

Kostengünstige Ertragssteigerung teilverschatteter PV-Stränge

R. Brace*, A. Neumann, R. Merz

Hochschule Karlsruhe, Moltkestraße 30, 76133 Karlsruhe

* corresponding author: richard.brace@hs-karlsruhe.de

KURZFASSUNG Photovoltaik-Systeme (PV-Systeme), bestehend aus mehreren PV-Modulen in Reihe mit gemeinsamen Strangstrom I_{St} sind nur temporär beschattet. Bei einer Verschattung steigern Modulwechselrichter und Poweroptimizer verglichen mit einer Bypass-Diode (D_{BP}) den Energieertrag des PV-Systems. Durch den dauerhaften Schaltbetrieb entstehen jedoch auch im unverschatteten Fall Schaltverluste. Der Low Cost Maximum Power Point Tracker (*LCMPPT*) vermeidet durch die Verwendung einer einfachen Topologie sowie kostenoptimierter Bauteile und Platine im inaktiven Betrieb ohne Verschattung diese Schaltverluste und reduziert die Verlustleistung auf rein ohmsche Verluste der verwendeten Bauteile und Platine.

EINLEITUNG

Teilverschattungen an PV-Modulen treten meist nur saisonal oder temporär durch benachbarte Objekte wie Schornsteine, Bäume, Antennen, Dachgauben o.Ä. auf. Durch den Tagesverlauf der Sonne über das Jahr bedeckt ein Teilschatten maximal die Hälfte der Zeit ein potenziell verschattetes Modul. Die übrige Zeit kann das Modul die volle Energie liefern. Heute übliche Poweroptimizer (*PO*) oder Modulwechselrichter (*MWR*) betreiben PV-Module dauerhaft in ihrem *MPP* und erhöhen den Energieertrag bei Teilverschattung im Vergleich zu Bypass-Dioden (D_{BP}). Durch den dauerhaften *MPP*-Betrieb auch ohne Verschattung verursachen *PO* und *MWR* jedoch permanente unnötige Schaltverluste. Die Steigerung des Jahresenergieertrags eines Systems durch *PO* oder *MWR* ist vom Grad der Verschattung abhängig und liegt bei geringer Modulverschattung im Bereich von lediglich 5 % - 10 % bei einem Wirkungsgrad $\eta \approx 95 - 98$ % [1],[2].

Abbildung 1 zeigt einen typischen PV-Strang aus 10 PV-Modulen in Reihe auf einem Einfamilienhaus. Die Module M_X besitzen kein Potential im Laufe des Jahres durch Objekte verschattet zu werden und geben immer ihre maximale Leistung ab. Die standardmäßig eingesetzten Bypass-Dioden sind stets inaktiv und dienen dem Schutz der PV-Module vor thermischer Zerstörung. Die Module M_Y sind temporär durch ein Nachbargebäude verschattet. Im Vergleich zu den Modulen M_X , aktivieren sich bei Verschattung der Module M_Y die *LCMPPTs* statt der sonst üblichen Bypass-Dioden und betreiben das betroffene PV-Modul M_Y unabhängig von den nicht verschatteten Modulen M_X in deren *MPP*. Dabei erfolgt die Aktivierung der *LCMPPTs* analog zur Bypass-Diode durch die globale *MPP*-Suche des Strangwechselrichters, ohne zusätzlich erforderliche Kommunikation der Module untereinander. Der inaktive Betrieb des *LCMPPT* erlaubt eine wirkungsgrad- und gleichzeitig kostenoptimierte Elektronik ohne Schalt- oder Kommunikationsverluste ohne Verschattung und erreicht Wirkungsgrade > 99 %. Die Verlustleistung des *LCMPPT* ohne Teilverschattung verringern sich auf die ohmschen Verluste der einzelnen Bauteile. Somit beeinträchtigt der *LCMPPT* ohne unnötige Schaltverluste und ohne erforderliche

Kommunikation [1], [3], [4] ein PV-System kaum. Die Simulation und Berechnung der ohmschen Verluste berücksichtigen jedoch nur die Verlustleistungen der auf der Platine des *LCMPPT* verwendeten Bauteile. Zusätzlich zu der Verlustleistung der Bauteile spielen die Leitungswiderstände eine nicht vernachlässigbare Rolle für den realen Wirkungsgrad des *LCMPPT*. Die Ermittlung dieser Verlustleistungen kann durch präzise Messung eine Optimierung des Layouts und des Wirkungsgrads ermöglichen.

