1 = \frac{E_{de}}{L_f}$$

$$L_{q_2}y_1 = \nabla y_1 \cdot \mathbf{q}_2 = \frac{E_{qe}}{L_f}$$

$$L_{q_1}y_2 = \nabla y_2 \cdot \mathbf{q}_1 = -\frac{E_{qe}}{L_f}$$

$$L_{q_2}y_2 = \nabla y_2 \cdot \mathbf{q}_2 = \frac{E_{de}}{L_f}$$

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{w} = \frac{1}{L_f}\begin{bmatrix} E_{de} & E_{qe} \\ -E_{qe} & E_{de} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} E_{de} \\ E_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f}(E_{de}^2 + E_{qe}^2) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$L_{f}y_1 + d_1 = \frac{3}{2}(E_{de}f_1 + E_{qe}f_2) + \frac{1}{L_f}(E_{de}^2 + E_{qe}^2) \qquad \text{(A1)}$$

$$L_{f}y_2 + d_2 = \frac{3}{2}(E_{de}f_2 - E_{qe}f_1) \qquad \text{(A2)}$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{x})^{-1} = \frac{1}{Det\,\mathbf{E}(\mathbf{x})}\begin{bmatrix} L_{g_2}y_2 & -L_{g_2}y_1 \\ -L_{g_1}y_2 & L_{g_1}y_1 \end{bmatrix} = \frac{L_f^2}{(E_{de}^2 + E_{qe}^2)x_3^2}\begin{bmatrix} -\frac{E_{de}x_3}{L_f} & \frac{E_{qe}x_3}{L_f} \\ -\frac{E_{qe}x_3}{L_f} & -\frac{E_{de}x_3}{L_f} \end{bmatrix} \qquad \text{(A3)}$$