

## Leistungsfaktor-Vorregelung

Die europäische Norm EN61000-3-2 definiert Grenzwerte für den Oberschwingungsgehalt des Netzstromes für Geräte, die für den Verkauf an die allgemeine Öffentlichkeit vorgesehen sind und die eine Wirkleistungsaufnahme von  $\geq 75 \text{ W}$  haben (Einschränkungen und Ausnahmen siehe EN61000-3-2). Einige Grenzwerte sind in Tabelle 6.1 wiedergegeben. Für die Praxis bedeutet das, daß die einfache Netzgleichrichtung mittels Brückengleichrichter und nachfolgender Siebung in vielen Fällen nicht zulässig ist, weil der Netzstrom in diesem Fall pulsierend ist und einen hohen Oberschwingungsgehalt aufweist (siehe Abbildung 6.1).

Oberschwingungs- ordnung n	Wirkleistungsaufnahme 75 bis 600W	Wirkleistungsaufnahme >600W
	Zulässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes je Watt (mA/W) / Maximum (A)	Zulässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes (A)
3	3,4 / 2,30	2,30
5	1,9 / 1,14	1,14
7	1,0 / 0,77	0,77
9	0,5 / 0,4	0,40
11	0,35 / 0,33	0,33

Tabelle 6.1: Zulässige Effektivwerte der Netzoberschwingungsströme

Um den Netzstrom näherungsweise sinusförmig zu halten, benutzt man einen Aufwärtswandler (siehe Abbildung 6.2). Diesen nennt man dann **Leistungsfaktor-Vorregler** (englisch: Power Factor Preregulator). Als Abkürzung ist auch **PFC** gebräuchlich, PFC steht für **P**ower **F**actor **C**orrection. Gegenüber dem Aufwärtswandler wird der Leistungsfaktor-Vorregler jedoch anders gesteuert: Zwar ist die Ausgangsspannung wie üblich höher als die höchste mögliche Eingangsspannung (dies sind im europäischen Netz 360 V), der Transistor wird jedoch so gesteuert, daß der Netzstrom nahezu sinusförmig ist. Dies ist durch entsprechende Taktung des Transistors möglich. Der Strom in der Induktivität wird so geführt, daß er proportional zur Spannung  $U_e(t)$  ist. Die Ausgangsspannung des Leistungsfaktor-Vorreglers wird üblicherweise auf einen mittleren Wert von  $\overline{U_a} \approx 380 \text{ V}$  geregelt.

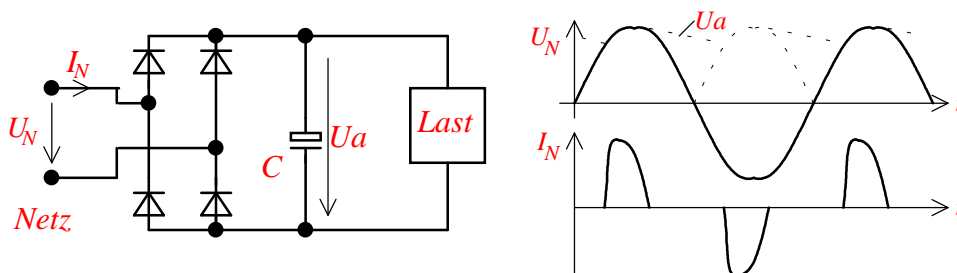


Abbildung 6.1: Direkte Halbschwingungsgleichrichtung: der Netzstrom hat einen hohen Oberschwingungsgehalt

