Invertori

Invertori su sistemi energetske elektronike koji jednosmerni napon ili struju pretvaraju naizmenični napon ili struju. Prema prirodi ulazne promenljive mogu biti naponski (*VSI—voltage source inverters*) ili strujni (*CSI—current source inverters*) invertori. Prema broju faznih priključaka na izlazu, invertori su najčešće monofazni ili trofazni, ali za pogon motora postoje invertori i sa drugačijim brojem faza.

Od invertora se zahteva da konverziju energije ostvare sa visokim koeficijentom korisnog dejstva, pa su na raspolaganju za sintezu invertora prekidači i reaktivni elementi. Izlazna veličina često treba da bude sinusoidalnog talasnog oblika, ali ponekad to nije slučaj. Sinusoidalni talasni oblik nije moguće bez disipacije stvoriti od napona ili struja konstantnih u vremenu, pa se zahtev za sinusoidalnim oblikom svodi na sinusoidalni oblik srednje vrednosti izlazne veličine tokom periode prekidanja. Stoga će se usrednjavanje često koristiti tokom analize invertora, što na nivou periode prekidanja, sto na nivou periode modulišućeg signala koja je obično znatno veća od periode prekidanja, osnosno određivanja jednosmerne komponente.

Naponom napajan monofazni invertor

Naponom napajan monofazni invertor, ili naponski invertor, treba na izlazu da ostvari naizmenični napon zadate amplitude, talasnog oblika i frekvencije, uzimajući energiju iz jednosmernog naponskog izvora na ulazu. Izlazna impedansa ovakvog invertora će biti mala, kao što je to i impedansa jednosmernog izvora koji napaja invertor. Stoga se podrazumeva potrošač visoke unutrašnje impedanse kako bi se sprečili impulsi struje.

Funkcionalna šema naponom napajanog monofaznog invertora je prikazana na slici 1 i sastoji se iz dva dvopoložajna jednopolna (*single pole double throw, SPDT*) prekidača. Pomoću ova dva prekidača moguće je na izlazu ostvariti dva napona, u položaju 1 kada je

$$v_{OUT} = v_{IN}$$

što uslovljava

$$i_{IN} = i_{OUT}$$

i u položaju 2 kada je

$$v_{OUT} = -v_{IN}$$

što uslovljava

$$i_{IN} = -i_{OUT}.$$

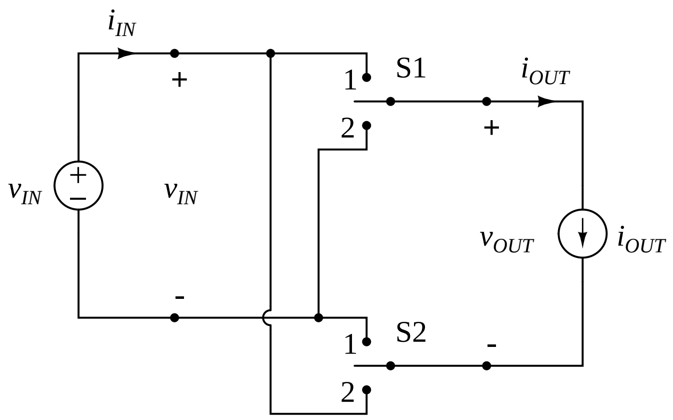
U nekim primenama je ovaj skup mogućnosti za realizaciju izlaznog napona dovoljan, ali češće nije. Stoga se izlazni naponi drugačijih nivoa dobijaju smenjivanjem dva raspoloživa stanja prekidača i filtriranjem dobijenog napona tako da u izlaznom naponu dominira srednja vrednost realizovanog napona u okviru periode prekidanja. U tabeli 1 su rezimirana stanja prekidača u invertoru, izlazni napon, ulazna struja i naznačena su trajanja pojedinih stanja. Na osnovu podataka iz tabele 1, smatrajući da su v_{IN} i i_{OUT} konstantni tokom periode prekidanja, srednja vrednost izlaznog napona invertora tokom periode prekidanja se dobija kao

$$\overline{v_{OUT}} = \langle v_{OUT} \rangle = (2d-1)\, v_{IN}$$

dok je srednja vrednost ulazne struje tokom periode prekidanja

$$\overline{i_{IN}} = \langle i_{IN} \rangle = (2d-1)\, i_{OUT}$$

Treba napomenuti da ovako dobijena srednja vrednost ulazne struje samo u slučaju konstantnog d predstavlja i njenu jednosmernu komponentu. U slučaju da je d promenljivo, jednosmerna



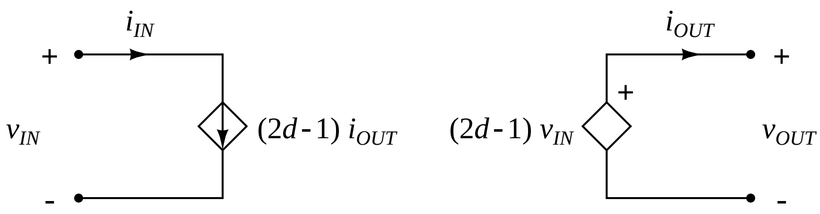
Slika 1: Naponom napajan invertor.

Tabela 1: Naponom napajan monofazni invertor, stanja.

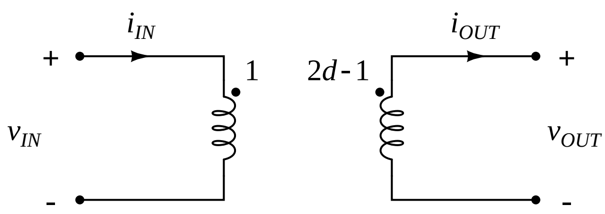
stanje	trajanje	v_{OUT}	i_{IN}
1	$d\,T_S$	v_{IN}	i_{OUT}
2	$d'\,T_S$	$-v_{IN}$	$-i_{OUT}$

komponenta ulazne struje se dobija usrednjavanjem srednje vrednosti ulazne struje još jednom, tokom periode signala $d(t)$, koja je nužno veća od periode prekidanja.

Na osnovu izvedenih jednačina za srednju vrednost izlaznog napona i srednju vrednost ulazne struje, moguće je napraviti model invertora za srednje vrednosti struja i napona u formi električnog kola, kako je prikazano na slici 2. Kolo sa slike 2 se može predstaviti pomoću idealnog transformatora prenosnog odnosa $1 : (2d-1)$, kako je prikazano na slici 3. Iako oba ekvivalentna modela karakterišu iste jednačine, u praksi se zbog ustaljenih navika i nebrige o ulaznoj struji više koristi ekvivalentna šema sa slike 2.



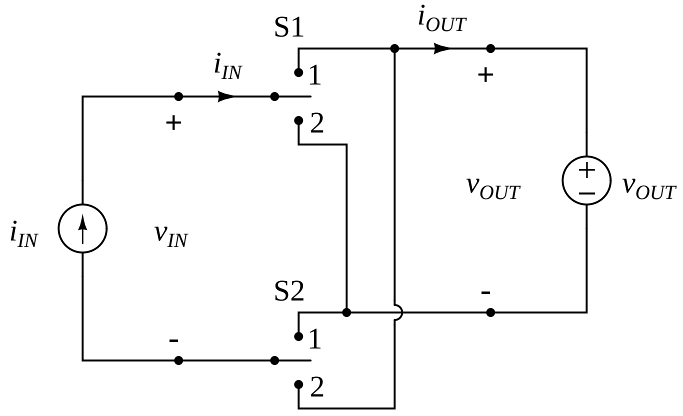
Slika 2: Naponom napajan invertor, model za srednje vrednosti struja i napona.



Slika 3: Naponom napajan invertor, transformatorski model.

Strujom napajan monofazni invertor

Dualan naponom napajanom invertoru je strujom napajan invertor, ili strujni invertor, predstavljen na slici 4. Prema prikazu sa slike 4, prekidačka mreža je ista kao i kod naponom napajanog invertora, ali drugačije okrenuta. Međutim, realizacija prekidača i upravljanje prekidačima će se bitno razlikovati. Kod strujom napajanog invertora izlazna impedansa izvora je velika, kao i izlazna impedansa invertora. Stoga ulazna impedansa potrošača mora biti mala, kako bi se izbegli naponski impulsi.



Slika 4: Strujom napajan invertor.