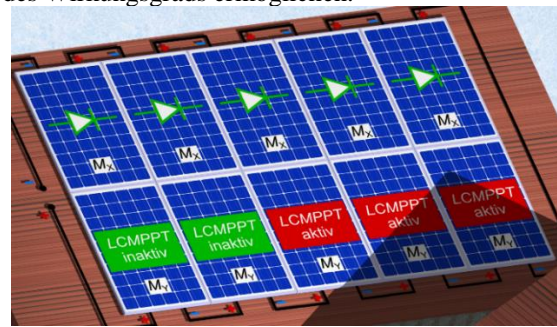


Abbildung 1: PV-Strang aus 10 PV-Modulen in Reihe auf einem Einfamilienhaus. Module M_X ohne Verschattungspotential sind zum Schutz mit Bypass-Dioden ausgerüstet. Bei temporär verschatteten Modulen M_Y betreibt der *LCMPPT* die Module individuell am *MPP*. Ohne Schatten verursacht der inaktive *LCMPPT* minimale Verluste.

FUNKTION

Abbildung 2 zeigt den *LCMPPT* basierend auf der Topologie eines synchrone schaltenden Tiefsetzstellers. Die Anordnung der Schalter SW_1 und SW_2 erlaubt den Betrieb des *LCMPPT* mit $d = 100$ % trotz Verwendung von zwei kostengünstigeren Silizium basierter n-Kanal MOSFETs und die einfache Topologie ermöglicht

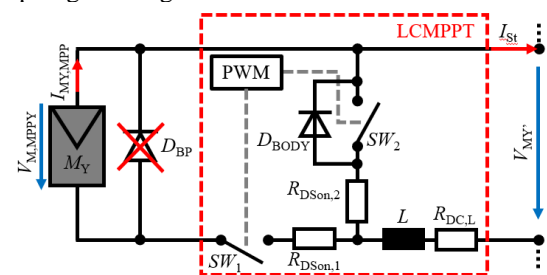


Abbildung 2: Verschattetes Modul M_Y mit *LCMPPT* in Tiefsetzsteller-Topologie anstelle D_{BP} . *PWM*-Signal gleicht $I_{MY} = I_{MY,MPP} = d I_{St}$ über den

duty cycle d an. Betrieb M_Y bei $V_{MY} = V_{MY,MPPT}$ möglich.

Hardwarekosten $K_H < 5 \text{ €}$ für den *LCMPPT*. Die Body-Diode D_{BODY} des MOSFET-Schalters SW_2 arbeitet im inaktiven Betrieb ähnlich der Bypass-Diode D_{BP} des Moduls M_Y . Analog zur Bypass-Diode aktiviert die globale *MPP*-Suche des Strangwechselrichters den *MPP*-Tracker (*MPPT*) des *LCMPPT* ohne Bedarf einer Kommunikation [2,3]. Im aktiven Betrieb regelt das pulsweitenmodulierte (PWM) Signal eines μC mit dem duty cycle $d = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ den Modulstrom $I_{MY} = I_{MY,MPP} = d I_{St}$ und schaltet die Schalter SW_1 und SW_2 periodisch. Für die Zeit T_{on} ist Schalter SW_1 geschlossen und Schalter SW_2 offen. Für die Zeitdauer T_{off} ist SW_1 geöffnet und der geschlossene Schalter SW_2 minimiert den Spannungsabfall über der Body-Diode D_{Body} . Das Modul M_Y arbeitet bei optimalem duty cycle $d = d_{MPP}$ an seinem *MPP* bei der Spannung $V_{MY} = V_{MY,MPP} > 0 \text{ V}$ und gibt die maximale Leistung $P_{MY,MPP} = d_{MPP} I_{St} V_{MY,MPP}$ ab. Ohne Verschattung ist der *LCMPPT* inaktiv und der Schalter SW_1 ist durch $d = 100 \%$ dauerhaft geschlossen. Dabei reduzieren sich die Verluste des inaktiven *LCMPPT* auf die Leitungsverluste der Induktivität L und des Schalters SW_1 [5]. Abbildung 3 beschreibt die Aktivierung und Deaktivierung des *LCMPPT*. Die Aktivierung des *LCMPPT* erfolgt analog zur Aktivierung der Bypass-Diode D_{BP} durch die globale *MPP*-Suche des Strangwechselrichters. Die globale *MPP*-Suche aktiviert D_{BODY} und die Spannung $V_{MY} < V_{th}$ startet das lokale *MPPT* des *LCMPPT*. Verschwindet der Schatten, steigt der duty cycle $d \geq d_{th}$ und erreicht einen oberen Schwellwert d_{th} , und der *LCMPPT* geht wieder in den inaktiven Betrieb über und spart die Schaltverluste.

