

Lösungen

Diplomprüfung 2002

Leistungselektronik Elektronik-TS

Prüfungsdatum: 26. Jan. 2002 1300 ... 1430
Lehrer: Max Keist
Klasse: 99E
Total Punkte 69 60 Punkte = Note 6
Erreichte Punkte: _____
Note: _____
Name: _____
Vorname: _____

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:

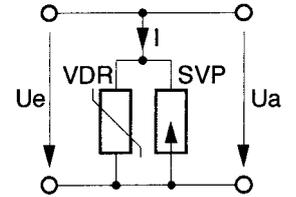
Die Aufgaben sind in beliebiger Reihenfolge zu lösen.
Alle Teilaufgaben sind voneinander unabhängig.

1. Ueberspannungsschutz

(total 11)

Zum wirkungsvolleren Ueberspannungsschutz werden kombinierte Schaltungen wie hier mit Gasableiter und Varistor eingesetzt.

Annahme: 60 Grad nach dem Netzspannungsmaximum liegt ein überlagerter Ueberspannungsimpuls von 450V und einer Länge von 1µs an.



Quelle: Netz 230V_{eff} / 50Hz sinus / R_Q = 60mΩ ohmisch

Varistor: SIOV-S20K 250B (250V)

Gasableiter: Ansprechspannung 425V / Ansprechzeit 200ns / U_{Bogenbrenns} 13V

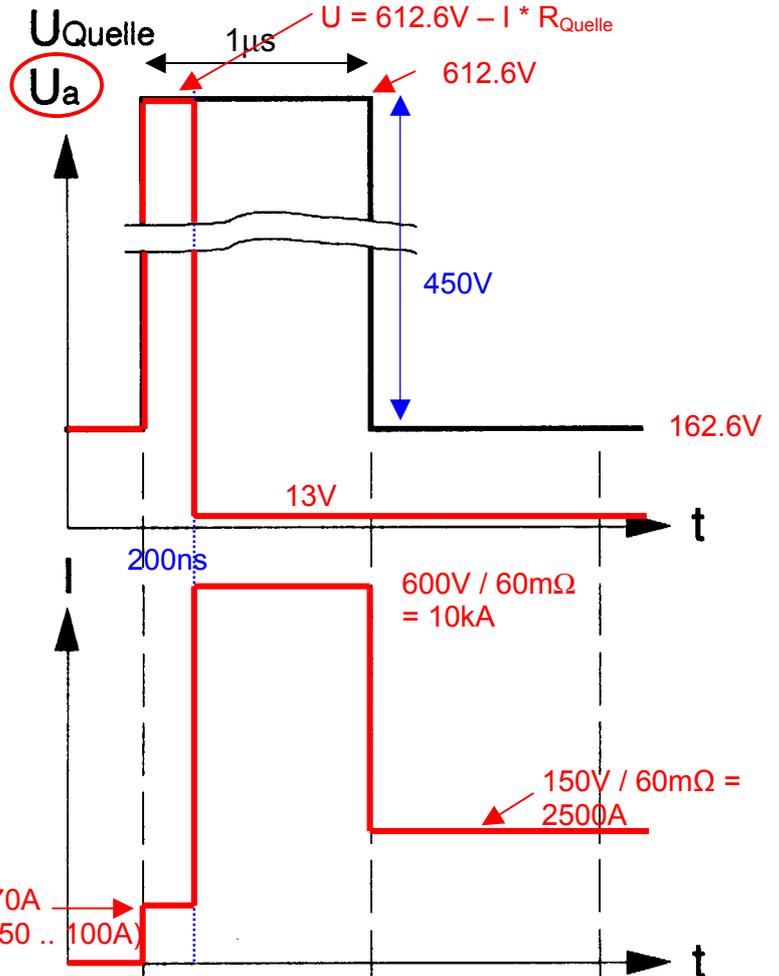
- a) Beschreibe die Ueberspannungsbegrenzungsfunktion obiger Schaltung in max. vier aussagekräftigen Sätzen.
(3)