Kod strujom napajanog monofaznog invertora u položaju prekidača 1 važi

$$i_{OUT} = i_{IN}$$

i

$$v_{IN} = v_{OUT}$$

dok u položaju 2 važi

$$i_{OUT} = -i_{IN}$$

i

$$v_{IN} = -v_{OUT}.$$

U daljoj analizi će se smatrati da su i_{IN} i v_{OUT} konstantni tokom periode prekidanja. Stanja invertora su rezimirana u tabeli 2, na osnovu čega je srednja vrednost izlazne struje invertora

$$\overline{i_{OUT}} = \langle i_{OUT} \rangle = (2d-1)\, i_{IN}$$

dok je srednja vrednost ulaznog napona

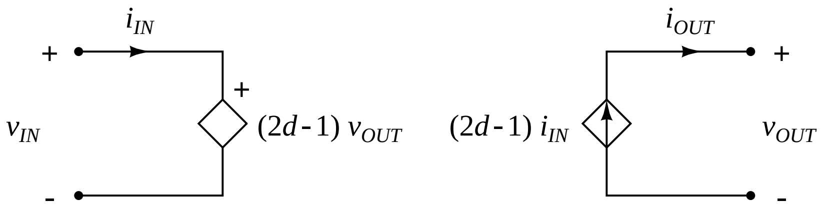
$$\overline{v_{IN}} = \langle v_{IN} \rangle = (2d-1)\, v_{OUT}.$$

Kao i kod naponom napajanog invertora ova srednja vrednost nije nužno jednosmerna komponenta, pošto može biti periodična sa periodom vezanim za period promene $d(t)$. Zato je za određivanje jednosmerne komponente ulaznog napona potrebno još jedno usrednjavanje, na nivou periode signala $d(t)$.

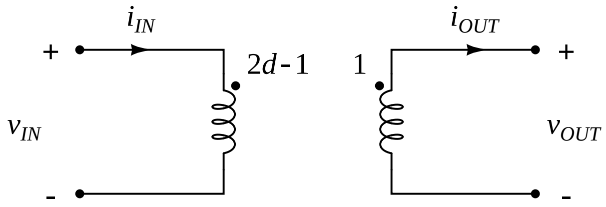
Prema jednačinama za srednje vrednosti izlazne struje i ulaznog napona, moguće je napraviti model strujom napajanog invertora za srednje vrednosti struja i napona tokom periode prekidanja. Uobičajeni model koji koristi naponom kontrolisan naponski izvor i strujom kontgrolisan strujni izvor je prikazan na slici 5, dok je model koji koristi idealni transformator prenosnog odnosa $(2d-1):1$ prikazan na slici 6. Kao i kod naponom napajanog invertora, u praksi se zbog ustaljenih navika češće koristi model sa slike 6.

Tabela 2: Strujom napajan monofazni invertor, stanja.

stanje	trajanje	i_{OUT}	v_{IN}
1	dT_S	i_{IN}	v_{OUT}
2	$d'T_S$	$-i_{IN}$	$-v_{OUT}$



Slika 5: Strujom napajan invertor, model za srednje vrednosti struja i napona.



Slika 6: Strujom napajan invertor, transformatorski model.

Spregnuto i nezavisno upravljanje prekidačima

U dosadašnjoj analizi, implicitno je smatrano da oba dvopoložajna prekidača u invertoru imaju isto stanje, S1 i S2 su uvek ili oba u stanju 1, ili oba u stanju 2. Ovakav način upravljanja prekidačima u invertoru se naziva spregnuto upravljanje prekidačima, kada jedan bit kodira stanje invertora. Osim ovog načina upravljanja, moguće je i nezavisno upravljanje prekidačima, kada se prekidači mogu naći u različitim stanjima i kada je trenutna vrednost izlazne veličine (napona kod naponskih invertora, odnosno struje kod strujnih invertora) jednaka nuli. U tom slučaju su potrebna dva bita za kodiranje stanja invertora. Dodatni stepen slobode, da trenutna vrednost izlazne veličine bude jednaka nuli, može da se koristi u sintezi srednje vrednosti izlazne veličine. Na ovaj način se, uz složenije upravljanje, može smanjiti talasnost na izlazu, odnosno smanjiti sadržaj viših harmonika u izlaznoj veličini. Razlike između spregnutog i nezavisnog upravljanja prekidačima će biti detaljnije razmatrane prilikom analize realizacija invertora i prilikom analize spektra izlazne veličine.

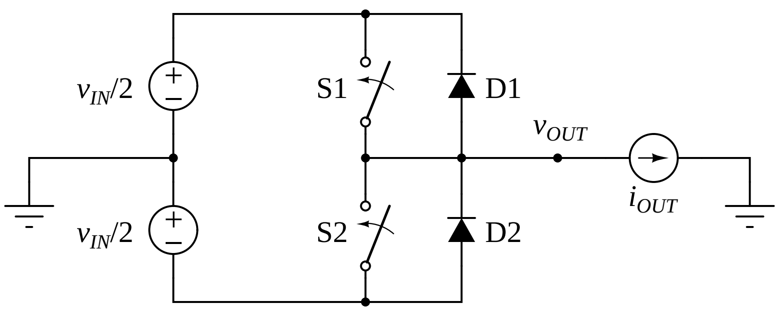
Potpuno kontrolisana stanja

Kod realizacije naponskih invertora (naponom napajanih invertora) cilj je da izlazni napon bude definisan kontrolišućom promenljivom, nezavisan od smera struje potrošača. Dualno je kod strujnih invertora, struja potrošača treba da bude kontrolisana nezavisno od napona na potrošaču. U analizi koja sledi biće razmatran naponski invertor.

Naponski invertori se pomoću elektronskih prekidača realizuju pomoću takozvanih stubova (*inverter leg*). Stub se sastoji iz dva kontrolisana prekidača i dve zamajne diode, kako je prikazano na slici 7. Kontrolisani prekidači su unidirekcioni, mogu voditi struju samo u smeru suprotnom od smera u kome mogu voditi diode koje su im paralelno vezane. Zato se često kaže za diode da su "antiparalelne". Ovo je slučaj kod svih elektronskih prekidača, a ta činjenica dobija na značaju kod realizacije invertora, dok je kod dc/dc konvertora bila znatno manje značajna.

U tabeli 3 su prikazane sve moguće kombinacije stanja prekidača. Stanje 3, u kome su oba prekidača uključena je zabranjeno, jer dovodi do kratkog spoja ulaznih izvora, što se u praksi svodi na pregorevanje prekidača. Stanje 0, u kome su oba prekidača isključena je dozvoljeno, ali u tom stanju izlazni napon zavisi od smera izlazne struje. Preostala dva stanja, 1 i 2, daju izlazni napon koji je nezavisan od smera struje potrošača. Stoga se ova stanja nazivaju potpuno kontrolisanim i koriste se u realizaciji invertora. Stanje 0 se koristi prilikom prenosa provođenja između prekidača, pošto se nikako ne sme dopustiti stanje 3. Stoga se promene stanja 1→2 i 2→1 realizuju kao 1→0→2 i 2→0→1, sa kratkotrajnim boravkom u stanju 0, a sve u cilju izbegavanja stanja 3 usled preklapanja pobudnih signala.

Na osnovu prethodne analize se može zaključiti da su potpuno kontrolisana stanja ona stanja kod kojih je u stubu uključen tačno jedan od dva prekidača. Ovaj zaključak će biti dosta korišćen u analizama koje slede.



Slika 7: Invertor, analiza jednog stuba.

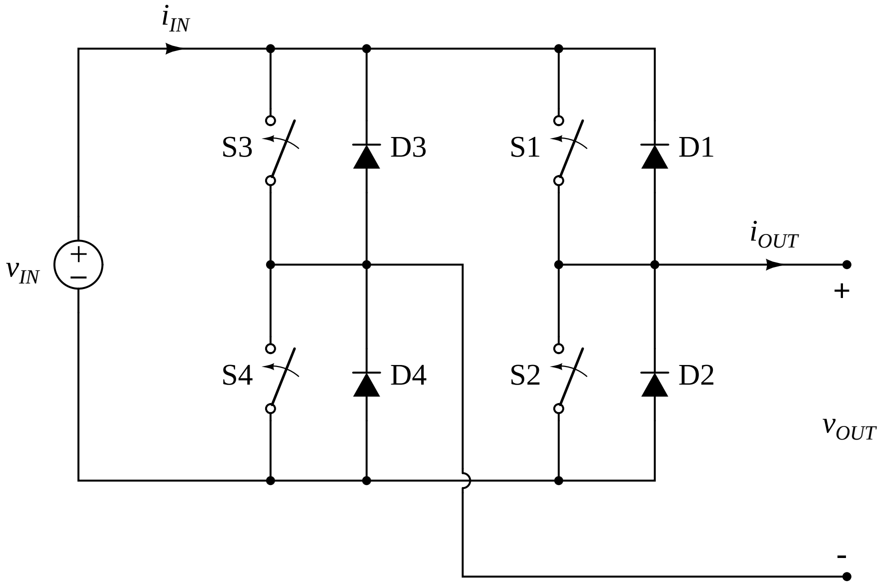
Tabela 3: Invertor, analiza jednog stuba.

