

AT 포워드 다중공진형 컨버터의 동작 모드 해석

김상일*, 김희준*, 김창선**, 오원석***
 한양대학교 전기공학과*, 목포대학교 전기공학과**, 유한대학 전기과***

Mode analysis for the AT Forward MRC

Sang-Il Kim*, Hee-Jun Kim*, Chang-Sun Kim**, Won-Seak Oh***
 Hanyang Univ.*. Mokpo National Univ.**. Yuhan College***

Abstract-The multi-resonant converter (MRC) can reduce the switching losses exiting in a converter, so it is capable of operating at a high frequency. Such a few MHz high frequency application provides a high power density [W/inch³]. But the high voltage stress across a switch of the resonant circuit is about 4~5 times the input voltage, it causes increasing of the conduction loss in MRC. In this paper, the mode analysis for the suggested AT Forward MRC with low voltage stress is discussed. The operational modes of the AT Forward MRC are divided to 8 equivalent modes according to the two switching sequences. Each mode is analyzed over all of the paper.

- 입력필터 커패시터의 커패시턴스가 매우 크므로 입력 필터를 정전압원으로 가정한다.
- 모든 소자는 이상적이다. ; 기생저항, 반도체 스위치의 전도손실이 모두 영이며 스위치의 지연시간은 무시한다.
- 변압기는 이상적이다. 즉, 철손 및 동손은 영이며, 누설 인덕턴스를 무시한다.

2.2. 동작 모드 해석

그림 1의 (a)은 기존의 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 회로이고, (b)은 각 부분의 전압과 기준이 되는 전류방향을 표시한 AT 포워드 다중 공진형 컨버터이다. 또한, 그림 2는 AT 포워드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터가 정상 상태일 때의 이론적인 파형이다. 각 모드에 대한 파형에 있어서 전압, 전류 조건에 따라 한 주기 동안 8개의 동작모드로 동작한다. V_{GS1} 과 V_{GS2} 는 MOSFET를 이용한 반도체 스위치 Q_1 , Q_2 의 구동 파형이고, i_{L1} 과 i_{L2} 는 공진 인덕터에 흐르는 전류이며, V_{DS1} , V_{DS2} 는 스위치가 오프 상태일 때 스위치에 걸리는 공진 전압을 파형으로 나타낸다. i_s 는 컨버터의 입력전류이며, i_p 는 변압기를 통하여 흐르는 전류를 나타내고 이 전류가 영전류일 때 V_{DS1} , V_{DS2} 의 공진 전압은 최대 값에 도달한다. 그리고 V_D 는 2차측 공진커패시터 C_p 에 걸리는 전압, V_F 는 환류 다이오드 D_{F2} 에 걸리는 전압으로 이 전압이 컨버터의 출력 전압으로 나타낸다. 일반적인 포워드 다중 공진형 컨버터의 전압 전류 파형과 유사한 형태이나 변압기 2차측은 1차측 주파수의 2배임을 알 수 있다. 그림 3은 8개의 동작 모드별 등가 회로이다. 모드1에서 모드 4까지는 스위치 Q_1 이 온, Q_2 가 오프 상태이고, 모드 5에서 모드 6까지는 스위치 Q_2 가 온, Q_1 이 오프 상태인 때이다.

1. 서 론

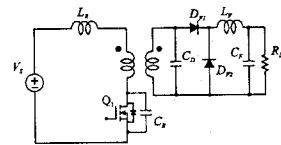
고효율을 실현할 수 있고 고주파 스위칭 응용이 가능한 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터(Forward Zero Voltage Switching Multi-Resonant Converter : Forward ZVS MRC)는 반도체 스위치에 존재하는 기생 리액턴스 성분인 접합 커패시턴스와 변압기에 존재하는 누설 인덕턴스 등을 공진탱크 회로에 흡수시킴으로써 기생 발진을 일으키지 않고 회로에 이용이 가능하다. 이러한 영전압 스위칭 다중 공진 스위치 (Multi-Resonant Switch : MRS) 개념은 전류를 공진시켜 스위칭 손실을 최소화한 영전류 스위칭 다중 공진 스위치보다 고주파화가 더 유리하다. 그 결과, PWM 컨버터에 비해 다중 공진형 컨버터는 높은 효율을 갖고 도수 MHz 대의 고주파에서 동작이 가능하며, 이로 인해 소형화에 지표가 되는 높은 전력밀도(Power Density [W/inch³])를 기대할 수 있게 되었다. 그러나 공진 현상으로 인한 스위치 양단의 높은 전압 스트레스는 입력 전압의 4~5배 정도로 스위치의 정격을 높이는 결과를 초래하며, 이로 인한 스위치의 온-저항(on-resistance)의 증가로 전도손실이 증가하는 단점을 가지고 있다. 따라서 이러한 단점을 해결하기 위해 클램프 모드 다중 공진형 컨버터가 제안되기도 하였다.[5],[6],[7]. 본 논문에서는 제안했던 공진 전압 스트레스를 줄일 수 있는 AT 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터의 각 동작 모드에 대한 해석을 하였다.