In den ersten 200ns übernimmt der Varistor die Ueberspannung. (Verzögerungszeit x100ps .. 25ns)
In der Verzögerungszeit des Varistors ist die Ausgangsspannung gleich der Quellenspannung (nicht eingezeichnet). Danach reduziert sich die Ausgangsspannung um wenige Volt. (U_{Quelle} - I * R_{Quelle})
Nach 200ns zündet der Gasableiter und schliesst die Spannung bis zum nächsten Stromnulldurchgang der Netzspannung kurz (13V). Zur Vereinfachung wurde ein plötzliches Leiten des Gasableiters angenommen.

- b) Zeichne die Spannungs- und Stromfunktion (U_a bzw. I) in nebenstehende Grafik skaliert ein.
(2)

- c) Trage für Spannungs- und Stromfunktion wichtige Stützwerte ein.
(4)

- d) Muss mit einem Ausfall des Varistors wegen Ueberlastung gerechnet werden, wenn höchstens einmal pro Tag mit einem solchen Impuls gerechnet werden muss.
(mit Begründung)
(2)



Netzspannung vor und nach Impuls
 $U_{eff} * \sqrt{2} * \sin 30^\circ = 162.6V$

Strom durch Gasableiter

$$I_{max} = (U_{max} - U_{Brennsp.}) / R_Q = 10kA$$

$$I_{30^\circ} = (U_{Netz} - U_{Brennsp.}) / R_Q = 2.5kA$$

Aus Datenblatt Varistor folgt:

$$U = ca. 600V \gg I = 70A (50 .. 100A)$$

weiter folgt bei $I < 100A$ und 1µs Länge, 100'000 Impulse im Leben des Varistors. Dies entspricht mehr als 200 Jahre.

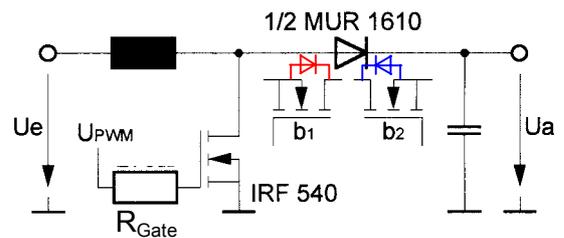
Achtung: Spannungs- und Stromwerte sind nicht

massstäblich

2. Schaltregler

(total 43)

Zur Verlustleistungsreduzierung werden die drei Grundschaltungen Ab-, Auf-, und Invertierender Wandler vielfach verwendet. Anhand des nebenstehenden Aufwärtswandlers sind einige Berechnungen auszuführen.



Grundsätzliches zutreffendes ankreuzen

- a) Der Eingangsstrom ist kontinuierlich pulsformig
 Eingangsstrom = Drosselstrom
 Der Strom in den Ausgangskondensator ist kontinuierlich pulsformig (1)
 Bei einem Sperrwandler fließt nur in der Sperrphase Strom in den Ausgangskondensator bzw. Ausgang

Verlustleistung (nur Durchlassverluste)

- b) Berechne die Verluste im Schalt FET bei folgenden Bedingungen:
 $U_e = 10V$ $U_a = 24V$ $I_a = 4A$ $U_{PWM} = 0$ oder $\geq 10V$ $\eta = 87.3\%$ $\vartheta_{Junction} = 125^\circ C$,
 weiter benötigte Angaben entnehme man dem Datenblatt IRF540 von ST (typ. Werte). (7)

$P_a = U_a \cdot I_a = 24V \cdot 4A = 96W$ $P_e = P_a / \eta = 96W / 0.873 = 110W$ $I_e = P_e / U_e = 110W / 10A = 11A$
 mit $I_{Diode} = I_a$ (Mittelwert) folgt $DC_{Diode} = 4 / 11 \cdot \% = 36.4\%$

$R_{DS_{on}} = 65m\Omega (25^\circ C) \cdot 1.9$ (Korrekturfaktor wegen hoher Temp.) = $124m\Omega$

$P_v = I_e^2 \cdot R_{DS_{on}} \cdot DC_{FET} = 11A^2 \cdot 124m\Omega (100\% - 36.4\%) = 9.51W$

Synchrongleichrichter

Wird anstelle der Freilaufdiode ein entsprechend angesteuerter FET verwendet, kann die Verlustleistung reduziert werden.