			$i_{OUT} > 0$		$i_{OUT} < 0$	
stanje	S1	S2	v_{OUT}	vodi	v_{OUT}	vodi
0	0	0	$-v_{IN}/2$	D2	$v_{IN}/2$	D1
1	0	1	$-v_{IN}/2$	D2	$-v_{IN}/2$	S2
2	1	0	$v_{IN}/2$	S1	$v_{IN}/2$	D1
3	1	1	zabranjena kombinacija			

Realizacija monofaznih invertora

Naponski invertor

Monofazni naponom napajan invertor se realizuje pomoću dva stuba kako je prikazano na slici 8. Takav invertor ima četiri potpuno kontrolisana stanja, koja su navedena u tabeli 4. Stanja su numerisana dekadnim zapisom binarnog broja koji čine stanja pojedinačnih prekidača. Dva od tih stanja, 5 i 10, daju izlazni napon i ulaznu struju koji su jednaki nuli. Nenulti izlazni napon daju stanja 6 i 9, koja su potpuno kontrolisana. Dakle, realizacija sa slike 8 daje mogućnost da trenutna vrednost izlaznog napona bude jednaka nuli. Ova mogućnost se može, a ne mora, koristiti u radu invertora. U zavisnosti od toga koristi li se ova mogućnost ili ne, postoje dva načina upravljanja invertorom: spregnuto upravljanje stubovima i nezavisno upravljanje stubovima. Za ispravan rad sa potpuno kontrolisanim stanjima $S2 = \overline{S1}$ i $S4 = \overline{S3}$. Kod spregnutog upravljanja stubovima dodatno je $S3 = \overline{S1}$, pa je jedan bit dovoljan da karakteriše stanje invertora. Kod nezavisnog upravljnja stubovima dva bita kodiraju stanje invertora.



Slika 8: Monofazni naponski invertor.

Tabela 4: Monofazni naponski invertor, potpuno kontrolisana stanja.

stanje	S1	S2	S3	S4	v_{OUT}	i_{IN}
5	0	1	0	1	0	0
6	0	1	1	0	$-v_{IN}$	$-i_{OUT}$
9	1	0	0	1	v_{IN}	i_{OUT}
10	1	0	1	0	0	0

Kod spregnutog upravljanja stubovima, ako je S1 uključen tokom dT_S, srednja vrednost izlaznog napona je

$$v_{OUT} = (2d-1)\, v_{IN}$$

dok je ulazna struja

$$i_{IN} = (2d-1)\, i_{OUT}.$$

Kod nezavisnog upravljanja stubovima ne postoji veza između stanja S1 i S3. Neka je invertor u stanju 9 tokom $d_1 T_S$, a u stanju 6 tokom $d_2 T_S$. Tada je

$$v_{OUT} = (d_1 - d_2)\, v_{IN}$$

i

$$i_{IN} = (d_1 - d_2)\, i_{OUT}.$$

Pošto je u slučaju spregnutog upravljanja stubovima

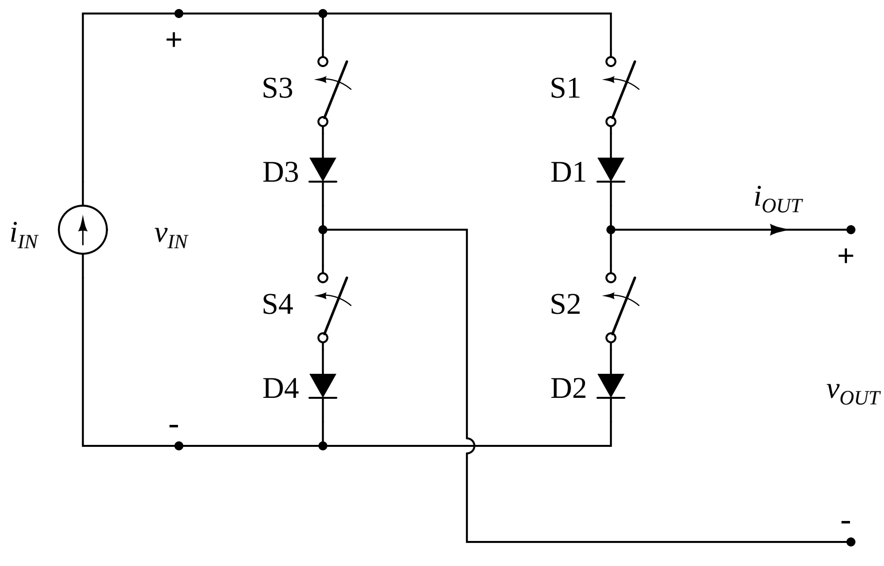
$$d_2 = 1 - d_1$$

formule za nezavisno upravljanje subovima se svode na formule za spregnuto upravljanje stubovima.

Strujni invertor

Strujni invertor, prikazan na slici 9 dualan je naponskom. Umesto antiparalelnom vezom prekidača i diode, elektronski prekidači se kod strujnih invertora najčešće realizuju rednom vezom kontrolisanog prekidača i diode. Dioda se vezuje na red kako bi obezbedila blokiranje inverzne struje prekidača, pošto prekidački elementi poput MOSFET-a imaju integrisanu parazitnu zamajnu diodu, pa nemaju mogućnost blokiranja inverzne struje. Blokiranje inverzne struje je veoma važno u situacijama kada su istovremeno uključeni S1 i S3, kao i S2 i S4, jer bi bez blokiranja inverzne struje prekidača potrošač sa niskom ulaznom impedansom bio kratko spojen.

Kod strujnog invertora zabranjene prekidačke kombinacije su drugačije nego kod naponskog invertora. Dok kod naponskog invertora nije bilo dopušteno kratko vezivati naponski izvor vezan na ulaz, kod strujnog invertora nije dopušteno ostaviti otvorenim strujni izvor na ulazu. Stoga, mora da vodi bar jedan od prekidača S1 i S3 i bar jedan od prekidača S2 i S4. Prenos provođenja S1→S3 se realizuje kao S1→(S1+S3)→S3, dakle postoji period vremena tokom koga vode oba prekidača. Analogno se komutuju S2 i S4.



Slika 9: Monofazni strujni invertor.

Kako se vidi iz tabele 5, potpuno kontrolisana stanja su karakterisana sa $S3 = \overline{S1}$ i $S4 = \overline{S2}$, dakle dva bita su dovoljna da kodiraju potpuno kontrolisano stanje invertora. Kod spregnutog upravljanja stubovima je dodatno $S2 = \overline{S1}$, pa je samo jedan bit dovoljan da opiše stanje

Tabela 5: Monofazni strujni invertor, potpuno kontrolisana stanja.

stanje	S1	S2	S3	S4	i_{OUT}	v_{IN}
3	0	0	1	1	0	0
6	0	1	1	0	$-i_{IN}$	$-v_{OUT}$
9	1	0	0	1	i_{IN}	v_{OUT}
12	1	1	0	0	0	0

invertora. Ako je tokom $d_1 T_S$ invertor u stanju 9, a tokom $d_2 T_S$ invertor u stanju 6, srednja vrednost izlazne struje je

$$i_{OUT} = (d_1 - d_2)\, i_{IN}$$

dok je srednja vrednost ulaznog napona

$$v_{IN} = (d_1 - d_2)\, v_{OUT}.$$

Pošto je u slučaju spregnutog upravljanja stubovima

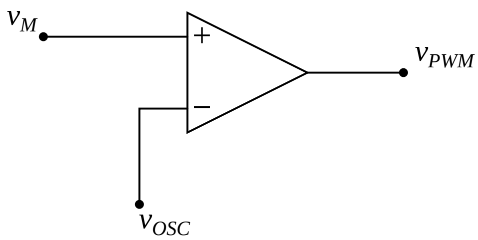
$$d_2 = 1 - d_1$$

formule za nezavisno upravljanje subovima se svode na formule za spregnuto upravljanje stubovima.

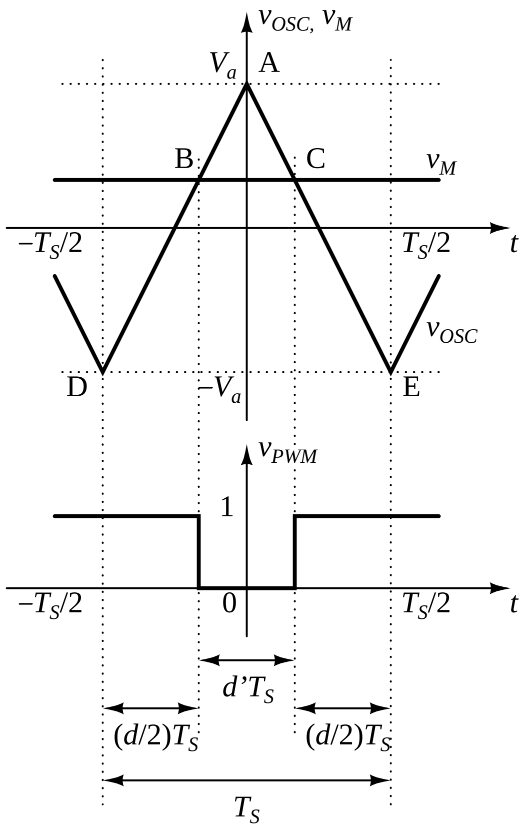
Na osnovu izloženog se može zaključiti da kod realizacija monofaznih invertora sa četiri kontrolisana prekidača imamo dva stanja u kojima je izlazna veličina (napon kod naponskog invertora i struja kod strujnog invertora) jednaka nuli. Ova dva stanja se mogu koristiti u sintezi srednje vrednosti izlazne veličine. Na primer, dok je izlazna veličina pozitivna ona se može sintetisati samo korišćenjem stanja kada je trenutna vrednost izlazne veličine pozitivna ili nula. Takođe, realizacija je moguća i primenom samo stanja kada je izlazna veličina ili pozitivna ili negativna, ali je tada talasnost na izlazu veća.

