



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0060740  
(43) 공개일자 2020년06월01일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H02H 7/20 (2006.01) B60R 16/03 (2006.01)  
G05B 19/042 (2006.01) H02H 1/06 (2006.01)  
H02H 11/00 (2006.01) H02H 3/20 (2006.01)  
H02H 7/26 (2006.01) H02J 1/10 (2019.01)  
H02J 3/38 (2006.01)
- (52) CPC특허분류  
H02H 7/20 (2013.01)  
B60R 16/03 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2020-7011754
- (22) 출원일자(국제) 2018년08월15일  
심사청구일자 없음
- (85) 번역문제출일자 2020년04월23일
- (86) 국제출원번호 PCT/EP2018/072116
- (87) 국제공개번호 WO 2019/063186  
국제공개일자 2019년04월04일
- (30) 우선권주장  
10 2017 217 003.4 2017년09월26일 독일(DE)

- (71) 출원인  
로베르트 보쉬 게엠베하  
독일 데-70442 슈투트가르트 포스트파흐 30 02 20
- (72) 발명자  
슈마허 하르트무트  
독일 71691 프라이베르크 파러 알딩어슈트라쎄 4  
포익트 다비드  
독일 71726 벤닝엔 암 넥카 로젠백 10
- (74) 대리인  
양영준, 노대웅

전체 청구항 수 : 총 25 항

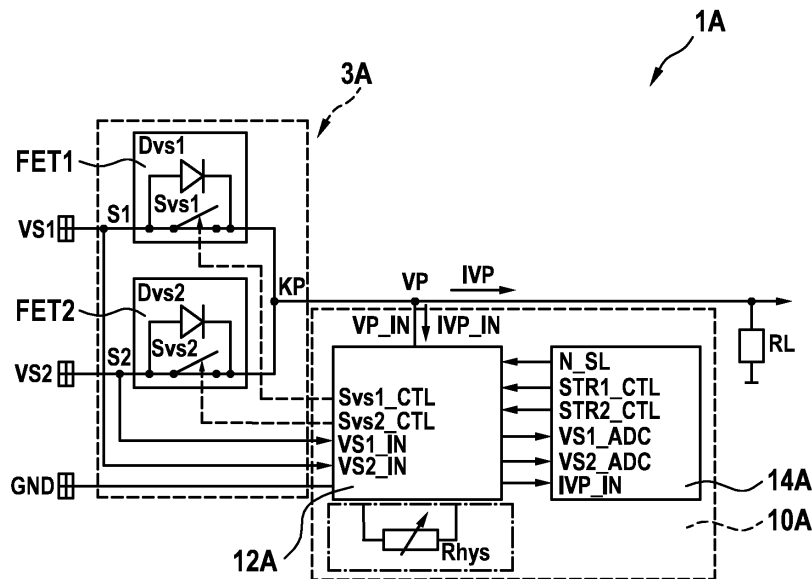
(54) 발명의 명칭 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛

(57) 요약

본 발명은, 차량 제어 장치를 위한 다중 라인 공급 유닛(1A) 및 상기 다중 라인 공급 유닛(1A)을 위한 작동 방법에 관한 것으로, 상기 다중 라인 공급 유닛은, 각각 입력단에서 하나 이상의 차량 전압원과 연결되고 출력단에서 공통 노드(KP)에서 결합되는 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)과; 상기 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에, 전도

(뒷면에 계속)

대표도 - 도1



방향으로 하나 이상의 차량 전압원과 노드(KP) 사이에서 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)에 루프-인(loop-in)되는 하나 이상의 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)를 각각 포함하는 보호 장치(3A);를 포함한다. 이 경우, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에는 하나 이상의 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)에 대해 병렬로 각각 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)가 루프-인되고, 평가 및 제어 유닛(10A)이 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 입력단들에서는 각각 라인 전압(VS1, VS2)을, 그리고 공통 노드(KP)에서는 역극성 보호된 공급 전압(VP)을 검출하여 평가하며, 상기 평가에 기초하여 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 구동한다.

(52) CPC특허분류

*G05B 19/042* (2013.01)

*H02H 1/06* (2013.01)

*H02H 11/002* (2013.01)

*H02H 3/20* (2013.01)

*H02H 7/26* (2013.01)

*H02J 1/10* (2019.02)

*H02J 1/108* (2013.01)

*H02J 3/38* (2013.01)

*H02J 2310/46* (2020.01)

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

각각 입력단에서 하나 이상의 차량 전압원(B, B1, B2)과 연결되고, 출력단에서는 공통 노드(KP)에서 합쳐지는 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)과; 상기 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에, 전도 방향으로 하나 이상의 차량 전압원(B, B1, B2)과 노드(KP) 사이에서 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)에 루프-인되는 하나 이상의 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)를 각각 포함하는 보호 장치(3A, 3B, 3C, 3D);를 구비한, 차량 제어 장치(2)를 위한 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)에 있어서,

2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에 하나 이상의 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)에 대해 병렬로 각각 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)가 루프-인되고, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)이 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 입력단들에서는 각각 라인 전압(VS1, VS2)을, 그리고 공통 노드(KP)에서는 역극성 보호된 공급 전압(VP)을 검출하여 평가하며, 상기 평가에 기초하여 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 구동하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

#### 청구항 2

제1항에 있어서, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은 개별 라인 전압들(VS1, VS2)을 서로, 그리고/또는 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 비교하고, 이 비교에 따라 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)을 통해 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 위한 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 생성하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

#### 청구항 3

제2항에 있어서, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은, 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)과 공통 노드(KP)에서의 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 차가 기설정 제1 임계값을 상회하는 경우, 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)에 의해 생성된 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 폐쇄하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

#### 청구항 4

제2항 또는 제3항에 있어서, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은, 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)과 공통 노드(KP) 상에서 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 차가 기설정 제2 임계값을 하회하는 경우, 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)에 의해 생성되는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 개방하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

#### 청구항 5

제4항에 있어서, 제1 임계값과 제2 임계값 간의 차는 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C) 내의 가변 저항(Rhys)을 통해 조정될 수 있는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

#### 청구항 6

제1항 내지 제5항 중 어느 한 항에 있어서, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은, 기설정 조건들에 따라서 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)을 개별적으로 검사하는 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)을 포함하며, 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)은 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 검사를 위해 적어도 하나의 제어 신호(STR1\_CTL, STR2\_CTL)를 생성하여 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)으로 송출하며, 상기 하드웨어 제어 유닛은 적어도 하나의 제어 신호(STR1\_CTL, STR2\_CTL)에 반응하여 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 위한 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 생성하여 송출하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 7**

제6항에 있어서, 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)은, 상기 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)이 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내 라인 단선 및/또는 문제 및/또는 품질 저하를 검출할 경우, 경고 메시지를 생성하고, 그리고/또는 오류 저장을 수행하며, 음향 및/또는 광학 송출 유닛을 통해, 그리고/또는 진단 인터페이스를 통해 송출하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 8**

제1항 내지 제7항 중 어느 한 항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에서 각각 하나의 전계효과 트랜지스터(FET1, FET2)가 하나 이상의 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2) 및 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 형성하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 9**

제1항 내지 제8항 중 어느 한 항에 있어서, 하나 이상의 제2 보호 다이오드(Dzs1, Dzs2)는 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에서 하나 이상의 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)에 대해, 그리고 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)에 대해 각각 병렬로 배치되며, 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)의 펄스 부하를 감소시키기에 적합한 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 10**

제1항 내지 제9항 중 어느 한 항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 출력단들은 각각 개별적으로 공통 노드(KP)의 상류에서, 또는 함께 공통 노드(KP)에서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 양의 펄스 부하를 감소시키기에 적합한 하나 이상의 제3 보호 다이오드(Dzp, Dzs11, Dzs21)를 통해 접지(GND)와 연결되며, 하나 이상의 제3 보호 다이오드(Dzp, Dzs11, Dzs21)는, 공통 노드(KP)에서 발생하는 음의 전압을 기설정 가능한 값으로 제한하고, 결합이 있는 라인 스위치(Svs1, Svs2)의 경우 역극성 시 전기적 차량 안전장치를 트리거링하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 11**

제1항 내지 제10항 중 어느 한 항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 입력단들은, 각각 음 저항(Rs1, Rs2)과 커패시터(Cs1, Cs2)를 포함하는 하나 이상의 RC 소자를 통해, 접지(GND)와 연결되어 감쇠되는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 12**

제1항 내지 제11항 중 어느 한 항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 출력단들은, 각각 개별적으로 공통 노드(KP)의 상류에서, 또는 함께 공통 노드(KP)에서, 음 저항(RP, Rs11, Rs21)과 커패시터(CP, Cs11, Cs21)를 포함하는 적어도 하나의 RC 소자를 통해, 접지(GND)와 연결되어 감쇠되는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 13**

제1항 내지 제12항 중 어느 한 항에 있어서, 공통 노드(KP)는 패시브 필터(20)를 통해 제어 장치(2)와 연결될 수 있는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 14**

제13항에 있어서, 패시브 필터(20)는, 단시간 전압 강하를 보상하기에 적합한 에너지 예비 장치(C<sub>μ</sub>CT)를 포함하는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 15**

제13항 또는 제14항에 있어서, 패시브 필터(20)는 다중 라인 T 필터(20C)로서 형성되고, 각각 하나의 제1 필터 인덕터(LT1, LT2)는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)와 공통 노드(KP) 사이에서 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)에 루프-인되며, 공통의 제2 필터 인덕터(LT)는 공통 노드(KP)와 필터 출력단 사이에 루프-인되는 것을 특징으로 하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C).

**청구항 16**

제1항 내지 제15항 중 어느 한 항에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)의 작동 방법에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 입력단들에서 각각 라인 전압(VS1, VS2)이, 그리고 공통 노드(KP)에서는 역극성 보호된 공급 전압(VP)이 검출되어 평가되며, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)은 평가에 따라서 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 구동되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 17**

제16항에 있어서, 개별 라인 전압들(VS1, VS2)은 서로, 그리고/또는 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 비교되며, 이 비교에 따라서 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 위한 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)이 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)을 통해 생성되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 18**

제16항 또는 제17항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)은 작동 동안 기설정 조건들에 따라서 개별적으로 검사되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 19**

제18항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)은, 기설정 시간 간격들로, 그리고/또는 라인 전압들(VS1, VS2) 간의 전압차가 기설정 절댓값을 상회하는 경우, 개별적으로 검사되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 20**

제18항 또는 제19항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 제1 검사 시, 검사할 공급 라인(S1, S2)의 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)는 개방되며, 상응하는 라인 전압(VS1, VS2) 및 공통 노드(KP)에서의 역극성 보호된 공급 전압(VP)의 반응들이 검출되어 평가되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 21**

제20항에 있어서, 스위칭 소자(Svs1, Svs2)의 개방 시 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)이 기설정 최소 한계값을 하회하는 경우, 검사할 공급 라인(S1, S2) 내 라인 단선이 검출되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 22**

제18항 내지 제21항 중 어느 한 항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 제2 검사 시, 검사할 공급 라인(S1, S2)의 상응하는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)만 폐쇄되고, 타측 공급 라인들(S1, S2)의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)은 개방되며, 검사할 공급 라인(S1, S2)의 부하 인가 상태에서, 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)의 반응이 검출되어 평가되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 23**

제22항에 있어서, 스위칭 소자(Svs1, Svs2)의 폐쇄 시 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)이 기설정 부하 한계값을 하회하는 경우, 부하가 인가된 검사할 공급 라인(S1, S2) 내의 문제가 검출되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 24**

제18항 내지 제23항 중 어느 한 항에 있어서, 개별 라인 전압들(VS1, VS2)은 서로, 그리고 각각 연결된 차량 전압원(B1, B2)의 차량 전압(UB1, UB2)과 비교되며, 상기 비교를 기반으로, 상응하는 공급 라인(S1, S2)의 내부 저항(Ri1, Ri2)의 크기가 추론되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**청구항 25**

제18항 내지 제24항 중 어느 한 항에 있어서, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내 라인 단선 및/또는 문제 및/또는 품질 저하가 검출될 경우, 경고 메시지가 생성되고, 그리고/또는 오류 저장이 수행되며, 음향 및/또는 광학 송출 유닛을 통해 그리고/또는 진단 인터페이스를 통해 송출되고, 이때 품질 저하는, 내부 저항(Ri1, Ri2)이 기 설정 한계값을 상회하는 점을 통해 검출되는 것을 특징으로 하는, 다중 라인 공급 유닛용 작동 방법.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 발명은 독립 특허 청구항 제1항의 유형에 따른 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛(multi-line supply unit)에 관한 것이다. 또한, 본 발명의 대상은 상기 다중 라인 공급 유닛을 위한 작동 방법에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 차량에서의 전자 제어 장치들은 통상 제1 점화 스위치 위치(무선)에서 에너지원과 연결되는 제1 스위칭 단자(KL 15R)를 통해, 그리고/또는 제2 점화 스위치 위치(점화)에서 에너지원과 연결되는 제2 스위칭 단자(KL 15)를 통해 에너지를 공급받는다. "슬립 모드(sleep mode)"를 보유하여 차량 작동이 정지된 경우에서도 에너지를 공급 받는 제어 장치들에 관계된다면, 상기 제어 장치들은, 점화 스위치 위치와 무관하게 에너지원과 연결되어 있는 영구 양단자(permanent positive terminal)(KL 30)를 통해 에너지를 공급받는다. 영구 양단자에서 기인하는 공급 전류는 차량 작동이 정지된 경우 활성화된 "슬립 모드"에서 거의 영(0)이다. 비활성화된 "슬립 모드"에서, 다시 말해 제어 장치의 정상 작동 모드(normal operation mode)에서 필요한 공급 전류는 영구 양단자에서부터 공급된다. 또 다른 변형예에서, 제어 장치의 정상 작동 모드에서 중복해서 제1 스위칭 단자 및/또는 제2 스위칭 단자가 제어 장치를 위한 또 다른 가능한 공급 라인들로서 제공된다. 이는, 공급 중복성(redundancy) 외에도, 스위칭되는 공급 라인들이 상응하는 제어 장치를 위한 중복적 웨이크업 시그널링을 위해서도 이용될 수 있다는 장점이 있다. 일차 웨이크업 기능 및/또는 슬립 모드는 적합한 버스 활동들 내지 버스 명령어들을 통해 제어될 수 있다. 제공되는 공급 라인들은 제어 장치 내에서 역극성(reverse polarity)이 보호되며, 그리고 "배선 논리합(Wired-Or)"으로 접속된다. 그렇게 하며, 하나의 공급 라인 또는 복수의 공급 라인에 역극성이 있는 경우에도 제어 장치 내에서 손상이 발생하지 않는 점이 보장될 수 있다. 그 밖에도, 제어 장치 내에서 공급 라인들의 "배선 논리합 접속"은 정상 작동 모드 동안 제어 장치로의 중복적 전력 공급을 위해 이용된다. 종래에는, 실리콘 다이오드들이 2A까지의 영구 전류 범위에서 역극성 보호 수단으로서 사용된다. 이는, 1V까지의 전압 강하 및 2W까지의 전력 손실을 야기한다. 전압 강하가 보다 더 낮은 향상된 시스템들에서는, 쇼트키 다이오드들(Schottky diode)이 사용되며, 그럼으로써 4A까지의 영구 전류가 충분히 나타나게 된다. 여기서 전압 강하는 0.6V 미만이며, 이는 2.4W까지의 전력 손실을 야기할 수 있다.

