

Diplomprüfung 2001

Leistungselektronik Elektronik-TS

Lösungen

Prüfungsbestimmungen:

- Auf jedem zusätzlichen Lösungsblatt ist der Name aufzuführen.
- Jedes separate Lösungsblatt ist mit der entsprechenden Aufgabennummer zu versehen.
- Der Lösungsweg muss vollständig nachvollzogen werden können.
- Das Ergebnis ist als solches zu kennzeichnen.
- Alle Lösungsblätter sind abzudecken.
- Die Aufgabenblätter sind zusammen mit den Lösungsblättern abzugeben.

Erlaubte Hilfsmittel:

- Kursstoff, Lehrbücher, Datenbücher
- Formelsammlungen, Taschenrechner

Disqualifikation:

Unredlichkeiten oder Abschreiben haben die Disqualifikation zur Folge.

Zeit:

90 Minuten.

Hinweis:

Die Aufgaben sind in beliebiger Reihenfolge zu lösen.

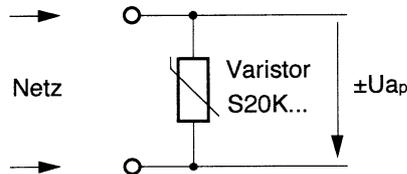
Techniker-Schule Uster TSU
© Max Keist / 24.1.2001

1. Ueberspannungsschutz mit Varistor

11

Zur Dimensionierung des Varistors der Typenreihe SIOV-S20K, wird folgendes gefordert. Netzspannung max. $245V_{eff}$ und überlagerten nicht netzsynchronen Spannungsimpulsen (rechteckförmig) von max. $480V$ und einer max. Länge von $80\mu s$.

Netzspannung $230V \pm 15V / 50Hz$.
Mit einer angenommenen
Quellenimpedanz von $R_Q = 120m\Omega$



- a) Welcher Spannungswert des Varistors muss gewählt werden, damit über die gesamte Lebensdauer 1'000 Ueberspannungsimpulse mit den Extremwerten ohne Schaden überstanden werden können. 4
- b) Andererseits sollte die Ausgangsspannung U_a den max. Wert von $710V_p$ nie überschreiten. Wird dies mit dem unter a) gewählten Typ eingehalten, oder welcher Spannungswert erfüllt die erwünschte Anforderung. 3
- c) Mit dem unter a) erhaltenen Spannungstyp soll der Leckstrom im Netzspannungsmaximum bei $230V_{eff}$ bestimmt werden. 2
- d) Zeige anhand eines aussagekräftigen Beispiels mit obigen Spannungswerten, wie der entsprechend dimensionierte edelgasgefüllte Ueberspannungsableiter auf einen solchen Ueberspannungsimpuls reagieren würde. 2

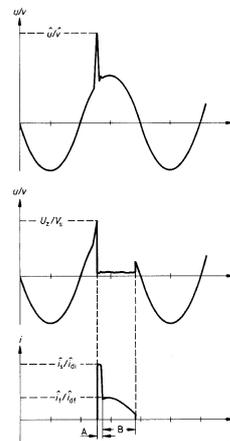
Lösungen:

a) $U_{p_{sinus}} = U_{e_{max}} * \sqrt{2} = 245 * \sqrt{2} = 346.5V$
 $U_{Störung} = U_{p_{sinus}} + U = 346.5V + 480V = \mathbf{826.5V}$
 In Grafik Derating-Felder Schnittpunkt 1000 Impulse mit $80\mu s$ Länge ergibt
Maximal Strom = 200A
 Dieser Strom reduziert die Eingangsspannung wegen der Quellenimpedanz
 $U_e = U_{Störung} - R_Q * I = 826.5V - 120m\Omega * 200A = 826.5V - 24V = \mathbf{800V}$
 Im V/I Kennlinienfeld eingesetzt, ergibt **300V Typ**