Impulsni širinski modulator

Impulsni širinski modulator je sistem koji na osnovu modulišućeg signala generiše impulsno širinski modulisan signal zadate frekvencije. Modulator se sastoji iz komparatora, prikazanog na slici 10 i oscilatora koji generiše trougaoni ili testerasti napon zadate frekvencije i amplitude.



Slika 10: Impulsni širinski modulator.



Slika 11: Impulsni širinski modulator, vremenski dijagrami signala.

Signali na ulazu i izlazu impulsnog širinskog modulatora su prikazani na slici 11. Na osnovu sličnosti trouglova ABC i ADE sledi

$$\frac{V_a - v_M}{2V_a} = \frac{d'\,T_S}{T_S}$$

odakle je

$$d' = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{v_M}{V_a}\right)$$

pa je faktor ispunjenosti impulsa na izlazu impulsnog širinskog modulatora

$$d = 1 - d' = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{v_M}{V_a}\right).$$

Faktor $2d - 1$ koji se često sreće u analizi invertora je

$$2d - 1 = \frac{v_M}{V_a}$$

pa je izlazna veličina monofaznog invertora sa spregnutim upravljanjem stubovima proporcionalna modulišućem signalu.

Modulator radi u linearnom režimu za $-V_a \leq v_M \leq V_a$ kada je $0 < d < 1$. U linearnom režimu, pod pretpostavkom da je

$$v_M = m\, V_a \, \sin{(\omega_0 t)}$$

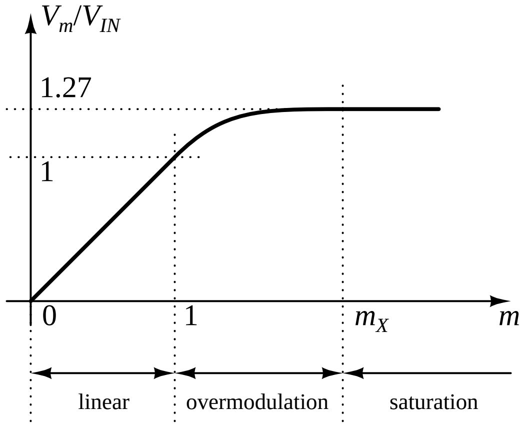
amplituda izlaznog napona monofaznog naponskog invertora sa spregnutim upravljanjem stubovima je

$$V_m = m\, V_{IN}$$

i linearno je zavisna od indeksa modulacije za $|m| \leq 1$. Ukoliko je $|m| > 1$ dolazi do premodulacije (*overmodulation*) kada se javljaju intervali prekidanja tokom kojih prekidači ne menjaju stanje. U ovoj oblasti je amplituda generisanog napona veća od V_{IN}, ali je izlazni napon izobličen. Krajnji ishod povećanja amplitude modulišućeg signala, odnosno indeksa modulacije, je zasićenje u kome u tokom periode modulišućeg signala invertor samo jednom menja stanje što na izlazu daje napon pravougaonog oblika. Tada je amplituda generisanog napona

$$V_m = \frac{4}{\pi}\, V_{IN} \approx 1.2732\, V_{IN}$$

što je za 27.32% više od maksimuma u linearnom režimu. Ovo povećanje amplitude fundamentala (osnovnog harmonika) izlaznog napona je praćeno izobličenjem, dakle povećanim sadržajem viših harmonika. Sama granica sigurnog zasićenja modulatora je zavisna od oblika



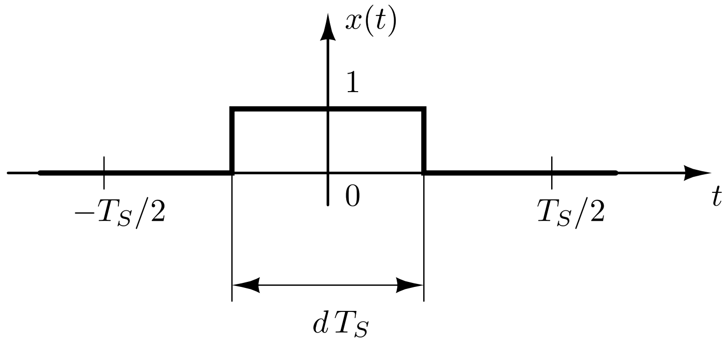
Slika 12: Impulsni širinski modulator, kriva modulacije.

izlaznog napona oscilatora i odnosa frekvencija oscilatora i modulišućeg signala. U slučaju simetričnog trougaonog napona na izlazu oscilatora, prikazanog na slici 11, modulator je sigurno zasićen za

$$m > \frac{2}{\pi} \frac{f_S}{f_0}$$

što određuje m_X sa slike 12.

Spektar generisanog napona



Slika 13: Pobudni signal prekidača.

$$x(t) = d + \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{2}{k\pi} \sin(k\pi d)\ \cos(k\omega_S t)$$

$$\omega_S = \frac{2\pi}{T_S}$$

$$X_0 = d$$

$$X_{Ck} = \frac{2}{k\pi} \sin(k\pi d)$$

$$X_{Sk} = 0$$

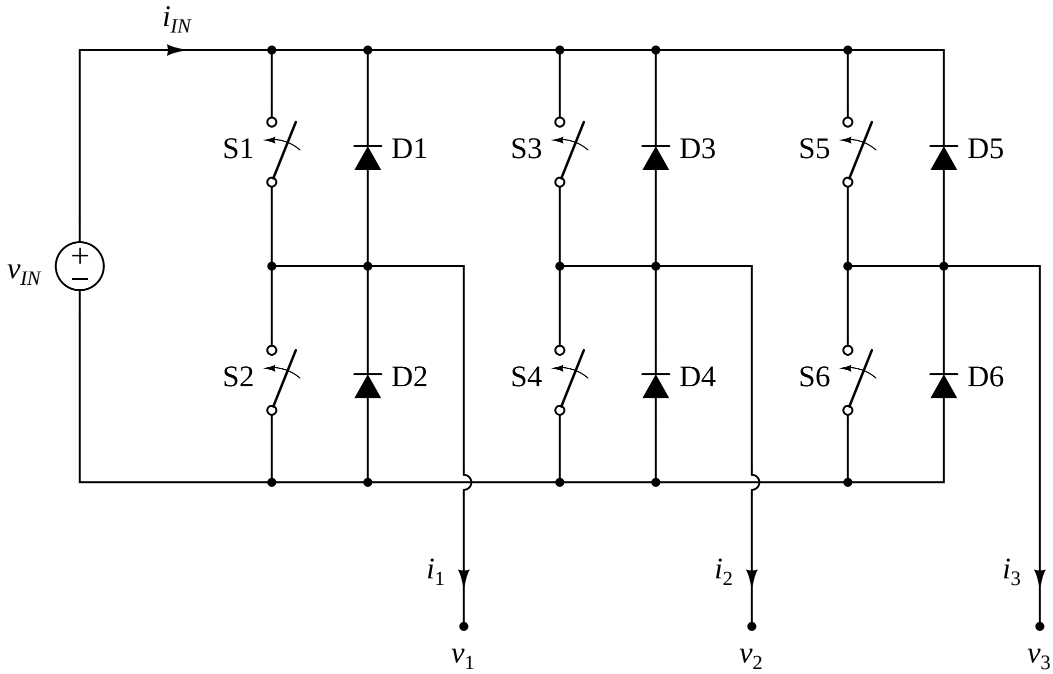
zasićen modulator

$$v_{OUT} = \frac{4}{\pi} V_{IN} \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{1}{2k-1} \sin((2k-1)\,\omega_0 t)$$