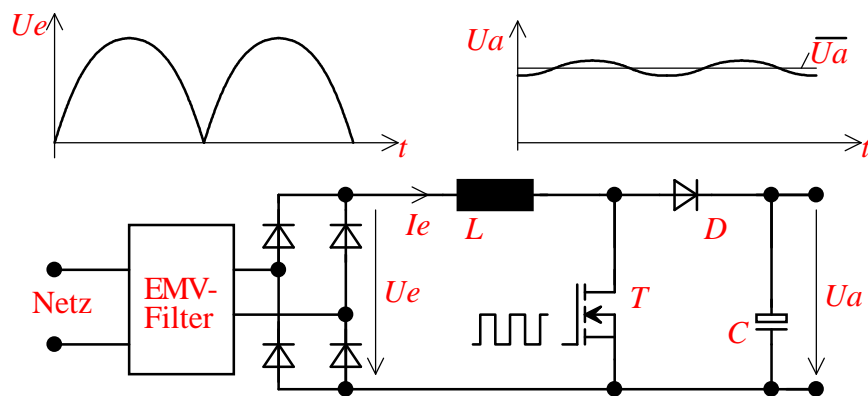


Abbildung 6.2: Aufwärtswandler als Leistungsfaktor-Vorregler

### Ströme, Spannungen und Leistung im Leistungsfaktor -Vorregler:

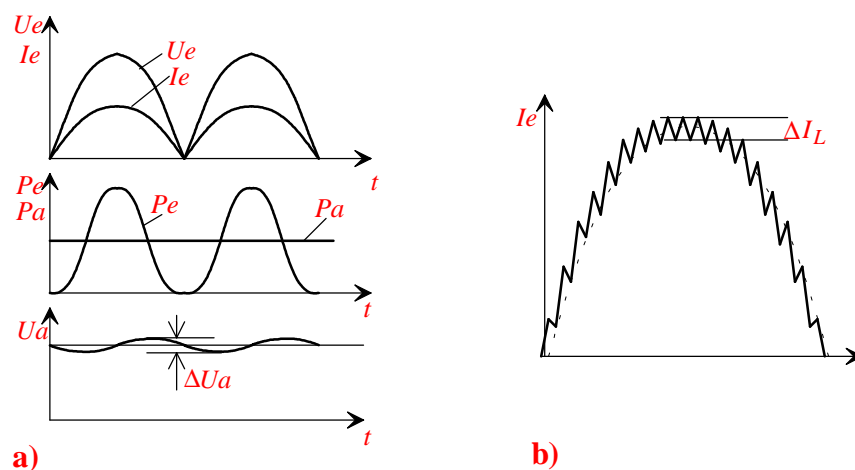


Abbildung 6.3: Ströme, Spannungen und Leistung im Leistungsfaktor -Vorregler

Es sei angenommen, daß die Ausgangsleistung der Schaltung konstant sei. Dann gilt:

$$P_a = U_a \cdot I_a = \text{konst.}$$

Der Eingangsstrom sei sinusförmig gesteuert und in Phase mit der Eingangsspannung. Die Eingangsleistung ist dann pulsierend und beträgt bei verlustlos angenommenen Leistungsfaktor-Vorreglers:

$$P_e(t) = \frac{\hat{U}_e \cdot \hat{I}_e}{2} \cdot (1 - \cos 2\omega t)$$

Die Eingangsleistung besteht aus einem Gleichanteil  $P_{e-} = \frac{\hat{U}_e \hat{I}_e}{2}$  und aus einem Wechselanteil  $P_{e\sim} = \frac{\hat{U}_e \hat{I}_e}{2} \cdot \cos 2\omega t$ . Der Gleichanteil ist gleich der Ausgangsleistung  $P_a$ .

$$P_e = \frac{\hat{U}_e \cdot \hat{I}_e}{2} = U_a \cdot I_a = P_a$$

Der Hochsetzsteller ist hier vereinfachend als verlustlos angenommen. Ein Wirkungsgrad  $\eta = 95\%$  ist realistisch.

Der Ausgangskondensator  $C$  wird mit der pulsierenden Eingangsleistung  $P_e$  geladen und mit der konstanten Ausgangsleistung  $P_a$  entladen. Der daraus resultierende Spannungshub  $\Delta U_a$  hängt von dem Wert des Kondensators ab. Für das 230V/50Hz-Netz ergibt sich bei  $U_a = 380\text{ V}$ , der Spannungswelligkeit  $\Delta U_a/U_a = 10\%$  und in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung:

$$C \approx 0,5; \frac{\mu\text{F}}{\text{W}}$$

Die Speicherdrossel  $L$  bestimmt die hochfrequente Welligkeit des Eingangsstromes  $\Delta I_L$  (Abbildung 6.3b). Je größer die Drossel ist, aber auch je höher die Taktfrequenz  $f$  ist, desto kleiner ist die Stromwelligkeit des Eingangsstromes. Wählt man  $\Delta I_L = 20\%$  des Scheitelwertes des Eingangsstromes  $\hat{I}_e$ , so ergibt sich für das 230V/50Hz-Netz mit der minimalen Eingangsspannung  $U_{e\min} = 200\text{V}$ :

$$L \approx \frac{50 \cdot 10^3}{f \cdot P_{in}}; L (\text{H}), f (\text{Hz}), P (\text{W})$$

Der maximale Drosselstrom beträgt dann:

$$I_{L\max} = \hat{I}_{e\max} + \frac{1}{2} \Delta I_L = 1,1 \cdot \frac{2P_{in}}{\hat{U}_{e\min}}$$

### Die Regelung des Leistungsfaktor-Vorreglers:

Für die Regelung und Steuerung des Schalttransistors stehen diverse integrierte Schaltkreise (PFC-Controller) zur Verfügung. Trotz in der Regel umfangreicher Datenblätter und Applikationen ist es wichtig, die Regelkreise zu verstehen, um diese Steuerschaltungen in geeigneter Weise beschalten zu können.

Es werden grundsätzlich zwei Regelkreise benötigt:

Ein Regelkreis, der den Eingangsstrom des Leistungsfaktor-Vorreglers  $I_e(t)$  proportional zum Augenblickswert der Eingangsspannung  $U_e(t)$  führt. Denn wenn dieser Strom der sinusförmigen Eingangsspannung folgt, ist auch der Netzstrom sinusförmig und in Phase mit der Netzspannung, und dementsprechend ist der Leistungsfaktor gleich Eins. Dieser Regelkreis wird im folgenden Stromregelkreis genannt.