VERLUSTLEISTUNG

Die Berechnung der Verlustleistung im inaktiven Betrieb berücksichtigt bisher nur die Bauteile SW_1 und L .

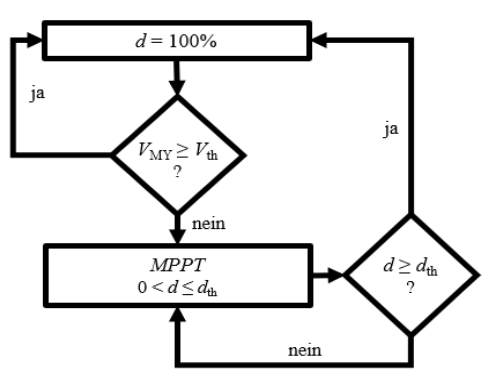


Abbildung 3: Aktiviert führt der *LCMPPT*-Algorithmus eine individuelle *MPP*-Suche durch und regelt den duty cycle d in Abhängigkeit des Grads der Verschattung. Gilt $d \geq d_{th}$, geht der *LCMPPT* in den inaktiven Betrieb über.

Abbildung 4 unterteilt den Hauptstrompfad des *LCMPPT* mit sieben Knoten. Eine Knotenpotentialanalyse mit Bezugsknoten M erlaubt eine genaue Analyse und Zuordnung DC-Verlustleistung des *LCMPPT* im inaktiven Betrieb. Ein Voltmeter misst die vom Strangstrom I_{St} abhängigen Spannungen $V_A, V_B, V_C, V_D, V_E, V_F$ und V_G der Knoten A, B, C, D, E, F und G zum Bezugsknoten M.

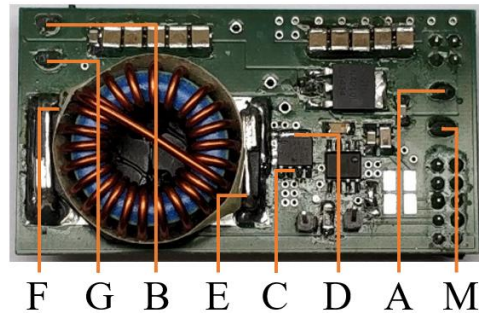


Abbildung 4: Die Messpunkte auf der Platine des *LCMPPT*-Prototyp erlauben eine präzise Messung der individuellen Knotenpotentiale

Abbildung 5 zeigt das zugehörige Gleichstromersatzschaltbild des *LCMPPT* für den inaktiven Betrieb unter Berücksichtigung der real auftretenden Ersatzwiderstände zwischen den Knoten. Der Widerstand R_{CM} berücksichtigt die Kupferbahn auf der Platine zwischen dem Modulanschluss und dem Source-Pad des MOSFET-Schalters SW_1 an Knoten C sowie die Lötstelle zur Kontaktierung von SW_1 .

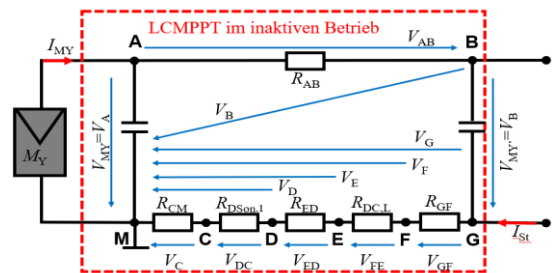


Abbildung 5: Der inaktive Betrieb des *LCMPPT* erlaubt ein Gleichstromersatzschaltbild aus rein ohmschen Bauteilen. Potentiale und Potentialdifferenzen erlauben eine präzise Bestimmung der Gleichspannungs- und Leiterbahnverluste.