**발명의 내용**

[0003] 독립 특허 청구항 제1항의 특징들을 갖는 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛, 및 다중 라인 공급 유닛을 위한 작동 방법에는, 영구 전류 모드의 경우 역극성 보호를 위한 전압 강하 및 그에 따른 개별 공급 라인들의 전력 손실도 보호 다이오드들에 대해 병렬로 루프-인(loop-in)된 스위칭 소자들을 통해 분명하게 감소될 수 있다는 장점이 있다. 이 경우, 보호 다이오드들은 각각의 공급 라인 내에서 바람직한 방식으로 정적 및/또는 동적 역극성 보호 및 백피드 보호(backfeed protection)를 제공한다. 그렇게 하여, 바람직한 방식으로, 증가하는 전류 요건들이 특히 적어도 관여하는 주행 기능들을 갖는 차량들에서 이용되는 안전 시스템들, 보조 시스템들 등을 위한 향후의 보다 큰 제어 장치들에 의해 사용될 수 있다. 또한, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들은 역극성 보호 외에도 하기 스위칭 컨트롤러들을 위한 또 다른 필터 회로들도 고려한다.

[0004] 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들은 바람직하게는 2-라인 공급 유닛들로서 형성되며, 일반적으로 제1 공급 라인은 점화 스위치의 영구 양단자를 통해 영구적으로 에너지를 공급받고 제2 공급 라인은 점화 스위치의 스위칭 단자를 통해 에너지를 공급받는다. 또한, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들의 경우, 상응하는 제어 장치의 슬립 모드에서 공급 라인들을 통해 단지 100µA 미만의 전류만이 흐른다.

[0005] 또한, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들은, 특히 공급 라인의 부재(absence) 또는 공급 라인의 단락을 검출하기 위해, 개별 공급 라인들을 모니터링한다. 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들은, 바람직한 방식으로, 에너지 저장 장치가 송출 부하(output load)로서 사용될 수 있도록 형성된다. 이러한 에너지 저장 장치는 바람직하게는 커패시터로서 형성되며, 그리고 다중 라인 공급 유닛의 파손, 단락 및/또는

단선 시, 제어 장치로의 전력 공급의 유지를 위해 통상 수  $100\mu\text{s}$  내지  $10\text{ms}$  이하의 정의된 시간 간격 동안 에너지를 공급할 수 있으며, 이때 상기 에너지의 대부분은 다중 라인 공급 유닛 내로 백피드되지 않는다.

- [0006] 바람직한 방식으로, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들은, 공급 라인들이 상이한 전압 레벨을 보유할 때, 일측 공급 라인에서 타측 공급 라인 내로의 영구적인 백피드를 저지한다. 동적 과정들에서도, 특히 공급 라인들의 직류 전압들에 교류 전압 성분이 있는 경우, 동적 백피드 에너지(backfeed energy)는 바람직한 방식으로 제한된다. 또한, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛의 실시예들은 공급 라인들 상에서 양 내지 음의 펄스에 대한 보호 조치들을 포함하며, 그리고 특히 양 및 음의 펄스의 비대칭적인 클램핑(clamping) 내지 제한을 가능하게 한다.
- [0007] 본 발명의 실시예들은, 각각 입력단에서 하나 이상의 차량 전압원과 연결되고 출력단에서는 공통 노드에서 합쳐지는 2개 이상의 공급 라인과; 2개 이상의 공급 라인 내에, 전도 방향(conducting direction)으로 하나 이상의 차량 전압원과 노드 사이에서 2개 이상의 공급 라인에 루프-인되는 하나 이상의 제1 보호 다이오드를 각각 포함하는 보호 장치;를 포함하는, 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛을 제공한다. 이 경우, 2개 이상의 공급 라인에 하나 이상의 보호 다이오드에 대해 병렬로 각각 하나 이상의 스위칭 소자가 루프-인된다. 또한, 평가 및 제어 유닛은 2개 이상의 공급 라인의 입력단들에서 각각 라인 전압을, 그리고 공통 노드에서는 역극성 보호된 공급 전압을 검출하여 평가한다. 평가에 따라서, 평가 및 제어 유닛은 상응하는 구동 신호들(actuating signal)을 통해 2개 이상의 공급 라인 내의 스위칭 소자들을 구동한다.
- [0008] 또한, 2개 이상의 공급 라인의 입력단들에서 각각 라인 전압을, 그리고 공통 노드에서는 역극성 보호된 공급 전압을 검출하여 평가하는 상기 다중 라인 공급 유닛을 위한 작동 방법도 제안된다. 이 경우, 평가에 따라 2개 이상의 공급 라인 내의 스위칭 소자들이 상응하는 구동 신호들을 통해 구동된다.
- [0009] 본원에서 평가 및 제어 유닛은, 예컨대 비디오 신호, 레이더 신호, 라이다 신호, 온도 신호, 적외선 신호, 위치 신호, 가속도 신호, 압력 신호, 요레이트 신호 등과 같은 검출되는 센서 신호들, 및/또는 전압들 및/또는 전류들을 처리하고 평가하는, 예컨대 제어 장치, 특히 운전자 보조 제어 장치, 통합된 안전 시스템 또는 에어백 제어 장치와 같은 전기 장치를 의미할 수 있다. 평가 및 제어 유닛은, 하드웨어 및/또는 소프트웨어에 따라 형성될 수 있는 하나 이상의 인터페이스를 포함할 수 있다. 하드웨어에 따른 형성의 경우, 인터페이스들은, 예컨대 평가 및 제어 유닛의 매우 상이한 기능들을 포함한 소위 시스템 ASIC의 부분일 수 있다. 그러나 인터페이스들은 자체의 집적 회로일 수도 있거나, 또는 적어도 부분적으로 이산 부품들로 구성될 수도 있다. 소프트웨어에 따른 형성의 경우, 인터페이스들은, 예컨대 마이크로컨트롤러 상에 다른 소프트웨어 모듈들과 함께 존재하는 소프트웨어 모듈들일 수 있다. 또한, 반도체 메모리, 하드디스크 메모리 또는 광학 메모리와 같은 기계 판독 가능 매체에 저장되어, 프로그램이 평가 및 제어 유닛에 의해 실행될 때 평가의 실행을 위해 이용되는 프로그램 코드를 포함한 컴퓨터 프로그램 제품도 바람직하다.
- [0010] 종속 청구항들 내에 열거되는 조치들 및 개량안들을 통해, 독립 특허 청구항 제1항 내에 명시된 차량 제어 장치용 다중 라인 공급 유닛, 및 독립 특허 청구항 제16항에 명시된 상기 다중 라인 공급 유닛을 위한 작동 방법의 바람직한 개선안들이 가능하다.
- [0011] 특히 바람직하게는, 평가 및 제어 유닛은 개별 라인 전압들을 서로, 그리고/또는 역극성 보호된 공급 전압과 비교할 수 있고, 이 비교에 따라서 하드웨어 제어 유닛을 통해 하나 이상의 스위칭 소자를 위한 구동 신호들을 생성할 수 있다. 하드웨어 제어 유닛은, 하기에서 이산 전자 또는 전기 부품들 내지 컴포넌트들로 구성되는 전기 회로를 의미하며, 그럼으로써 내부 조건들의 검출을 위한 매우 신속한 평가 과정들 및 짧은 스위칭 시간이 구현될 수 있게 된다. 이는, 하드웨어 제어 유닛이 상응하는 접점들 및 결선들을 통해 공급 라인들의 입력단들 및 공통 노드와 직접 연결될 수 있고 공통 노드를 통해서도 에너지를 공급받을 수 있다는 것을 의미한다. 하드웨어 제어 유닛 또는 이 하드웨어 제어 유닛의 부분들은 슬립 입력단을 통해 스위치 온/오프될 수 있다. 평가 및 제어 유닛은, 상응하는 라인 전압과 공통 노드에서의 역극성 보호된 공급 전압 간의 차가 기설정 제1 임계값을 상회하는 경우, 하드웨어 제어 유닛에 의해 생성되는 구동 신호들을 통해 하나 이상의 스위칭 소자를 폐쇄할 수 있다. 그렇게 하여, 상응하는 공급 라인에 걸친 전압 강하 및 그에 따른 전력 손실은 바람직한 방식으로 감소될 수 있다. 또한, 평가 및 제어 유닛은, 상응하는 라인 전압과 공통 노드에서의 역극성 보호된 공급 전압 간의 차가 기설정 제2 임계값을 하회하거나 음의 값이 된다면, 하드웨어 제어 유닛에 의해 생성되는 구동 신호들을 통해 하나 이상의 스위칭 소자를 개방할 수 있다. 그렇게 하여, 바람직한 방식으로, 공통 노드에서부터 폐쇄된 스위칭 소자를 경유하여 해당하는 공급 라인 내로의 백피드가 방지될 수 있다. 또한, 제1 임계값과 제2 임계값 간의 차는 하드웨어 제어 유닛 내의 가변 저항을 통해 조정될 수 있다. 그렇게 하여, 바람직한 방식으

로, 스위칭 결정의 안정성을 개선하기 위해, 개별 공급 라인들 내의 스위칭 소자들을 위한 히스테리시스가 기설정될 수 있다. 정상적인 경우, 모든 스위칭 소자는 동일하게 형성되고 동일한 히스테리시스로 작동된다. 이 경우, 모든 스위칭 소자에 대해 히스테리시스의 공통 조정만으로도 충분하다. 그 대안으로, 각각의 스위칭 소자에 대해 자체의 히스테리시스가 기설정될 수 있다. 히스테리시스의 조정을 위해, 관련된 공급 라인 내에서 스위칭 소자의 내부 저항, 스위칭 결정의 안정성 및 역전류 검출 레벨이 고려될 수 있다. 그에 따라, 스위칭 결정의 안정성은 개별적으로 검출될 백피드 전류 레벨에 따라서 결정되고, 이용되는 스위칭 소자들의 내부 저항에 매칭될 수 있다.

[0012] 본원의 다중 라인 공급 유닛의 바람직한 구현예에서, 평가 및 제어 유닛은, 기설정 조건들에 따라서 2개 이상의 공급 라인을 개별적으로 검사하는 컴퓨터 유닛을 포함할 수 있다. 이 경우, 컴퓨터 유닛은 2개 이상의 공급 라인의 검사를 위해 적어도 하나의 제어 신호를 생성하여 하드웨어 제어 유닛으로 송출할 수 있으며, 하드웨어 제어 유닛은 적어도 하나의 제어 신호에 반응하여 하나 이상의 스위칭 소자를 위한 상응하는 구동 신호들을 생성하여 송출할 수 있다. 라인 단선들 또는 단락들 또는 기타 문제들의 검출을 위해, 또는 공급 라인의 품질 검사를 위해, 개별 공급 라인들 내의 스위칭 소자들은 단시간 개방될 수 있고, 개별 라인 전압들, 및 공통 노드에서 역극성 보호된 공급 전압의 반응들이 검출되어 평가될 수 있다. 품질에 대한 기준으로서, 예컨대 상응하는 공급 라인의 내부 저항이 결정되어 평가될 수 있다. 이 경우, 공급 라인의 품질은 내부 저항에 반비례하며, 다시 말해 공급 라인의 품질은 내부 저항이 증가함에 따라 감소한다.

[0013] 본원의 다중 라인 공급 유닛의 또 다른 구현예에서, 컴퓨터 유닛은, 이 컴퓨터 유닛이 2개 이상의 공급 라인 내 라인 단선 및/또는 문제 및/또는 품질 저하를 검출할 경우, 경고 메시지를 생성할 수 있고, 그리고/또는 오류 저장을 수행할 수 있으며, 음향 및/또는 광학 송출 유닛을 통해, 그리고/또는 진단 인터페이스를 통해 송출할 수 있다. 그렇게 하여, 운전자에게 적시에 경고가 안내될 수 있고, 적어도 부분 자동 기능들을 통한 컨트롤을 다시 인계받을 수 있거나, 문제점이 바로 다음 정비 시 제거될 수 있다. 이렇게, 예컨대 오류 유형, 오류 위치 및 오류 시간은 바로 다음 정비 시까지 저장될 수 있다.