- c) Welcher der beiden FETs ist in obigem Schema richtig gepolt eingezeichnet.
 b1 b2 (richtige Antwort ankreuzen)
 (1)

Bei b1 ist die Invers – Diode richtig gepolt

- d) Berechne die Verlustleistungsänderungen durch Leitendverluste in Prozent bei Betriebsbedingungen $\vartheta_{Junction} = 25^\circ C$ sowie bei $100^\circ C$ wenn die „halbe“ Diode MUR1610 durch einen IRF540 von ST ersetzt wird. Es sind mit den typ. Datenblattangaben zu rechnen.

Annahmen: $U_e = 10V$ / $U_a = 24V$ / $I_e = 10A$ / $\eta = 100\%$ (10)

Zur Verlustberechnungsänderung in % fällt die Pulsweite DC aus der Rechnung, daher bleibt sie unberücksichtigt. Der Eingangsstrom (10A) entspricht dem FET – Strom in der Leitendphase und dem Dioden – Strom in der Sperrphase

	25°C	100°C	
MUR1610	0.92V	0.83V	Durchlassspannung nach Datenblatt
IRF540	65mΩ	65mΩ * 1.68 = 109mΩ	R _{DS_{on}} laut Datenblatt / (Korrekturfaktor 100°C)
MUR1610	9.2W	8.3W	$P_v = I_e \cdot U_{Diode}$
IRF540	6.5W	10.9W	$P_v = I_e^2 \cdot R_{DS_{on}}$
delta %	-29.35%	+31.57%	

Schaltverhalten

Minimale Schaltverzögerungen (ns) wie im Datenblatt erwähnt sind beschaltungsunabhängig. Zusätzlich kommen weit grössere Zeiten, die durch die externe Schaltung beeinflusst werden können, hinzu.

- e) Berechne die Einschaltverzögerung (delay) bis der FET zu leiten beginnt, unter folgender Bedingung: $U_{\text{PWM low}} = 0$, $U_{\text{PWM high}} = 5\text{V}$, $t_{\text{rise}} = 15\text{ns}$, $R_{\text{Gate}} = 560\Omega$
 FET $C_{\text{GS}} = 1.15\text{nF}$, $C_{\text{DG}} = 320\text{pF}$, $U_{\text{th}} = 3.8\text{V}$ (4)

Der FET beginnt 3.8V zu leiten. Die Eingangsspannung ist eine Rechteckspannung mit 5V und einer Anstiegszeit von 15ns. Diese Zeit kann wenn das Ergebnis betrachtet wird, unberücksichtigt bleiben.

Kondensatorladeformel $U_a / U_e = 1 - e^{-t/\tau}$ folgt $t = -\tau \ln(1 - U_a / U_e)$ Mit $U_e = 5\text{V}$ und $U_a = 3.8\text{V}$ folgt $\tau = R * C = 560\Omega * (1.15\text{nF} + 320\text{pF}) = 823.2\text{ ns}$

t = 1170ns

- f) Bestimme den max. Drainstrom des FETs (IRF540) von ST der mit einer Gatespannung von nur 5V erreicht werden könnte. (Annahmen sind zu begründen) (2)

Stromfluss I_D in Funktion der Gatespannung (siehe Datenblatt Seite 4 oben links) = **16A**

PFC Technologie

- g) Durch welchen Funktionsblock muss der PWM – Controller erweitert werden um den gegebenen Aufwärtswandler bei gleichgerichteter Sinuseingangsspannung auch den gewünschten sinusförmigen Eingangsstrom aufzuweisen. (2)

Zusätzlicher Multiplikator, nach dem ersten Regelverstärker. Er multipliziert U_e mit $(U_a - U_{\text{ref}})$

- h) In wie weit unterscheidet sich die Ausgangs – Spannungsregelgenauigkeit eines PFC – Wandlers vom normalen Aufwärtswandler. (2)

Die Ausgangsspannungskonstanz ist viel schlechter, da bei U_e gegen Null kaum bis kein Eingangsstrom fließen kann. Dadurch fällt in dieser Zeit, bei einem fließenden Laststrom U_a ab.