Die Kontaktierung der Platine selbst sowie Zuleitungsverluste zur Platine bleiben unberücksichtigt. Durch die Messung direkt am Source-Pin an Knoten C und direkt am Drain-Pin an Knoten D des Schalters SW_1 ergibt sich eine präzise Messung des Einschaltwiderstandes $R_{DSon,1}$, ohne parasitäre Widerstände. Der Widerstand R_{DE} berücksichtigt die Lötstelle und den Übergangswiderstand des Drain-Anschlusses von

Schalter SW_1 , sowie die Lötstelle und den Übergangswiderstand des mit dem Drain-Pin verbundenen Anschlusses der Induktivität L an Knoten E sowie die Leiterbahn dazwischen. Der Widerstand R_{FG} berücksichtigt die Lötstellen und Übergangswiderstände des ausgangsseitigen Anschlusses der Induktivität L , die Leiterbahn zur Ausgangsklemme an Knoten G , sowie deren Übergangswiderstände und Lötstellen. Durch die Messung direkt an den Pins der Induktivität L lässt sich der Gleichspannungswiderstand $R_{DC,L}$ präzise ermitteln. Der Widerstand R_{AB} berücksichtigt die Lötstellen der Eingangsklemme am Knoten A sowie dessen Übergangswiderstand, die Lötstellen der Ausgangsklemme am Knoten B und dessen Übergangswiderstand.

Der Strangstrom I_{St} verursacht über den Widerstand R_{AB} den Spannungsabfall $V_{AB,mess} = (V_A - V_B) = I_{St}R_{AB}$, über R_{CM} $V_C = R_{CM}I_{St}$, über R_{ED} $V_{ED,mess} = (V_E - V_D) = R_{ED}I_{St}$, und über R_{GF} $V_{GF,mess} = (V_G - V_F) = R_{GF}I_{St}$. Nach dem gleichen Prinzip berechnen ergeben sich die bei Simulationen bereits berücksichtigten Verlustspannungen $V_{DC,mess} = (V_D - V_C) = I_{St}R_{D_{Son,1}}$ durch den Bahnwiderstand $R_{D_{Son,1}}$ von SW_1 zwischen den Knoten C und D und $V_{FE,mess} = (V_F - V_E) = I_{St}R_{DC,L}$ zwischen den Knoten E und F durch den DC-Widerstand $R_{DC,L}$ der Drossel L .

Abbildung 6 vergleicht die simulierten Spannungsabfälle $V_{DS,sim}$ und $V_{DC,sim}$ mit den gemessenen Differenzspannungen $V_{DS,mess}$ und $V_{DC,mess}$ und ermittelt die Widerstände $R_{AB} = V_{AB,fit}/I_{St}$, $R_{CM} = V_{C,fit}/I_{St}$, $R_{ED} = V_{ED,fit}/I_{St}$ und $R_{GF} = V_{GF,fit}/I_{St}$ durch angleichen der berechneten Spannungsabfälle $V_{AB,fit} = R_{AB}I_{St}$, $V_{C,fit} = R_{CM}I_{St}$, $V_{ED,fit} = R_{ED}I_{St}$ und $V_{GF,fit} = R_{GF}I_{St}$ an die jeweils Spannungsabfälle $V_{AB,mess}$, $V_{C,mess}$, $V_{ED,mess}$ und $V_{GF,mess}$. Der Spannungsabfall zwischen den Knoten E und D bzw. F und G ändert sich mit steigendem Strangstrom kaum. Durch die präzise Messung des Spannungsabfalls V_{DC} über den MOSFET-Schalter SW_1 und V_{FE} über die Induktivität L bestätigen sich die Widerstände $R_{D_{Son,1}}$ und $R_{DC,L}$ aus der Simulation und den Datenblättern der Bauteile mit $R_{D_{Son,1,mess}} = 4,49m\Omega$ und $R_{DC,L,mess} = 9,47m\Omega$ [6], [7]. Abbildung 7 zeigt die simulierten und aus der Spannungsmessung berechneten Verlustleistungen $P_{V,RD_{Son,1}} = V_{DS} I_{St} = R_{D_{Son,1}} (I_{St})^2$ des MOSFET-Schalters SW_1 , sowie $P_{V,DCL} = R_{DC,L} (I_{St})^2$ der Induktivität L , und die Verlustleistung über die Leiterbahnen, Kontakte, Lötstellen und Übergangswiderständen