2. 회로의 동작 모드 별 해석

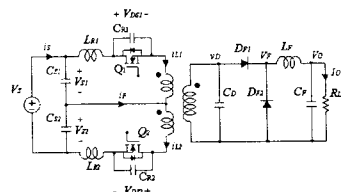
2.1. 등가회로에서의 가정

등가해석을 하기 위해서 다음과 같은 가정을 하였다.

- 출력필터 인덕터의 인덕턴스가 매우 크므로 출력필터와 부하단을 정전류원 I_o 로 가정한다.



(a) 기존의 Forward ZVS MRC



(b) 제안된 AT Forward ZVS MRC

그림 1 AT 포워드 다중 공진형 컨버터

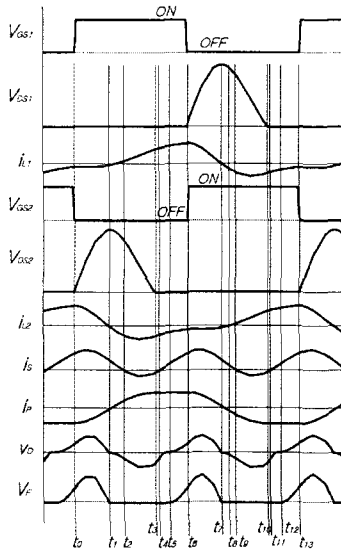


그림 2 이론적인 파형

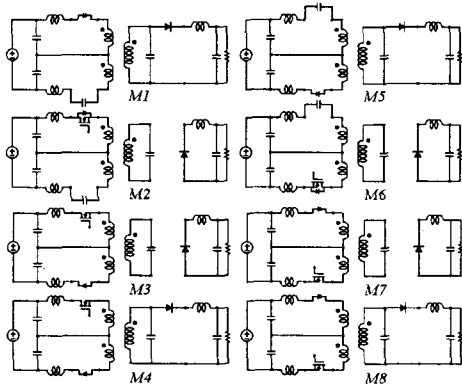


그림 3 동작 모드 별 등가 회로

i) 모드 1 ($t_0 \sim t_1$: M1)

스위치 Q_2 가 오프 상태에서 Q_1 이 온이 된다. 이 때 음의 초기값을 갖는 i_{L1} 은 Q_1 의 바디 다이오드를 통해 흐르면서 서서히 증가하고 스위치 Q_2 의 양단 전압 V_{DS2} 는 공진을 한다. 변압기를 통하여 흐르는 전류 i_p 가 영전류에 흐를 때 V_{DS2} 는 최대 값에 도달한다. 변압기의 2차측 전압인 v_D 는 양의 초기값을 갖으므로 다이오드, D_{F1} 는 도통이 되어 부하단에 에너지가 공급된다.

ii) 모드 2 ($t_1 \sim t_2$: M2)

t_1 에서 C_{R2} 와 L_{R2} 의 공진으로 인해 전압 v_D 는 공진하여 영전압에 도달하면 D_{F1} 는 역전압이 걸려 차단되고, 필터 인덕터 L_F 에 충전된 에너지는 환류 다이오드 D_{F2} 를 통해 환류하면서 부하단에 에너지를 공급한다. t_2 에서 입력 전류 i_S 는 공진하여 영전류를 지나 음의 방향으로 공진하면서 에너지를 입력측으로 회생한다.

iii) 모드 3 ($t_3 \sim t_5$: M3)

t_3 에서 전압 V_{DS2} 는 공진하여 영전압에 이르면 공진 인덕터 L_{R2} 에 흐르는 음의 전류 i_{L2} 는 Q_2 의 바디다이오드를 통하여 흐른다. t_4 에서 입력 전류 i_S 는 공진하여 영전류를 지나 양의 방향으로 공진한다.

