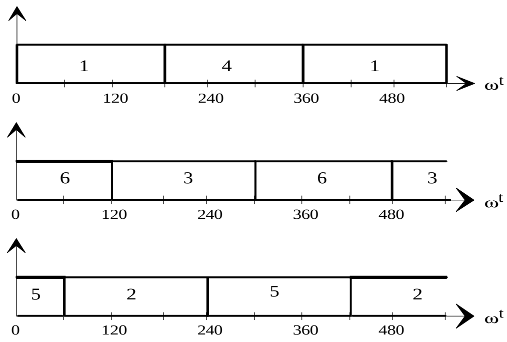
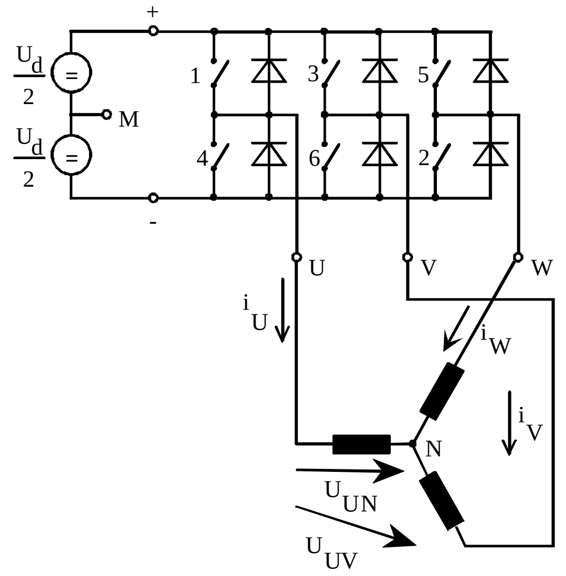
Dreiphasen-Wechselrichter:

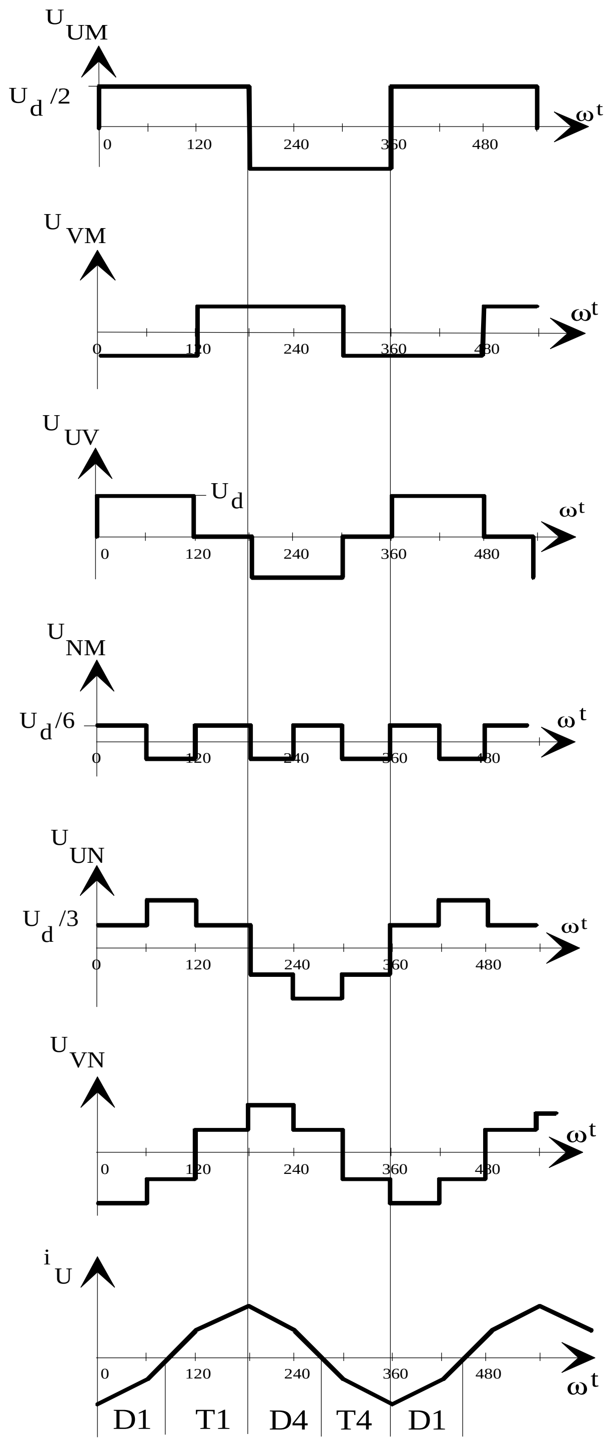
Steuerzyklen der Ventile 1 bis 6:



a) Zweistufen-Wechselrichter (U-Umrichter):