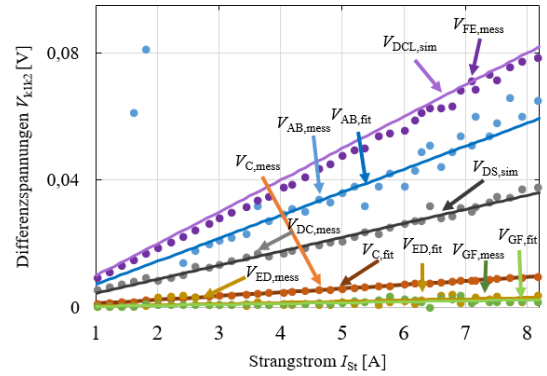


Abbildung 6: Die gemessenen und simulierten Differenzspannungen V_{AB} , V_C , V_{ED} und V_{GF} , sowie die Drain-Source Spannung V_{DS} des Schalters SW_1 und der Spannung V_{DCL} über die Induktivität L steigen nach dem ohmschen Gesetz linear mit dem Strangstrom I_{St} .

$P_{V,circuit} = (R_{AB} + R_{CM} + R_{ED} + R_{GF}) (I_{St})^2 = R_{circuit} (I_{St})^2$. Der Stromfluss durch den LCMPT erzeugt eine mit dem Strangstrom I_{St} quadratisch ansteigende Verlustleistung

$P_{V,IA} = (R_{DC,L} + R_{D_{Son,1}} + R_{circuit}) (I_{St})^2 = R_{ges} I_{St}^2$ im inaktiven Betrieb. Durch die aus den Messwerten ermittelte Verlustleistung $P_{V,circuit,mess}$ ist die Berechnung des Gesamtverlustes $P_{V,IA,mess}$ möglich. Als Vergleich dienen die simulierten Verlustleistungen $P_{V,RD_{Son,1,sim}}$ und $P_{V,DCL,sim}$. Die Hauptverluste an der Platine entstehen an der Induktivität L und an der stromführenden Leitung zwischen Knoten A und B mit dem Leitungswiderstand R_{AB} . Die Verluste über den MOSFET-Schalter SW_1 und den Leitungswiderständen R_{CM} , R_{ED} und R_{GF} erlauben Spielraum für Optimierung des LCMPT auf einen höheren Wirkungsgrad im aktiven Betrieb.

Die gemessenen Verlustleistungen entsprechen den Simulation ermittelten Verlustleistungen.

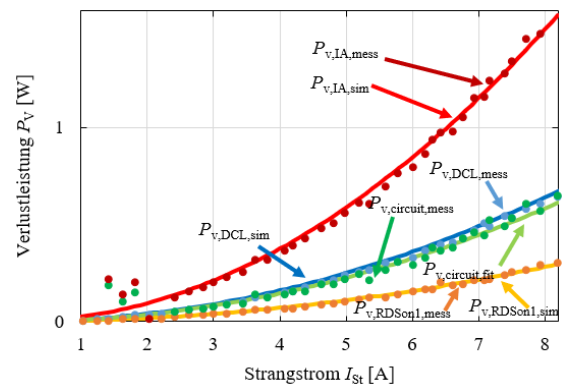


Abbildung 7: Der Stromfluss durch die ohmschen Widerstände $R_{DC,L}$ und $R_{D_{Son,1}}$ sowie dem gesamten Leiterbahnwiderstand $R_{circuit}$ erzeugt eine mit dem Strangstrom I_{St} quadratisch ansteigende Verlustleistung

$P_{V,IA} = (R_{DC,L} + R_{D_{Son,1}} + R_{circuit}) (I_{St})^2$ im inaktiven Betrieb.