iv) 모드 4 ($t_5 \sim t_6$: M4)

변압기 2차측 전압 v_D 가 공진하여 양의 값이 되면 다이오드 D_{F1} 이 다시 도통한다.

v) 모드 5 ($t_6 \sim t_7$: M5)

스위치 Q_1 이 오프 되고 스위치 Q_2 가 온 된다. 이 때 음의 값을 갖는 i_{L2} 은 Q_2 의 바디 다이오드를 통해 흐르면서 서서히 증가한다. 스위치 Q_1 에서 공진회로는 C_{R1} 과 L_{R1} 으로 구성되어 Q_1 의 양단 전압 V_{DS1} 은 공진한다. 변압기를 통하여 흐르는 전류 i_p 가 영전류로 흐를 때 V_{DS1} 은 최대 값에 도달한다. 변압기의 2차측 전압인 v_D 는 양의 값을 유지하면서 다이오드 D_{F1} 을 통해 부하단에 에너지를 공급한다.

vi) 모드 6 ($t_7 \sim t_{10}$: M6)

t_7 에서 v_D 가 공진하여 영전압에 도달하면, 다이오드 D_{F1} 는 차단되고 환류 다이오드 D_{F2} 를 통해 부하단에 에너지가 공급된다. t_8 에서 공진 인덕터 L_{R2} 에 흐르는 전류 i_{L2} 는 Q_2 의 스위치로 사용하는 MOSFET의 채널을 통해 흐르기 시작한다. t_9 에서 입력전류 i_S 는 음의 값으로 공진을 하여 입력측으로 에너지를 회생한다.

vii) 모드 7 ($t_{11} \sim t_{12}$: M7)

t_{10} 에서 전압 V_{DS1} 은 공진하여 영전압에 이르면 공진 인덕터 L_{R1} 에 흐르는 음의 전류 i_{L1} 는 스위치 Q_1 의 바디 다이오드를 통해 흐른다. t_{11} 에서 입력 전류 i_S 는 공진하여 영전류를 지나 양의 방향으로 공진한다.

viii) 모드 8 ($t_{12} \sim t_{13}$: M8)

변압기 2차측 전압 v_D 는 공진하여 양의 값이 되면 스위치 Q_1 이 도통될 때까지 다이오드 D_{F1} 이 다시 도통하여 에너지를 부하측에 공급한다.

표 1은 각 모드에서 정의한 공진 주파수 및 특성 임피던스등의 공진회로 상수이다. 그리고 표 2는 모드 1에 대한 상태방정식과 시간 영역에서의 해를 보여준다. 상태 변수는 I_{L1} , I_{L2} , V_{DS2} , V_D 이다. 시간 영역의 해는 5가지의 공진 주파수 ($\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4, \omega_5$)를 갖는다. 또한, 표 3은 모드 3에 대한 상태방정식과 시간 영역에서의 해를 보여준다. 모드 3에서의 상태변수는 I_{L1} , I_{L2} , V_D 이다. 이 모드에서의 시간 영역의 해는 ω_3 의 공진 주파수를 갖는다. 그림 4와 그림5는 출력 5V/50W, 2MHz의 스위칭 주파수에서 설계한 AT 파워 컨버터의 각 부분의 실험 파형을 나타낸다.