Die aus der Gleichspannung U_d gespeisten Ventile 1 bis 6 können die Ausgangsleitungen U, V,W zwischen den beiden Potentialen $+U_d$ und $-U_d$ hin- und herschalten. Werden die einzelnen Schaltstufen gleichmäßig lange eingeschaltet, so ergeben sich die nachfolgend gezeichneten Spannungen. Die Ströme in der Last ergeben sich aus den treibenden Spannungen und der Last (bestehend aus Induktivität und ohm'schen Verbraucher, ggf. auch Gegenspannung).





Raumzeigerdarstellung:

$$u=\begin{bmatrix}u_a\\ u_b\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}2/3 & 1/3\\ 0 & \sqrt{3}/3\end{bmatrix}*\begin{bmatrix}u_{UV}\\ u_{VW}\end{bmatrix}$$

$$u=\begin{bmatrix}u_a\\ u_b\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}2/3 & -1/3 & -1/3\\ 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3\end{bmatrix}*\begin{bmatrix}u_{UM}\\ u_{VM}\\ u_{WM}\end{bmatrix}$$

Auf U_d normierte Spannungszustände:

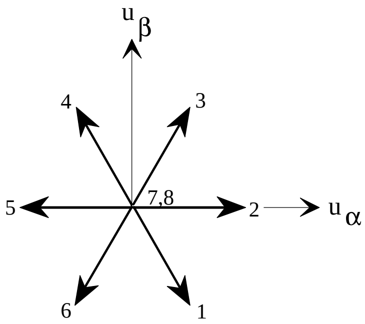
$$U_{UV};U_{VW}=\{1\quad -1\quad 0\}\qquad U_{UM};U_{VM};U_{WM}=\left\{\frac{1}{2}\quad -\frac{1}{2}\right\}$$

Schaltfolgen:

Nr.	U_{UV}/U_d	U_{VW}/U_d
1	1	-1
2	1	0
3	0	1
4	-1	1
5	-1	0
6	0	-1
7	0	0
8	0	0

Raumzeigerdiagramm:

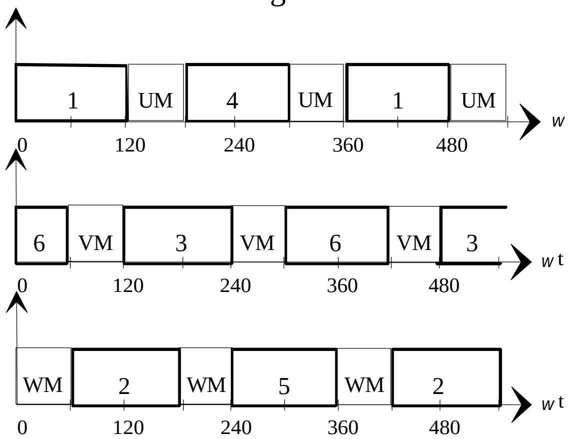
Durch Einstellen der verschiedenen Schaltzustände können durch die Drehstromwicklungen der an den Wechselrichter angeschlossenen Maschine räumlich die im Raumzeigerdiagramm dargestellten Felder eingestellt werden. Dieses Feld kann in die Raumvektoren u_α und u_β zerlegt werden.

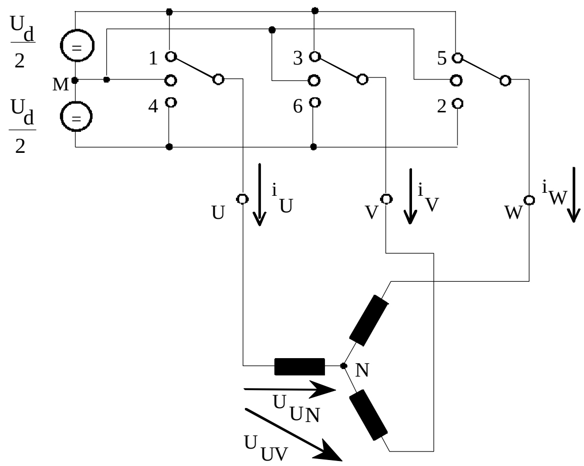


b) Dreistufen-Wechselrichter (U-Umrichter)

$$U_{UV};U_{VW} = \left\{1 \quad \frac{1}{2} \quad -\frac{1}{2} \quad -1\right\} \qquad U_{UM};U_{VM};U_{WM} = \left\{\frac{1}{2} \quad 0 \quad -\frac{1}{2}\right\}$$