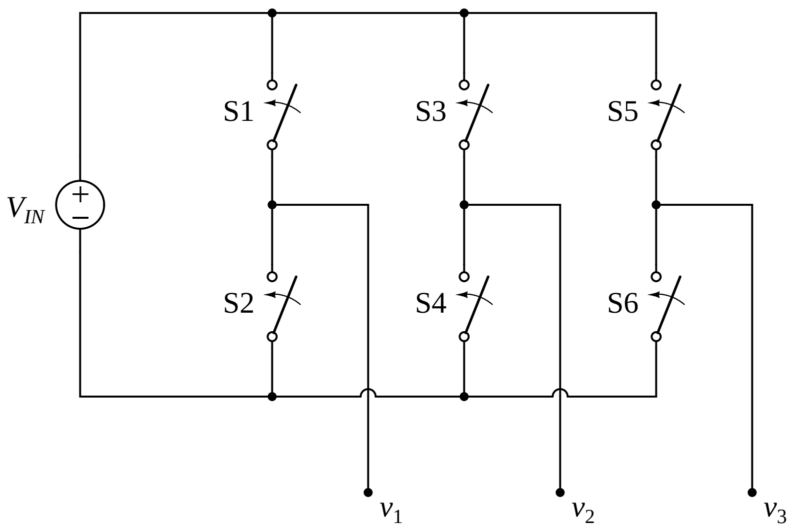
$$V_{OUT\,m}(2k-1) = \frac{4}{\pi\,(2k-1)} V_{IN}$$

$$V_{OUT\,m}(2k) = 0$$

Trofazni invertor



Slika 14: Trofazni invertor.

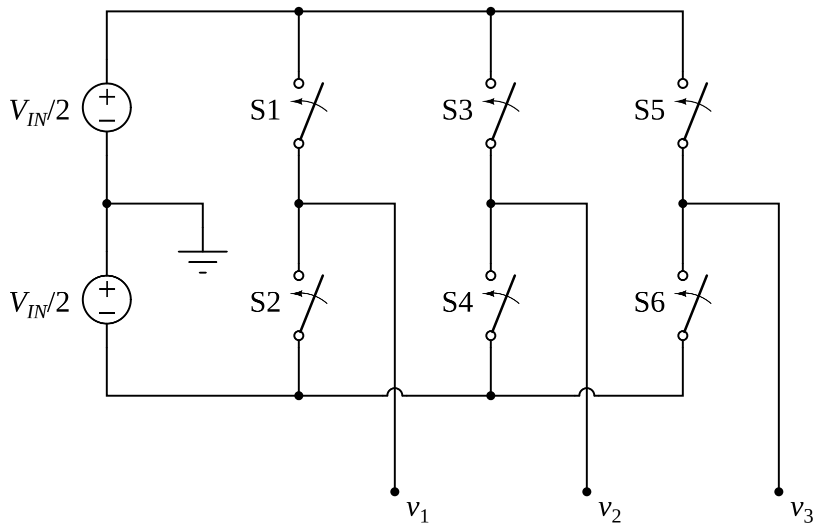


Slika 15: Trofazni invertor, pojednostavljena prezentacija.

Tabela 6: Trofazni invertor, potpuno kontrolisana stanja.

stanje	S1	S3	S5	v_{12}	v_{23}	v_{31}
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	$-V_{IN}$	V_{IN}
2	0	1	0	$-V_{IN}$	V_{IN}	0
3	0	1	1	$-V_{IN}$	0	V_{IN}
4	1	0	0	V_{IN}	0	$-V_{IN}$
5	1	0	1	V_{IN}	$-V_{IN}$	0
6	1	1	0	0	V_{IN}	$-V_{IN}$
7	1	1	1	0	0	0

Impulsna širinska modulacija kod trofaznih invertora



Slika 16: Impulsna širinska modulacija kod trofaznih invertora.

Kod impulsne širinske modulacije:

$$d_k = \frac{1}{2}\left(1 + m\sin\left(\omega_0 t - (k-1)\,\frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$k \in \{1, 2, 3\}$

$$v_k = \frac{1}{2}\,m\,V_{IN}\,\sin\left(\omega_0 t - (k-1)\,\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_m = \frac{1}{2}\,m\,V_{IN}$$

$$V_{m\;max\;PWM} = \frac{1}{2}\,V_{IN}$$

Trofazni sistem napona

$$v_{12} = v_1 - v_2$$

$$v_{23} = v_2 - v_3$$

$$v_{31} = v_3 - v_1$$

Transformacijom faznih napona u linijske se gubi informacija o referentnom potencijalu. Gde god da je referentni potencijal, linijski naponi su isti. Zbir tri linijska napona uvek mora da bude jednak nuli prema Kirhofovom zakonu za napone, linearno su zavisni. Zbir faznih napona u opštem slučaju ne mora biti jednak nuli, ne postoji fizičko ograničenje koje to uslovljava ni bilo kakva zavisnost između njih.

Transformacija linijskih napona u fazne je u matričnoj formi data sa

$$\begin{bmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

$$\det \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = 0$$

Transformaciona matrica je singularna jer na osnovu linijskih napona nije moguće jednoznačno odrediti fazne napone. Kako je

$$\operatorname{rank} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = 2$$

dovoljna je jedna dodatna jednačina da bi se odredili fazni naponi. Neka je

$$v_1 + v_2 + v_3 = 0.$$

Ovo fazne napone čini linearno zavisnim, što oni u opštem slučaju ne moraju biti, ali se pogodnim izborom referentnog potencijala (da nov referentni potencijal bude $v_N = (v_1 + v_2 + v_3)/3$) gornji uslov uvek može ispuniti. Tada je

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{bmatrix}$$

Za predstavljanje linearno zavisnih faznih napona dovoljna su dva realna broja, odnosno jedan vektor u ravni, dat sa

$$\vec{V}_P = (v_{PX},\ v_{PY})$$

nazvan fazor napona. Jedinični vektori naponskih osa su

$$\vec{i} = (1,\ 0)$$

$$\vec{j} = \left(-\frac{1}{2},\ \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$$

i

$$\vec{k} = \left(-\frac{1}{2},\ -\frac{\sqrt{3}}{2}\right).$$

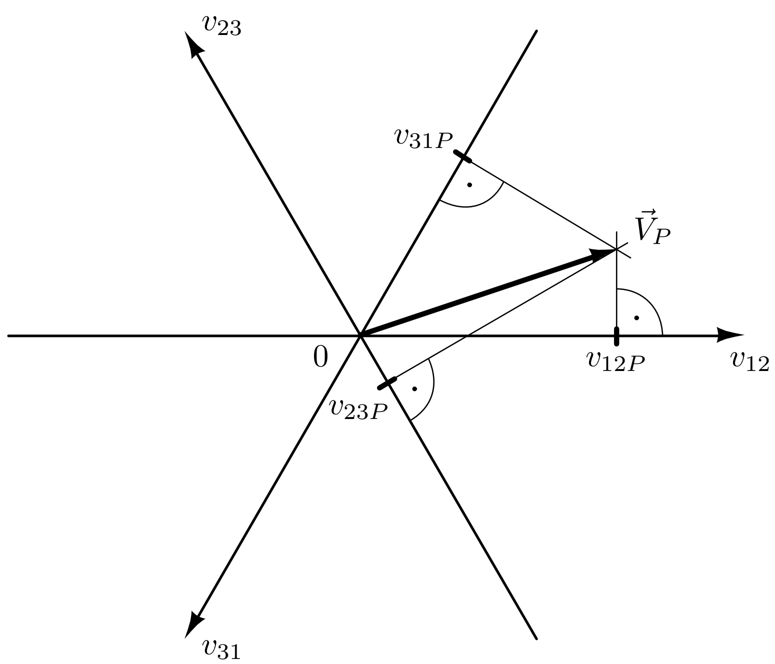
Linijski naponi se dobijaju kao skalarni proizvodi (*dot product*) fazora napona i jediničnih vektora odgovarajućih naponskih osa