Abbildung 8 vergleicht den realen Wirkungsgrad $\eta_{IA,mess} = (V_{BG} I_{St}) / (V_A I_{St}) = (V_A I_{St} - R_{ges} (I_{St})^2) / (V_A I_{St})$ berechnet aus den Messergebnissen des LCMPPPT-Prototyps mit dem simulierten Wirkungsgrad $\eta_{IA,sim}$. Der Vergleich zeigt die Abhängigkeit des Wirkungsgrads von der Höhe des Strangstroms I_{St} . Gegenüber üblichen Modulwechselrichtern und Poweroptimizern erlaubt der inaktive Betrieb des LCMPPPT ohne Schaltverluste eine Senkung der Verlustleistung bei unverschatteten PV-Modulen.

Geeignete Optimierung des Platinenlayouts erlaubt die Reduktion der Leiterbahnverluste auf ein Minimum und ermöglicht einen optimierten Wirkungsgrad $\eta_{IA,opt} > 99,5\%$ im inaktiven Betrieb.

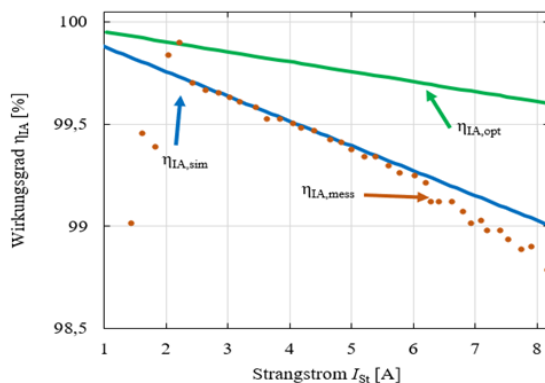


Abbildung 8: Wirkungsgrad $\eta_{IA,mess}$ des LCMPPPT-Prototyps im inaktiven Betrieb verglichen mit dem theoretisch ermittelten Wirkungsgrad $\eta_{IA,sim}$. Ohne die Schaltverluste im aktiven Betrieb erreicht der LCMPPPT Spitzenwirkungsgrade $> 99\%$.

ZUSAMMENFASSUNG

Der inaktive Betrieb des LCMPPPT erlaubt einen optimalen Wirkungsgrad ohne Schaltverluste bei unverschatteten Modulen im Vergleich zu üblichen PO und MWR. Die Verlustleistung des LCMPPPT im inaktiven Betrieb konzentriert sich hierbei nur auf die ohmschen Verluste der Induktivität L , des Schalters $SW1$ und der Leiterbahnen der Platine. Die Messung der Knotenpotenziale direkt an den Bauteilen schafft eine präzise Bestimmung der Verluste, bei denen der LCMPPPT in der Theorie und der Praxis Wirkungsgrade $> 99\%$ erreicht. Die Verwendung von zwei kostengünstigeren Silizium basierten n-Kanal MOSFETs und der einfachen Topologie sowie einer günstigen 2-lagigen Platine realisiert Hardwarekosten $K_H < 5\text{ €}$.

Der LCMPPPT ermöglicht durch Optimierung des Layouts zur Reduktion der Leitungsverluste Spitzenwirkungsgrade $> 99,5\%$

QUELLEN

- [1] D. Stellbogen, P. Lechner, M. Senger, in proc. 32nd EUPVSEC, (WIP, Munich 2016), p. 1508
- [2] SolarEdge, Datasheet P300 Leistungsoptimierer, Apr.

2017

- [3] R. Merz, Patent DE 10 2011 111 255B4
- [4] S. Krauter & J. Bendfeld, in proc. 33rd (WIP, Munich, 2017), to be published
- [5] T. Czarniecki, A. Schneck, R. Merz, in proc. 32nd EUPVSEC, edited by M. TOPIĆ, N. Taylor, P. Helm (WIP, Munich, 2016), p. 1641
- [6] NXP Semiconductors, "N-channel LPAK 40 V 5.7 mΩ standard level MOSFET," PSMN5R8-40YS datasheet, Revised Oct. 2010
- [7] Bourns, "PM2120 Series - High Current SMD Power Inductors," PM2120 datasheet, Revised Dec. 2017