표 1 공진 회로 상수

$$\begin{aligned}
 \omega_{01} &= \frac{1}{\sqrt{L_{R1}C_{R1}}}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{R2}C_{R2}}}, \quad \omega_D = \frac{1}{\sqrt{L_{R1}C_D}}, \\
 \omega_{D2} &= \frac{1}{\sqrt{L_{R2}C_D}}, \quad \omega_{RPD} = \frac{1}{\sqrt{L_{RP}C_D}} \Rightarrow L_{RP} = L_{R1}/L_{R2} \\
 Z_{D1} &= \sqrt{\frac{L_{R1}}{C_{R1}}}, \quad Z_{D2} = \sqrt{\frac{L_{R2}}{C_{R2}}}, \\
 C_{M1} &= n^2 C_{D1} = n^2 \left(\frac{C_D}{C_{R1}} \right), \quad C_{M2} = n^2 C_{D2} = n^2 \left(\frac{C_D}{C_{R2}} \right) \\
 \omega_1^2 + \omega_2^2 &= n^2 \omega_{D2}^2 + \omega_{02}^2 + n^2 \omega_{D1}^2 \\
 &= n^2 (\omega_{D1}^2 + \omega_{D2}^2) + \omega_{02}^2 \\
 \omega_1^2 \cdot \omega_2^2 &= \frac{n^2}{L_{R1}L_{R2}C_D C_{R2}} = n^2 \omega_{D1}^2 \omega_{02}^2 \\
 \omega_3^2 &= \frac{n^2 (L_{R1} + L_{R2})}{L_{R1}L_{R2}C_D} = n^2 \omega_{RPD}^2 \\
 \omega_4^2 + \omega_5^2 &= n^2 \omega_{D1}^2 + \omega_{01}^2 + \omega_{D2}^2 = n^2 (\omega_{D1}^2 + \omega_{D2}^2) + \omega_{01}^2 \\
 \omega_4^2 \cdot \omega_5^2 &= \frac{n^2}{L_{R1}^2 L_{R2}^2 C_D^2 C_{R1}^2} = n^2 \omega_{D2}^2 \omega_{01}^2
 \end{aligned}$$

표2 Model에 대한 방정식 및 해

| |
|---|
| 초기 조건 |
| $i_{L1}(0), v_D(0), i_{L2}(0), v_{DS1}(t) = 0, v_{DS2}(0) = 0$ |
| 상태 방정식 |
| $\frac{V_s}{2} = L_{R1} \frac{di_{L1}(t)}{dt} + n v_D(t)$ $\frac{V_s}{2} = n v_D(t) + v_{DS2}(t) + L_{R2} \frac{di_{L2}(t)}{dt}$ $i_{L2}(t) = C_{R2} \frac{dv_{DS2}(t)}{dt}$ $n i_{L1}(t) + n i_{L2}(t) = C_D \frac{dv_D(t)}{dt} + I_0$ |
| 시간영역의 해 |
| $i_{L1}(t) = i_{L1}(0) [a_{11} + b_{11} \cos w_1 t + c_{11} \sin w_1 t + d_{11} \cos w_2 t + e_{11} \sin w_2 t]$ $a_{11} = \frac{I_0}{n i_{L1}(0)}$ $b_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 - w_{02}^2 - n^2 w_{D2}^2 - \frac{n I_0 w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} + \frac{n^2 i_{L2}(0) w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} + \frac{2 n I_0 w_{D1}^2 w_{02}^2}{(w_1^2 - w_2^2) i_{L1}(0)} \right]$ $c_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 \left(\frac{V_s}{2 L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{n V_D(0)}{L_{R1} i_{L1}(0)} \right) + \frac{n V_D(0) w_{02}^2}{L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{V_s w_{02}^2}{2 L_{R1} i_{L1}(0)} \right]$ $d_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + w_{02}^2 + n^2 w_{D2}^2 + \frac{n I_0 w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} - \frac{n^2 i_{L2}(0) w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} - \frac{n I_0 w_{D1}^2 w_{02}^2}{w_2^2 i_{L1}(0)} \right]$ $e_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{n V_D(0)}{L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{V_s}{2 L_{R1} i_{L1}(0)} + \frac{V_s w_{02}^2}{2 L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{n V_D(0) w_{02}^2}{L_{R1} i_{L1}(0)} \right]$ |
| $i_{L2}(t) = i_{L1}(0) [a_{12} \cos w_1 t + b_{12} \sin w_1 t + c_{12} \cos w_2 t + d_{12} \sin w_2 t]$ $a_{12} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left(w_1^2 - \frac{n I_0 w_{D1}^2}{i_{L2}(0)} \right)$ $b_{12} = \frac{w_1^2}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{V_s}{2 L_{R2} i_{L2}(0)} + \frac{n V_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right]$ $c_{12} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + \frac{n I_0 w_{D1}^2}{i_{L2}(0)} - \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D1}^2}{i_{L2}(0)} + n^2 w_{D1}^2 \right]$ $d_{12} = \frac{-w_2^2}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{V_s}{2 L_{R2} i_{L2}(0)} - \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D1}^2}{i_{L2}(0)} - \frac{n V_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right]$ |