[0014] 본원의 다중 라인 공급 유닛의 또 다른 바람직한 구현예에서, 2개 이상의 공급 라인 내에서 각각 하나의 전계효과 트랜지스터가 하나 이상의 제1 보호 다이오드 및 하나 이상의 스위칭 소자를 형성할 수 있다. 바람직하게 전계효과 트랜지스터들은, 순방향으로 드레인과 소스 간의 벌크 다이오드(bulk diode)를 통해 전도성인 P 채널 MOS 전계효과 트랜지스터들(PMOSFET)로서 형성된다. 이는 양의 소스-게이트 전압을 통한 간단한 작동을 가능하게 한다. 하나 이상의 스위칭 소자의 펄스 부하를 감소시키기 위해, 하나 이상의 제2 보호 다이오드는 2개 이상의 공급 라인 내에서 하나 이상의 제1 보호 다이오드에 대해, 그리고 하나 이상의 스위칭 소자에 대해 각각 병렬로 배치될 수 있다. 하나 이상의 제2 보호 다이오드는, 공급 라인 상에서, 예컨대 시트 히터, 윈도우 히터 등처럼 제어 장치에 대해 병렬로 배치된 인덕터의 차단과 같은 스위칭 과정들에서 발생할 수 있는 높은 음의 전압 펄스로부터, 특히 PMOSFET로서의 유형의 경우 상응하는 스위칭 소자를 보호한다. 하나 이상의 제2 보호 다이오드는 바람직하게는 24V 내지 40V 범위의 항복 전압을 갖는 고성능 억제 다이오드(TSV)(high-performance suppressor diode)로서 형성될 수 있다. 또한, 2개 이상의 공급 라인의 출력단들은 각각 개별적으로 공통 노드의 상류에서, 또는 함께 공통 노드에서, 2개 이상의 공급 라인의 양의 펄스 부하를 감소시키기 위해 적합한 하나 이상의 제3 보호 다이오드를 통해, 접지와 연결될 수 있다. 이 경우, 하나 이상의 제3 보호 다이오드는, 공통 노드에서 발생하는 음의 전압을 기설정 가능한 값으로 제한할 수 있으며, 그리고 오류가 있는 라인 스위치의 경우 역극성이 있는 경우 전기 차량 안전장치를 트리거링할 수 있다. 음의 전압은 예컨대 -0.3V와 -1.2V 사이 범위의 값으로 제한될 수 있다. 중앙의 하나 이상의 제3 보호 다이오드를 이용한 회로의 보충은 부하 덤프(load dump)를 포함하여 양의 펄스에 대해 다중 라인 공급 장치의 보호를 위해 이용된다. 공급 라인들 중 하나에서 양의 펄스 부하가 발생한다면, 펄스는 하나 이상의 제3 보호 다이오드를 통해 클램핑되거나 제한된다. 하나 이상의 제3 보호 다이오드는 바람직하게는 30V 내지 42V 범위의 항복 전압을 갖는 고성능 억제 다이오드(TSV)로서 형성될 수 있다. 하나 이상의 제2 보호 다이오드 및 하나 이상의 제3 보호 다이오드를 통해 스위칭 소자들의 펄스 부하들은 감소되며, 그럼으로써 바람직한 방식으로 보다 더 적은 소스-드레인 견고성 및 낮은 체적 저항 및 보다 더 작은 요구 면적을 갖는 보다 더 비용 효과적인 트랜지스터 유형들이 사용될 수 있게 된다. 공급 라인의 정적 역극성 안전성은 추가적인 하나 이상의 제2 보호 다이오드 및 하나 이상의 제3 보호 다이오드를 통해 부정적인 영향을 받지 않는다. 또한, 하나 이상의 제2 보호 다이오드 및 하나 이상의 제3 보호 다이오드의 사용을 통해, 음 내지 양의 공급 펄스들의 비대칭적인 클램핑 내지 제한의 가능성이 달성되며, 그럼으로써 음의 클램프 요소(negative clamp element)의 변수 내지 흡수 용량은 양의 클램프 요소(positive clamp element)의 변수 내지 흡수 용량으로부터 분리될 수 있게 된다. 또한, 공통 노드에서 단일 방향성 클램핑(unidirectional clamping)은 바람직한 방식으로 제어 장치 내에서 손상이 발생하기 전에 라인 안전장치를 트리거링하는 목표와,

공급 라인 내의 스위칭 소자의 오류가 있는 경우 역극성에 대한 확장된 보호를 통합시킨다.

- [0015] 본원의 다중 라인 공급 유닛의 또 다른 바람직한 구현예에서, 2개 이상의 공급 라인의 입력단들은, 각각 음 저항과 커패시터를 포함하는 하나 이상의 RC 소자를 통해, 접지와 연결되어 감쇠(damping)될 수 있다. 또한, 2개 이상의 공급 라인의 출력단들은, 각각 개별적으로 공통 노드의 상류에서, 또는 함께 공통 노드에서, 음 저항과 커패시터를 포함하는 적어도 하나의 RC 소자를 통해, 접지와 연결되어 감쇠될 수 있다. 그렇게 하여, 음 저항 외에도 차량 배터리에 대한 연결을 통해 발생하는 유도성 간섭 전압들은 예컨대 공급 라인에 의해 감쇠될 수 있다. 그렇게 하여, 바람직한 방식으로, 스위칭 과정들이 개별 공급 라인들 내에서, 그리고 공통 노드에서 간섭 한계값들을 상회하고 스위칭 소자들의 최적의 작동을 위태롭게 할 수 있는 간섭 전압들을 야기하는 점이 방지될 수 있다. RC 소자들의 치수 설계는 개별 공급 라인들의 등가 인덕턴스들(equivalent inductance) 및 전류들에 따라 결정된다.
- [0016] 본원의 다중 라인 공급 유닛의 또 다른 바람직한 구현예에서, 공통 노드는 패시브 필터를 통해 제어 장치와 연결될 수 있다. 바람직하게 패시브 필터는, 단시간 전압 강하를 보상할 수 있는 에너지 예비 장치를 포함할 수 있다. 에너지 예비 장치는 바람직하게는 커패시터를 포함할 수 있다. 특히 바람직한 구현예의 경우, 패시브 필터는 다중 라인 T 필터로서 형성될 수 있다. 이 경우, 각각 하나의 제1 필터 인덕터는 스위칭 소자와 공통 노드 사이에서 2개 이상의 공급 라인으로 루프-인될 수 있으며, 그리고 공통의 제2 필터 인덕터는 공통 노드와 필터 출력단 사이로 루프-인될 수 있다. 이러한 실시예는 후행 제어 장치에 대한 공급 라인들의 대칭적인 연결을 허용하며, 그리고 제어 주파수를 초과하는 간섭 주파수에 대한 PSRR(Power Supply Rejection Ratio; 전원 거부 비율)과 관련하여 제어 장치의 후행 스위칭 컨트롤러를 지원하기 위해 20kHz 미만의 한계 주파수를 가능하게 한다.
- [0017] 본원의 작동 방법의 바람직한 구현예에서, 개별 라인 전압들은 서로, 그리고/또는 역극성 보호된 공급 전압과 비교될 수 있고, 이 비교에 따라서 하나 이상의 스위칭 소자를 위한 구동 신호들이 하드웨어 제어 유닛을 통해 생성될 수 있다.
- [0018] 본원의 작동 방법의 또 다른 바람직한 구현예에서, 2개 이상의 공급 라인은 작동 동안 기설정 조건들에 따라서 개별적으로 검사될 수 있다. 2개 이상의 공급 라인의 검사는 예컨대 기설정 시간 간격들로 수행될 수 있다. 그에 추가로, 또는 그 대안으로, 라인 전압들 간의 전압차가 기설정 절댓값을 상회하는 경우, 2개 이상의 공급 라인은 개별적으로 검사될 수 있다.
- [0019] 본원의 작동 방법의 또 다른 바람직한 구현예에서, 개별 공급 라인들의 제1 검사 동안, 검사할 공급 라인의 하나 이상의 스위칭 소자는 개방될 수 있고 상응하는 라인 전압, 및 공통 노드에서 역극성 보호된 공급 전압의 반응들이 검출되어 평가될 수 있다. 이 경우, 스위칭 소자의 개방 시 상응하는 라인 전압이 예컨대 0V와 6V 사이의 전압 범위에서 기설정 최소 한계값을 하회하는 경우, 검사할 공급 라인 내 라인 단선이 검출될 수 있다. 검사 후에, 개방된 스위칭 소자는 다시 폐쇄되며, 그리고 상응하는 스위칭 소자가 개방됨으로써 바로 다음 공급 라인이 검사된다. 할당된 스위칭 소자를 개방하는 것을 통해 공급 라인의 단시간 검사는 어떠한 방식으로든 제어 장치로의 전력 공급을 위태롭게 하지 않는데, 그 이유는 관련된 공급 라인이 제1 보호 다이오드를 통해, 그리고 추가로 병렬의 제2 보호 다이오드를 통해, 여전히 제어 장치로의 전력 공급을 보장할 수 있기 때문이다.
- [0020] 본원의 작동 방법의 또 다른 바람직한 구현예에서, 2개 이상의 공급 라인의 제2 검사 동안, 단지 검사할 공급 라인의 상응하는 스위칭 소자만 폐쇄될 수 있고, 타측 공급 라인들의 스위칭 소자들은 개방될 수 있으며, 부하가 인가된 검사할 공급 라인 내 상응하는 라인 전압의 반응이 검출되어 평가될 수 있다. 이 경우, 스위칭 소자가 폐쇄된 조건에서 상응하는 라인 전압이 기설정 부하 한계값을 하회하는 경우, 부하가 인가된 검사할 공급 라인 내에서, 예컨대 검사할 공급 라인의 너무 높은 등가 저항 또는 부적합한 접점들을 통해 야기되는 문제가 검출될 수 있다.
- [0021] 본원의 작동 방법의 또 다른 바람직한 구현예에서, 개별 라인 전압들은 서로, 그리고 각각 연결된 차량 전압원의 차량 전압과 비교될 수 있다. 이러한 비교를 기반으로, 상응하는 공급 라인의 내부 저항이 추론될 수 있다. 동일하게, 공지된 전류 변화가 발생한다면, 상응하는 스위칭 소자의 차단 전과 후의 모든 라인 전압차의 평가를 통해 공급 라인의 내부 저항이 추론될 수 있다.
- [0022] 본원의 작동 방법의 또 다른 바람직한 구현예에서, 2개 이상의 공급 라인 내 라인 단선 및/또는 문제 및/또는 품질 저하가 검출된다면, 경고 메시지가 생성될 수 있고, 그리고/또는 오류 저장이 수행될 수 있으며, 음향 및/또는 광학 송출 유닛을 통해, 그리고/또는 진단 인터페이스를 통해 송출될 수 있다. 이 경우, 품질 저하는, 예

컨대 내부 저항이 기설정 한계값을 상회하는 점을 통해 검출될 수 있다. 그렇게 하여, 운전자에게 적시에 경고가 안내될 수 있고, 적어도 부분 자동 기능들을 통한 컨트롤을 다시 인계받을 수 있거나, 문제점이 바로 다음 정비 시 제거될 수 있다. 이렇게, 예컨대 오류 유형, 오류 위치 및 오류 시간은 바로 다음 정비 시까지 저장될 수 있다.

[0023] 본 발명의 실시예들은 도면에 도시되어 있고 하기의 구체적인 내용 설명에서 보다 더 상세하게 설명된다. 도면에서 동일한 도면부호들은 동일하거나 유사한 기능들을 실행하는 컴포넌트들 내지 요소들을 표시한다.

**도면의 간단한 설명**

[0024] 도 1은 보호 장치의 제1 실시예를 포함하는, 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 일 실시예의 개략적 회로도이다.

도 2는 보호 장치의 제1 실시예를 포함하는, 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 제2 실시예의 개략적 회로도이다.

도 3은 하나의 에너지원과 연결되어 있는, 도 1 및 2에서의 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛들을 위한 보호 장치의 제2 실시예의 개략적 회로도이다.

도 4는 2개의 에너지원과 연결되어 있는 도 3에서의 보호 장치의 개략적 회로도이다.

도 5는 도 1 및 2의 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛들을 위한 보호 장치의 제3 실시예의 개략적 회로도이다.

도 6은 보호 장치의 제4 실시예를 포함하는, 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 제3 실시예의 개략적 회로도이다.

도 7은 도 6에서의 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 평가 및 제어 유닛을 위한 하드웨어 제어 유닛의 일 실시예의 개략적 회로도이다.

도 8은 도 3에서의 보호 장치를 포함하는, 도 1에서의 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 정규 작동 동안 전압의 특성곡선 그래프이다.

도 9는, 도 4에서의 보호 장치를 포함하는, 도 1 및 도 2에서의 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 다양한 변수들의 특성곡선 그래프이며, 다중 라인 공급 장치는 상이한 직류 성분들을 보유하고 1kHz 사인파 간섭 전압에 의해 간섭을 받는다.

도 10은 도 4에서의 보호 장치를 포함하는, 도 1 및 2에서의 차량 제어 장치를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛의 다양한 변수들의 특성곡선 그래프이며, 다중 라인 공급 장치는 상이한 직류 성분들을 갖는다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

[0025] 도 1 내지 도 7에서 알 수 있는 것처럼, 차량 제어 장치(2)를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)의 도시된 실시예들은, 각각 입력단에서 하나 이상의 차량 전압원(B, B1, B2)과 연결되고, 출력단에서는 공통 노드(KP)에서 합쳐지는 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)과; 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내에, 전도 방향으로 하나 이상의 차량 전압원(B, B1, B2)과 노드(KP) 사이에서 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)에 루프-인되는 하나 이상의 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)를 각각 포함하는 보호 장치(3A, 3B, 3C, 3D);를 포함한다. 이 경우, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)에, 하나 이상의 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2)에 대해 병렬로 각각 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)가 루프-인되며, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 입력단들에서 각각 라인 전압(VS1, VS2)을, 그리고 공통 노드(KP)에서는 역극성 보호된 공급 전압(VP)을 검출하여 평가한다. 평가에 따라, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 구동한다.

[0026] 도시된 실시예들에서, 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)은 각각 2개의 공급 라인(S1, S2)을 포함하는 2-라인 공급 유닛으로서 형성된다. 미도시한 대안적 실시예들에서, 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)은 2개보다 많은 공급 라인(S1, S2)도 포함할 수 있다.

[0027] 도 1 내지 도 7에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 도시된 공급 라인들(S1, S2) 내에서 제1 보호 다이오드들(Dvs1, Dvs2)은 정적 및/또는 동적 역극성 보호, 스위칭 소자(Svs1, Svs2)의 개방 시 공급 안전, 및 백피드 보호를 위

해 사용된다. 공급 방향에서 전압 강하의 감소를 위해, 공급 라인들(S1, S2) 내에서, 제1 보호 다이오드들(Dvs1, Dvs2)에 대해 병렬로 배치되는 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)이 사용된다. 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은 개별 라인 전압들(VS1, VS2)을 서로, 그리고/또는 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 비교하고, 이 비교에 따라서 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)을 통해 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 위한 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 생성한다. 이를 위해, 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)은 단자들(VS1\_IN, VS2\_IN)을 통한 두 공급 라인(S1, S2)에 대한 연결부들 및 단자(VP\_IN)를 통한 공통 노드(KP)에 대한 연결부를 이용한다. 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)은 단자들(VP\_IN 및 GND)을 통해 역극성 보호된 공급 전압(VP) 및 접지(GND)를 공급받는다.