Ein zweiter Regelkreis wird benötigt, der den *Effektivwert* des Drosselstromes so führt, daß die mittlere Ausgangsspannung  $\bar{U}_a$  des Leistungsfaktor-Vorreglers trotz unterschiedlicher Ausgangsleistung konstant bleibt. Dieser Regelkreis wird im folgenden Spannungsregelkreis genannt.

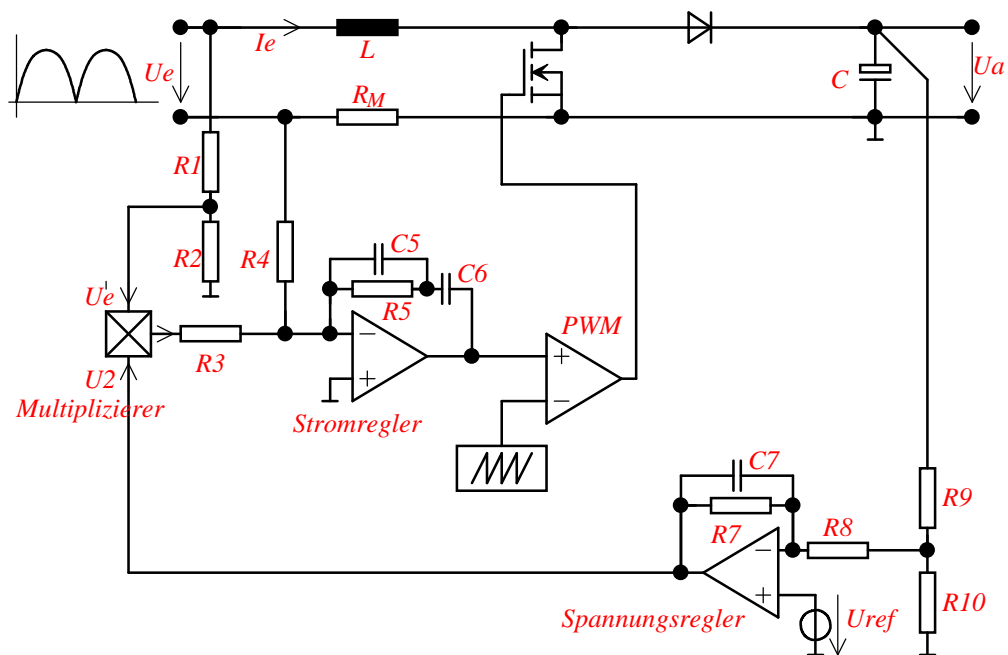


Abbildung 6.4: Die Regelkreise des Leistungsfaktor-Vorreglers

Der Stromregelkreis hat die Aufgabe, den Augenblickswert des Eingangsstromes  $I_e(t)$  (Drosselstrom) proportional zum Augenblickswert der Eingangsspannung zu halten. Führungsgröße (Sollwert) dieses Regelkreises ist daher die Eingangsspannung  $U_e(t)$ , Ausgangsgröße ist der Drosselstrom  $I_e$ . Der Sollwert des Stromreglers wird am Eingang des Leistungsfaktor-Vorreglers abgenommen, über  $R_1, R_2$  heruntergeteilt und mit einem Wert  $U_2$  multipliziert.  $U_2$  ist eine Gleichspannung, sodaß die sinusförmige Kurvenform des Sollwertes dadurch nicht verändert wird. Der Istwert  $I_e(t)$  wird am Strommesswiderstand  $R_M$  abgegriffen. Der Regler ist ein PI-Regler mit integriertem Tiefpass. Der Tiefpass  $f_{g1} = \frac{1}{2\pi R_5 C_5}$  wird so bemessen, daß die Taktfrequenz im Strommesswert hinreichend unterdrückt wird (Faktor zehn unterhalb der Taktfrequenz). Die Grenzfrequenz des PI-Reglers  $f_{g2} = \frac{1}{2\pi R_5 C_6}$  sollte um den Faktor 10 bis 20 höher als die Netzfrequenz gewählt werden. Der nachfolgende Pulsweitenmodulator wandelt die Ausgangsspannung des Stromreglers in eine pulswertenmodulierte Spannung zur Ansteuerung des Schalttransistors.

Die Amplitude des Eingangsstromes hängt von  $U'_e$  und von dem Multiplikator  $U_2$  ab. Mit dem Multiplikator  $U_2$  greift der Spannungsregelkreis ein. Die Spannung  $U_2$  ist abhängig von dem Vergleich der Ausgangsspannung  $U_a$  mit der Referenzspannung  $U_{ref}$ . Ist die Ausgangsspannung zu klein, so wird  $U_2$  größer, wodurch dann die Amplitude des Drosselstromes angehoben wird und umgekehrt. Die Grenzfrequenz des Spannungsreglers  $f_{g3} = \frac{1}{2\pi R_7 C_7}$  wird so klein gewählt, daß der 100Hz-Brumm der Ausgangsspannung unterdrückt wird und nicht in  $U_2$  enthalten ist.

- Der Effektivwert des Eingangsstromes wird vom Spannungsregelkreis geregelt, dagegen sorgt der Stromregelkreis dafür, daß der Eingangsstrom sinusförmig ist.