$$v_{12} = \vec{i} \cdot \vec{V}_P$$

$$v_{23} = \vec{j} \cdot \vec{V}_P$$

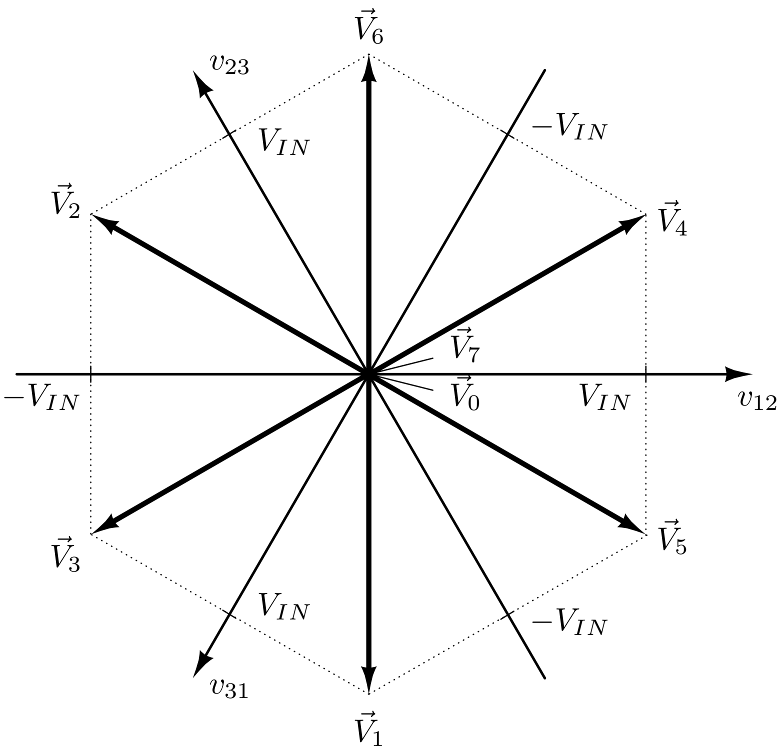
i

$$v_{31} = \vec{k} \cdot \vec{V}_P.$$

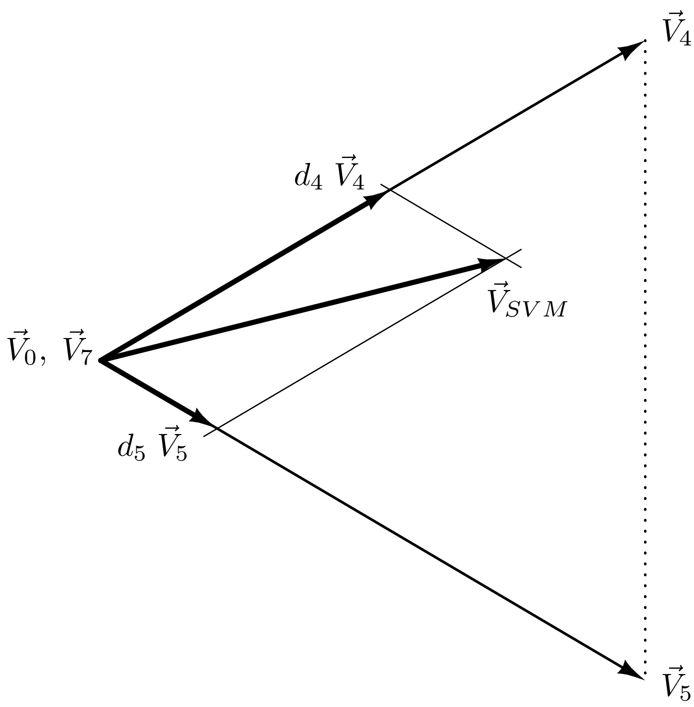


Slika 17: Određivanje linijskih napona iz fazora.

Modulacija prostornih vektora



Slika 18: Fazori koje može da generiše invertor.



Slika 19: Modulacija prostornih vektora.

$$\vec{V}_{SVM} = d_a\vec{V}_a + d_b\vec{V}_b + d_0\vec{V}_0 + d_7\vec{V}_7$$

$$d_a + d_b + d_0 + d_7 = 1$$

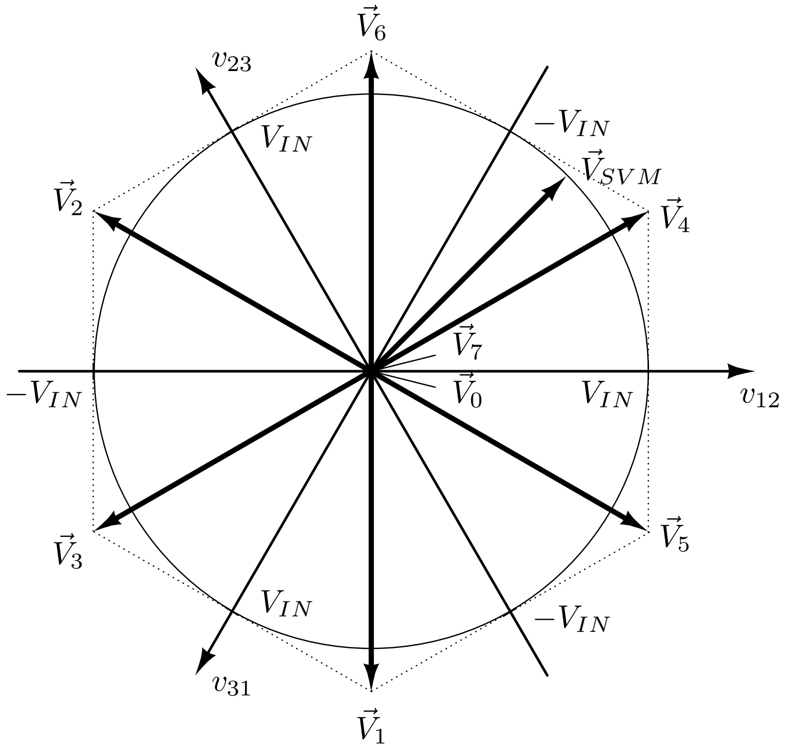
Granica za $d_0 = 0$, $d_7 = 0$:

$$\vec{V}_{SVM} = d_a\vec{V}_a + d_b\vec{V}_b$$

$$d_b = 1 - d_a$$

$$\vec{V}_{SVM} = d_a\vec{V}_a + (1 - d_a)\,\vec{V}_b = \vec{V}_b + d_a\left(\vec{V}_a - \vec{V}_b\right)$$

Poređenje impulsne širinske modulacije i modulacije prostornih vektora



Slika 20: Modulacija prostornih vektora, maksimalna amplituda.

Kod modulacije prostornih vektora:

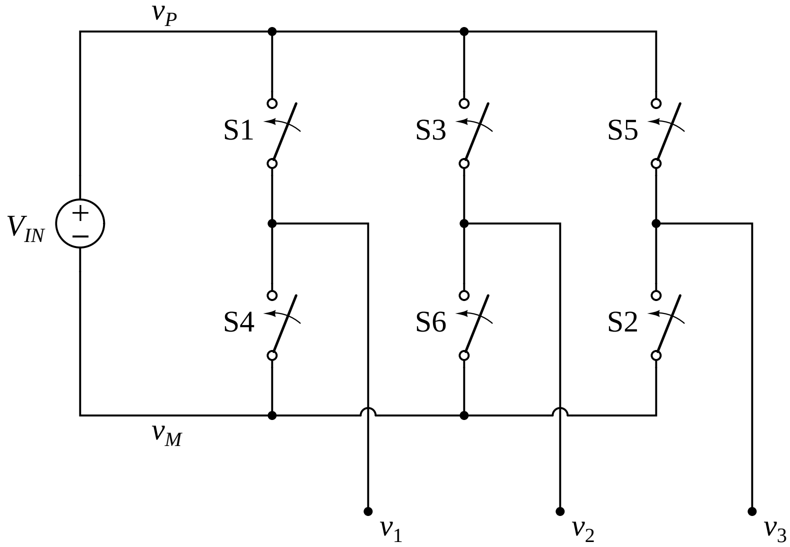
$$V_{Lm\,max} = V_{IN}$$

$$V_{m\,max\,SVM} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{IN}$$

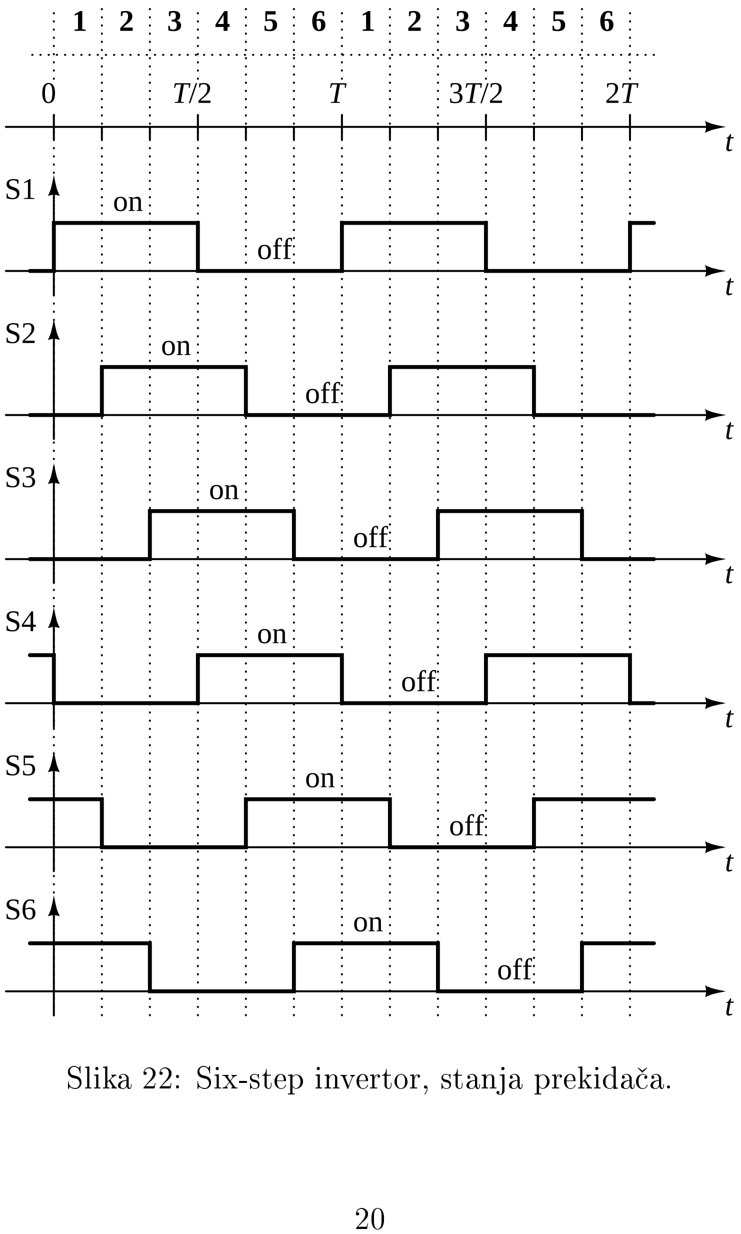
$$\frac{V_{m\,max\,SVM}}{V_{m\,max\,PWM}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.1547$$