[0028] 정상 작동 모드에서, 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)과 공통 노드(KP)에서 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 차가 기설정 제1 임계값을 상회하는 경우, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)을 통해 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 폐쇄한다. 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)과 공통 노드(KP) 상에서 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 차가 기설정 제2 임계값을 하회하거나 음의 값이 된다면, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)을 통해 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 개방한다. 도 1, 2 및 6에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 제1 임계값과 제2 임계값 간의 차는 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C) 내의 가변 저항(Rhys)을 통해 조정될 수 있다. 이때, 정상적인 경우에는, 제1 구동 신호(Svs1\_CTL)가 낮은 값을 갖는다면, 차량으로의 실제 전력 공급을 위해 제1 스위칭 소자(Svs1)가 폐쇄된다. 제1 구동 신호(Svs1\_CTL)가 제1 스위칭 소자(Svs1)를 위한 특수한 드라이버에서 처리되면, 논리 "하이(High)" 신호 또는 논리 "로우(Low)" 신호의 각각의 결정에 따라 제1 스위칭 소자(Svs1)가 폐쇄될 수 있다. 이는, 제1 라인 전압(VS1)이 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 기설정 히스테리시스 값의 차보다 더 큰 경우이다. 그렇지 않으면, 제1 스위칭 소자(Svs1)는 개방된 상태로 유지된다. 정상적인 경우, 제2 구동 신호(Svs2\_CTL)가 낮은 값을 갖는다면, 차량으로의 실제 전력 공급을 위해 제2 스위칭 소자(Svs2)가 폐쇄된다. 제2 구동 신호(Svs2\_CTL)가 제2 스위칭 소자(Svs2)를 위한 특수 드라이버에서 처리되면, 논리 "하이" 신호 또는 논리 "로우" 신호의 각각의 결정에 따라서 제2 스위칭 소자(Svs1)가 폐쇄될 수 있다. 이는, 제2 라인 전압(VS2)이 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 기설정 히스테리시스 값의 차보다 더 클 때의 경우이다. 그렇지 않으면, 제2 스위칭 소자(Svs2)는 개방된 상태로 유지된다. 스위칭 히스테리시스는 바람직한 방식으로 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 진동을 방지하는데, 그 이유는, 상응하는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)의 폐쇄 후, 역극성 보호된 공급 전압(VP)이, 낮은 스위치 저항을 기반으로, 공급하는 라인 전압(VS1, VS2) 미만으로 극미하게만 상승하기 때문이다. 스위칭 히스테리시스는 구조가 동일한 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 위해 고정되도록 기설정될 수 있다. 도시된 실시예들에서, 히스테리시스는 선택적 저항(Rhys)을 통해 매칭될 수 있다. 매칭에 결정적인 사항은, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 내부 저항들, 공급 방향으로의 라인 전류 레벨, 스위칭 결정의 원하는 안정성, 및 대응 공급 라인(S1, S2) 내의 역전류 검출 레벨이다.

[0029] 도 1, 2 및 6에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 평가 및 제어 유닛(10A, 10B, 10C)은, 기설정 조건들에 따라서 두 공급 라인(S1, S2)을 개별적으로 검사하는 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)을 포함한다. 2개의 공급 라인(S1, S2)의 검사를 위해, 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)은 상응하는 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)을 생성하여 이들을 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)으로 송출한다. 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)은 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)에 대한 반응으로, 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 생성하여 이들을 두 스위칭 소자(Svs1, Svs2) 또는 이들 스위칭 소자의 드라이버들로 송출한다.

[0030] 도 1 및 도 6에 도시된 실시예들의 경우, 평가 및 제어 유닛(10A, 10C)의 하드웨어 제어 유닛(12A, 12C) 및 컴퓨터 유닛(14A, 14C)은 구조 유닛으로서 형성되어 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 영역 내에 배치될 수 있거나, 제어 장치의 부분으로서 형성될 수 있다.

[0031] 도 2에 도시된 실시예의 경우, 평가 및 제어 유닛(10B)의 하드웨어 제어 유닛(12B) 및 컴퓨터 유닛(14B)은 서로 분리되어 배치된다. 도 2에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 하드웨어 제어 유닛(12B)은 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 영역 내에 배치되고, 컴퓨터 유닛(14B)은 제어 장치(2) 내에 통합된다. 또한, 차량 제어 장치(2)용 다중 라인 공급 유닛(1B)의 도 2에 도시된 실시예의 경우, 제어 장치(2)의 스위칭 컨트롤러(2.1)는 패시브 필터(20)를 통해 다중 라인 공급 유닛(1B)의 공통 노드(KP)에 연결된다. 패시브 필터(20)는, 온보드 전기 시스템의 간섭들, 특히 5kHz 이상 20kHz 이하의 사인파 간섭원을 감쇠시키고, 온보드 전기 시스템에 대한 스위칭 컨트롤러(2.1)의 반작용을 억제하며, 역극성 보호된 공급 전압(VP)의 단시간 강하의 경우에 제어 장치(2)로의 전력 공급을 보장한다. 하기에서는, 도 6을 참조하여, 패시브 필터(20)의 바람직한 실시예(20C)가 기술된다.

[0032] 도 3 내지 6에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 두 공급 라인(S1, S2)의 입력단들은 보호 장치(3B, 3C, 3D)의 도시

된 실시예들의 경우 각각 옴 저항( $R_{s1}$ ,  $R_{s2}$ )과 커패시터( $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ )를 포함하는 RC 소자를 통해 접지(GND)와 연결되어 감쇠된다. 도 3 및 도 4에서 추가로 알 수 있듯이, 도시된 실시예에서 상기 두 공급 라인( $S_1$ ,  $S_2$ )의 출력단들은 함께 공통 노드점(KP)에서, 옴 저항(RP) 및 커패시터(CP)를 포함하는 RC 소자에 의해 접지(GND)와 연결되어 감쇠된다. 도 4에 도시된 실시예는, 차량 에너지원들(B, B1, B2)의 개수에 의해서만 도 3에 도시된 실시예와 구분된다. 도 3에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 다중 라인 공급 유닛(1A)의 보호 장치(3B)는 단지 하나의 차량 에너지원(B)과만 연결되며, 이 차량 에너지원은, 제1 옴 라인 저항( $R_{i1}$ ) 및 제1 라인 인덕터( $L_{i1}$ )로 재현된 제1 라인을 통해 제1 공급 라인( $S_1$ )으로 영구 차량 전압(VB)으로서 전력을 공급하며, 제2 옴 라인 저항( $R_{i2}$ ) 및 제2 라인 인덕터( $L_{i2}$ )로 재현된 제2 라인을 통해 안내되고 점화 스위치(ZS)를 통해 접속되는 차량 전압(VB)으로서 제2 공급 라인( $S_2$ )으로 전력을 공급한다. 도 4에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 다중 라인 공급 유닛(1A)의 보호 장치(3B)는 2개의 차량 에너지원(B1, B2)과 연결된다. 이 경우, 제1 차량 에너지원(B1)은, 제1 공급 라인( $S_1$ )으로, 제1 옴 라인 저항( $R_{i1}$ ) 및 제1 라인 인덕터( $L_{i1}$ )로 재현된 제1 라인을 통해 영구적인 제1 차량 전압(VB1)으로서 전력을 공급하며, 제2 차량 에너지원(B2)은, 제2 공급 라인( $S_2$ )으로, 제2 옴 라인 저항( $R_{i2}$ ) 및 제2 라인 인덕터( $L_{i2}$ )로 재현된 제2 라인을 통해 안내되고 점화 스위치(ZS)를 통해 접속된 제2 차량 전압(VB2)으로서 전력을 공급한다. 도 5 및 도 6에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 도시된 실시예들의 출력단들은 각각 개별적으로 공통 노드(KP)의 상류에서 옴 저항( $R_{s11}$ ,  $R_{s21}$ ) 및 커패시터( $C_{s11}$ ,  $C_{s21}$ )를 포함하는 RC 소자를 통해 접지(GND)와 연결되어 감쇠된다. 차량 에너지원(B1, B2)에 대한 연결부는 옴 라인 저항( $R_{i1}$ ,  $R_{i2}$ ) 외에도 라인 인덕터( $L_{i1}$ ,  $L_{i2}$ )도 포함하기 때문에, RC 소자들을 통해 스위칭 소자들( $S_{vs1}$ ,  $S_{vs2}$ )의 스위칭 과정들로 인해 야기되어 라인 전압들( $V_{S1}$ ,  $V_{S2}$ ) 및 역극성 보호된 공급 전압(VP)에 작용하는 간섭 전압들은 보상될 수 있으며, 그렇지 않은 경우, 상기 간섭 전압들이 스위칭 소자들( $S_{vs1}$ ,  $S_{vs2}$ )의 최적의 제어를 위태롭게 할 수도 있다. RC 소자들의 치수 설계는 라인 인덕터들( $L_{i1}$ ,  $L_{i2}$ ) 및 공급 라인들( $S_1$ ,  $S_2$ )의 라인 전류들에 따라 결정된다.

[0033] 도 8에 따른 특성곡선 그래프에는, 도 3에서의 보호 장치(3B)를 포함하는, 도 1에서의 차량 제어 장치(2)를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A)의 정상 작동 모드의 시뮬레이션 동안 전압들의 특성곡선 그래프가 도시되어 있다. 도 3 및 8에서 알 수 있는 것처럼, 시점(1)에 차량 전압(VB)이 인가되며, 그럼으로써 제1 라인 전압( $V_{S1}$ )은 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 설정된 히스테리시스의 차보다 더 크고 제1 스위칭 소자( $S_{vs1}$ )는 폐쇄된다. 시점(1)에서 점화 스위치(ZS) 내지 점화 록크 스위치는 개방되어 있기 때문에, 제2 라인 전압( $V_{S2}$ )은 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 설정된 히스테리시스의 차보다 더 작으며, 그럼으로써 제2 스위칭 소자( $S_{vs2}$ )는 개방된 상태로 유지된다. 그러므로 제1 공급 라인( $S_1$ )은 시점(1)에 후행 부하(RL) 내지 후행 제어 장치를 위한 전체 공급 전류(IVP)를 전달한다. 그로 인해, 제1 라인 전압( $V_{S1}$ )은, 제1 공급 라인( $S_1$ )의 라인 저항( $R_i$ ) 상에서, 공급 전류(IVP)에 의해 야기되는 전압 강하( $V_{Ri1}$ )만큼, 차량 전압(VB)보다 더 낮아지게 된다. 또한, 역극성 보호된 공급 전압(VP)은, 제1 스위칭 소자( $S_{vs1}$ )에 걸친 전압 강하( $V_{Ri1}$ )만큼, 제1 라인 전압( $V_{S1}$ )보다 더 작다. 제1 스위칭 소자( $S_{vs1}$ )의 체적 저항은 도시된 실시예에서 약 10mOhm의 값을 가지며, 그리고 그로 인해 약 100mOhm의 라인 저항( $R_{i1}$ )보다 훨씬 더 작다. 제1 스위칭 소자( $S_{vs1}$ )의 체적 저항은 사용되는 트랜지스터의 크기에 따라서 결정된다. 그렇게 하여, 스위칭 소자( $S_{vs1}$ )를 걸친 전압 강하( $V_{Svs1}$ )도 라인 저항( $R_i$ )에 걸친 전압 강하( $V_{Ri1}$ )보다 훨씬 더 작으며, 그럼으로써 역극성 보호된 공급 전압(VP)이 레벨을 위해 제1 공급 라인( $S_1$ )의 라인 저항( $R_i$ )가 결정적으로 중요하지만, 브리지된 제1 보호 다이오드( $D_{vs1}$ )는 더 이상 결정적이지 않게 된다. 시점(2)에, 점화 장치의 점화 스위치(ZS) 내지 점화 록크 스위치가 폐쇄된다면, 초기에, 무전류 상태인 제2 공급 라인( $S_2$ ) 내에서는, 제2 라인 전압( $V_{S2}$ )이 차량 전압(VB)과 일치하고 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 설정된 히스테리시스의 차보다 더 크다는 조건이 적용된다. 그러므로 시점(2)에, 제2 공급 라인( $S_2$ ) 내의 제2 스위칭 소자( $S_{vs2}$ )도 폐쇄된다. 그 결과로서, 2개의 공급 라인( $S_1$ ,  $S_2$ )을 통해 공급 전류(IVP)가 공급되며, 공급 라인들의 라인 저항들( $R_{i1}$ ,  $R_{i2}$ )은 공급 라인들( $S_1$ ,  $S_2$ ) 내로의 전류 분배에 대해 결정적인 책임을 지며, 그리고 보호 장치(3B)의 역극성 보호 요소들은 더 이상 그에 대한 책임을 지지 않는다. 예컨대 스위칭 소자들( $S_{vs1}$ ,  $S_{vs2}$ )의 체적 저항들에 대해 10mOhm의 값이 가정되고, 제1 라인 저항( $R_{i1}$ )에 대해 107mOhm의 값이 가정되며, 제2 라인 저항( $R_{i2}$ )에 대해서는 1270hm의 값이 가정된다면, 제1 공급 라인( $S_1$ )은 공급 전류(IVP)의 54%를 공급하고 제2 공급 라인( $S_2$ )은 공급 전류(IVP)의 46%를 공급한다.

[0034] 도 9에서의 특성곡선 그래프에는, 도 4에서의 보호 장치(3B)를 포함하는, 도 1에서의 차량 제어 장치(2)를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A)의 다양한 신호 특성곡선들이 도시되어 있으며, 두 공급 라인( $S_1$ ,  $S_2$ )에 인가되는 두 차량 전압(VB1, VB2)은 상이한 직류 전압 성분들을 보유하고 각각 사인파 간섭 전압에 의한 간섭을 받는다. 간섭 전압은 예컨대 차량 발전기를 통해 생성될 수 있다. 도시된 시뮬레이션에서, 제1 차량 전압(VB1)은 13.5V의 직류 전압 성분, 및 4V의 진폭과 1kHz의 주파수를 갖는 제1 간섭 전압을 보유한다. 제2 차

량 전압(VB2)은 11.5V의 직류 성분, 및 4V의 진폭과 1kHz의 주파수를 갖는 제2 간섭 전압을 보유하며, 제1 간섭 전압과 제2 간섭 전압은 90°의 위상 편이를 나타낸다.

[0035] 도 9에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 시점(1)에, 제1 차량 전압(VB1)은 제2 차량 전압(VB2)보다 더 크고, 제1 라인 전압(VS1)은 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 히스테리시스 간의 차보다 더 크다. 그 결과로 인해, 제1 스위칭 소자(Svs1)는 폐쇄된다. 그렇게 하여, 제1 공급 라인(S1)에 걸친 전압 강하(VS1-VP)는 매우 낮으며, 제1 스위칭 소자(Svs1)의 전력 손실(P\_Svs1)은, 약 2W를 갖는 공급 라인(S1) 내에서 약 14A의 높은 전류(IVs1)에도 불구하고 특히 적다. 병렬 스위칭 소자(Svs1)를 미포함한 상응하는 보호 다이오드의 전력 손실은 동일한 조건들에서 7W와 11W 사이일 수도 있다. 이와 동시에, 시점(1)에서, 제2 차량 전압(VB2)은 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 히스테리시스 간의 차보다 더 작다. 그 결과로 인해, 제2 스위칭 소자(Svs2)는 개방된다. 그렇게 하여, 제2 공급 라인(S2) 내에서는 전류(IVS2)가 흐르지 않으며, 그리고 제1 공급 라인(S1)에서부터 제2 공급 라인(S2) 내로의 백피드를 방지하는 차단 전압이 제2 공급 라인(S2)의 제1 보호 다이오드(Dvs2)에 인가된다. 그에 따라, 시점(1)에서 제어 장치(2)로의 전력 공급은 오직 제1 공급 라인(S1)을 통해서만 수행된다.