Zusätzliche Schaltfolgen:

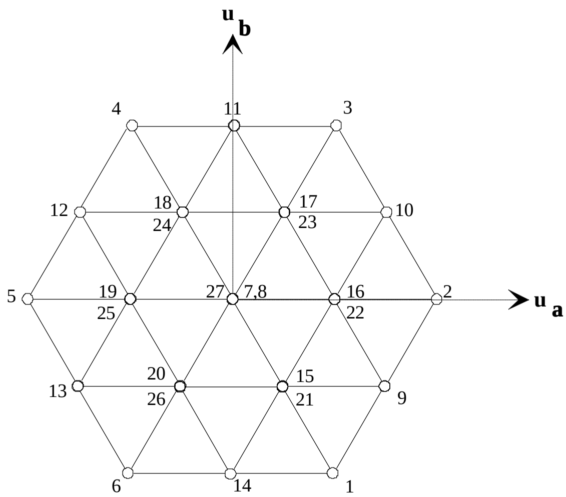




Raumzeigerdiagramm:

Zusätzliche Schaltzustände:

Nr.	U_{UV}/U_d	U_{VW}/U_d
9	1	-1/2
10	1/2	1/2
11	-1/2	1
12	-1	1/2
13	-1/2	-1/2
14	1/2	-1
15	1/2	-1/2
16	1/2	0
17	0	1/2
18	-1/2	1/2
19	-1/2	0
20	0	-1/2
21	1/2	-1/2
22	1/2	0
23	0	1/2
24	-1/2	1/2
25	-1/2	0
26	0	-1/2
27	0	0

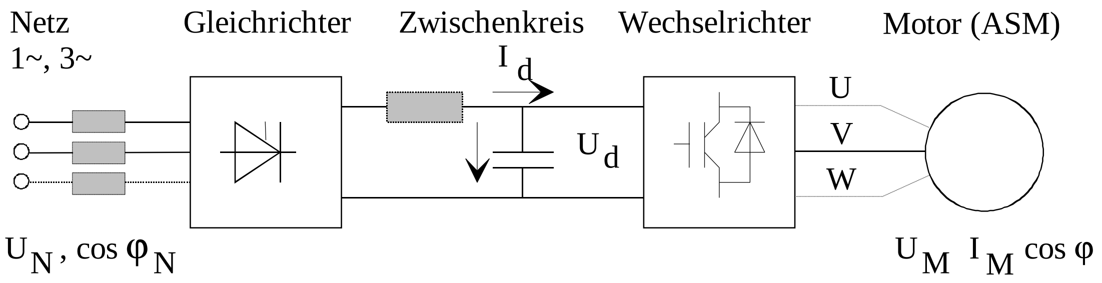


Ausgangsspannungen des Zwei- und Dreistufen-Wechselrichters:

	Zweistufen WR	Dreistufen WR
Effektive verkett.Spg. U_{UV}/U_d	$\sqrt{2}/\sqrt{3} = 0{,}817$	$1/\sqrt{2} = 0{,}707$
Grundschwingungsampl. d. verk. Spg. $\hat{U}_{1UV}/U_d$	$2\sqrt{3}/\pi = 1{,}103$	$3/\pi = 0{,}955$
Effektive Phasenspg. U_{UN}/U_d	$\sqrt{2}/3 = 0{,}471$	$1/\sqrt{6} = 0{,}408$
Grundschwingungsampl. d. Phasenspg. $\hat{U}_{1UN}/U_d$	$2/\pi = 0{,}637$	$\sqrt{3}/\pi = 0{,}551$
Ventilspannung	U_d	U_d ; $\pm U_d/2$
Grundschwingungsfaktor $g = U_{1\,UV}/U_{UV}$	$3/\pi$	$3/\pi$