dobitak u amplitudi od 15.47% bez izmena u energetskom delu kola.

Six-step invertor



Slika 21: Six-step invertor, označavanje prekidača.



Slika 22: Six-step invertor, stanja prekidača.

$$S4 = \overline{S1}$$

$$S6 = \overline{S3}$$

$$S2 = \overline{S5}$$

Tabela 7: Six-step invertor.

stanje	S1	S3	S5	v_{12}	v_{23}	v_{31}	v_1	v_2	v_3
1	1	0	1	V_{IN}	$-V_{IN}$	0	$\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$-\frac{2}{3}\,V_{IN}$	$\frac{1}{3}\,V_{IN}$
2	1	0	0	V_{IN}	0	$-V_{IN}$	$\frac{2}{3}\,V_{IN}$	$-\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$-\frac{1}{3}\,V_{IN}$
3	1	1	0	0	V_{IN}	$-V_{IN}$	$\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$-\frac{2}{3}\,V_{IN}$
4	0	1	0	$-V_{IN}$	V_{IN}	0	$-\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$\frac{2}{3}\,V_{IN}$	$-\frac{1}{3}\,V_{IN}$
5	0	1	1	$-V_{IN}$	0	V_{IN}	$-\frac{2}{3}\,V_{IN}$	$\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$\frac{1}{3}\,V_{IN}$
6	0	0	1	0	$-V_{IN}$	V_{IN}	$-\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$-\frac{1}{3}\,V_{IN}$	$\frac{2}{3}\,V_{IN}$

Linijski naponi:

$$V_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{IN}$$

$$V_{1RMS} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{IN}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{IN}$$

$$THD = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} \approx 31.08\%$$

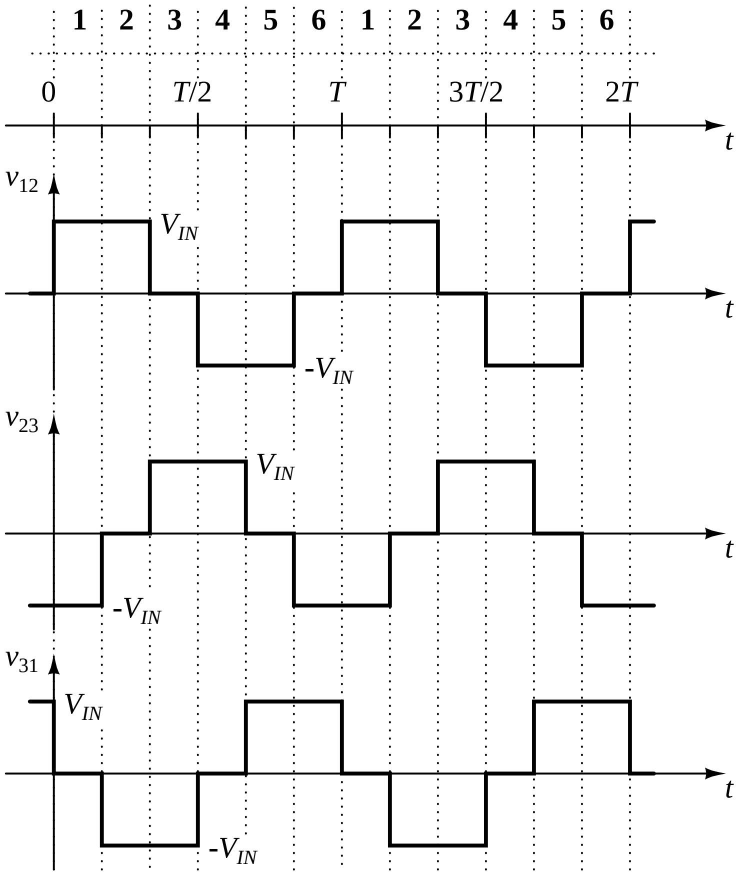
Fazni naponi:

$$V_{1m} = \frac{2}{\pi} V_{IN}$$

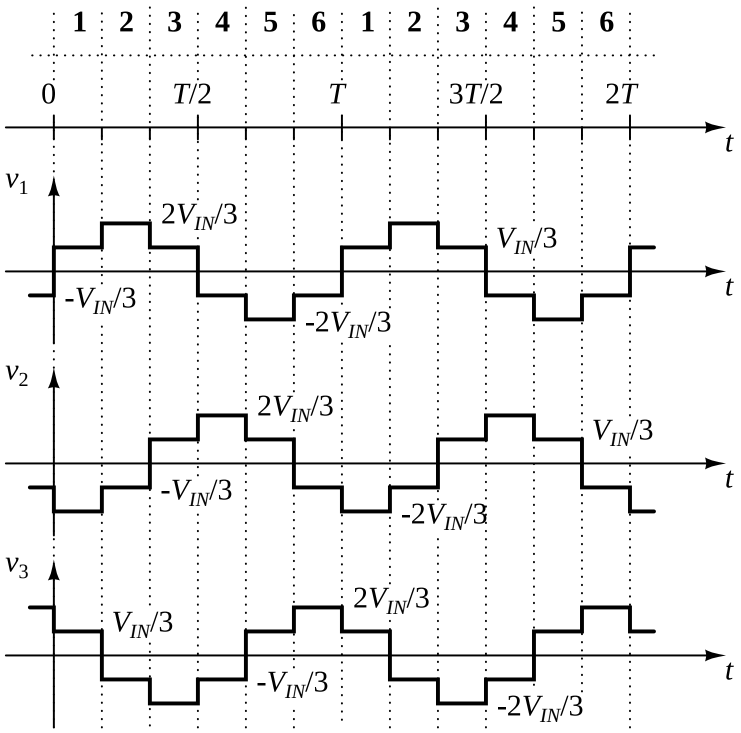
$$V_{1RMS} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{IN}$$

$$V_{RMS} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_{IN}$$

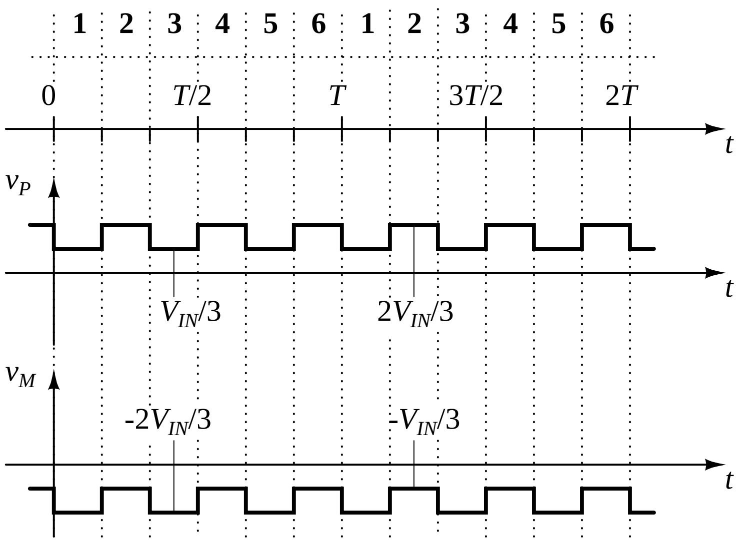
$$THD = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} \approx 31.08\%$$



Slika 23: Six-step invertor, linijski naponi.