- i) Welche Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung muss beim PFC – Wandler im Netzbetrieb erfüllt sein. (2)

Die Ausgangsspannung muss grösser sein, als die max. Eingangsspannung. Ansonsten fließt ein direkter Strom vom Ein- zum Ausgang. Für sinusförmige Eingangsspannungen gilt: **$U_a \geq U_{e_{\text{eff}}} * \sqrt{2}$**

Dies in je max. vier aussagekräftigen Sätzen, ev. mit Skizzen.

Spannungs- und Stromdiagramm am Aufwärtswandler

Die entsprechenden Spannungs- und Stromwerte sind an Drossel, FET und Diode unterschiedlich.

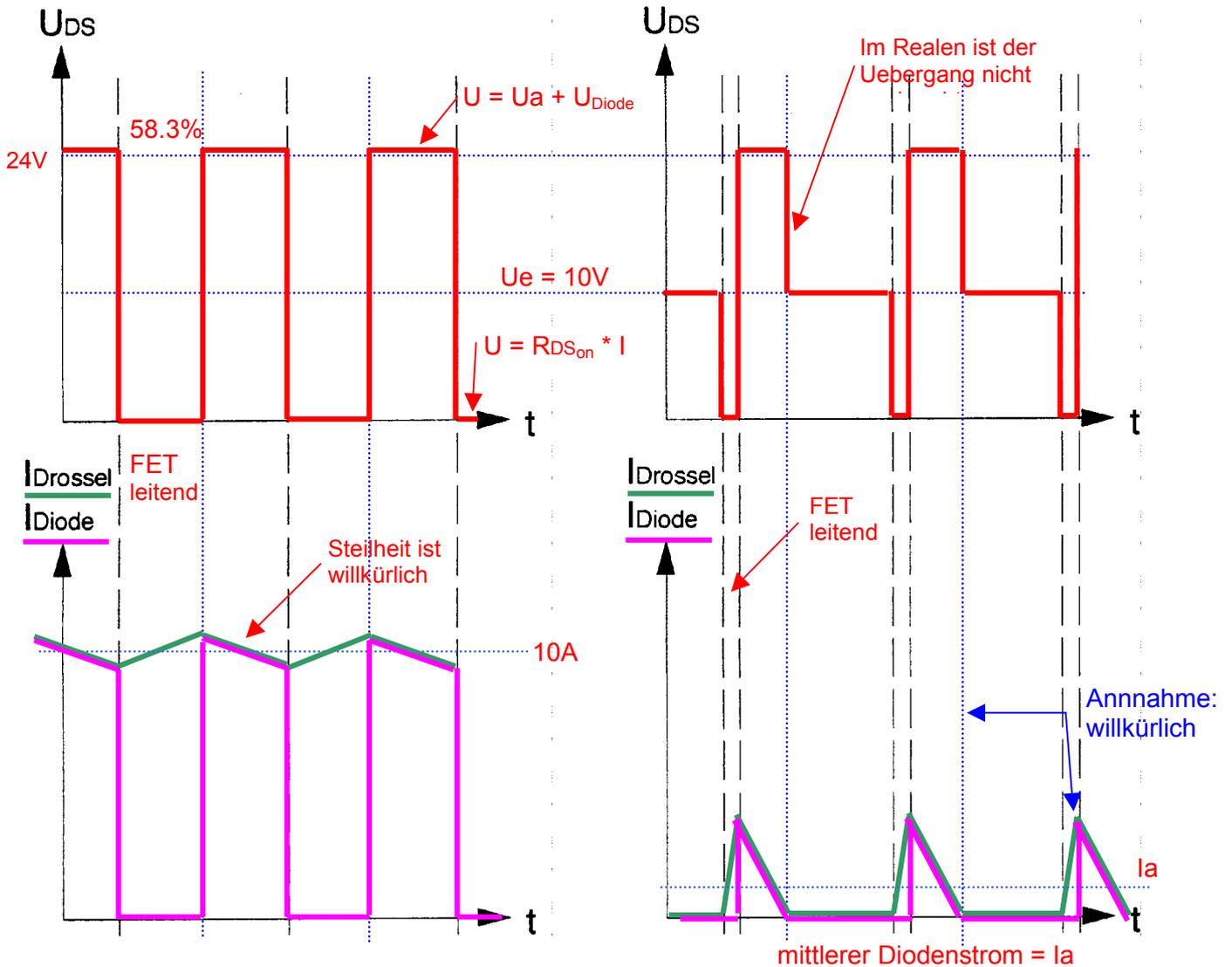
- j) Zeichne **möglichst skaliert** für den FET den Spannungsverlauf und für die Drossel und die Diode den Stromverlauf bei beiden DC in unterschiedlicher Farbe ein. (10)