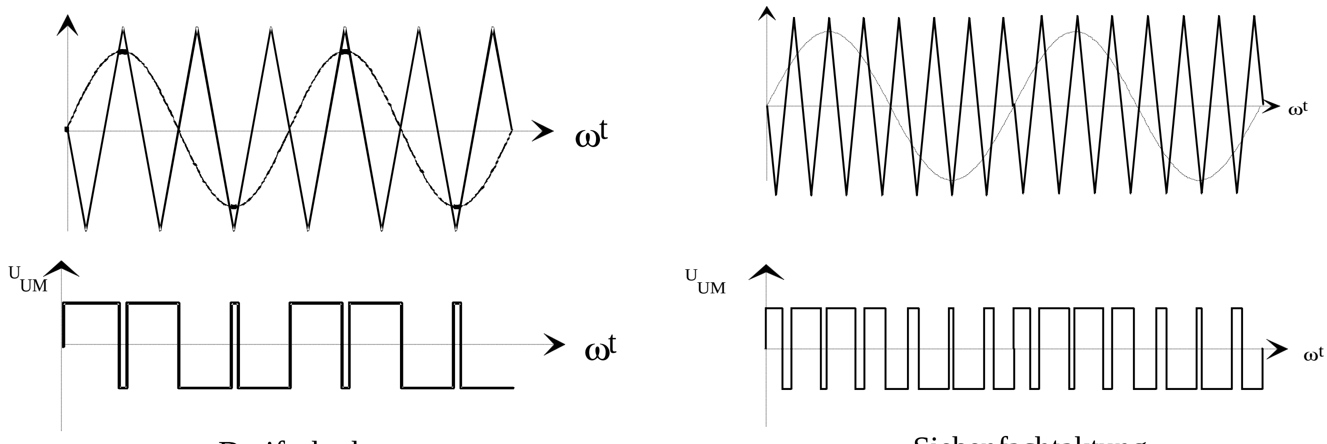
c) Pulswechselrichter

Werden die einzelnen Schaltstufen nicht gleichmäßig schnell durchlaufen, sondern durch mehrfaches Hin- und Herschalten zwischen zwei Stufen interpoliert, so kann am WR-Ausgang eine sinusförmige Spannung mit sehr guter Genauigkeit nachgebildet werden.



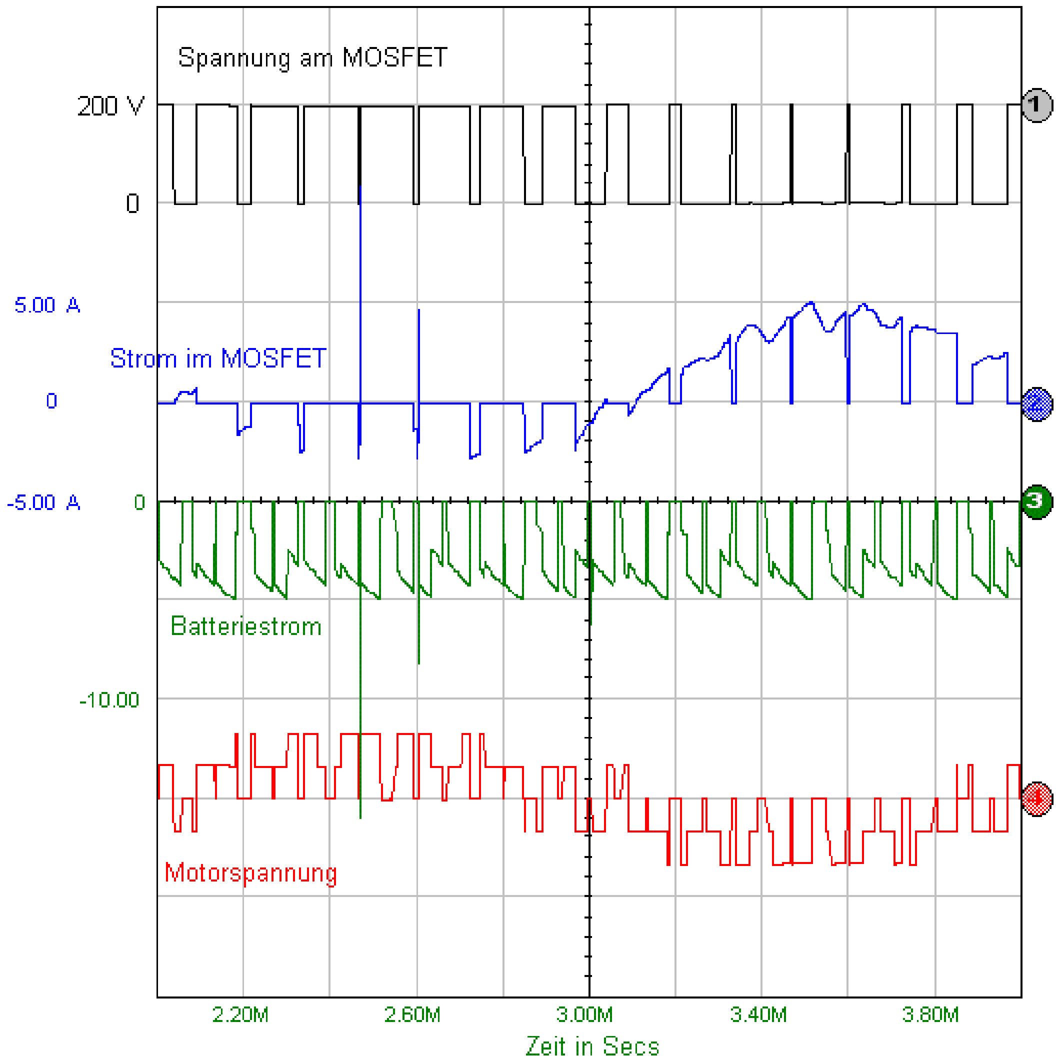
Die Schaltwinkel für die Ventile wird bei der Pulsbreitenmodulation durch Vergleich einer Hilfs-Dreieckspannung (Frequenz f_H) mit einer Sinusspannung (f_a) ermittelt. Dieser Vergleich kann mit einem Rechner oder einer Analogschaltung durchgeführt werden. Damit bei Drehstromsystemen beide Halbschwingungen symmetrisch werden, muß das Verhältnis f_H/f_a durch drei teilbar sein; bei einphasigen Wechselrichtern muß es ungeradzahlig sein. Je höher dieses Verhältnis (Taktung) ist, desto besser wird die Form der Ausgangsspannung der Sinusform angenähert. Durch Verändern der Amplitude des Sinussignals wird auch die Amplitude der Ausgangsspannung verändert:

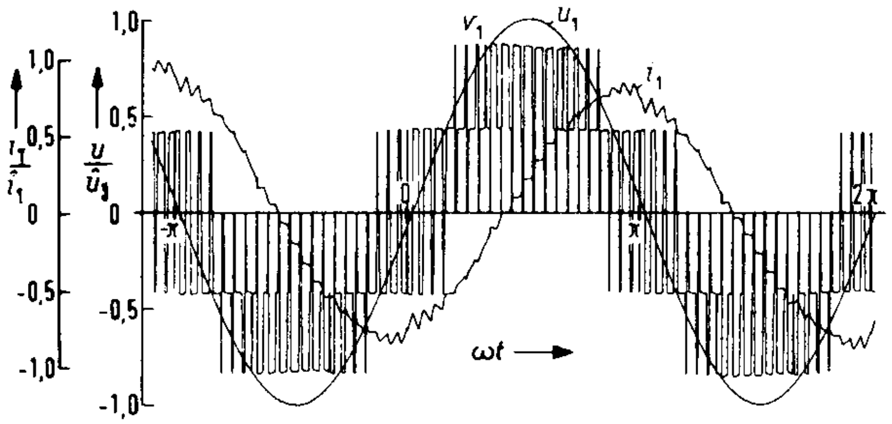
$$m = U_{\sin} / U_{\Delta} \qquad U_{UM} = mU_{UM\,\max}$$



Wird m > 1 eingestellt, fallen Takte aus und die Schaltung geht in den Blockbetrieb (wie ohne Pulssteuerung) über.

Das nachstehende Diagramm zeigt den Verlauf der Motorspannung , der Spannung an einem Schalter, sowie den Strom im Schalter und im Zwischenkreis (Batterie), wie er sich aus der Simulation mit einer niedrigen Taktfrequenz ergibt. Die Taktfrequenz ist üblicherweise im Bereich von 5 kHz bis 20 kHz.





Pulsmuster eines Dreiphasen-Pulswechselrichters bei hoher Taktfrequenz

Steuerungsarten des Pulswechselrichters:

Sinusbewertete Steuerung: Die Taktung erfolgt so, daß die Sternspannungen (und damit auch die Außenleiterspannungen) im Mittel einer Sinusform folgen.