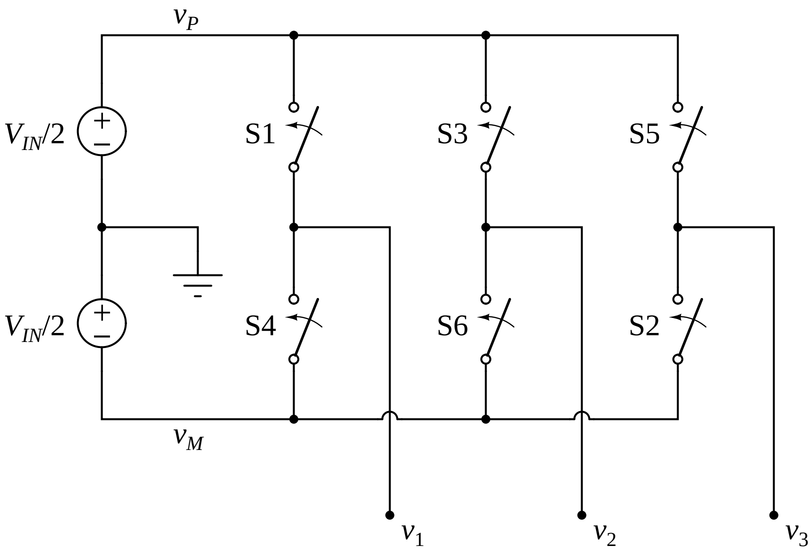


Slika 24: Six-step invertor, fazni naponi.

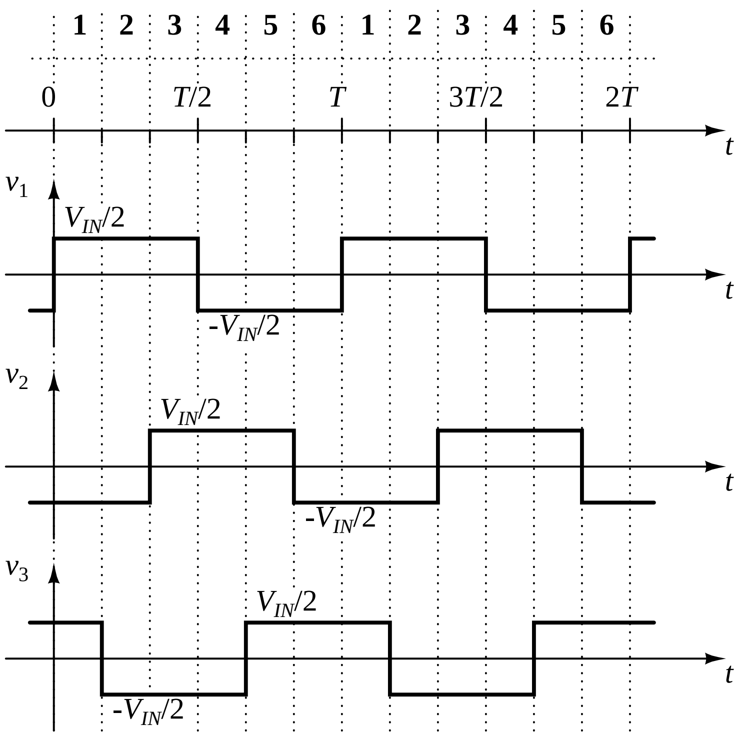


Slika 25: Six-step invertor, naponi pozitivnog i negativnog ulaznog terminala invertora.

Problem sa faznim naponima



Slika 26: Six-step invertor, uveden referentni potencijal.

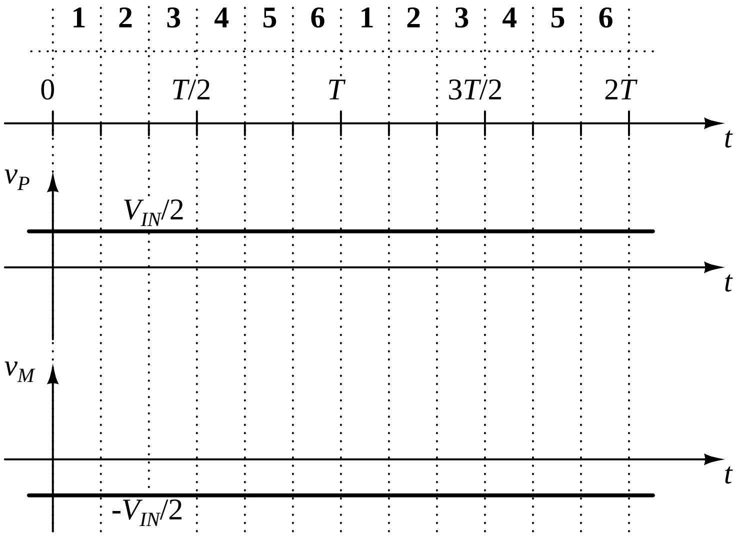


Slika 27: Six-step invertor, fazni naponi prema novom referentnom potencijalu.

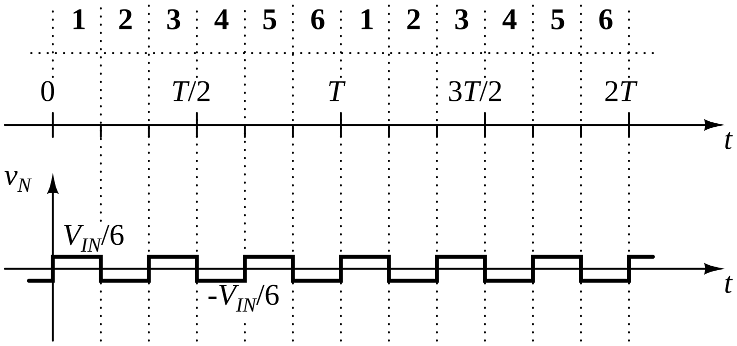
$$\underline{V}_N = \underline{V}_1 - \underline{Z}\,\underline{I}_1$$

$$\underline{V}_N = \underline{V}_2 - \underline{Z}\,\underline{I}_2$$

$$\underline{V}_N = \underline{V}_3 - \underline{Z}\,\underline{I}_3$$



Slika 28: Six-step invertor, naponi pozitivnog i negativnog ulaznog terminala invertora prema novom referentnom potencijalu.



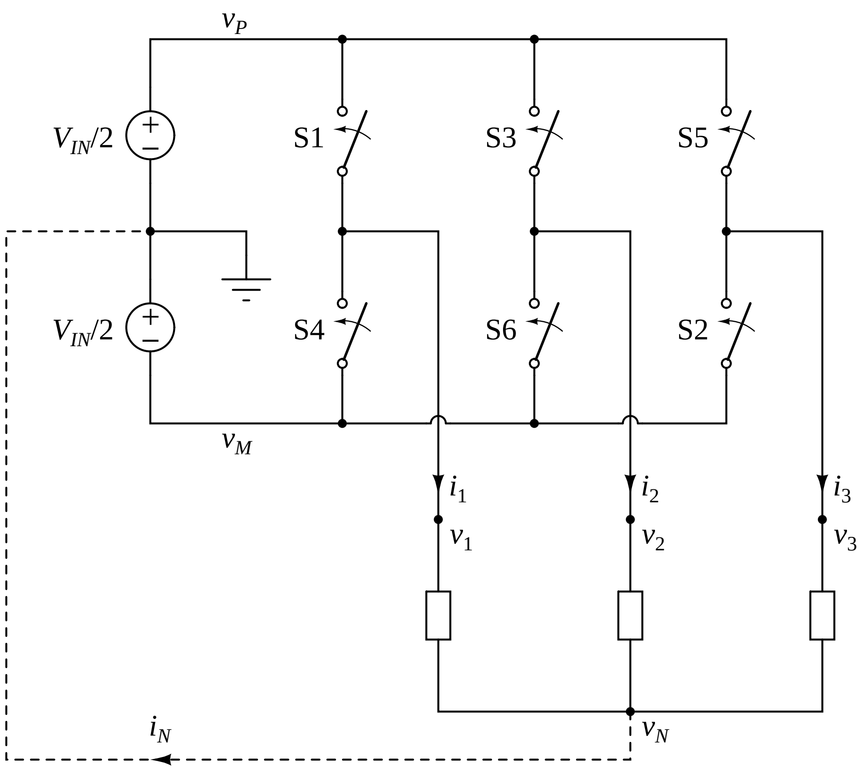
Slika 29: Six-step invertor, potencijal zvezdišta (neutrala) simetričnog linearnog potrošača prema novom referentnom potencijalu.

$$3\,\underline{V}_N = (\underline{V}_1 + \underline{V}_2 + \underline{V}_3) - \underline{Z}\,(\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3)$$

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0$$

$$\underline{V}_N = \frac{1}{3}\,(\underline{V}_1 + \underline{V}_2 + \underline{V}_3)$$

$$v_N = \frac{1}{3}\,(v_1 + v_2 + v_3)$$



Slika 30: Six-step invertor, 3-wire i 4-wire povezivanje.