b) Spannungsteiler mit R_Q und Varistor
 $U_{Störung} = 826.5V$ und $U_{Varistor} = \text{max. } 710V$, damit muss über $U_{R_Q} = 116.5V$ abfallen
 Mit $R_Q = 120m\Omega$ ergibt dies ein Strom von $970A = \sim \mathbf{1000A}$
 Im V/I Kennlinienfeld eingesetzt, ergibt 1000A bei 710V ein **230V Typ**

c) $U_{p_{sinus}} = U_{e_{nom}} * \sqrt{2} = 230 * \sqrt{2} = 325.3V$
 Im V/I Kennlinienfeld eingesetzt, ergibt ca. **30µA**

d)
 Nach Ueberspannung fällt die Spannung innerhalb ca. $200ns$ auf eine Bogenbrennspannung von $10 \dots 30V$ zusammen. Erst nach Unterschreiten eines Minimalstroms löscht das Bauelement wieder und geht in den hochohmigen Zustand über. Praktisch muss die gesamte Ueberspannungsenergie in der Zuleitung verheizt werden. Bauteil wird geschont

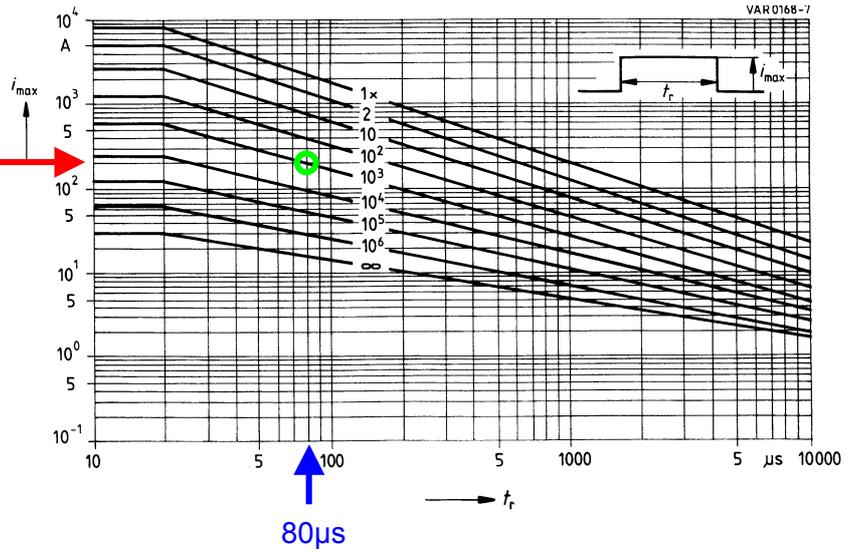


Derating-Felder (Höchstzulässiger Stoßstrom)