Steuerverfahren mit 3. Harmonischer: Wird zur Grundschwingung der Sternspannung die dritte Harmonische mit einer relativen Amplitude von ca. 10 % addiert, so bleibt die Außenleiterspannung trotzdem sinusförmig, da bei der vektoriellen Summe zweier Sternspannungen die dritte Harmonische eliminiert wird. Der Vorteil dieser Steuerung gegenüber der sinusbewerteten liegt in einer höheren Motorspannung bei gegebener Zwischenkreisspannung und in der Reduzierung der Schaltvorgänge gerade zu den Zeiten, wenn der zu schaltende Strom nahezu maximal ist. Damit können die Halbleiter mehr Strom schalten als bei der sinusbewerteten Steuerung.

Sternspannungen:

$$U_{UN} = \hat{u}_1 \sin(wt) + \hat{u}_3 \sin(3wt) \qquad U_{VN} = \hat{u}_1 \sin(wt + 2p/3) + \hat{u}_3 \sin(3*(wt + 2p/3))$$

$$\hat{u}_3 / \hat{u}_1 = 0{,}1$$

Außenleiterspannung:

$$U_{UV} = U_{UN} - U_{VN} = \sqrt{3} * \hat{u}_1 \sin(wt - p/6)$$ (enthält keine Oberschwingungen!)

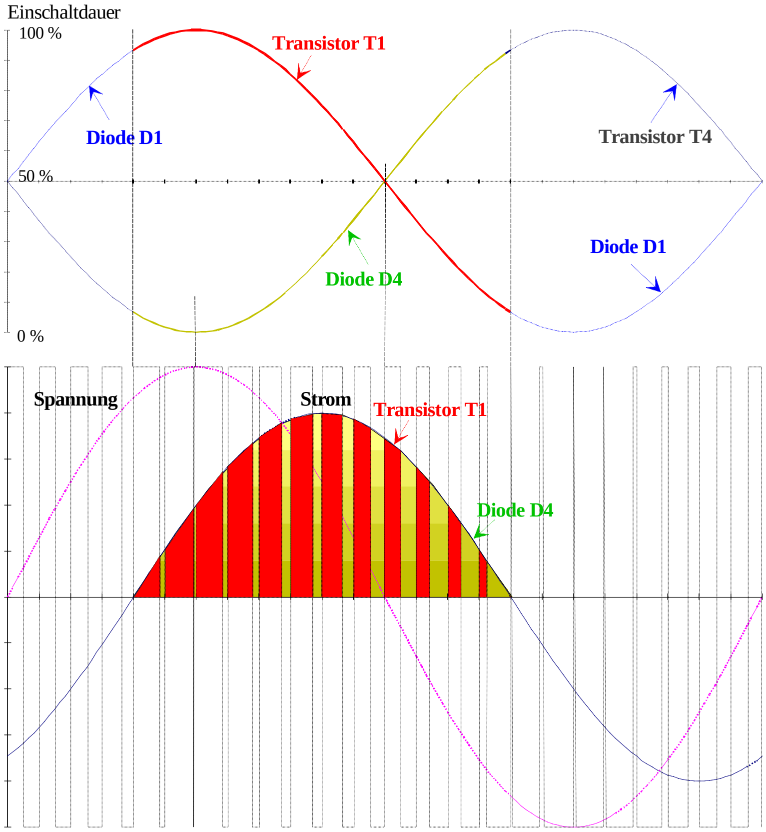
Raumzeigermodulation: Beim Asynchronmotor sind der Blindanteil des Ständerstromes für die Flußbildung und der Realteil für die Drehmomentenbildung ursächlich. Werden diese Größen kontinuierlich gemessen und mit dem Sollwert (z. B. ein exakt sinusförmiges Drehmoment) verglichen, kann ein Rechner sofort die Schaltfolge für den Wechselrichter berechnen, welche eine Minimierung der Abweichungen ermöglicht. Schnelle Prozessoren sind aufgrund der Realtime-Berechnungen erforderlich.