[0036] 도 9에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 시점(2)에, 라인 전압들(VS1, VS2)과 역극성 보호된 공급 전압(VP)은 거의 서로 나란히 위치하며, 그럼으로써 공급 라인들(S1, S2)의 특정한 옴의 라인 저항들(Ri1, Ri2)을 기반으로, 두 공급 라인(S1, S2)으로 부하 전류(IL)의 분배가 이루어지게 된다. 이러한 전류 분배를 기반으로, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 전력 손실들(P\_Svs1, P\_Svs2)은 대폭 약 0.2W의 값으로 감소된다. 제2 공급 라인에 걸친 전압 강하(VS2-VP)는 제1 공급 라인(S1)에 걸친 전압 강하(VS1-VP)와 일치하며, 그리고 50mV로 시점(1)에서 제1 공급 라인(S1)에 걸친 전압 강하(VS1-VP)보다 3배 더 낮다.

[0037] 요건대 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)의 실시예들의 경우, 제어 장치의 공급 라인들(VS1, VS2) 상에 동적 전압차가 있을 때에도, 일측 공급 라인(S1, S2)에서 타측 공급 라인(S1, S2) 내로의 정적 백피드는 수행되지 않는다. 또한, 동적 백피드도 에너지가 제한되며, 그리고 실질적으로 RC 필터의 커패시터들(Cs1, Cs2, Cp)에서 기인하는 용량들로 제한된다. 또한, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 전력 손실들(P\_Svs1, P\_Svs2)은 낮으며, 2.2W 미만이다. 공급 라인들에 걸친 전압 강하들(VS1-VP, VS2-VP)도, 공급 라인들(S1, S2) 내의 높은 전류들(IVS1, IVS2) 및 그로 인해 액티브 2-라인 역극성 보호부 내에서 발생하는 높은 부하 전류(IL)에도 불구하고 낮다.

[0038] 도 10에서의 특성곡선 그래프에는, 도 4에서의 보호 장치(3B)를 포함하는, 도 1에서의 차량 제어 장치(2)를 위한 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A)의 다양한 신호 특성곡선들이 도시되어 있으며, 두 공급 라인(S1, S2)에 인가된 두 차량 전압(VB1, VB2)은 상이한 직류 전압 성분들을 보유하고 간섭 전압들에 의한 간섭을 받지 않는다. 도시된 시물레이션에서, 제1 차량 전압(VB1)은 13.5V의 직류 전압 성분을 보유하고 제2 차량 전압(VB2)은 12.5V의 직류 전압 성분을 보유한다.

[0039] 도 10에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 시점(1)에, 제1 차량 전압(VB1)은 제2 차량 전압(VB2)보다 더 크다. 그렇게 하여, 11.75A의 가정된 공급 전류(IVP 내지 IL)에 대해 약 2/3만큼 제1 공급 라인(S1)의 전류(IVS1)(IVS1 \* 8.2A)로 구성되고 1/3만큼은 제2 공급 라인(S2)의 전류(IVS2)(IVS2 \* 3.5A)로 구성되는 공급 전류(IVP)가 달성된다. 여기서는, 고전류 제어 장치들의 전류 분배를 위해 공급 라인들(S1, S2)의 라인 저항들(Ri1, Ri2)이 결정적으로 중요하다는 점이 분명하게 확인되는데, 그 이유는 제어 장치(2)의 내부 임피던스가 전력 손실 감소를 기반으로 더 이상 거의 어떠한 역할도 하지 않기 때문이다. 본 발명에 따른 다중 라인 공급 유닛(1A, 1B, 1C)의 실시예들의 장점은, 적어도 부분적인 자율 차량 기능을 통한 운전자 제어력의 확실한 인계와 함께 공급 오류의 시그널링을 위한 중복성 외에도, 보호 장치(3A, 3B, 3C, 3D) 내에서 지속적인 전력 손실 감소도 전류 분배를 기반으로 달성된다는 점에 있다. 공급 라인들(S1, S2)에 걸친 전압 강하들(VS1-Vp, VS2-Vp)은 82mV 및 35mV로 대단히 낮다. 그렇게 하여, 높은 공급 전류(IVP 또는 IL = 11.75A)에도 불구하고, 680mW를 갖는 제1 스위칭 소자(Svs1) 내의 전력 손실(P\_Svs1) 및 120mW를 갖는 제2 스위칭 소자(Svs2) 내의 전력 손실(P\_Svs2)은 대단히 낮다. 도 8에서의 특성곡선 그래프는, 통상적인 공급 위치에서 보다 더 긴 시간에 걸쳐 어떠한 상태들이 예상되는지를 보여주기 위해 선택한 것이다.

[0040] 도 1 내지 6에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 보호 장치(3A, 3B, 3C, 3D)의 도시된 실시예들에서, 각각 하나의 전계효과 트랜지스터(FET1, FET2)가 두 공급 라인(S1, S2) 내에서 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2) 및 상응하는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 형성한다. 도시된 실시예들의 경우, 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)은 각각 P-채널 라인 MOSFET로서 형성된다.

[0041] 도 3 내지 6에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 보호 장치(3B, 3C, 3D)의 도시된 실시예들에서, 두 공급 라인(S1,

S2) 내에서 각각 하나의 제2 보호 다이오드(Dzs1, Dzs2)는 제1 보호 다이오드(Dvs1, Dvs2) 및 스위칭 소자(Svs1, Svs2)에 대해 병렬로 배치된다. 제2 보호 다이오드들(Dzs1, Dzs2)은 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 보호하면서 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 펄스 부하를 감소시킨다. 그렇게 하여, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)은, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 통해 40V를 초과하는 전압들을 생성할 수 있는 ISO 펄스 부하로부터 보호될 수 있다. 제2 보호 다이오드들(Dzs1, Dzs2)은 도시된 실시예들에서 24V 내지 40V 범위의 항복 전압을 갖는 역제 다이오드(TSV)로서 형성된다. 이제 공급 라인(S1, S2) 내에서 예컨대 시트 히터, 윈도우 히터 등을 스위칭하는 것을 통해, 예컨대 유형 1의 음의 ISO(7637) 펄스[접지(GND), 2ms, Ri = 10Ω인 조건과 관련하여 -100V]가 발생한다면, 바로 지금 정상적인 제어 장치 공급 상태에서 공통 노드(KP) 상에는 약 12V의 값을 가지면서 역극성 보호된 공급 전압(VP)이 인가된다. 그렇게 하여, 약 -100V의 상응하는 피크 라인 전압(VS1, VS2)이 발생한다. 이는, 피크에서 약 -112V로 상응하는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)에 걸친 전압 강하[VSvs1 또는 (VS1-VP9, VSvs2 또는 (VS2-VP)]를 야기한다. 낮은 순방향 저항 조건에서 100V 이상의 소스와 드레인 간 내전압성을 갖는 상응하는 P-채널 라인 MOSFET의 선택은 매우 고가이고 높은 면적 요구량을 야기한다. 추가적인 제2 보호 다이오드들(Dzs1, Dzs2)을 통해, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 펄스 부하가 분명하게 감소되며, 그럼으로써 40V 미만의 소스와 드레인 간 내전압성 및 낮은 순방향 저항을 갖는 보다 더 비용 효과적인 트랜지스터 유형들이 사용될 수 있게 된다. 추가적인 제2 보호 다이오드들(Dzs1, Dzs2)은, 사용되는 MOSFET들이 충분하고 특정한 주기적 에벌런치 에너지(avalanche energy)를 보유하는 경우, 생략될 수 있다. 그렇게 하여, 20V까지의 전압에 대한 제어 장치(2)의 정적 역극성 안전성은, 음의 펄스 부하의 능동적인 극복과 동일하게 보장되는 상태로 유지된다.

[0042] 도 3 및 4에서 추가로 알 수 있는 것처럼, 보호 장치(3B)의 도시된 실시예들에서, 두 공급 라인(S1, S2)의 출력 단들은 함께 공통 노드(KP) 상에서, 두 공급 라인(S1, S2)의 양의 펄스 부하를 감소시키는 제3 보호 다이오드(Dzp)를 통해 접지(GND)와 연결된다. 보호 장치(3C, 3D)의 도 5 및 6에 도시된 실시예들에서, 두 공급 라인(S1, S2)의 출력단들은 각각 개별적으로 공통 노드(KP)의 상류에서 두 공급 라인(S1, S2)의 양의 펄스 부하를 감소시키는 제3 보호 다이오드(Dzs11, Dzs21)를 통해 접지와 연결된다. 제3 보호 다이오드들(Dzp, Dzs11, Dzs21)은 부하 강하를 포함하는 양의 ISO 펄스에 대한 보호를 위해 이용된다. 공급 라인(S1, S2) 내에서 양의 펄스 부하가 발생한다면, 공통 노드(KP) 상에서는 30V를 초과하는 펄스는 제3 보호 다이오드들(Dzp, Dzs11, Dzs21)을 통해 클램핑되고 제한된다. 제3 보호 다이오드들(Dzp, Dzs11, Dzs21)의 항복 전압은 30V 내지 42V 사이의 범위에서 선택될 수 있다. 제3 보호 다이오드들(Dzp, Dzs11, Dzs21)은 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)로서의 MOSFET를 포함하는 비용 효과적인 해결책들을 달성하고 제2 보호 다이오드들(Dzs1, Dzs2)을 통한 음의 공급 펄스들, 및 제3 보호 다이오드들(Dzp, Dzs11, Dzs21)을 통한 양의 공급 펄스들의 비대칭적인 클램핑 내지 제한을 가능하게 하며, 그럼으로써 음의 클램프 요소들의 변수 내지 흡수 용량은 양의 클램프 요소들의 변수 내지 흡수 용량으로부터 분리될 수 있게 된다. 또한, 공통 노드(KP) 상에서 단일 방향성 클램핑은 제어 장치(2) 내에서 손상이 발생하기 전에 라인 안전장치를 트리거링하는 목표와, 라인 스위치 오류가 있는 경우 역극성에 대한 확장된 보호를 통합시킨다.

[0043] 도 6에서 알 수 있는 것처럼, 다중 라인 공급 유닛(1C)의 매우 바람직한 실시예의 경우 패시브 필터(20)는 다중 라인 T 필터(20C)로서 형성된다. 이 경우, 각각 하나의 제1 필터 인덕터(LT1, LT2)는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)와 공통 노드(KP) 사이에서 두 공급 라인(S1, S2)으로 루프-인된다. 공동 제2 필터 인덕터(LT)는 공통 노드(KP)와 필터 출력단(VZP) 사이로 루프-인된다. 필터 코일들(LT, LT1, LT2), 필터 커패시터(CT) 및 송출 커패시터(Cout)를 통해, 필터(20C)는 400kHz 내지 4000kHz 사이의 스위칭 주파수를 갖는 제어 장치(2)의 후행 스위칭 컨트롤러(2.1)에 매칭된다. 특히 필터(20C)는, 매우 작은 ESR를 갖는 하이브리드 폴리머 ELKO로서 형성되는 버퍼 커패시터(CμCT)를 포함한다. 버퍼 커패시터(CμCT)는, 0.1 내지 10nF 사이의 값을 가지면서 피크 전류를 제한하는 음 제한 저항(RμCT)를 통해 공통 노드(KP)에 연결된다. 또한, 버퍼 커패시터(CμCT)는 커플링 다이오드(DμCT)를 통해 필터 출력단(VZP)과 연결된다. 커플링 다이오드(DμCT)는, 제1 차량 전압(VB1) 및/또는 제2 차량 전압의 단시간 전압 파열(voltage tear-off)이 있는 경우 스위칭 컨버터의 입력 전압의 신속하면서도 저음의 버퍼링을 보장한다. 커플링 다이오드(DμCT)는 바람직하게는 쇼트키 다이오드로서 형성된다.

[0044] 다중 라인 T 필터(20C)는 바람직한 방식으로 제어 장치(2)의 스위칭 컨트롤러(2.1)에 대한 다중 라인 공급 유닛(1C)의 직접적인 연결을 가능하게 한다. 패시브 필터(20C)는 온보드 전기 시스템의 간섭들, 특히 5kHz를 초과하고 20kHz까지인 주파수를 갖는 고주파수 사인파 간섭원을 감쇠시키고, 온보드 전기 시스템에 대한 스위칭 컨트롤러(2.1)의 반작용을 억제하며, 공급 라인들(S1, S2) 내에 전압 강하가 있는 경우에도 제어 장치(2)로의 전력 공급을 보장한다. 또한, 공급 라인들(S1, S2) 내에 통합된 제1 필터 인덕터들(LT1, LT2)을 통해서, 공급 라인(S1)에서부터 공급 라인(S2) 내로, 그리고 그 반대로 백피드 전류의 구성 시 시간 지연이 달성된다. 또한, 역극성 보호된 공급 전압(VP)의 검출은 유도성 상호연결 후에 실행될 수 있으며, 그럼으로써 음의 코일 저항

(RT1, RT2)를 통해 추가적인 히스테리시스가 발생하게 된다. 도시된 실시예에서, 공급 라인(S1, S2) 내에서 접지 단락이 발생한다면, 공통 노드(KP) 상에서 역극성 보호된 공급 전압(VP)에 대한 라인 전압(VS1, VS2)의 모니터링의 제한되는 스위칭 속도, 및 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)의 제한되는 개방 속도로 인해, 버퍼 커패시터(C<sub>μ</sub>CT) 내에 저장된 에너지는 완전하게 방지되지 않지만, 그러나 도 2에서의 다중 라인 공급 유닛(1B)의 도 2에 도시된 실시예에 비해 분명하게 향상된다.

[0045] 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C) 또는 이 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)의 부분들은, 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)가 인가되는 N\_SL 입력단을 통해 스위칭 "온" 또는 "오프"된다. 라인 단선들의 검출 또는 공급 라인(S1, S2)의 품질의 검사를 위해, 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)의 제어 라인들은 하드웨어 제어 유닛(10A, 10B, 10C)으로 공급된다. 그에 따라, 모니터링하는 컴퓨터 유닛(14A, 14B, 14C)은 단시간에 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)을 개방할 수 있다. 그렇게 하여, 공급 라인(S1, S2) 내에 라인 단선이 있는 경우, 라인 전압(VS1, VS2)은 기설정 임계값 미만으로 감소한다. 이러한 정보는, 적어도 부분적인 자율 기능을 통한 제어력을 운전자에게 다시 적시에 제공하거나, 또는 운전자의 주의를 적시에 다시 확보할 목표로, 제어 장치로의 중복적 전력 공급에서 오류들의 검출을 위해 이용된다.

[0046] 동일하게, 차량 전압들(VB1, VB2) 간의 전압차가 1V 미만인 경우, 상기 제어 라인들 및 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)을 통해, 공급 라인들(S1, S2)의 제2 검사 동안 검사할 공급 라인(S1, S2)의 상응하는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)만 폐쇄될 수 있고, 타측 공급 라인들(S1, S2)의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)은 개방될 수 있다. 그런 다음, 부하가 인가된 검사할 공급 라인(S1, S2) 내에서 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)의 반응이 검출되어 평가될 수 있다. 그에 따라, 공급 전류(IVP)는 검사할 공급 라인(S1, S2)으로 집중되기 때문에, 전류를 안내하는 검사할 공급 라인(S1, S2) 상에 부하가 있는 조건에서 여전히 충분히 높은 라인 전압(VS1, VS2)이 입력단에 존재하는지의 여부가 검사될 수 있다.