$i_{max} = f(t_r, \text{Impulsfolge})$

200A →

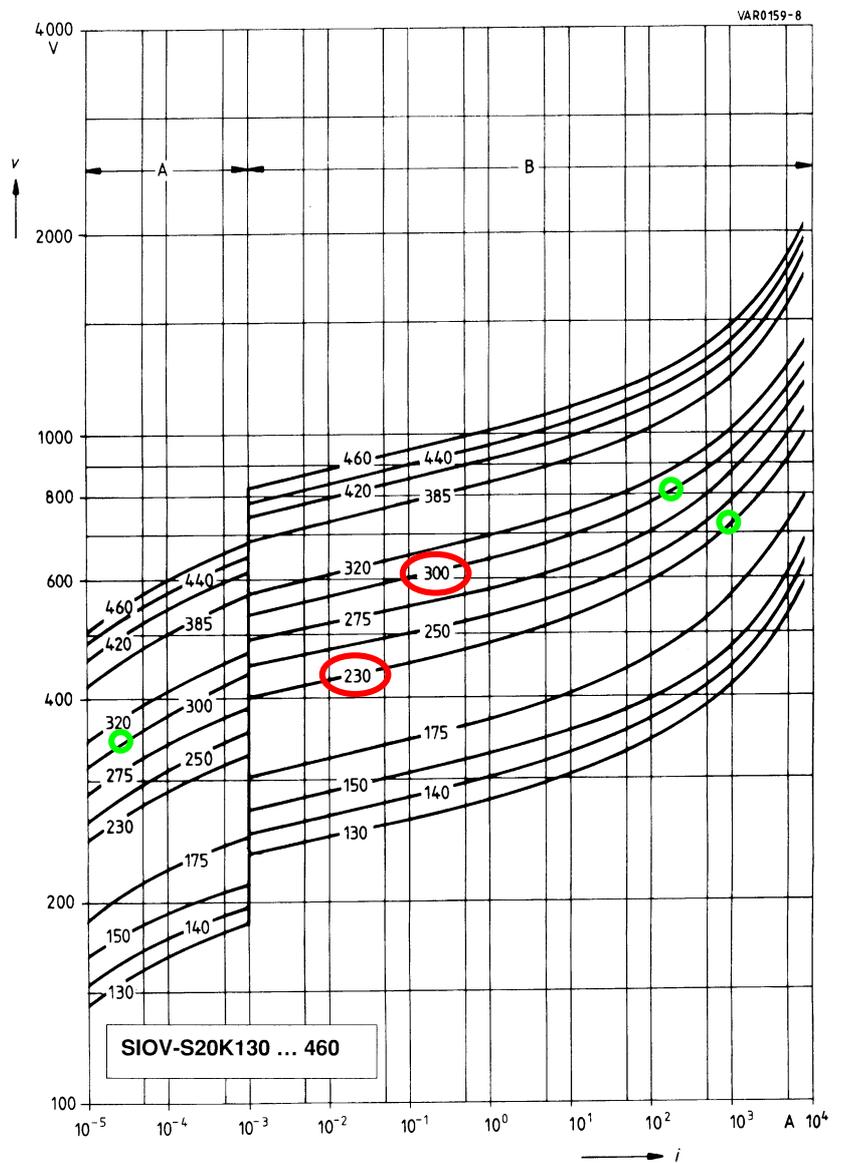
SIOV-S20K130 ... 320



V/I-Kennlinienfeld

$v = f(i)$

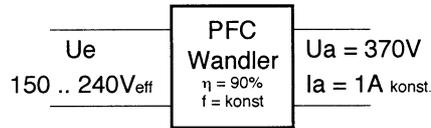
A = Leckstrom bei ungünstigster Lage des Varistors im Toleranzfeld
 B = Schutzpegel



2. PFC - Wandler 9

Zur Leistungsfaktorverbesserung für Netzteilschaltungen gerade bei grossen Eingangsspannungsbereichen wird vermehrt PFC – Technologie eingesetzt. Im unteren Leistungsbereich werden freischwingende ab ca. 250W festfrequente Typen verwendet.

PFC - Blockschaltbild



- a) Für beide Typen muss die verwendete Freilaufdiode spezifische Anforderungen erfüllen. Nenne und begründe diese technologiespezifischen Eigenschaften in je max. drei Sätzen (ev. mit Skizze) 3
- b) Zeichne die Funktion des Drosselstromes mit Skalierung bei $U_{e\text{eff}} = 175\text{V}$, wobei die Verluste durch die am Eingang befindliche Gleichrichterschaltung mit 2V zu berücksichtigen ist. 3
- c) Berechne den Duty Cycle DC des PFC - Controllers zur FET Ansteuerung bei $U_{e\text{eff}} = 160\text{V}$ im Netzspannungsmaximum, wobei die Gleichrichterverluste nicht berücksichtigt werden sollen. 3

Lösung a)

Freischwingend

FET schaltet erst nach Drosselstrom = 0 wieder ein. Dadurch wird keine schnelle Diode benötigt, die bei hohen Betriebsspannungen teuer ist. Spitzenstrom doppelt so hoch wie bei festfrequentem Typ. Von der Strombelastung nicht problematisch, Verlustleistung an Diode ist ab grösser.