| |
|---|
| $V_D(t) = V_D(0) [a_{13} + b_{13} \cos w_1 t + c_{13} \sin w_1 t + d_{13} \cos w_2 t + e_{13} \sin w_2 t]$ $a_{13} = \frac{V_s}{2 n V_D(0)}$ $b_{13} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 - w_{02}^2 - \frac{n V_s w_{D2}^2}{2 V_D(0)} - \frac{n V_s w_{D1}^2}{2 V_D(0)} + \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{n V_s w_{02}^2 w_{D1}^2}{V_D(0)} \right] \right]$ $c_{13} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 \left(\frac{n i_{L2}(0)}{C_D V_D(0)} - \frac{I_0}{C_D V_D(0)} + \frac{n i_{L1}(0)}{C_D V_D(0)} \right) + \frac{I_0 w_{D2}^2}{C_{R1} V_D(0)} - \frac{n i_{L1}(0) w_{D2}^2}{C_D V_D(0)} \right]$ $d_{13} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + w_{02}^2 + \frac{n V_s w_{D2}^2}{2 V_D(0)} + \frac{n V_s w_{D1}^2}{2 V_D(0)} - \frac{1}{w_2^2} \cdot \frac{n V_s w_{D1}^2 w_{02}^2}{2 V_D(0)} \right]$ $e_{13} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-\frac{n i_{L2}(0)}{C_D V_D(0)} - \frac{n i_{L1}(0)}{C_D V_D(0)} + \frac{I_0}{C_D V_D(0)} - \frac{I_0 w_{D2}^2}{C_{R1} V_D(0)} + \frac{n i_{L1}(0) w_{D2}^2}{C_{R2} V_D(0)} \right]$ |
| $V_{DS2}(t) = \frac{i_{L2}(0)}{C_{R2}} [a_{14} \cos w_1 t + b_{14} \sin w_1 t + c_{14} \cos w_2 t + d_{14} \sin w_2 t]$ $a_{14} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-\frac{V_s}{2 L_{R2} i_{L2}(0)} + \frac{n V_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right]$ $b_{14} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 - \frac{n I_0 w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} - n^2 w_{D1}^2 + \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} \right]$ $c_{14} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{V_s}{2 L_{R1} i_{L2}(0)} - \frac{n V_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right]$ $d_{14} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + \frac{n I_0 w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} + n^2 w_{D1}^2 - \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} \right]$ |

표3 Mode3에 대한 방정식 및 해

| |
|---|
| 초기 조건 |
| $i_{L1}(0), v_D(0), i_{L2}(0), v_{DS1}(0) = 0, v_{DS2}(0) = 0$ |
| 상태 방정식 |
| $\frac{V_s}{2} = L_{R1} \frac{d}{dt} i_{L1}(t) + n v_D(t)$ $\frac{V_s}{2} = L_{R2} \frac{d}{dt} i_{L2}(t) + n v_D(t)$ $n i_{L1}(t) + n i_{L2}(t) = C_D \frac{d}{dt} v_D(t)$ |

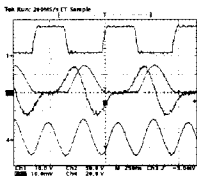
3. 결 론

본 논문에서는 제안한 AT 포워드 다중공진형 컨버터의 각 모드에 대한 해석을 하였다. 제안된 컨버터는 입력 전압을 입력 필터 커패시터를 이용하여 공진을 일으키는 전압원을 양분함으로써 공진 전압 스트레스를 입력 전압의 2~3배로 줄일 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여, 다중 공진 스위치의 동작에 따라 한 주기 동안 8개의 모드로 동작함을 확인하였으며, 각 모드에 대한 해석을 하였다. 이를 통하여 AT 포워드 MRC에 흐르는 각 부분의 전압 및 전류의 스트레스와 관련된 수식을 얻을 수 있으며, 최적설계에 응용이 가능하다.