[0047] 제어 장치(2)가 슬립 모드에 있다면, 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)는 낮은 논리 레벨을 가지며, 이 경우 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)은 단자(VP\_IN) 상에 10 $\mu$ A보다 훨씬 더 작은, 매우 낮은 공급 전류(IVP)만을 갖는다. 마찬가지로, 단자들(VS1\_IN, VS2\_IN)에서도 전류가 거의 흐르지 않는다. 다시 말해, 단자들 내에서 흐르는 전류는 마찬가지로 10 $\mu$ A보다 훨씬 더 작다. 또한, 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)은 슬립 모드에서 "디폴트 상태"에 있으며, 다시 말하면 개방되어 있다. 제어 장치(2) 자체는 슬립 모드에서 활성 상태가 아니며, 공통 노드(KP)에서부터 100 $\mu$ A보다 더 작은 낮은 공급 전류만을 소모한다. 그러므로 제1 보호 다이오드들(Dvs1, Dvs2)이 야기할 수 있는 전압 강하는 중요하지 않다. 제어 장치(2)가 웨이크업(wake-up)되면, 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)는 높은 논리 레벨로 전환되고, 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)은 활성화된다.

[0048] 도 6 및 7에서 추가로 알 수 있는 것처럼, P 채널 라인 MOSFET로서 형성된 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)은 드레인과 소스 사이에서 벌크 다이오드들(Dsv1, Dsv2)을 통해 순방향으로 전도한다. 상기 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)의 구동은 양의 소스-게이트 전압을 통해 수행되며, 이는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통한 각각의 게이트의 접지 연결과 동일한 의미이다. 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)은 일반적으로 20V의 최대 소스-게이트 전압을 허용하기 때문에, 스위칭 속도의 증가를 위해 소스-게이트 전압들은 각각 하드웨어 제어 유닛(10C) 내에 배치된 제너다이오드들(ZD1\_1, ZD2\_1)을 통해 예컨대 5.1V의 값으로 제한된다. 이 경우, 슬립 모드에서 상응하는 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 확실하게 차단할 수 있도록 하기 위해, 상기 제너다이오드들(ZD1\_1, ZD2\_1)에 대해 병렬로, 각각 하나의 소스-게이트 블리더 저항(R1\_9, R2\_9)(예: 100k $\Omega$ )(source-gate bleeder resistor)이 배치된다. 슬립 모드에서 공급 라인들(S1, S2) 내로 지속적인 공급 시 전류가 제너다이오드들(ZD1\_1, ZD2\_1)을 경유하여 흐를 수 없도록 하기 위해, 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)의 제어 라인들은 트랜지스터들(T1\_3, T2\_3)을 통해 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)에 의해 스위칭 가능하게 형성된다. 저항들(R1\_6, R2\_6)(예: 5.1k $\Omega$ )은 능동 제어 장치(2)의 경우에 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)의 제어 라인들 내에서 전류 제한을 위해 이용되며, 이는 제1 필터 인덕터들(LT1, LT2)의 상류에서, 그리고 그에 따라 하드웨어 제어 유닛(10C)의 단자들 상에서도 5V 내지 36V 범위의 전압(VS11, VS21)을 가능하게 한다. 저항들[R1\_7(예: 23.7k $\Omega$ ), R1\_8(예: 51.1k $\Omega$ ), R2\_7(예: 23.7k $\Omega$ ), R2\_8(예: 51.1k $\Omega$ )]은 NPN 제어 트랜지스터들(T1\_3, T2\_3)을 위한 베이스 분압기를 형성한다. 라인 전압들(VS1, VS2)은 하드웨어 제어 유닛(10C) 상에서 단자들(VS1\_IN, VS2\_IN)을 통해 검출되며, 스위칭 트랜지스터들(T1\_11, T2\_11)을 경유하여 상응하는 분압기들[R1\_13(예: 75k $\Omega$ ), R1\_14(예: 8.25k $\Omega$ ) 내지 R2\_13(예: 75k $\Omega$ ), R2\_14(예: 8.25k $\Omega$ )]로 전달된다. 분할된 신호들(VS1\_ADC, VS2\_ADC)은 컴퓨터 유닛(14C)으로 전송된다. PNP 트랜지스터들(T1\_11, T2\_11)은, 슬립 모드에서 측정 분할기 전류(measuring divider current)가 라인 전압들(VS1, VS2)로부터 접지(GND)를 향해 발생하지 않도록 하기 위해 스위칭될 수 있다. 그러므로 상기 트랜지스터들(T1\_11, T2\_11)은 NPN 제어 트랜지스터

들(T1\_10, T2\_10)을 통해 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)에 의해 스위칭된다. 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)는 슬립 모드에서 낮은 논리 레벨을 가지며, 정상 작동 모드에서는 높은 논리 레벨을 가진다. 라인 전압들(VS1, VS2)의 전압 검출은 보호 장치(3D)의 상류에서 수행되기 때문에, 스위칭 단계들은 신호 다이오드들(D1\_10, D2\_10)을 통해 역극성으로부터 보호되며, 저항들[R1\_12, R2\_12(예: 40.2kOhm)]은 전류 제한을 위해 이용된다. 저항들[R1\_11, R2\_11(예: 51.1kOhm)]은 베이스-이미터-블리더 저항들로서 이용된다. 저항들[R1\_15, R1\_16 내지 R2\_15, R2\_16(예: 23.7kOhm, 51.1kOhm 내지 23.7kOhm, 51.1kOhm)]은 NPN 제어 트랜지스터들(T1\_10, T2\_10)의 베이스 분압기를 형성한다.

[0049] 공급 라인들(S1, S2)은 패시브 필터 내에서 제1 필터 인덕터들(LT1, LT2)을 통해 서로 연결되며, 공통 노드(KP)에서 역극성 보호된 공급 전압(VP)을 생성한다. 역극성 보호된 공급 전압(VP)은 단자(VP\_IN)에서 하드웨어 제어 유닛(10C)으로 공급된다. 상응하는 플러스 공급 핀들(plus supply pin)에서 PNP 스위칭 트랜지스터(T12\_1) 및 저역통과 필터(R12\_1, C12\_1)(예: 100ohm, 10 μF)를 경유하여 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)로 양의 공급 전압이 공급된다. 제어 트랜지스터(T12\_2)를 통해, 상기 스위칭 트랜지스터(T12\_1)도 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)에 의해 제어될 수 있다. 그에 따라, 제어 장치의 슬립 모드에서 전류는, 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)로의 전력 공급을 위해 영구적으로 존재하는 라인 전압들(VS1, VS2)에서 인출되지 않는다. 저항[R12\_4(예: 40.2kOhm)]는 스위칭 트랜지스터(T12\_1)의 구동 경로에서 전류 제한을 위해 이용된다. 저항[R12\_3(예: 51.1kOhm)]는 트랜지스터(T12\_1)의 베이스-이미터-블리더 저항으로서 이용된다. 저항들[R12\_5, R12\_6(예: 23.7kOhm, 51.1kOhm)]은 NPN 제어 트랜지스터(T12\_2)의 베이스 분압기를 형성한다.

[0050] 상호 연결된 공급 라인들(S1, S2)의 역극성 보호된 공급 전압(VP)은 보호 저항들[R1\_m, R2\_m(예: 100Ω)]을 통해 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 마이너스 입력단들에 인가된다. 공급 라인들(S1, S2)의 입력단들에서 라인 전압들(VS1, VS2)은 단자들(VS1\_IN, VS2\_IN) 및 보호 저항들[R1\_p, R2\_p(예: 5.1kOhm)]을 통해 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 플러스 입력단들에 인가된다. 위험한 양 내지 음의 전압들 및 역극성으로부터의 보호를 위해, 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 플러스 입력단들은, 예컨대 27V의 클램프 전압을 가능하게 하는 단방향 제너다이오드(ZD1\_10, ZD2\_10)를 통해 보호된다. 제너다이오드들(ZD1\_10, ZD2\_20)의 클램프 전압들의 선택은, 온보드 전기 시스템 내의 양의 펄스 부하가 높을 때, 공급 라인들(S1, S2)의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)이 강제적으로 개방되고, 제어 장치(2)의 연결은 여전히 두 공급 라인(S1, S2)의 제1 및 제2 보호 다이오드들(Dvs1, Dvs2, Dzs1, Dzs2)을 통해서만 수행되도록 하기 위해, 보호 다이오드들(Dzs11, Dzs21, Dzp)의 클램프 전압들 미만이어야 한다. 그렇게 하여, 부하 덩크의 발생 시 위험이 감소될 수 있다. 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 "Open Collector 출력들"은 전류 제한 저항들[R1\_3, R2\_3(예: 7.5kOhm)]을 통해 PNP 스위칭 트랜지스터들(T1\_1, T2\_1)로 공급된다. 상기 스위칭 트랜지스터들(T1\_1, T2\_1)은, 구동되는 경우에 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)의 소스-게이트 전압을 단락시키도록 배치된다. 그렇게 하여, 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)의 차단은 강제로 수행될 수 있고, 공급 라인들(S1, S2)은 역극성 보호 상태로 전이될 수 있다. 사용된 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)은 바람직하게, 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 양의 공급 전압과 무관하게 비교기들의 접지 단자에서의 전위를 초과하여, 예컨대 44V에 놓일 수 있는 "Common Mode Range"를 갖는다.

[0051] 공급 라인들(S1, S2) 내에서 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)의 차단을 위한 PNP 스위칭 트랜지스터들(T1\_1, T2\_1)은, 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)에 추가로, 컴퓨터 유닛(14)의 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)을 통해 NPN 제어 트랜지스터들(T1\_2, T2\_2)에 의해 활성화될 수 있으며, 그에 따라 제1 보호 다이오드들(Dvs1, Dvs2)을 통해 공급 라인들(S1, S2)을 역극성 보호 모드로 강제로 전이시킬 수 있다. 저항들[R1\_2, R2\_2(예: 7.5kOhm)]은 구동 시 전류 제한을 위해 이용된다. 저항들[R1\_4, R1\_5 내지 R2\_4, R2\_5(예: 23.7kOhm, 51.1kOhm 내지 23.7kOhm, 51.1kOhm)]은 NPN 제어 트랜지스터들(T1\_2, T2\_2)의 베이스 분압기로서 이용된다. 제너다이오드[ZD12\_1(예: 5.1V)]는, T12\_1의 콜렉터 상에서 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)를 통해 스위칭된 공급 전압(VP)을 토대로 보호 저항[R12\_2(예: = 7.5kOhm)]에 의해 발생하는, 예컨대 5.1V의 선택적 기준 전압(VREF)을 형성하며, 이때 커패시터(C12\_1)가 필터링을 위해 병렬로 연결된다. 기준 전압(VREF) 및 선택적 저항(R12\_Hy)에 의해 기준 전류가 정의된다. 상기 기준 전류는 전류 미러(T12\_3)로 공급된다. 미러 전류(IREF)는 트랜지스터들(T12\_4, T12\_5)을 통해 디커플링되고, 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 마이너스 입력단들로 공급된다. 저항들(R1\_m, R2\_m)과 함께, 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 조정 가능한 히스테리시스가 형성된다.

[0052] 슬립 모드 제어 신호(N\_SL) 및 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)이 각각 낮은 논리 레벨을 갖는다면, 하드웨어 제어 유닛(10C)은 비활성 상태이고, 하드웨어 제어 유닛(10C)의 단자들(VS1\_IN, VS2\_IN, VS11\_IN, VS21\_IN, VP\_IN)에서 전류 소모가 전혀 나타나지 않거나, μA 범위의 아주 미미한 전류 소모만이 나타난다. 그렇게 하여, 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)이 스위치 오프되며, 라인 전압들(VS1, VS2)은 제1 보호 다이오드들(Dsv1,

Dsv2) 또는 병렬로 놓인 단방향 제2 보호 다이오드들(Dzs1, Dzs2)을 통해 역극성으로부터 보호되고 패시브 필터(20C)로 전달되며, 이때 일측 공급 라인(S1, S2)으로부터 타측 공급 라인(S1, S2)으로의 백피드는 불가능하다.

[0053] 14V의 제1 라인 전압(VS1), 14V의 제2 라인 전압(VS2), 200mΩ의 제1 라인 저항(Ri1), 200mΩ의 제2 라인 저항(Ri2), 및 높은 논리 레벨에서의 슬립 모드 제어 신호(N\_SL), 그리고 낮은 논리 레벨에서의 구동 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)을 갖는 정상 작동 모드로 전환되면, 제1 비교기(CMP\_1)의 마이너스 입력단에서의 전압은, 제1 라인 전압(VS1)과 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 전압 강하에 제1 히스테리시스를 더한 값만큼, 제1 비교기(CMP\_1)의 플러스 입력단에서의 라인 전압(VS1)보다 더 작다. 이와 유사하게, 제2 비교기(CMP\_2)의 마이너스 입력단에서의 전압은, 제1 라인 전압(VS1)과 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 전압 강하에 제2 히스테리시스를 더한 값만큼, 제2 비교기(CMP\_2)의 플러스 입력단에서의 라인 전압(VS2)보다 더 작다. 그렇게 하여, 두 비교기(CMP\_1, CMP\_2)의 출력단들은 차단된다. 그러므로 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)의 구동을 위한 PNP 스위칭 트랜지스터들(T1\_1, T2\_1)도 마찬가지로 차단된다. 정상 작동 모드에서 슬립 모드 제어 신호(N\_SL)의 논리 레벨이 높기 때문에, 제어 트랜지스터들(T1\_3, T2\_3)은 전도성을 지닌다. 그에 따라, 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)의 게이트들은 접지로 스위칭되며, 그럼으로써 상기 전계효과 트랜지스터들은 전도성이 된다. 그에 따라, 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)이 개방된 상태에서 실질적으로 제1 보호 다이오드들(Dvs1, Dvs2)을 통해 야기되는, 라인 전압들(VS1, VS2)과 역극성 보호된 공급 전압(VP) 간의 지금까지의 전압 강하들은, 병렬로 놓인 전도성 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)을 통해 강하게 감소된다.

[0054] 능동 모드에서는, 차량 전압들(VB1, VB2)이 동일한 크기인 경우에 한해, 라인 저항들(Ri1, Ri2)이 공급 라인들(S1, S2) 내로의 전류 분배를 담당한다.

[0055] 따라서, 다중 라인 공급 유닛을 위한 본 발명에 따른 작동 방법의 실시예들의 경우, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)의 입력단들에서는 각각 라인 전압(VS1, VS2)이, 그리고 공통 노드(KP)에서는 역극성 보호된 공급 전압(VP)이 검출되어 평가된다. 이 경우, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2) 내의 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)은 상기 평가에 따라 상응하는 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 통해 구동된다.