Festfrequent

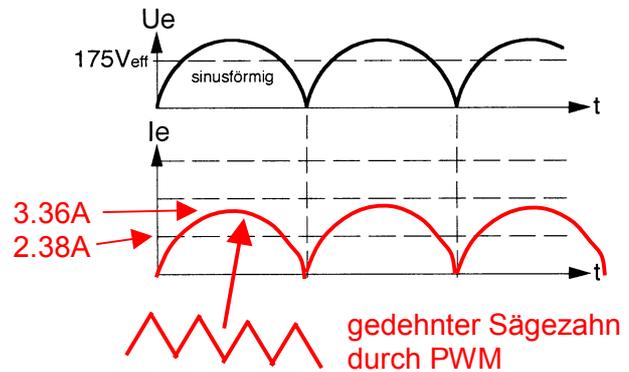
fast recovery Dioden müssen eingesetzt werden

Lösung b)

$$I_{ep} = \frac{P_a \cdot \sqrt{2}}{\eta \cdot (U_e - 2V)} = \frac{370\text{W} \cdot \sqrt{2}}{0,9 \cdot (175 - 2V)}$$

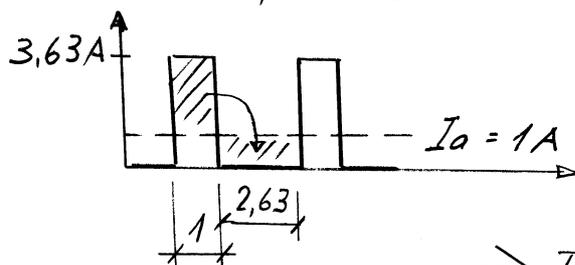
$$= \underline{\underline{3,36\text{ A}}} \text{ ohne Rippel}$$

$$I_{e\text{eff}} = \underline{\underline{2,38\text{ A}}}$$



Lösung c)

$$I_{ep} = \frac{370\text{W} \cdot \sqrt{2}}{0,9 \cdot 160\text{V}} = 3,63\text{ A}$$



$$\bar{I}_e = I_a$$

$$\Rightarrow \text{Duty Cycle} = \frac{1}{3,63} = \underline{\underline{27,5\%}}$$

3. Power – MOS FETs Anwendungen

13

Wie auch bei anderen Halbleitern sind die internen Kapazitäten im Schaltbetrieb nicht zu vernachlässigen. So beeinflussen diese die Schaltzeiten.

- a) Wie wirkt sich die Rückwirkkapazität $C_{\text{Drain-Gate}}$ auf das Schaltverhalten einer Sourceschaltung (entsprechend Emitterschaltung bei Bipolartrans.). 3
- b) Wie gross ist diese Kapazität und wie ist die Abhängigkeit, dies bez. des IRF 540. 3
- c) Bei welchen Anwendungen wirkt sich die Rückwirkkapazität besonders negativ aus 3
- d) In welcher Anwendung wird die Ausgangskapazität $C_{\text{Drain-Source}}$ nicht als Nachteil, sondern mit ins Design eingebunden. 2

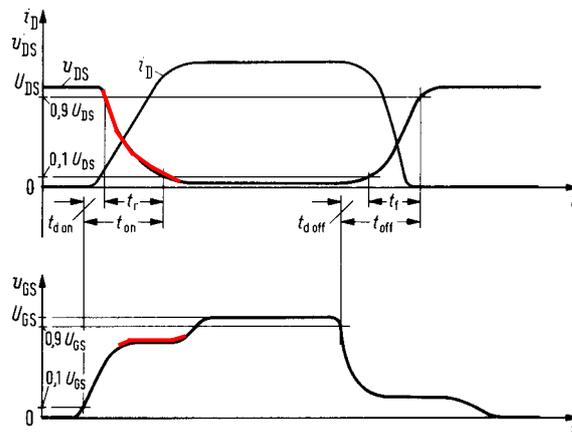
Auch andere nicht ganz ideale Eigenschaften sollte man nicht ausser acht lassen.

- e) Was zeigt uns die Grafik Fig. 1 des Datenblattes IRF 540 ev. anhand eines Beispiels aufzeigen 2

Alle Fragen sind in max. je vier Sätzen, ev. mit Skizze, abzuhandeln.

Aufgabenstellung sollte Sourceschaltung sein, ändert aber am Resultat nichts.