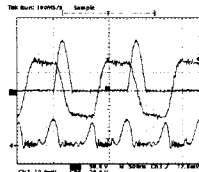
(참 고 문 헌)

- [1] W. Tang, W.A. Tabisz, A. Lotfi, F.C. Lee, and V. Vorperian "DC Analysis and Design of Forward ZVS-MRC", Proceedings of the VPEC Seminar, pp. 40-48, 1989.
- [2] W.A. Tabisz and F.C. Lee, "DC Analysis and Design Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Converter", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp. 243-251, 1989.
- [3] H.J. Kim, C.S. Leu, R. Farrington, F.C. Lee, "Clamp Mode Zero voltage switched Multi Resonant Converters", IEEE PESC, pp. 78-84, 1992.
- [4] H.J. Kim, C.S. Kim, S.H.Lee, I.H.Lee., "A development of the 2MHz clamp mode forward ZVS MRC on board power module for telecommunication application", IEEE INTELEC, pp. 321-325, 1993.
- [5] 김 창 선, "AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 동작 특성", 한국조명·전기설비학회, 제 12권, 3호, pp. 114-123, 1998.
- [6] 김 희 준, 김 창 선, 황 치 면, 김 영 태, "저 전압 스트레스를 갖는 AT 포워드 다중 공진형 컨버터", 대한 전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 2042-2044, 1998.
- [7] 김 희 준, 김 창 선, 오 덕 진, 황 치 면, "교번으로 동작하는 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터", 전력전자학회 하계 전력전자학술대회 논문집, pp. 1-4, 1998.

| 시간영역의 해 | |
|--|--|
| $I_{L1}(t) = i_{L1}(0) [a_{31} + b_{31} \cos \omega_3 t + c_{31} \sin \omega_3 t]$ | |
| $a_{31} = \frac{1}{\omega^2} \left[n^2 \omega^2 D_2 - \frac{n^2 i_{L2}(0) \omega^2 D_1}{i_{L1}(0)} \right]$ | |
| $b_{31} = 1 - \frac{1}{\omega^2} \left[n^2 \omega^2 D_2 - \frac{n^2 i_{L2}(0) \omega^2 D_1}{i_{L1}(0)} \right]$ | |
| $c_{31} = \frac{V_s}{2L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{n V_D(0)}{L_{R1} i_{L1}(0)}$ | |
| $I_{L2}(t) = i_{L2}(0) [a_{32} + b_{32} \cos \omega_3 t + c_{32} \sin \omega_3 t]$ | |
| $a_{32} = \frac{1}{\omega^2} \left[n^2 \omega^2 D_1 - \frac{n^2 i_{L1}(0) \omega^2 D_2}{i_{L2}(0)} \right]$ | |
| $b_{32} = 1 - \frac{1}{\omega^2} \left[n^2 \omega^2 D_1 - \frac{n^2 i_{L1}(0) \omega^2 D_2}{i_{L2}(0)} \right]$ | |
| $c_{32} = \frac{V_s}{2L_{R2} i_{L2}(0)} - \frac{n V_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)}$ | |
| $v_D(t) = v_D(0) [a_{33} + b_{33} \cos \omega_3 t + c_{33} \sin \omega_3 t]$ | |
| $a_{33} = \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{n V_s \omega^2 R_{FD}}{2 v_D(0)}$ | |
| $b_{33} = 1 - \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{n V_s \omega^2 R_{FD}}{2 v_D(0)}$ | |
| $c_{33} = \frac{n(i_{L1}(0) + i_{L2}(0))}{C_D v_D(0)}$ | |

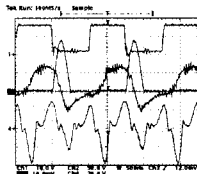


(a) $V_{GS2}(10V/div)$,
 $V_{DS2}(50V/div)$, $i_{L2}(2A/div)$,
 $v_D(20V/div)$

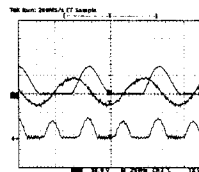


(b) $V_{DS2}(50V/div)$,
 $i_P(2A/div)$, $V_F(20V/div)$

그림 4. 정격 입력, 경부하일 때의 각 부분의 실험파형
($V_s=48.1V$, $V_o/I_o=5.07V/0.5A$)



(a) $V_{GS2}(10V/div)$,
 $V_{DS2}(50V/div)$,
 $i_{L2}(2A/div)$, $v_D(20V/div)$



(b) $V_{DS2}(50V/div)$,
 $i_P(2A/div)$, $V_F(20V/div)$

그림 5. 정격 입력, 중부하일 때의 각 부분의 실험파형
($V_s=48.1V$, $V_o/I_o=5.07V/10A$)