[0056] 또한, 컴퓨터 유닛(14C)은 개별 라인 전압들(VS1, VS2)을 서로, 그리고/또는 역극성 보호된 공급 전압(VP)과 비교하고, 이 비교에 따라서 하드웨어 제어 유닛(12A, 12B, 12C)을 통해 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 위한 구동 신호들(Svs1\_CTL, Svs2\_CTL)을 생성할 수 있다. 이렇게, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)은 작동 동안 기설정 조건들에 따라서 개별적으로 검사될 수 있다. 공급 오류의 확인을 위해, 2개 이상의 공급 라인(S1, S2)이 기설정 시간 간격들로, 그리고/또는 라인 전압들(VS1, VS2) 간의 전압차가 기설정 절댓값을 상회하는 경우에, 컴퓨터 유닛(14C)에 의해 개별적으로 검사될 수 있다. 이러한 검사 기능 없이도, 정상적으로 기능하는 공급 라인(S1, S2)의 라인 전압(VS1, VS2)은, 공통 노드(KP) 및 전도성 스위칭 소자들(Svs1, Svs2)에서의 상호 연결을 통해, 단선된 공급 라인(S1, S2)의 입력단에도 인가될 수 있고, 그로 인해 전압 컨트롤을 통해 검출되지 않을 수 있다.

[0057] 이렇게, 컴퓨터 유닛(14C)은, 정상 작동모드에서, 높은 논리 레벨로 설정되는 제어 신호들(STR1\_CTL, STR2\_CTL)을 이용하여 전계효과 트랜지스터들(FET1, FET2)을 개방할 수 있으며, 그럼으로써 차단된 라인 공급이 검출될 수 있다. 이렇게, 컴퓨터 유닛(14C)은, 두 공급 라인(S1, S2)의 제1 검사 시, 검사할 공급 라인(S1, S2)의 하나 이상의 스위칭 소자(Svs1, Svs2)를 개방할 수 있으며, 상응하는 라인 전압(VS1, VS2) 및 공통 노드(KP)에서의 역극성 보호된 공급 전압(VP)의 반응들이 검출되어 평가될 수 있다. 이 경우, 스위칭 소자(Svs1, Svs2)의 개방 시 상응하는 라인 전압(VS1, VS2)이 0 내지 6V 범위의 기설정 최소 한계값을 하회하는 경우, 검사할 공급 라인(S1, S2) 내의 라인 단선이 검출될 수 있다. 이는, 제2 공급 라인(S2)을 라인 단선 여부에 대해 검사하기 위해, 예컨대 제1 제어 신호(STR1\_CTL)가 낮은 논리 레벨로 설정되고, 제2 제어 신호(STR2\_CTL)는 높은 논리 레벨로 설정됨을 의미한다. 제2 공급 라인(S2)에서 이제 활성 상태인 제1 보호 다이오드(Dvs2) 또는 제2 보호 다이오드(Dzvs2)를 중심으로 전압 감소가 나타나기 때문에, 공급 전류(IVP)는 제1 공급 라인(S1)으로 집중된다. 이러한 상태에서 제1 라인 전압(VS1)이 제1 전압(VS1\_ADC)으로서, 그리고 제2 라인 전압(VS2)은 제2 전압(VS2\_ADC)으로서 검출된다면, 라인 전류(Isv2)가 제2 공급 라인(S2) 내에서 흐르지 않는 경우, 제2 전압(VS2\_ADC)은 대략 제2 차량 전압(VB2)에 상응한다. 제1 전압(VS1\_ADC)은 최대 부하 조건에서 제1 라인 전압(VS1)에 상응한다. 제2 공급 라인(S2)의 입력단에, 예상되는 제2 차량 전압(VB2)보다 명백히 더 낮은 전압이 인가된다면, 제2 공급 라인(S2)으로의 라인 단선이 검출될 수 있다.

[0058] 그에 뒤이어, 제1 공급 라인(S1)을 검사하기 위해, 제1 제어 신호(STR1\_CTL)는 높은 논리 레벨로 설정될 수 있고, 제2 제어 신호(STR2\_CTL)는 낮은 논리 레벨로 설정될 수 있다. 이는, 제1 공급 라인(S1)에서 이제 활성 상

태인 제1 보호 다이오드(Dvs1) 또는 제2 보호 다이오드(Dzvs1)를 중심으로 전압 감소가 나타나기 때문에, 예컨대 공급 전류(IVP)가 제2 공급 라인(S2)으로 집중됨을 의미한다. 이러한 상태에서 제1 라인 전압(VS1)이 제1 전압(VS1\_ADC)으로서, 그리고 제2 라인 전압(VS2)이 제2 전압(VS2\_ADC)으로서 검출된다면, 라인 전류(Isv1)가 제1 공급 라인(S1) 내에서 흐르지 않는 경우, 제1 라인 전압(VS1\_ADC)은 대략 제1 차량 전압(VB1)에 상응한다. 제2 전압(VS2\_ADC)은 최대 부하 조건에서 제2 라인 전압(VS2)에 상응한다. 제1 공급 라인(S1)의 입력단에, 예상되는 제1 차량 전압(VB1)보다 명백히 더 낮은 전압이 인가된다면, 제1 공급 라인(S1)으로의 라인 단선이 검출될 수 있다.

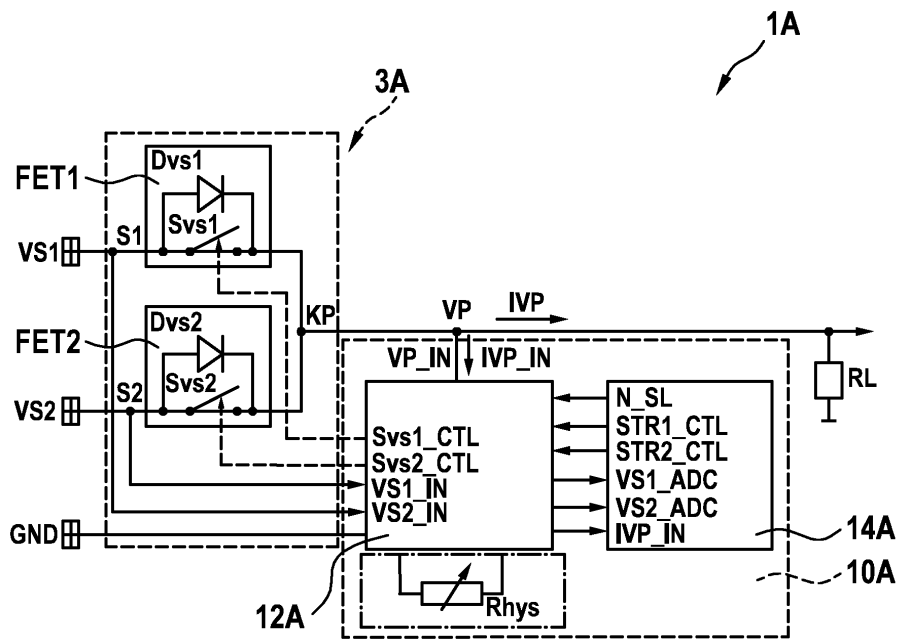
[0059] 차량 전압들(VB1, VB2)의 아이들링 전압값들과, 최대 부하 조건에서 공급 라인들(S1, S2)의 라인 전압들(VS1, VS2)의 정보를 통해, 컴퓨터 유닛(14C)은 공급 라인(S1, S2)의 품질을 추론할 수 있고 유지보수 정보를 제공할 수 있다. 그 대안으로, 차량 전압들(VB1, VB2)은 다양한 통신 경로들(이더넷, 플렉스레이, CAN, LIN)을 통해서도 중앙 차량 시스템들에 의해 컴퓨터 유닛(14C)으로 공급될 수 있다. 이 경우, 품질 저하는, 계산된 내부 저항이 기설정 한계값을 상회하는 점을 통해 검출될 수 있다. 유효 수명에 걸쳐서 예컨대 접점 위치들에서의 부식으로 인해 내부 저항이 증가되거나 악화될 수 있다.

[0060] 차량 전압들(VB1, VB2)의 아이들링 전압 값들이 매우 상이하다면, 공급 라인들(S1, S2)이 상호 연결된 경우, 두 스위칭 소자(Svs1, Svs2)가 전도성으로 제어되는 한, 활성 상태인 제1 보호 다이오드들(Dsv1, Dsv2)이 없으면 영구적인 백피드 위험이 존재한다. 이러한 영향의 방지를 위해, 라인 전압들(VS1, VS2)은 하드웨어 제어 유닛(10C)의 단자들(VS1\_IN, VS2\_IN)에서 검출되어 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 플러스 입력단들에 인가된다. 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 마이너스 입력단들에는 각각 역극성 보호된 공급 전압(VP)으로서 상호 연결된 라인 전압들(VS1, VS2)이 인가된다. 도 6에 도시된 실시예의 경우, 공급 라인들(S1, S2)의 상기 상호 연결은 패시브 공급 필터(20C) 내에서 수행된다. 그에 따라, 각각의 공급 라인 내에서는 제1 필터 인덕터(LT1, LT2)가 활성 상태이며, 그럼으로써 백피드 전류 상승이 동적으로 제동되고, 실제 비교기들(CMP\_1, CMP\_2)의 최종 반응 시간은 바람직한 방식으로 완전히 또는 부분적으로 보상될 수 있다. 예컨대 라인 전압(VS2) 및 역극성 보호된 공급 전압(VP)이 감소하고, 히스테리시스가 제2 공급 라인의 입력단에서의 라인 전압(VS2) 또는 단자(VS2\_IN)에서의 전압보다 더 크다면, 제2 비교기(CMP\_2)의 출력단은 접지로 스위칭되어 PNP 스위칭 트랜지스터(T2\_1)를 활성화하며, 이 PNP 스위칭 트랜지스터는 제2 전계효과 트랜지스터(FET2)의 게이트와 소스를 연결하고, 그에 따라 제2 스위칭 소자(Svs2)를 개방한다. 그렇게 하여, 제2 공급 라인(S2)은 다이오드로 연결되며, 그럼으로써 노드(KP)는 영구 전류를 역방향으로 제2 공급 라인(S2)으로 공급하지 않게 된다.

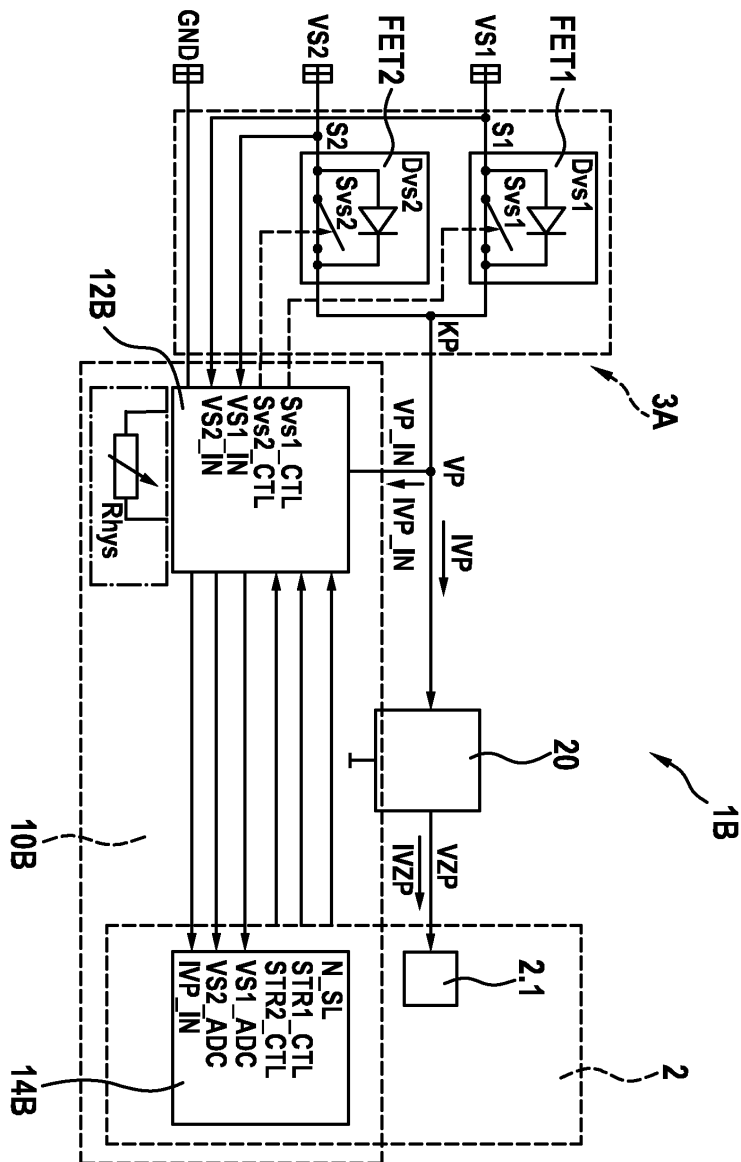
[0061] 그런 다음, 두 공급 라인(S1, S2) 중 적어도 하나에서 라인 단선 및/또는 문제 및/또는 품질 저하가 검출된다면, 컴퓨터 유닛(14C)은 경고 메시지를 생성하여 음향 및/또는 광학 송출 유닛을 통해 송출할 수 있다. 그에 추가로, 또는 대안으로, 컴퓨터 유닛(14C)은 경고 메시지를 저장하여 추후 임의 시점에 진단 인터페이스를 통해 송출할 수 있다. 그렇게 하여, 각각 적어도 부분 자율 기능이 다시 운전자에게 인계되거나, 신속한 정비가 트리거될 수 있으며, 그 필요성이 긴급하지는 않는데, 그 이유는 여분의 2-라인 공급을 기반으로 처음에는 의도하지 않은 기능 제한이 발생하지 않기 때문이다.