- a) Schaltzeiten EIN und AUS werden verlängert, da $C_{\text{Drain-Gate}}$ die Gatespannung bis U_{DS} seinen Minimalwert erreicht, nach unten drückt.

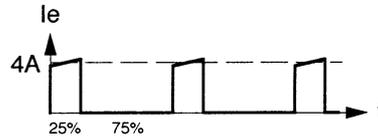
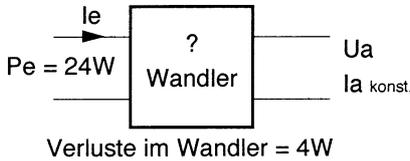


- b) siehe Datenblatt
Seite 150 $C_{\text{rSS}} \text{ typ} = 120\text{pF}$ bei entspr. Bedingungen
Seite 152 Grafik Fig 5 C_{rSS} ist abhängig von U_{DS} , wobei der Wert mit kleinerem U_{DS} ansteigt. Dies ermöglicht ein Ansteigen der Gate - Spannung erst wenn U_{DS} sein Minimum erreicht hat.
- c) Schaltanwendungen bei hohen Betriebsspannungen ca. 400V (PFC - Wandler). Dadurch verlängern sich die Schaltzeiten beträchtlich, was wiederum die Verlustleistung und den Wirkungsgrad ungünstig beeinflusst.
- d) Bei Quasi – Resonanzwandler, um das Einschalten bei Spannung Null zu ermöglichen (siehe Stoff)
- e) Leitfähigkeit = $r_{\text{ds on}}$ bei unterschiedlichen U_{GS} Drain Source Spannung bei vorgegebenem Strom, dies im Pulsbetrieb

4. Schaltregler Theorie

10

Zur Verlustleistungsreduzierung werden die drei Grundsaltungen Ab-, Auf-, und Invertierender Wandler vielfach verwendet. Zum Verständnis der Strom- und Spannungsführung solcher Regler dienen die Kirchhof'schen Sätze, wenn durch Nichtidealitäten bedingt, die bekannten Formeln versagen.



a) Welchem Wandertyp entspricht obiges Blockschaltbild mit dessen Stromflussdiagramm (Lösung ankreuzen)

- Abwärtswandler** Aufwärtswandler Invertierender Wandler **2**

b) Berechne die Ausgangsgrößen U_a und I_a. **4**

Wird der Ausgangsstrom reduziert, verringert sich die Pulsweite des Controllers um die Ausgangsspannung stabil zu halten. In diesem Bereich spricht man vom lückenden Betrieb.

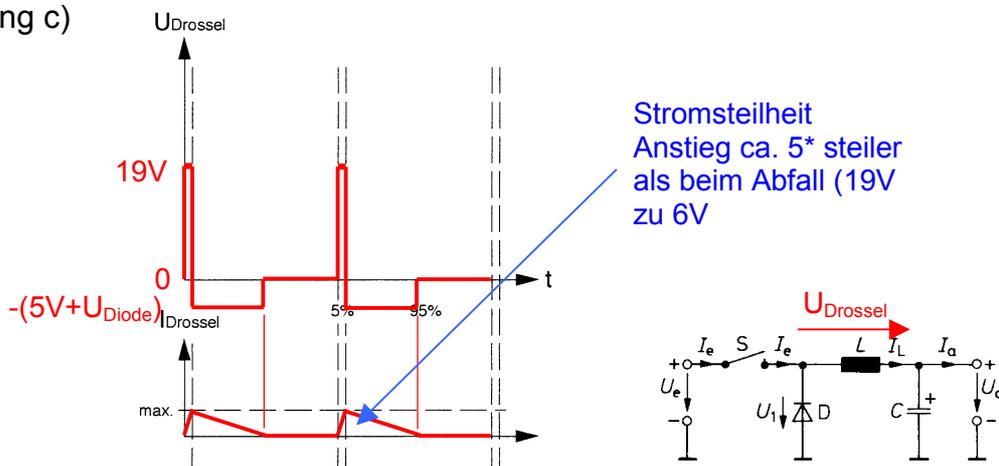
c) Zeichne für diesen Betriebsfall skaliert die Spannung über der Drossel U_{Drossel} und qualitativ den Drosselstrom I_{Drossel} mit Angabe der Polarität. Dies und bei einem angenommenen DC von 5%. **4**