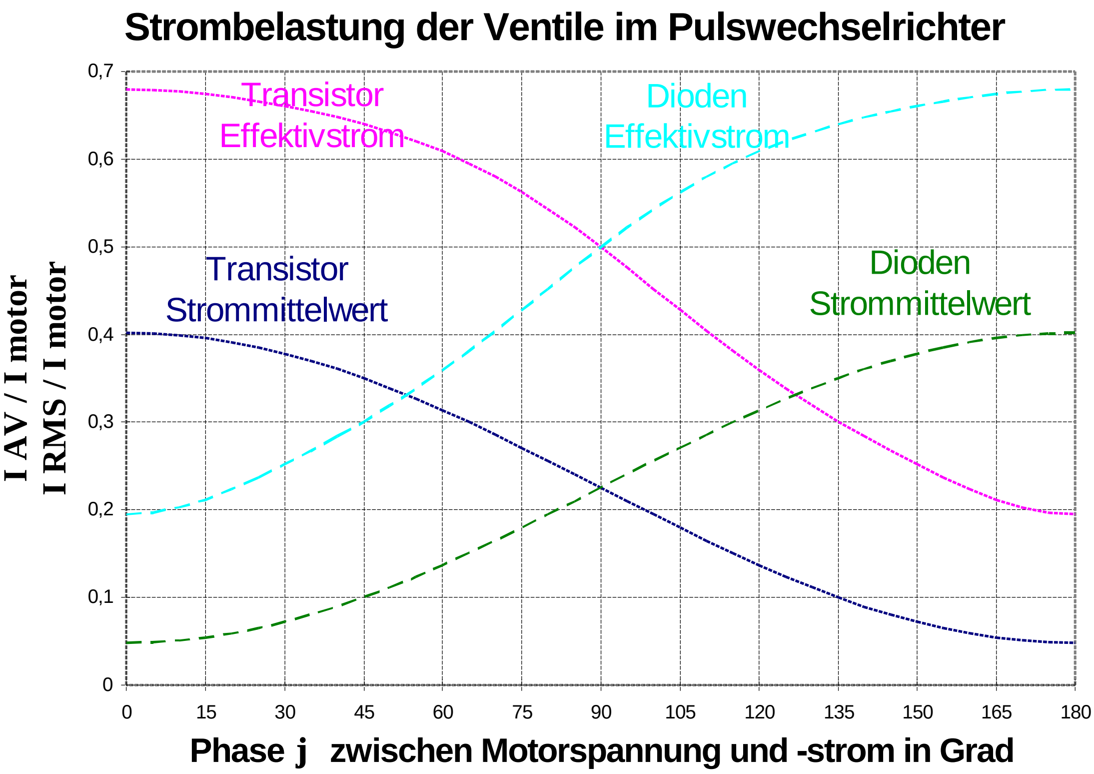
Bauelementebelastung:

Im Wechselrichter führen die Transistoren den Laststrom, wenn Strom und Spannung das gleiche Vorzeichen haben. Energie fließt dann vom Gleichstromkreis in die Last. Haben Strom und Spannung entgegengesetztes Vorzeichen (z. B. infolge induktiver Last), so führen die Freilaufdioden den Strom. Dabei wird Energie aus der Last in den Gleichstromkreis zurückgeliefert. Die Strombelastung der Bauelemente errechnet sich durch Mittelung über eine Periode des Laststromes:

	Effektivstrom I_{RMS}	Strommittelwert I_{AV}
Transistor	$I_{T\,RMS}^2 = \frac{I_M^2}{4p}\left\{p + \frac{2}{3} * m * \cos j \left(4 + \sin^4 j\right)\right\}$	$I_{TAV} = \frac{\sqrt{2}\ I_M}{8p}\{4 + p * m * \cos j\}$
Diode	$I_{F\,RMS}^2 = \frac{I_M^2}{4p}\left\{p - \frac{2}{3} * m * \cos j \left(4 + \sin^4 j\right)\right\}$	$I_{FAV} = \frac{\sqrt{2}\ I_M}{8p}\{4 - p * m * \cos j\}$

Mit dem Modulationsfaktor m wird die Einschaltdauer der Transistoren zur Steuerung der Ausgangsspannung verändert. Die Bilder gelten für m = 1.


Einschaltdauer
100 %
50 %
0 %
Transistor T1
Diode D1
Transistor T4
Diode D1
Diode D4
Spannung
Strom
Transistor T1
Diode D4


Strombelastung der Ventile im Pulswechselrichter
Transistor Effektivstrom
Dioden Effektivstrom
Transistor Strommittelwert
Dioden Strommittelwert
I AV / I motor
I RMS / I motor
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
0 15 30 45 60 75 90 105 120 135 150 165 180
Phase j zwischen Motorspannung und -strom in Grad

Größen des PWR:

Motor: $P = \sqrt{3} * U_M * I_M * \cos\varphi \qquad \hat{i}_M = \sqrt{2} I_M$

Wechselrichter: $U_{UV} = U_M = \dfrac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \dfrac{U_d}{2} = 0{,}612 * U_d$ (Sinusbewertete Modulation)

$U_{UV} \approx 1{,}14 * 0{,}612 * U_d = 0{,}7 * U_d$ (Steuerung mit 3. Harmonischer)

Zwischenkreis: $I_d = P / U_d$ (Gleichstrommittelwert)

$I_d = \dfrac{\sqrt{3} P}{2\sqrt{2} U_M} = I_M \dfrac{3}{2\sqrt{2}} \cos\varphi = 1{,}06 * I_M * \cos\varphi$ (Sinusbewertete Modulation)

$I_d \approx 0{,}93 * I_M * \cos\varphi$ (Steuerung mit 3. Harmonischer)

Filterung:

Netzseitige Maßnahmen
Der vom Eingangsgleichrichter aufgenommene Netzstrom enthält Oberschwingungen, die besonders bei kapazitiver Glättung sehr stark sind. Der Leistungsfaktor λ liegt bei kapazitiver Glättung zwischen 0,5 und 0,8.

Abhilfe: Induktive Glättung (bei höheren Leistungen üblich)
Saugkreise (bei großen Leistungen)
Netzdrosseln (bei kleineren Leistungen)

Die induktive Glättung hat den Nachteil, daß die Zwischenkreisspannung und damit auch die Motorspannung kleiner ist als bei kapazitiver Glättung. Im Netzstrom treten nur die Oberschwingungen der Ordnungszahl $k * p \pm 1$ auf. Werden durch Saugkreise die beiden stärksten (5. und 7.) herausgefiltert, steigt der Leistungsfaktor des Netzstromes auf λ = 0,99. Netzdrosseln verbessern den Leistungsfaktor auf Werte zwischen 0,8 bis 0,95.

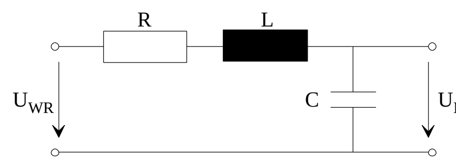
Motorseitige Maßnahmen
Der Wechselrichter gibt eine zwischen $+U_d$ und $-U_d$ schaltende Spannung ab. Dies belastet die Motorisolation und führt zu großen kapazitiven Ladeströmen der Motorzuleitung. Auch strahlt die Motorzuleitung diese Spannungspulse an die Umgebung ab.

Abhilfe: Geschirmte Motorzuleitung
Ausgangsfilter (LC-Tiefpaß in allen Phasen)

Mit Hilfe der Laplace-Transformation läßt sich die Steilheit der Motorspannung bei einer rechteckförmigen Wechselrichterspannung berechnen.
Annahmen: Wechselrichterinnenwiderstand vernachlässigbar; Motor ist hochohmig. Wechselrichterspannung ist rechteckförmig mit der Taktfrequenz f_T und hat den Scheitelwert $U_{WR}=U_d$

$$\frac{du_M}{dt} = \frac{\omega_o U_{WR}}{\sqrt{1-\delta^2/\omega_o^2}} * e^{-\delta} * \sin\omega_r t$$

$$\delta = R/2L \qquad \omega_o^2 = 1/LC \qquad \omega_r^2 = \omega_o^2 - \delta^2$$



Filter zwischen WR und Motor
(in jeder Phase)

Max. Spannungssteilheit (ungünstigster Fall R = 0):

$$\boxed{\left.\frac{du_M}{dt}\right|_{\max} = \omega_o * U_{WR}}$$

Die Rechteckpulse des Wechselrichters lassen sich durch die Fouriertransformation durch die Grundschwingung mit der Taktfrequenz und die Summe der Oberschwingungen darstellen. Durch Differenzieren nach der Zeit wird ersichtlich, daß jede Schwingung den gleichen Beitrag zur Spannungssteilheit liefert.

$$\frac{dU_{WR}}{dt} = \frac{4}{\pi}\omega * U_{WR} (\cos\omega t + \cos 3\omega t + \cos 5\omega t + ...)$$

Schneidet beispielsweise das Motorfilter alle Oberschwingungen oberhalb der m. Zahl ab, so tragen nur die ersten m Schwingungen zur Spannungssteilheit am Filterausgang bei:

$$\boxed{\left.\frac{dU_M}{dt}\right|_{\max} = 8 * f_T * U_{WR} * m}$$