Annahmen: $U_e = 10V$ / $U_a = 24V$ /

$U_a / U_e = T / t_{aus}$ daraus folgt $t_{ein} / t_{aus} = 1.4 / 1$ daraus folgt der $DC_{FET} = 58.3\%$

PWM DC nach theoretischer Berechnung mit $I_e = 10A$ und $\eta = 100\%$

PWM DC = 10%
lückender Betrieb (Strom in Drossel wird zu Null)



Achtung: Spannungen und Ströme sind nicht masstäblich gezeichnet

Rückblick auf die Messübung Schrittmotor

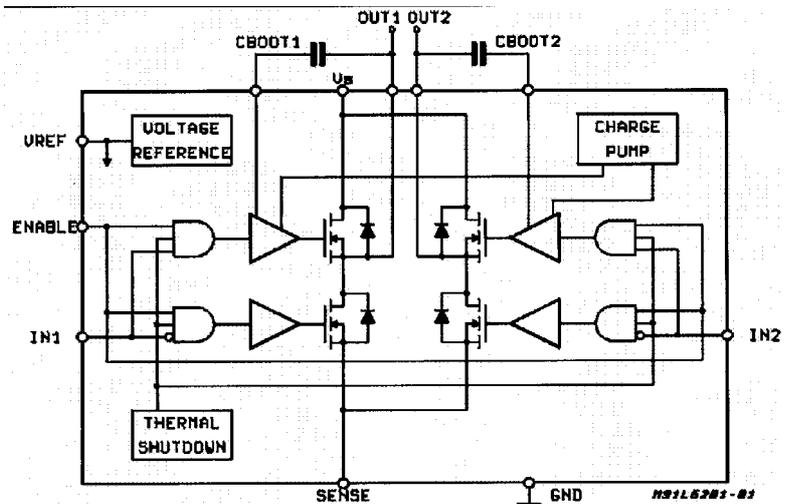
(total 14)

In der anfangs dieses Monats gemachten Projektarbeit zum Thema Schrittmotor wurden die Unterschiede Phase- zu Inhibit - Chopping näher untersucht.

Da zeigte sich, dass die Leistungsendstufe im Ueberstromfall unterschiedlich angesteuert wird.

Blockschaltbild des Bridge Drivers L6203

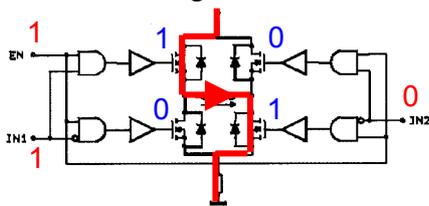
Pin - Bezeichnungen
 L6203 L297
 ENABLE Inhibit
 IN1 Phase A
 IN2 Phase B



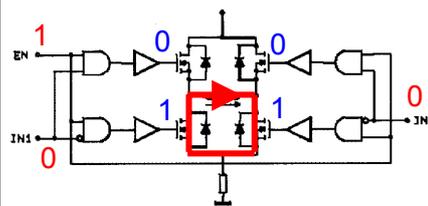
Zur Vereinfachung aller folgenden Fragestellungen ist davon auszugehen, dass der Schrittmotor stillsteht. Weitergehende Annahmen sind anzugeben.