Lösungen

a) Der Eingangsstrom deutet auf einen Durchflusswandler, da der Eingangsstrom nur bei geschlossenem Schalter fließen kann. Nur der **Abwärtswandler** entspricht einem Durchflusswandler

b) $I_{ep} = I_a = 4A$
 $P_e = I_{eMittelwert} \cdot U_e = I_{ep} \cdot DC \cdot U_e \quad \Rightarrow U_e = P_e / I_{ep} \cdot DC = 24W / 4A \cdot .25 = 24V$
 $P_a = P_e - \text{Verlust} = 24W - 4W = 20W$
 $U_a = P_a / I_a = 20W / 4A = 5V$

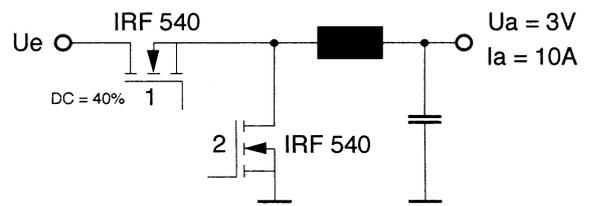
Lösung c)



5. Synchrongleichrichterschaltung

9

In Anwendungen bei grossen Strömen werden anstelle der Freilaufdioden in Schaltnetzteilen auch FETs verwendet, die in der Sperrphase des Schalters angesteuert werden. Dadurch kann bei geeigneter Dimensionierung die Verlustleistung in diesem Halbleiter günstig beeinflusst werden.



- a) Berechne die Verlustleistungsänderung in % wenn der FET2 in der Sperrphase des Abwärtswandlers nicht oder angesteuert wird. Diese Berechnung ist bei 25°C und bei 150°C zu machen. 5

Es sind die typ. Datenblattangaben einzusetzen, wobei für den FET der fehlende typ. $r_{ds(on)}$ Wert mit 60mΩ (25°C) einzusetzen ist.

- b) Welcher Diodentyp wäre für Abwärtswandler gerade im kleinsten Spannungsbereich auch besonders geeignet. Dies mit Begründung in max. drei Sätzen. 2
- c) Welche Bedingung für die Ansteuerung des FETs 2 muss in jedem Falle gewährleistet sein. 2

Lösung a)

$P_{V_{Diode}} = U_D \cdot I_a \cdot DC$ $P_{V_{FET}} = r_{ds(on)} \cdot I_a^2 \cdot DC$ mit DC = 60% ist aber für die Berechnung nicht nötig, da bei Diode und FET nur als Faktor.

Durchlassspannung aus Datenblatt Fig. 7 Seite 152 bei 10A

25°C	$U_D = 0.9V$	$P_{V_{Diode}} = 5.4W$
150°C	$U_D = 0.72V$	$P_{V_{Diode}} = 4.32W$

$r_{ds(on)}$ aus Datenblatt Fig. 4 Seite 151

25°C	$r_{ds(on)} = 60mV$	$P_{V_{Diode}} = 3.6W$
150°C	$2 \cdot r_{ds(on)} = 120mV$	$P_{V_{Diode}} = 7.2W$

Nicht- zu Ansteuerung von FET2

Verlustleistungsreduktion bei 25°C um 33.3%
Verlustleistungserhöhung bei 150°C um 66.7%

Lösung b)

Wichtig für einen guten Wirkungsgrad ist die möglichst kleine Durchlassspannung der Diode. Dies wird mit einer **Schottky Diode** ideal erfüllt. Nachteil Schottky Dioden sind nur für kleine Spannungen erhältlich. (ca. 60V)