도면

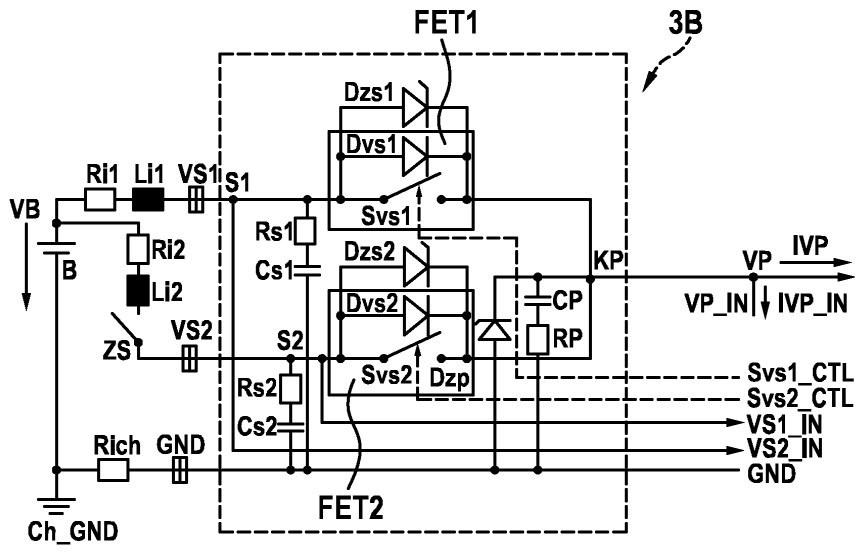
도면1



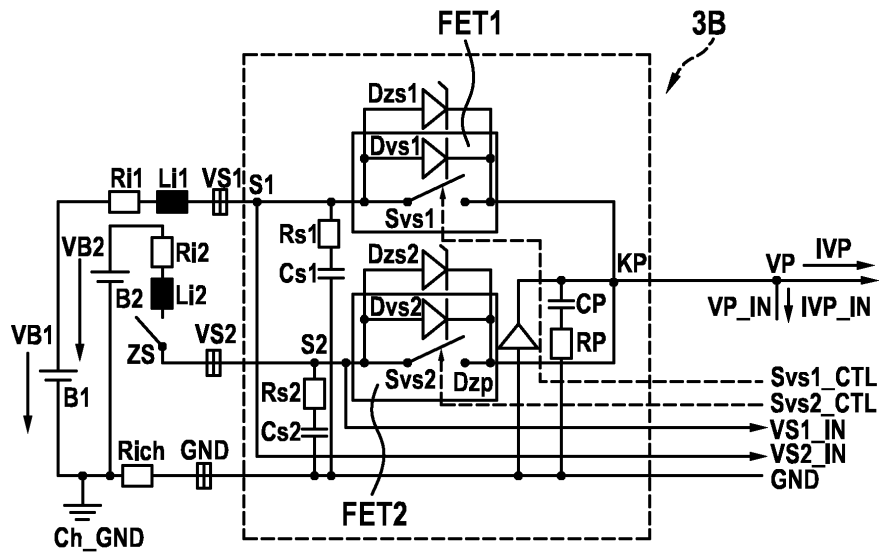
도면2



도면3

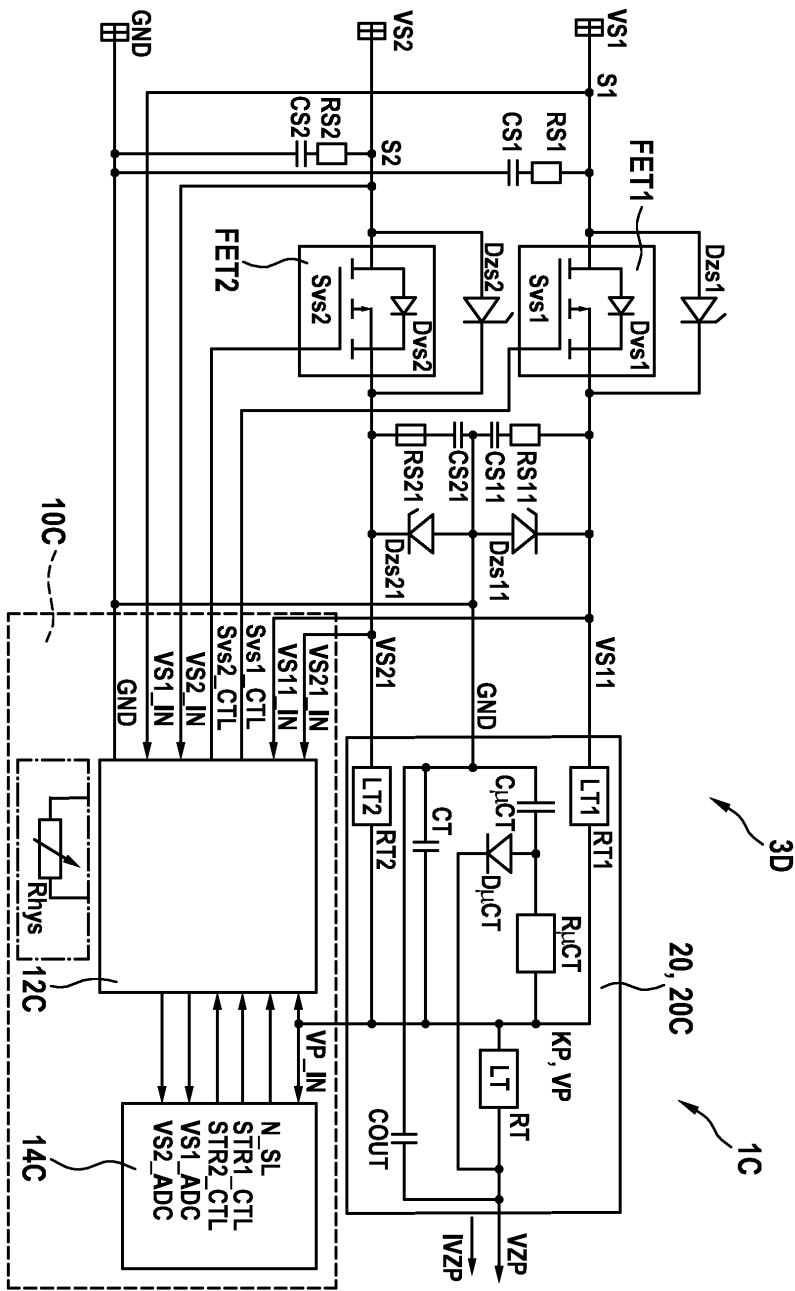


도면4

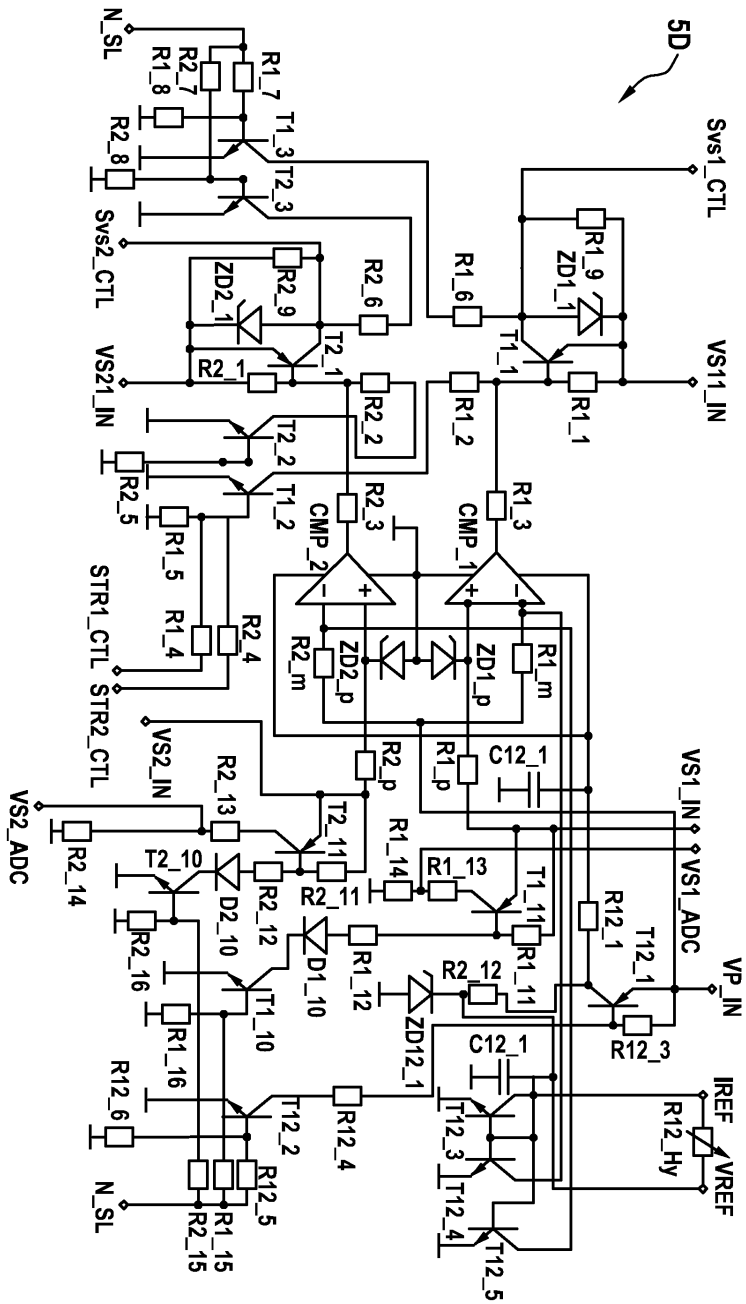




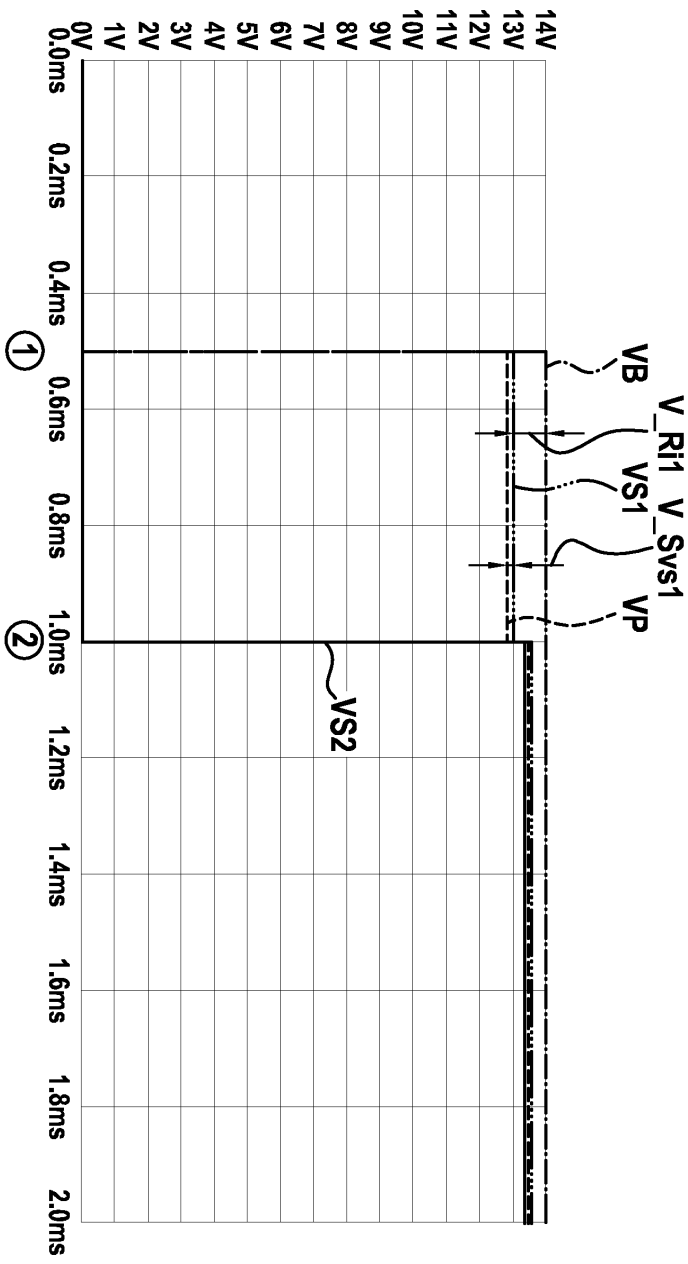
도면6



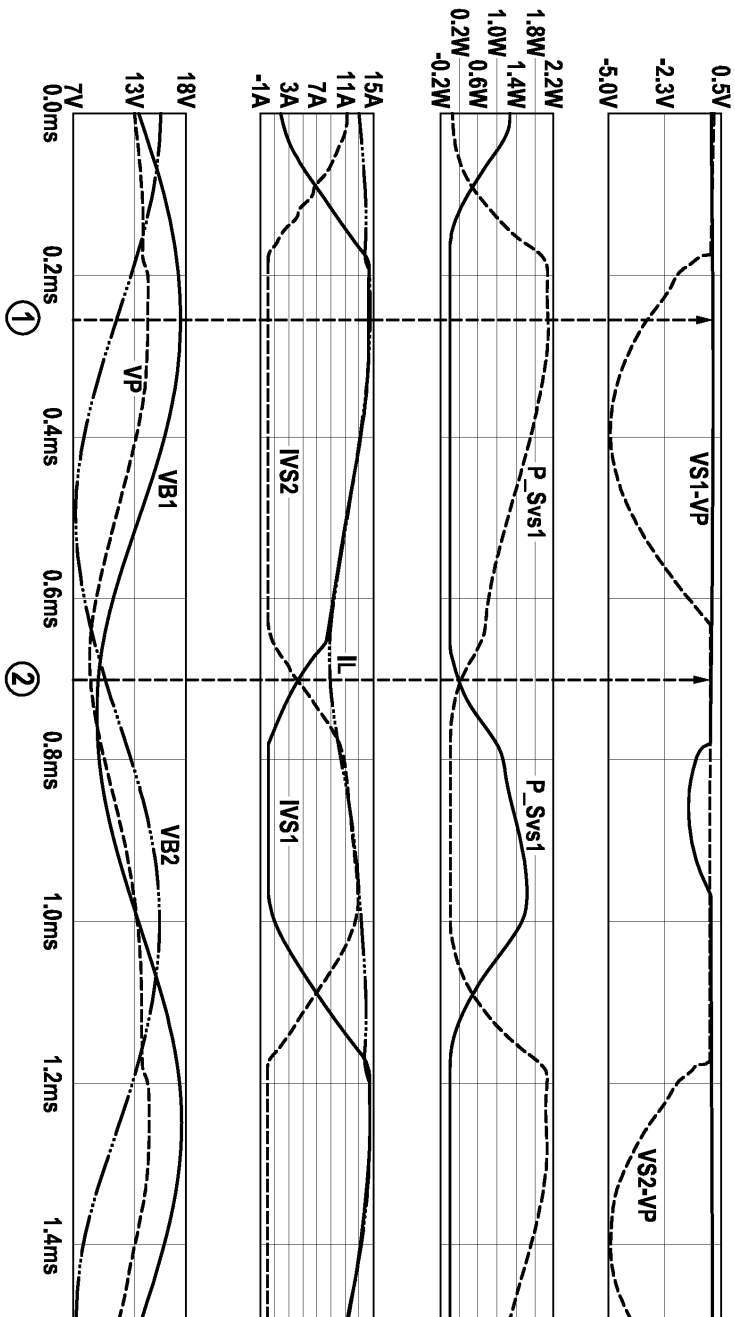
도면7



도면8



도면9



도면10