- a) Zeichne den Stromverlauf im Fall ($I < I_{Grenz}$) und in den beiden Modi im Ueberstromfall farbig in die entsprechenden Schemas ein.
 Ansteuerverhalten siehe unter Aufgabe b) (5)

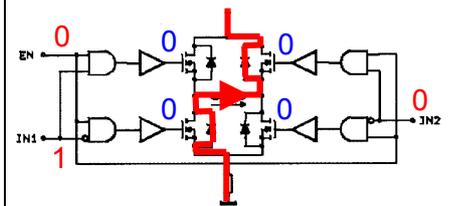
Stromfluss vor Ueberstrom
 EN + IN1 = high / IN2 = low



Ueberstrom bei Phase - Ch.



Ueberstrom bei Inhibit - Ch.



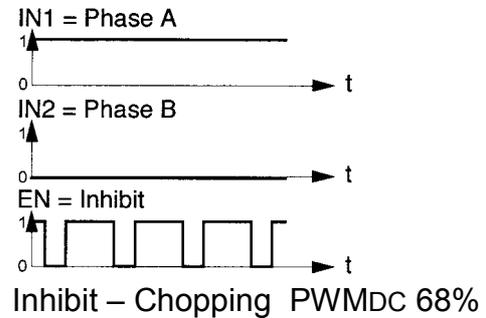
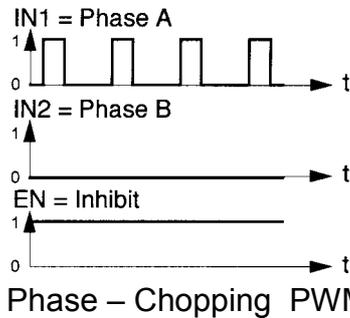
Rückspeisung in die Quelle

Stromrichtung bleibt wegen der Induktivität in allen drei Bildern gleich

b) Berechne den Verlustleistungsunterschied in Prozent in der Endstufe durch Leitungsverluste zwischen Phase- und Inhibit – Chopping

(7)

- Strombegrenzung pro Phase 1.2A (Stromrippel ist nicht zu berücksichtigen)
- $R_{DS_{on}} = 300m\Omega / U_{Diode (1.2A)} = 950mV$



Phase – Chopping

Es leiten immer 2 FETs

$$P_v = I^2 * 2 * R_{DS_{on}}$$

$$P_v = 1.2A^2 * 0.3\Omega * 2 = 864mW$$

Inhibit – Chopping

68% leiten 2 FETs und 32% leiten 2 Freilauf – Dioden

$$68\% P_v = I^2 * R_{DS_{on}} \text{ und } 32\% I * 2 * U_D$$

$$P_v = 1.2A^2 * 0.3\Omega * 68\% + 1.2A * 2 * 0.95V * 32\%$$

$$P_v = 587.5mW + 729.6mW = 1.317W$$

prozentuale Aenderung von 52.44%

c) Berechne den Verlustleistungsunterschied in Prozent im externen R_{Sense} (Strommesswiderstand zwischen Phase- und Inhibit – Chopping.

Pulsweiten siehe unter Aufgabe b), $R_{Sense} = 220m\Omega$

(3)

Der R_{Sense} hat keinen Einfluss auf die folgende Berechnung

Phase – Chopping

Stromfluss nur in der Phase I < I_G (28%)

Stromfluss 28% der Zeit

Inhibit – Chopping

Stromfluss immer, nur die Richtung ändert

Stromfluss 100% der Zeit

prozentualer Unterschied = -72%