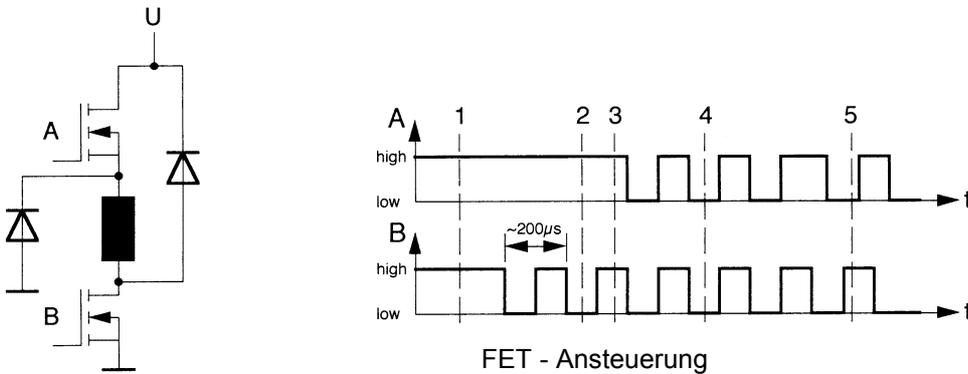
Lösung c)

Pulsweite FET 2 kürzer als FET 1_{invertiert} damit kein Kurzschlussstrom fliesst. Kürzere Einschaltzeit von FET 2 stört kaum, da der Stromfluss über die interne Diode gewährleistet ist. Dies ev. mit einem etwas vergrösserten Verlustleistungsanfall.

6. Stromverlauf im Schaltbetrieb

7

Sobald Induktivitäten geschaltet werden, müssen der Grundsatz, dass keine Stromsprünge in einer Induktivität stattfinden können berücksichtigt werden. Normalerweise bedient man sich beim Ausschalten sogenannter Freilaufdioden.

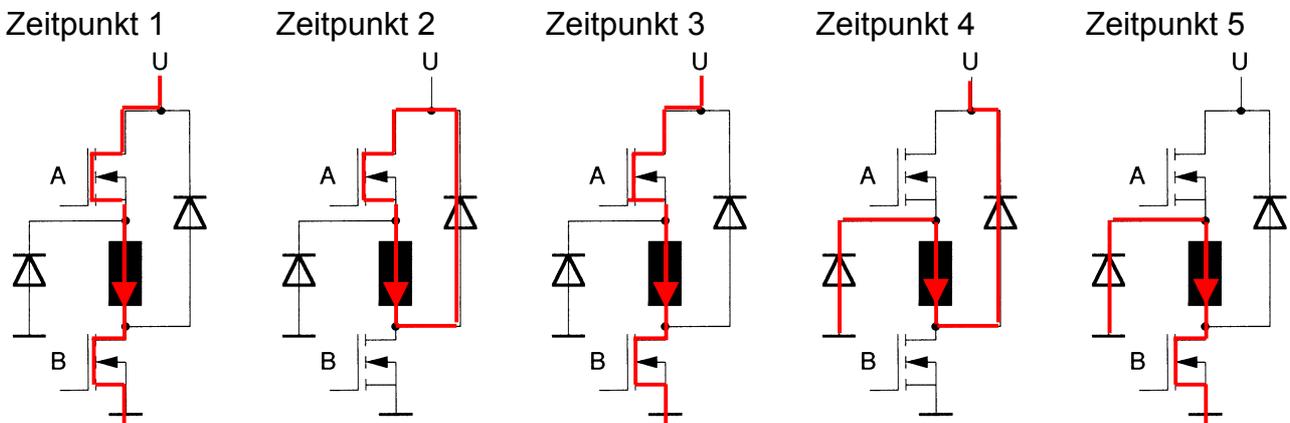


a) Für obige Schaltung sollen in den verschiedenen eingezeichneten Zeitpunkten der Stromfluss in unterschiedlichen Farben eingezeichnet werden. 5

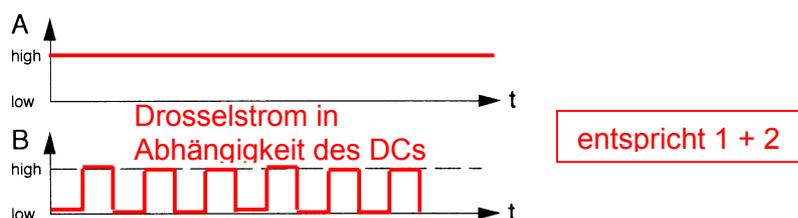
Zur Regulierung des Drosselstromes dienen PWM Ansteuerungen, die in obiger Schaltung integriert sein können.

b) Wie sieht die einfachste Ansteuerung der beiden FETS aus, wenn nur der Drosselstrom von 0 ... 100% variiert werden soll. 2

Lösung a)



Lösung b)

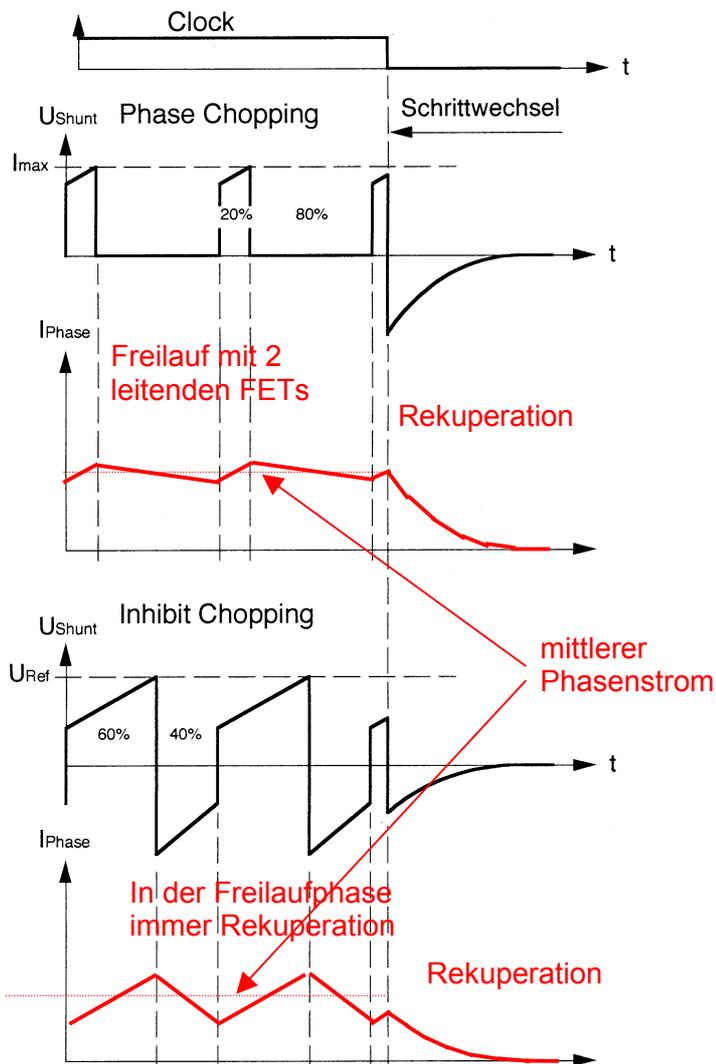


7. Rückblick auf die Projektarbeit Schrittmotor

10

In der anfangs dieses Monats gemachten Projektarbeit zum Thema Schrittmotor wurden die Unterschiede Phase- zu Inhibit - Chopping näher untersucht. Ein aufgezeichneter Spannungsverlauf zeigte am Shuntwiderstand untenstehendes Verhalten auf.

a) Zeichne den entsprechenden Phasenstrom im aufgeführten Zeitabschnitt qualitativ, für die beiden Chopper - Möglichkeiten. Dies mit Beschriftung aller Zeitabschnitte und Begründungen für alle gewählten Annahmen. Ein Schaltbild der H - Brücke könnte ev. dienlich sein.



5

Stromabfall schnellerer Stromabfall bei Rekuperation, da höhere Spannung über Drossel

Stromanstieg identisch bei beiden Ansteuerungen

5